

*Усуг*



# В ПОМОЩЬ РАДИО ЛЮБИТЕЛЮ

А. А. КОЛОСОВ

УСИЛИТЕЛЬ  
ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ  
СУПЕРГЕТЕРОДИНА



---

СВЯЗЬРАДИОИЗДАТ 1938

А. А. КОЛОСОВ

УСИЛИТЕЛЬ  
ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ  
СУПЕРГЕТЕРОДИНА

ГОСУДАРСТВЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО ЛИТЕРАТУРЫ  
ПО ВОПРОСАМ СВЯЗИ И РАДИО  
МОСКВА, 1938

## СОДЕРЖАНИЕ

1. Назначение усилителя промежуточной частоты . . . . .	3
2. Выбор промежуточной частоты . . . . .	4
3. Схемы усилителей промежуточной частоты . . . . .	5
4. Сильная и слабая связь в полосовых усилителях . . . . .	7
5. Основные расчетные формулы для полосовых усилителей . . . . .	8
6. Конструкция фильтров усилителей промежуточной частоты . . . . .	14
7. Усилители промежуточной частоты с переменной избирательностью . . . . .	17

---

Ответственный редактор *Г. Гинкин*. Редактор *С. А. Бажанов*. Техн. редактор *Л. Школьников*.

Сдано в набор 15 июня 1938 г. Подписано к печати 20 октября 1938 г. Формат  $\frac{1}{4}$  доля 60×92 см.  
Объем 1,25 печ. л.—1,5 уч. авт. л. Тираж 10 000 экз. Изд. № 51/1130. Уполн. Главлита № Б-54308

Школа ФЗУ ОГИЗа треста «Полиграфкига». Москва, Хохловский пер., 7.

Зак. № 1655.

## УСИЛИТЕЛЬ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

### 1. Назначение усилителя промежуточной частоты

Супергетеродинные приемники находят с каждым годом все более широкое распространение. Ряд типов приемников, выпущенных за последние годы нашей промышленностью, относится к супергетеродинному типу (ЦРЛ-10, ЦРЛ-10-К, СВД, 6Н-1). Поэтому естественен тот интерес, который проявляется к работе супергетеродинной схемы со стороны широких слоев радиолюбителей и радиослушателей.

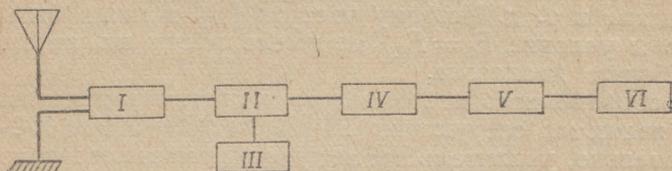


Рис. 1. Скелетная схема супергетеродина

- I — предварительный усилитель высокой частоты,
- II — первый детектор и смеситель,
- III — гетеродин,
- IV — усилитель промежуточной частоты,
- V — второй детектор,
- VI — усилитель низкой частоты.

Одним из важнейших элементов супергетеродина является усилитель промежуточной частоты, разбору работы которого и посвящена настоящая брошюра.

Как известно, в супергетеродинном приемнике (рис. 1) модулированные сигналы станции сперва усиливаются на принимаемой частоте, а затем с помощью преобразователя превращаются в модулированные колебания промежуточной частоты. Особенность супергетеродина заключается в том, что какова бы ни была частота входящих сигналов  $F_0$ , промежуточная частота  $F_{пр}$  всегда остается одной и той же.

Таким образом, промежуточный усилитель супергетеродина представляет собою, в сущности говоря, усилитель высокой частоты, работающий на фиксированной частоте  $F_{пр}$ . Правильный выбор этой частоты  $F_{пр}$  имеет весьма существенное значение для работы супергетеродина. Поэтому с разбора данного вопроса мы и начнем.

## 2. Выбор промежуточной частоты

При выборе частоты  $F_{np}$ , на которую настроен наш промежуточный усилитель, мы должны соблюдать следующие основные условия:

а) промежуточная частота должна быть выбрана вне пределов рабочего диапазона;

б) сделанный нами выбор промежуточной частоты должен обеспечить достаточную избирательность и усиление приемника;

в) частота  $F_{np}$  не должна совпадать с частотой какой-либо мощной передающей станции или с ее гармониками.

Разберем более подробно перечисленные условия.

Поскольку работа супера заключается в преобразовании принимаемой частоты в какую-то другую промежуточную частоту, очевидно, что во всем рабочем спектре частот принимаемая частота не должна совпадать с промежуточной  $F_{np}$ . В противном случае на частоте  $F_0 = F_{np}$  и в области, близкой к этой частоте, нормальная работа приемника будет нарушена, причем возникнут сильные нелинейные искажения, появится возможность самовозбуждения и т. д. Поэтому частота  $F_{np}$  должна быть выбрана так, чтобы условие  $F_0 = F_{np}$  не имело места ни на каком участке рабочего диапазона.

Для современного всеволнового приемника типовыми диапазонами являются следующие: 16—50 м, 200—550 м, 720—2000 м. Следовательно, усилитель промежуточной частоты можно настраивать либо на волны короче 16 м, либо на одну из волн в провале диапазона 50—200 м или 550—720 м, либо, наконец, на волны длиннее 2000 м. Имеющийся опыт в области конструирования приемников говорит за то, что наиболее рационально для всеволновых приемников выбирать промежуточную частоту в провале диапазона 550—700 м, т. е. на частотах 415—545 кгц. Огромное большинство фабричной современной аппаратуры имеет промежуточную частоту, лежащую в этих пределах. Такой выбор промежуточной частоты объясняется возможностью получить при этом достаточную величину усиления и избирательности как на длинных, так и на коротких волнах.

Не имея возможности останавливаться детально на последнем вопросе, отметим лишь следующее. Если выбирать более высокую промежуточную частоту, то это можно сделать только либо в провале диапазона 50—200 м, либо на волнах короче 16 м. В обоих случаях мы получим заметный проигрыш в усилении, так как чем короче волна, тем труднее получить достаточную величину устойчивого усиления. Кроме того, что еще важнее, избирательность усилителя в отношении станций, близких по частоте к принимаемой, сильно упадет. Последнее будет вызвано тем, что при том же качестве контуров избирательность получается тем меньше, чем короче волна.

Другая возможность заключается в том, чтобы выбрать  $F_{np}$  на частотах ниже 150 кГц ( $\lambda_{np} > 2000$  м). При таком выборе промежуточной частоты можно будет получить хорошие результаты в отношении чувствительности и избирательности; однако, трудно будет отстроиться от специфических для супера помех со стороны станции зеркального канала. Как известно, частота станции зеркального канала отличается от принимаемой на удвоенную промежуточную частоту ( $2 F_{np}$ ). Поэтому, чем ниже будет промежуточная частота, тем ближе к принимаемой окажется станция зеркального канала и тем труднее будет от нее отстроиться, особенно на коротких волнах.

Таким образом, для всеволнового приемника оказывается наиболее рациональным выбирать промежуточную частоту в провале диапазона 415—550 кГц. Выбирать промежуточную частоту следует, примерно, в средней части провала диапазона с тем, чтобы обеспечить большую устойчивость работы. Обычно промежуточную частоту берут в пределах от 450—480 кГц. Например, приемник СВД-1 имеет промежуточную частоту 465 кГц, приемник 6Н-1 — около 460 кГц. Для приемников неволновых  $F_{np}$  часто берут 110—115 кГц. Как уже указывалось, при выборе промежуточной частоты нужно следить за тем, чтобы она не попадала на частоту мощного передатчика или на его гармоники, так как иначе неизбежны сильные помехи при работе вблизи от этого передатчика.

### 3. Схемы усилителей промежуточной частоты

Промежуточный усилитель, так же как и всякий усилитель высокой частоты, может быть в принципе выполнен по любой схеме. На практике, однако, вследствие ряда перечисленных ниже обстоятельств, широкое применение получили лишь схемы так называемых полосовых усилителей. Полосовыми усилителями называют резонансные усилители с двумя связанными между собой контурами. Они могут быть выполнены по довольно разнообразным схемам, основные варианты которых представлены на рисунках 2—7. В схемах рисунков 4 и 5 элемент связи  $X_m$  может представлять собою емкость или индуктивность, или же, наконец, соединение емкости с индуктивностью.

При работе на одной фиксированной частоте все приведенные нами схемы равноценны в отношении своих электрических данных. Их преимущества и недостатки определяются лишь конструктивными и практическими соображениями, причем лучшей схемой следует считать ту, которая наиболее проста и дешева при своем практическом осуществлении.

В последнем отношении схемы рис. 6 и 7, с индуктивной связью между контурами, имеют явное преимущество. Связь в этом случае может быть осуществлена между двумя катушками контуров, расположенных на общем каркасе и заключенных в общий экран,

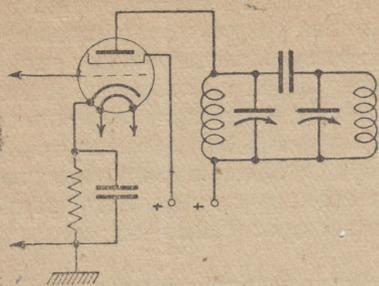


Рис. 2. Схема усилителя с непосредственным включением полосового фильтра с емкостной связью.

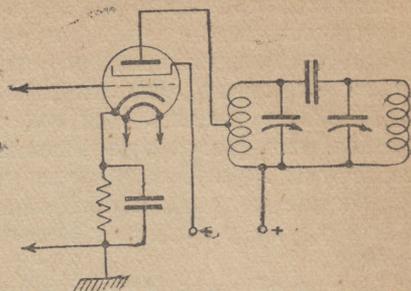


Рис. 3. Схема усилителя с автотрансформаторным включением полосового фильтра с емкостной связью.

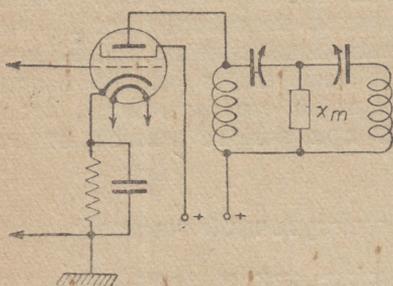


Рис. 4. Усилитель с непосредственным включением полосового фильтра.

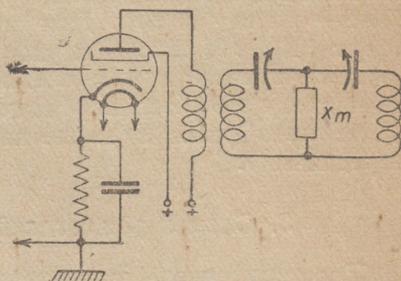


Рис. 5. Усилитель с трансформаторным включением полосового фильтра.

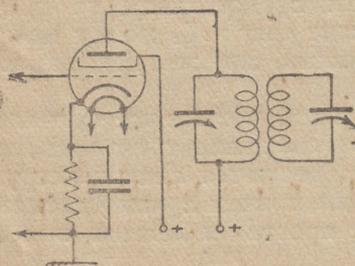


Рис. 6. Усилитель с полосовым фильтром, имеющим индуктивную связь.

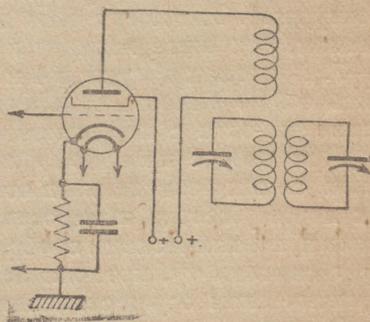


Рис. 7. Усилитель с трансформаторным включением индуктивного фильтра.

в то время как в других схемах требуется экранировать каждый контур фильтра отдельно и, кроме того, иметь специальный элемент связи. Вследствие этого, в огромном большинстве приемников используются схемы с индуктивной связью (рис. 6 и 7).

В современных супергетеродинах полосовые усилители используются почти исключительно в усилителях промежуточной частоты, так как здесь, при работе на фиксированной частоте, не требуется переменных конденсаторов. Благодаря этому конструкция контуров может быть выполнена весьма просто и дешево.

Преимущество полосового усилителя, по сравнению с усилителем, имеющим одиночные контуры, состоит, в первую очередь, в большей избирательности, каковая достигается за счет увеличения числа настроенных контуров. Второе существенное достоинство полосового усилителя заключается в лучшей форме его резонансной кривой. Для того, чтобы более детально уяснить себе этот вопрос, нам придется вкратце остановиться на простейших свойствах связанных цепей.

#### 4. Сильная и слабая связь в полосовых усилителях

Форма резонансной кривой полосового усилителя зависит от двух факторов: от декремента контуров и от величины связи. Если мы возьмем контуры определенного декремента и будем изменять связь между ними (например, сближая между собою катушки), то форма резонансной кривой усилителя будет изменяться

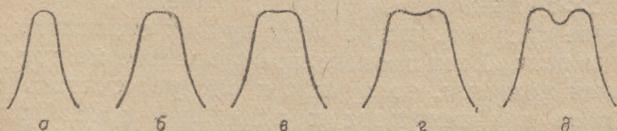


Рис. 8. Влияние величины связи на форму резонансной кривой полосового усилителя:

а) и б) — связь меньше критической, в) — критическая связь, г) и д) — связь больше критической.

следующим образом. При очень слабой связи контуры практически не будут оказывать взаимного влияния на параметры и кривая получится одnogорбой (рис. 8а).

По мере увеличения связи, контуры все сильнее будут влиять друг на друга. Это явление выразится в том, что в каждый из контуров окажется внесенной некоторая активная составляющая  $\Delta R$  и реактивная составляющая  $\Delta X$ . Внесение величины  $\Delta X$  вызовет изменение собственной резонансной частоты контуров фильтра, причем резонансные кривые отдельных контуров окажутся сдвинутыми друг относительно друга. Суммарная резонансная кривая фильтра представляет собою произведение резонансных кривых отдельных контуров. Вследствие того, что при увеличении

связи сопротивление потерь контуров фильтра возрастает (благодаря вносимому  $\Delta R$ ), а их резонансные кривые смещаются, верхушка суммарной резонансной кривой фильтра становится все более плоской (рис. 8б). При определенной величине связи, которую принято называть критической, одnogорбые кривые начинают приобретать двугорбый характер. При этом чем больше связь, тем сильнее выражена степень двугорбости (рис. 8г и 8д).

Разберем вопрос о том, какая форма резонансных кривых для нас более желательна: одnogорбая или двугорбая. Очевидно, что идеальной формой резонансной кривой будет прямоугольник с верхушкой, имеющей полосу  $2\Delta F$ , где  $\Delta F$ —полоса модуляционных частот (рис. 9). Подобная резонансная кривая обеспечит неискаженное пропускание всех модуля-

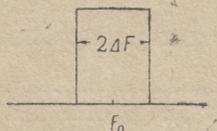


Рис. 9. Идеальная резонансная кривая.

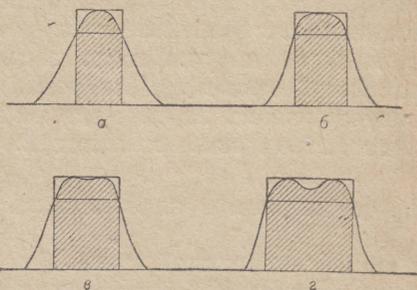


Рис. 10. Сравнение различных резонансных кривых с идеальной резонансной кривой.

ционных частот, лежащих в пределах канала принимаемой станции, и полное срезание частот всех других станций, лежащих за пределами канала. Если производить сравнение между реальными резонансными кривыми, то лучшими следует считать те из них, которые более приближаются к идеальной кривой рис. 9. Кривая одиночного контура весьма далека от идеальной (рис. 10а); полосовой фильтр со слабой связью уже заметно лучше в этом отношении (рис. 10б). Еще лучшие результаты получаются при использовании фильтра с критической связью или же со связью выше критической (рис. 10в и 10г); здесь уже резонансные кривые оказываются довольно близкими к идеальным.

Итак, существенным преимуществом полосовых усилителей является не только достаточная величина избирательности, но и сочетание большей избирательности с хорошей формой резонансной кривой, т. е. со сравнительно равномерным воспроизведением модуляционных частот.

## 5. Основные расчетные формулы для полосовых усилителей

Расчет усилителя промежуточной частоты на полосовых фильтрах может быть выполнен по сравнительно несложным формулам. Мы здесь дадим только формулы для наиболее практически важного случая, а именно для случая индуктивной связи между

контурами фильтра. При этом мы для большей общности предположим, что фильтр связан с усилительной лампой трансформаторно или автотрансформаторно (рис. 11а и 11б). Отметим, что оба приведенных на рис. 11 варианта схем при равной величине

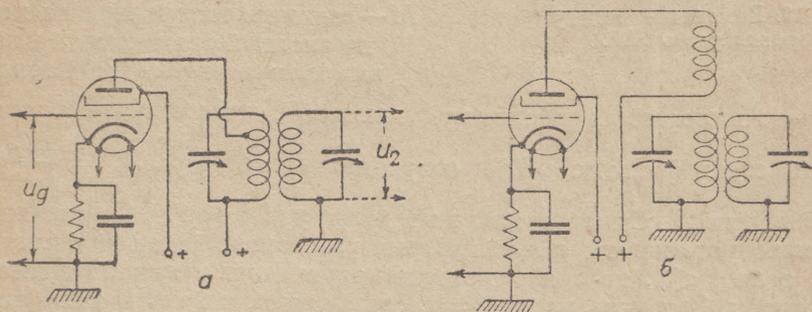


Рис. 11. Автотрансформаторная (а) и трансформаторная (б) схема положительного усилителя с индуктивной связью.

взаимоиндукции  $M$  равноценны в отношении токов высокой частоты. Очевидно, что схему непосредственного включения полосового фильтра (рис. 4) можно рассматривать, как частный случай схемы рис. 11а.

Современные лампы обладают большой величиной внутреннего сопротивления  $R_i$ , по сравнению с которым сопротивление нагрузки можно считать достаточно малым. Кроме того, в фильтре принято брать равные индуктивности  $L$  и емкости  $C$  контуров, благодаря чему автоматически сопротивления потерь  $R$  оказываются также примерно равными.

В этом случае для схем рис. 11 могут быть даны следующие расчетные формулы.

Коэффициент усиления каскада  $K_0$  при резонансе, т. е. отношение напряжения  $U_2$ , действующего на конденсаторе второго контура, к напряжению  $U_g$ , подводимому к сетке усилительной лампы, ( $K_0 = \frac{U_2}{U_g}$ ) будет равно:

$$K_0 = SZ_0 \frac{\beta}{1 + \beta^2} \cdot \frac{M}{L} \cdot 10^{-3}$$

В этой формуле:

$S$  — крутизна усилительной лампы в рабочей точке в  $ma/v$  (определяется из таблиц или по характеристике).

$Z_0 = \frac{L}{CR}$  — динамическое сопротивление контура, выраженное в  $омах$ ,

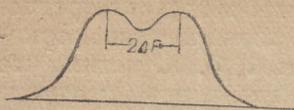


Рис. 12. Расстояние между горбами равно  $2\Delta F$ .

$L$  — индуктивность в генри,  
 $C$  — емкость в фарадах,  
 $R$  — сопротивление потерь в омах,  
 для одного контура фильтра:  
 $M$  — взаимная индуктивность между анодной цепью лампы и первым контуром фильтра (в генри).

$\beta$  — некоторый коэффициент, дающий отношение сопротивления связи фильтра  $\omega M$  к сопротивлению потерь  $R$ ;  $\beta = \frac{\omega M}{R}$ .

Величина  $\beta$  обычно лежит в пределах от 0,5 до 2,5. По значению  $\beta$  можно установить, какова форма резонансной кривой фильтра. Так, если  $\beta < 1$ , то связь меньше критической и кривые фильтра одnogорбы. В случае, когда  $\beta = 1$ , связь соответствует критической. Наконец, при  $\beta > 1$  связь выше критической и кривые имеют двугорбый характер.

Коэффициент усиления каскада с непосредственным включением первичной обмотки в анодную цепь может быть подсчитан по той же формуле (отношение  $\frac{M}{L}$  надо положить равным 1). Наибольшее усиление каскада имеет место при  $\beta = 1$ . В этом случае  $K_0 = \frac{SZ_0}{2} \cdot \frac{M}{L}$  (все величины в основных единицах).

Резонансные кривые фильтра могут быть построены расчетным путем по формуле для коэффициента избирательности.

$V = \frac{K}{K_{\max}}$ , где  $K$  — коэффициент усиления каскада при некоторой расстройке  $\Delta F$ , а  $K$  — коэффициент усиления на горбе. Формула для  $V$  имеет вид:

$$V = \frac{2\beta}{\sqrt{(1 - \alpha^2 + \beta^2) + 4\alpha^2}}$$

Здесь  $\beta$  имеет то же значение, что и в предыдущей формуле, а  $\alpha$  — некоторую величину, пропорциональную расстройке  $\Delta F$ . Выбрав величину  $\beta$ , мы можем по приведенной формуле определить избирательность для какой-либо расстройки  $\Delta F$ , соответствующей значению  $\alpha = 4\pi \frac{L}{R} \cdot \Delta F$ . Найденное таким образом значение  $V$  будет соответствовать одной точке резонансной кривой для расстройки  $\Delta F_1$  (например, для  $\Delta F_1 = 3$  кГц). Вычисляя последовательно значения  $V$  для ряда других расстроек  $\Delta F_2, \Delta F_3$  и т. д. (напр. 6, 9, 12 кГц и т. д.), можно будет найти необходимые точки резонансной кривой и по ним построить всю кривую.

Так как резонансную кривую можно считать симметричной, то для расстройки  $+\Delta F$  значения  $V$  будут те же, что и для расстройки  $-\Delta F$ . Поэтому достаточно построить одну половину резонансной кривой, по которой можно уже будет построить и

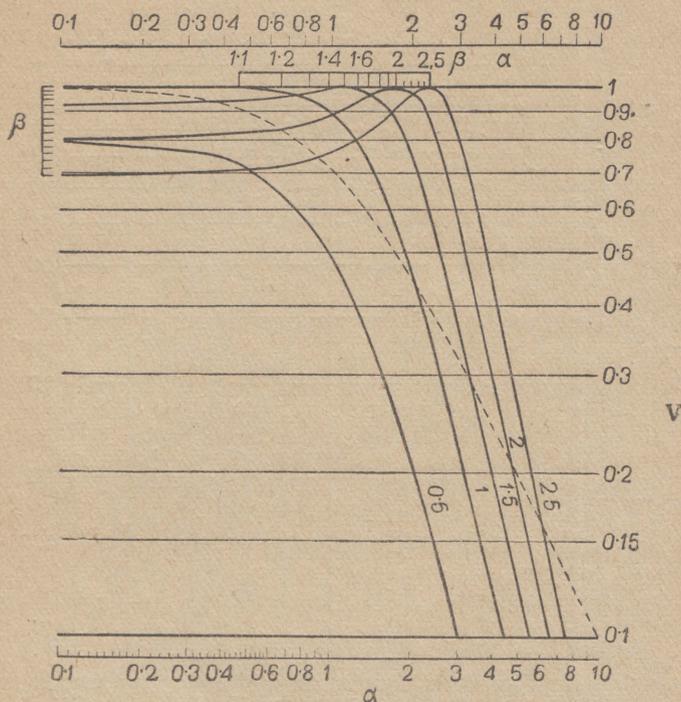


Рис. 13. Обобщенная резонансная кривая полосового фильтра.

вторую половину, представляющую собою зеркальное изображение первой. Следует иметь в виду, что при  $\beta > 1$  кривая двугорбая и, следовательно, имеет максимумы. Эти максимумы получаются при расстройке  $\Delta F$ , равной

$$\Delta F = \pm \frac{R}{4\pi L} \cdot \sqrt{\beta^2 - 1}.$$

Знаки  $\pm$  показывают, что мы имеем два симметрично расположенных максимума (рис. 12).

Из предыдущей формулы следует, что расстояние между максимумами равно:

$$2\Delta F = \frac{R}{2\pi L} \sqrt{\beta^2 - 1}.$$

В несколько другой форме предыдущее уравнение можно написать еще так:

$$2 \Delta F = \frac{1}{2\pi L} \cdot \sqrt{(\omega M)^2 - R^2}.$$

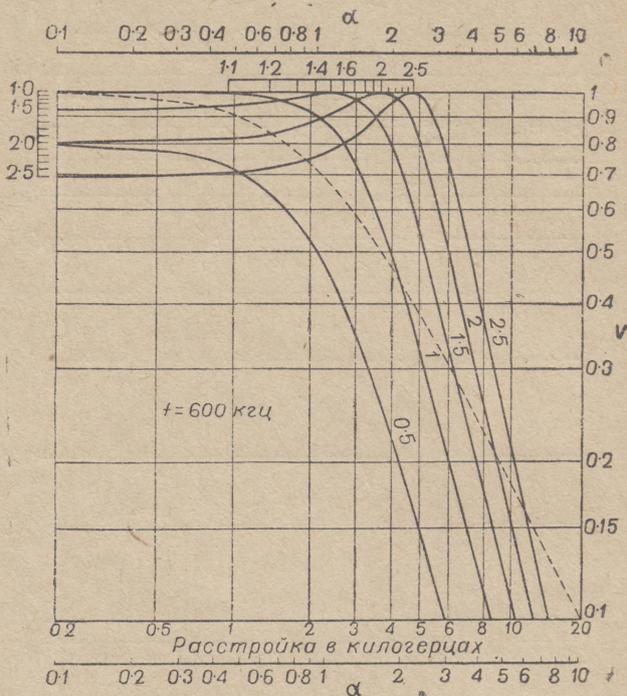


Рис. 14. Кривые для частоты 600 кГц.

Величину  $2\Delta F$  иногда называют шириной полосы фильтра.

Расчет резонансных кривых можно также выполнить графическим путем, воспользовавшись так называемыми обобщенными кривыми, представленными на рис. 13. Расчет этот достаточно прост. Каждая кривая соответствует определенной величине  $\beta$ . По оси ординат отложены значения избирательности  $V$ , а по оси абсцисс — значения  $\alpha = 4\pi \frac{L}{R} \cdot \Delta f$ . Для того, чтобы по кривым рис. 13 получить обычные резонансные кривые, достаточно сделать пересчет по оси абсцисс, зная индуктивность контура  $L$  и сопротивление потерь  $R$ . Этот пересчет сведется к тому, что взамен  $\alpha$  по оси абсцисс будет отложена величина

$$\Delta f = \frac{R}{4\pi L} \cdot \alpha.$$

### ПРИМЕР РАСЧЕТА

Рассмотрим пример, иллюстрирующий методику построения резонансных кривых фильтра по обобщенным кривым рис. 13. Пусть катушки фильтра имеют индуктивность  $L$  в 230 мкГн,

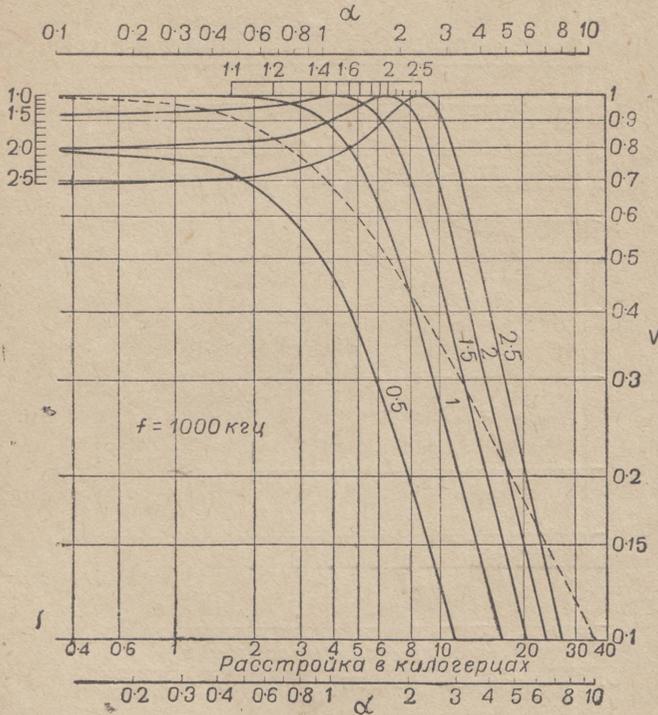


Рис. 15. Кривые для частоты в 1000 кГц.

причем  $R = 5,45 \text{ ом}$  для частоты 600 кГц, 10,7 ом для 1000 кГц и 24,8 ом для 1500 кГц (приведенные данные соответствуют реальной катушке).

Подсчитаем, каков будет масштаб наших кривых по оси абсцисс во всех этих трех случаях.

Для частоты 600 кГц  $R = 5,45 \text{ ом}$  и, следовательно,

$$\frac{R}{4\pi L} = \frac{5,45 \cdot 10^6}{4\pi \cdot 230} = 1890.$$

Таким образом,  $\Delta f \approx 1,9 \cdot 10^3 \alpha$ , где  $\Delta f$  взято в герцах.

Если  $\Delta f$  взять в килогерцах, то  $\Delta f = 1,9 \cdot \alpha$ .

Пересчет масштаба осуществляется весьма просто.

Для значения  $\alpha = 1$ ,  $\Delta f = 1,9 \text{ кГц}$ , для  $\alpha = 2$ ,  $\Delta f = 1,9 \cdot 2 = 3,8 \text{ кГц}$  и т. д.

На рисунке 14 изображены резонансные кривые фильтра для разных значений  $\beta$  при частоте  $600 \text{ кгц}$ . Эти кривые сами по себе ничем не отличаются от обобщенных кривых рис. 13. Разница состоит лишь в масштабе по оси абсцисс, который отложен в соответствии с произведенным выше пересчетом. Для большей

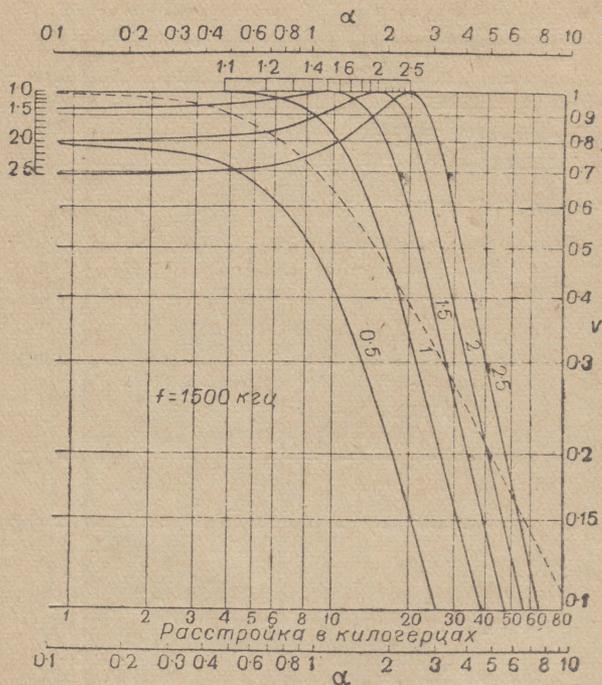


Рис. 16. Кривые для частоты в  $1500 \text{ кгц}$ .

наглядности наряду с килгерцами отложена и величина  $\alpha$ . Аналогичные кривые для частот  $1000 \text{ кгц}$  и  $1500 \text{ кгц}$  приведены на рис. 15 и 16.

## 6. Конструкция фильтров усилителей промежуточной частоты

Фильтр промежуточной частоты современного приемника представляет собою довольно стабильное устройство. По своей общей конструктивной идее фильтры большинства приемников весьма близко подходят друг к другу и отличаются лишь деталями. Как уже указывалось, почти повсеместное распространение имеют фильтры с индуктивной связью между контурами. Обычно они выполняются следующим образом: обе катушки фильтра сидят на общем каркасе и расположены так, чтобы обеспечить необходимую вели-

чину связи. Полупеременные конденсаторы фильтра расположены рядом и обычно крепятся на пластинке из специального фарфора, или на высококачественной керамике. И катушки и конденсаторы заключены в экран, к которому они и крепятся, составляя законченную деталь «(производственный) „узел“».

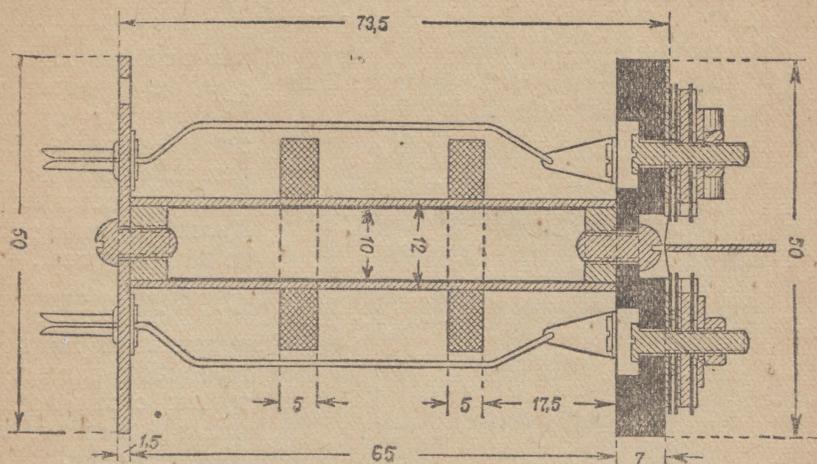


Рис. 17. Фильтр приемника ЦРЛ-10.

Конденсаторы часто располагают в верхней части экрана, делая отверстия в последнем, чтобы иметь возможность, не снимая экрана, настраивать с помощью отвертки или специального ключа полупеременные конденсаторы.

В качестве образца конструкции подобного рода рассмотрим фильтр приемника ЦРЛ-10, изображенный на рис. 17. Промежуточная частота, на которую он настроен, соответствует 110 *кГц*. Приемник ЦРЛ-10 работает только на длинных и средних волнах. Поэтому такой выбор промежуточной частоты является допустимым. Для приемников всеволновых, как уже указывалось, следует брать более высокую промежуточную частоту (порядка 460—480 *кГц*). Катушки фильтра выполнены с многослойной сотовой намоткой типа „Универсаль“. Число витков 770, провод 0,15 ПЭШО. Внутренний диаметр намотки 12 *мм*, ширина намотки 5 *мм*.

На рис. 18 дан фильтр от приемника СВД-1.

В приемнике ЦРЛ-10 так же, как и в ряде других приемников, подстроечные конденсаторы фильтров промежуточной частоты выполнены с диэлектриком из слюды. Емкость конденсаторов 130-190 *мкмкф*. Достоинством этого типа конденсаторов является простота, компактность, дешевизна и сравнительно малая величина потерь на высокой частоте.

Однако они имеют и серьезный недостаток, который заключается в непостоянстве величины емкости при изменении темпера-

туры. Вследствие этого недостатка кривые резонанса усилителей промежуточной частоты становятся неустойчивыми: их форма меняется и сами они могут смещаться в известных пределах относительно своего нормального положения.

Для устранения этого явления в некоторых американских приемниках используют воздушные конденсаторы в фильтрах промежуточной частоты. Такое решение вопроса является радикальным, но фильтр становится довольно дорогим.

Более рациональным следует считать применение на промежуточной частоте катушек с так называемыми магнетитовыми сердечниками.

Магнетит изготавливают из размельченной железной руды, которая

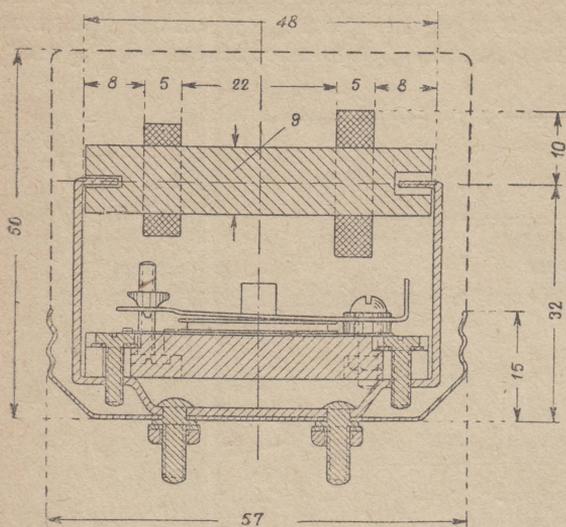


Рис. 18. Фильтр приемника СВД-1.

прессуется с использованием какого-либо вяжущего основания. Сердечник перемещается с помощью регулировочного винта и может в большей или меньшей степени вводиться во внутрь катушки (рис. 19). Перемещение магнетитового сердечника будет изменять индуктивность катушки и, таким образом, может быть использовано для настройки контуров промежуточной частоты. В этом случае отпадает надобность в обычных для промежуточного усилителя полупеременных конденсаторах.

Применение магнетитового сердечника дает следующие преимущества:

а) повышается стабильность резонансной кривой. Кривая практически не изменяет своей формы и не сдвигается по частоте в случае изменения температуры;

б) повышается, хотя не очень сильно, качество контуров (уменьшается декремент);

в) несколько упрощается и удешевляется конструкция, в связи с тем, что полупеременные конденсаторы отсутствуют. Сам магнетитовый сердечник не требует специальных сортов железа и потому стоит очень дешево.

В отдельных, правда, весьма редких случаях, в усилителе промежуточной частоты используют сердечники из так называемых

мого феррокарта. При применении феррокарта электрические параметры контуров значительно улучшаются. Однако изготовление феррокарта сложно в производстве и требует специальных сортов железа, а потому дорого.

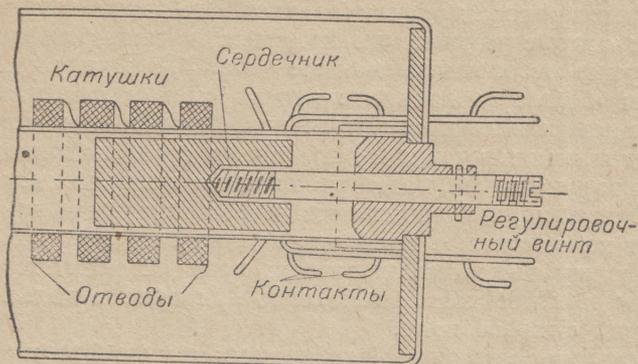


Рис. 19. Конструкция катушек контура промежуточной частоты с магнетитовым сердечником.

## 7. Усилители промежуточной частоты с переменной избирательностью

Одним из крупнейших принципиальных противоречий в технике радиоприема является противоречие между избирательностью приемника и его частотной характеристикой. С одной стороны, необходимо, чтобы избирательность была достаточна, т. е. чтобы отсутствовали помехи со стороны мешающих станций. С другой стороны, весьма желательно получить высокое качество воспроизведения передачи, для чего нужно, чтобы частотная характеристика обеспечивала пропускание широкой полосы частот.

Теснота в эфире заставляет сокращать до минимума ширину канала передающей станции. Как известно, на основных участках радиовещательного диапазона ширина канала соответствует 9 кГц. Следовательно, даже если бы резонансные кривые приемников представляли идеальные прямоугольники, то и в этом случае высшая частота модуляции, которую можно принимать без помех, не превосходила бы 4,5 кГц, т. е. 4500 Гц. Таким образом, даже при идеальных кривых полоса частот, пропускаемых приемником, не может быть шире 4500 Гц. Если принять во внимание ту реальную форму, которую имеют резонансные кривые, то станет понятным, почему все обычные приемники дальнего приема имеют резкий завал характеристики, начиная с частоты в 2000—3000 Гц. Если приемник будет иметь более широкую полосу пропускаемых частот, то его избирательность окажется недостаточной для отстройки от мешающих станций, близких по частоте к принимаемой.

Выход из положения заключается в применении так называемой переменной избирательности.

Приемники с переменной избирательностью отличаются от обычных приемников тем, что форма их резонансной кривой может в известных пределах регулироваться. Это дает возможность получить как острые резонансные кривые с весьма резкими спадами, так и тупые резонансные кривые (рис. 20). В первом случае мы получаем большую избирательность при узкой полосе. Такие резонансные кривые приходится использовать при дальнем приеме, когда имеются сильные помехи со стороны мешающих станций. Во втором случае, когда резонансная кривая имеет достаточно тупую верхушку, избирательность невелика, но зато приемник обеспечивает неискаженное воспроизведение широкой полосы частот. Такую форму резонансных кривых практически можно использовать либо при местном приеме, либо при приеме дальней станции, создающей сильное поле.

Приемники с переменной избирательностью бывают двух типов: а) с ручной регулировкой избирательности и б) с автоматической регулировкой.

Как та, так и другая система используются в усилителях промежуточной частоты супергетеродинов. Ручная регулировка избирательности осуществляется либо путем изменения связи между контурами усилителя промежуточной частоты, либо путем внесения дополнительного затухания в эти контуры, либо, наконец, обоими указанными способами одновременно. Формы осуществления этих способов регулировки могут быть весьма разнообразны. Ниже мы опишем некоторые из них, нашедшие себе практическое применение.

Один из весьма популярных способов регулировки избирательности сводится к изменению индуктивной связи между катушками фильтра промежуточной частоты (рис. 21). Конструктивное осуществление этого способа регулировки основывается на изменении расстояния между катушками фильтра или на повороте их друг относительно друга.

Отметим, что регулировка величины связи в фильтрах с емкостью не применяется, так как это вызвало бы изменение параметров контуров, в связи с чем регулировка избирательности могла бы вывести станцию из настройки.

Одна из схем, в которой плавная регулировка избирательности достигается за счет изменения затухания контуров, приведена на рис. 22. Эту схему применяют в некоторых американских приемниках. Для регулировки используется переменное сопротивление дополнительного контура, с помощью которого изменяют величину сопротивления, вносимого в контуры фильтра. Одновременно с этим контуры несколько расстраиваются, вследствие чего резонансные кривые становятся более тупыми и полоса расширяется.

Очень удобно и просто можно изготовить трансформатор промежуточной частоты на 2 положения: 1) тупая настройка

(высококачественная передача) и 2) повышенная избирательность (узкая полоса пропускания). Для этого некоторое количество витков (20—40) вторичной обмотки наматывается в середине первичной обмотки. Схема переключения показана на рис. 23. Включение добавочной секции увеличивает коэффициент связи между обмотками и одновременно несколько расстраивает контуры друг относительно друга. В результате резонансная кривая становится более тупой. Эта схема применяется в тех суперах, где

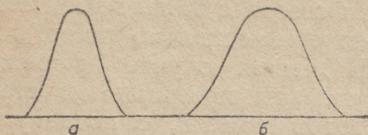


Рис. 20. Кривые усилителя промежуточной частоты с переменной избирательностью:

- а) слабая связь,
- б) сильная связь.

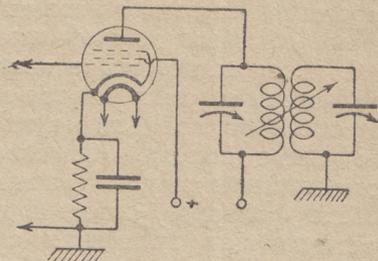


Рис. 21. Схема усилителя с переменной избирательностью.

имеются два каскада промежуточной частоты.

Начиная с 1935 г. начали появляться приемники, в которых изменение избирательности осуществляется автоматически, применительно к имеющимся условиям приема. Такие устройства

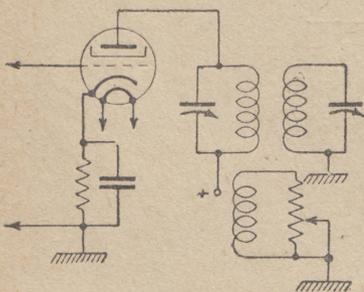


Рис. 22. Схема фильтра с плавной регулировкой ширины полосы и избирательности.

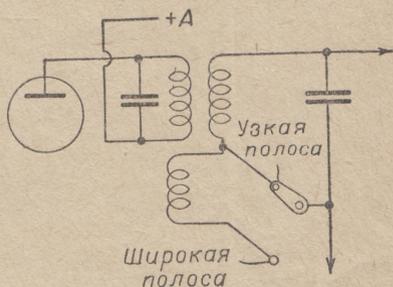


Рис. 23. Схема усилителя промежуточной частоты с переменной избирательностью.

были разработаны, главным образом, американскими радиоспециалистами и представляют весьма существенный интерес.

Автоматическая регулировка избирательности так же, как и ручная, используется, как правило, в усилителях промежуточной частоты. В простейших схемах регулировка осуществляется аналогично автоматической регулировке усиления, за счет изменения амплитуды несущей частоты. Сильным сигналам соответ-

вует широкая полоса при двугорбой форме кривой, слабым — узкая при кривой одногорбой. Регулировка избирательности достигается либо с помощью триодных ламп, шунтирующих контуры фильтров и изменяющих свое внутреннее сопротивление в зависимости от выпрямленного напряжения, подводимого к сеткам, либо путем внесения дополнительного затухания с помощью схем с обратной связью, имеющих фазовые соотношения, противоположные обычным регенераторам.

Имеются также такие системы, в которых регулировка избирательности осуществляется независимо от амплитуды несущей частоты. В них процесс регулировки связан с появлением мешающих частот помехи, отличающихся на несколько килогерц от частоты принимаемой станции. В данном случае применяется система фильтров, отсеивающих сигналы принимаемой станции и выделяющих колебания с частотой помехи, с последующим детектированием этих колебаний.

Полученное в результате детектирования постоянное напряжение используется для управления устройствами, регулирующими избирательность. Что касается самой регулировки избирательности, то она выполняется одним из отмеченных выше методов.

Приемники с автоматической регулировкой избирательности встречаются пока редко и вследствие сложности устройства мало доступны радиолюбителю.

---

300р 11-762

**Цена 25 коп.**

**Заказы на издания направлять:  
Москва, Петровка 15, Магазин № 8 Могиза  
„КНИГА — ПОЧТОЙ“**