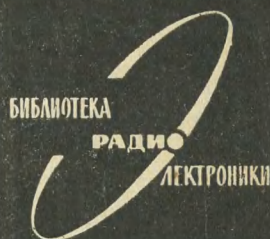


**В. В. ДЕМЬЯНОВ  
И. Т. АКУЛИНИЧЕВ**



# **РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА ЛАМПАХ И ТРАНЗИСТОРАХ**



· **ЭНЕРГИЯ** ·

ДЕМЬЯНОВ В. В. и АКУЛИНИЧЕВ И. Т.

# РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА ЛАМПАХ И ТРАНЗИСТОРАХ



«ЭНЕРГИЯ»

---

МОСКВА 1970



6Ф2.12

Д 32

УДК 621.375

**Демьянов В. В. и Акулиничев И. Т.**

**Д 32 Резонансные усилители на лампах и транзисторах, М., «Энергия», 1970.**

136 с. с илл. (Библиотека по радиоэлектронике. Вып. 136).

Книга посвящена исследованию оптимальности схем резонансных усилителей, а также рассмотрению некоторых специальных вопросов, связанных с увеличением широкополосности, избирательности и устойчивости полосовых усилителей. В книге приводится большое количество практических схем резонансных усилителей.

Книга рассчитана на инженеров, техников и подготовленных радиолюбителей.

**3-4-3**

**303-70**

**6Ф2.12**

*Демьянов Виктор Владимирович  
и Акулиничев Иван Тимофеевич*

**Резонансные усилители на лампах и транзисторах**

Редактор *М. С. Тверецкий*

Техн. редактор *Г. Е. Ларионов*

Обложка художника *Н. Т. Яreshko*

Корректор *Л. К. Голышева*

Сдано в набор 10/IV 1970 г.

Подписано к печати 30/IX 1970 г.

Т-15122

Формат 84×108<sup>1</sup>/<sub>32</sub>

Бумага типографская № 2

Усл. печ. л. 7,14

Уч.-изд. л. 7,69

Тираж 25 000 экз.

Цена 38 коп.

Зак. 1180

Издательство «Энергия». Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома  
Комитета по печати при Совете Министров СССР.  
Шлюзовая наб., 10.

---

---

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время резонансные усилители находят широкое применение в различных радиотехнических устройствах. Если рассматривать только приемо-передающую аппаратуру, то резонансные усилители часто составляют большую часть их схемы. Это означает, что, например, в современном телевизоре или приемнике на долю резонансных усилителей может приходиться до 30—40% стоимости всего прибора, что указывает на необходимость дальнейшего совершенствования их схемы. Однако со времени появления экранированных ламп (пентодов) в принципах построения схем резонансных усилителей на частотах до 100 *Мгц* практически не произошло никаких изменений. Этим можно объяснить те противоречия, которые имеются сейчас между современными требованиями к резонансным (особенно широкополосным) усилителям и возможностями старых схем. С появлением транзисторов эти противоречия стали еще более заметными.

В предлагаемой книге исследуются некоторые малоизученные возможности применения триодов и транзисторов в резонансных усилителях. В первых четырех главах эти вопросы изучаются теоретически, а в пятой главе приводятся результаты экспериментального исследования многих схем резонансных усилителей на триодах и транзисторах.

Авторы приносят глубокую благодарность А. Л. Гинзбургу и М. С. Тверецкому за ряд ценных замечаний, а также И. Ф. Николаевскому, Ю. В. Игнатьеву и В. Н. Зайцеву за полезные обсуждения основных результатов данной работы.

---

---

---

## ВВЕДЕНИЕ

Множество задач, которые решаются с помощью радиотехнических усилителей, обусловило большое количество методов усиления электрических сигналов. К одному из наиболее распространенных методов относится резонансное усиление радиосигналов.

Настоящая работа в значительной степени посвящена такому исследованию особенностей резонансных усилителей, на основе которого стала бы возможной оценка оптимальности того или иного метода построения схемы усилителя. Критериями эффективности рассматриваемых здесь типов резонансных усилителей принимается коэффициент усиления мощности в расчете на один каскад в многокаскадных узкополосных усилителях и произведение единичного коэффициента усиления напряжения (или тока) ( $K$ ) на полосу пропускания  $2\Delta f$  в широкополосных усилителях.

Рассмотрение трех различных схем включения современных усилительных приборов ведется с намеренным достаточно резким разграничением на управляемые током и управляемые напряжением схемы усилителей, которые в дальнейшем для краткости будем называть соответственно схемами УУТ и УУН. Следует специально подчеркнуть, что такое разделение является довольно условным, поскольку отражает лишь специфику схемы усилителя, а не самого усилительного прибора. Основным критерием, определяющим схему УУТ или УУН, является не характер физических процессов в усилительном приборе, который не зависит от схемы его включения, а соотношение между степенью участия тока, создаваемого источником сигнала во входном сопротивлении усилительного прибора, и напряжения, соответственно возникающего на его входных зажимах, в процессах управления данной схемой включения усилительного прибора. В первой главе рассматривается более подроб-

но как определение УУТ и УУН вообще, так и условия синтеза оптимальных схем резонансных УУТ и УУН в частности, а во второй главе исследованы различные схемы сравнительно малоизученных резонансных УУТ и УУН.

Другим более специальным вопросом, подробно рассматриваемым в третьей и четвертой главах, является исследование потенциальной широкополосности резонансного усилителя и анализ возможных методов ее реализации. Потенциальной широкополосностью будем называть максимально возможную эффективность той или иной схемы полосового усилителя в соответствии с уже данным определением эффективности в виде  $\mathcal{E} = K\Delta f$ .

В заключительной главе описываются различные схемы узкополосных и широкополосных резонансных усилителей, а также принципиальные схемы удовлетворяющих современным требованиям каналов звука и изображения лампового и транзисторного телевизоров.

Из широкого круга решаемых с помощью современных резонансных усилителей задач здесь рассматривается достаточно подробно только проблема широкополосного усиления радиосигналов. Это можно объяснить тем, что большинство радиосигналов, с которыми приходится иметь дело в современных условиях, являются широкополосными, и поэтому проблема увеличения широкополосности известных в настоящее время схем резонансных усилителей представляется актуальной. В силу исторически сложившихся обстоятельств наиболее изученными оказались широкополосные резонансные усилители радиосигналов, в которых схема включения усилительного прибора управляется напряжением (обычно пентод, включенный по схеме с общим катодом), а другая возможность реализации тех же усилителей на основе использования управляемых током схем включения усилительных приборов (триод в схеме с общей сеткой) фактически оставалась в тени и разработана слабо. По-видимому, это объяснялось в ряде случаев значительно большей эффективностью до частот порядка  $100 \text{ Мгц}$  схем с общим катодом и общим анодом, управляемых напряжением, по сравнению со схемами с общей сеткой, управляемыми током. Однако при очень широких полосах пропускания резонансного усилителя, а также с появлением транзисторов, входные характеристики которых

принципиально отличны от аналогичных характеристик пентодов, уже нельзя без строгих количественных оценок и сравнений игнорировать токоуправляемые схемы, потенциальные возможности которых еще полностью не изучены.

Действительно, вакуумный триод исторически был первым усилительным прибором, примененным в резонансных усилителях в диапазоне длинных и средних волн, что обусловило его первоначальное использование в схеме с общим катодом. С освоением более высоких частот (коротких и ультракоротких волн) появились трудности в использовании триода в резонансных усилителях, связанные с наличием в нем значительной проходной емкости, приводящей к самовозбуждению каскадов с резонансным контуром. Стало ясно, что схемы включения триода, управляемые напряжением, не могут быть использованы в резонансных усилителях на частотах более нескольких мегагерц. Предложенная в 1923 г. советским ученым М. А. Бонч-Бруевичем схема включения триода с общей сеткой должна быть оценена как крупное для того времени по своей простоте и эффективности изобретение. В этой схеме включения триод управляется током и эффективно работает на очень высоких частотах с большим запасом устойчивости. Однако проблемы усилительной техники в те годы не были сложными и многообразными, так как освоенные частоты были значительно ниже, а ширина спектров радиосигналов — относительно малой. Поэтому схемы резонансных усилителей, в которых каждый каскад управляется напряжением, в то время представлялись более эффективными.

Логичным следствием этого было изобретение экранированных ламп, позволившее на долгое время забыть о триоде, как об усилителе на высоких частотах. Повидимому, потенциальные возможности триода, как усилительного прибора, способного соперничать с пентодом в резонансном усилителе, до настоящего времени остаются не выявленными полностью, если не считать не имеющих отношения к проблеме увеличения широкополосности каскодных схем для маломощных усилителей.

Наряду с развитием пентодных схем, вероятно, могут быть найдены такие пути использования триодов в резонансных усилителях, которые окажутся более эффективными как с точки зрения основной задачи резонанс-

ного усилителя, так и с экономической точки зрения. Но даже с появлением транзисторов, потребляющих значительный ток на входе в основных схемах включения, над теорией и практикой их использования все еще довлеют тенденции, порожденные длительной монополией пентодов, а узлы, собранные на пентодах и транзисторах, пока не несут в себе коренных различий. Вместе с тем большинство встречающихся в современной практике задач усиления и преобразования сигналов на высоких частотах можно успешно решать, применяя вакуумные триоды и транзисторы; подходя к принципу построения оптимальных схем резонансных усилителей, особенно с широкой полосой пропускания с учетом специфики вакуумных триодов и транзисторов, можно было бы также объективно оценивать разумность и экономическую целесообразность выбираемых направлений совершенствования тех или иных параметров усилительных приборов. В частности, в гл. 4 и 5 теоретически и экспериментально показано, что как к способам построения схем широкополосных резонансных усилителей, так и к методам совершенствования их усилительных параметров может существовать другой, по-видимому, более перспективный подход, на основе которого могут появиться новые возможности по сравнению с исчерпавшими себя в настоящее время известными направлениями увеличения широкополосности пентодов.

---



---

---

## ГЛАВА ПЕРВАЯ

### ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

#### 1-1. Резонансные усилители, управляемые напряжением и током

В радиотехнике усилителями принято называть устройства, обеспечивающие усиление электрических сигналов по мощности при условии сохранения параметров сигнала, содержащих полезную информацию. В настоящее время известно, что в зависимости от схемы включения усилительного прибора возможны два вида усилителей с различными способами управления — усилители, управляемые напряжением (УУН) и током (УУТ). Общими для них являются принципы энергетической оценки усиления сигнала реальным усилителем, включенным между источником сигнала с конечным внутренним сопротивлением и сопротивлением нагрузки. Однако способы реализации оптимальных схем с различным характером управления могут существенно отличаться. В этой связи возникает прежде всего необходимость уточнения самого определения УУН и УУТ. Это определение должно распространяться только на схему включения усилительного прибора.

Итак, одни схемы включения усилительного прибора относятся к УУН, другие — к УУТ. Следует отметить, что характер управления той или иной схемой включения усилительного прибора не является функцией только параметров ее входной цепи. Проиллюстрируем это на частном примере.

Рассмотрим пентод с крутизной характеристики  $S = 10 \text{ ма/в}$  на такой частоте  $f_{кр}$ , на которой его входное сопротивление в схеме с общим катодом становится равным  $100 \text{ ом}$ . Для современных широкополосных пенто-

дов типа 6Ж5П, 6Ж9П и др. эта частота равна примерно 300 Мгц. Такое малое входное сопротивление схемы с общим катодом на УКВ связано с обусловленным инерционностью лампы конвекционным током управляющей сетки. Пусть далее две одинаковые лампы, включенные по схемам с общим катодом (рис. 1,а) и общей сеткой (рис. 1,б), имеют одинаковое выходное сопротивление, равное 1 ком. Будем рассматривать обе схемы на резонансной частоте усилителей в режиме согласования на входе и на выходе, вследствие чего их приве-

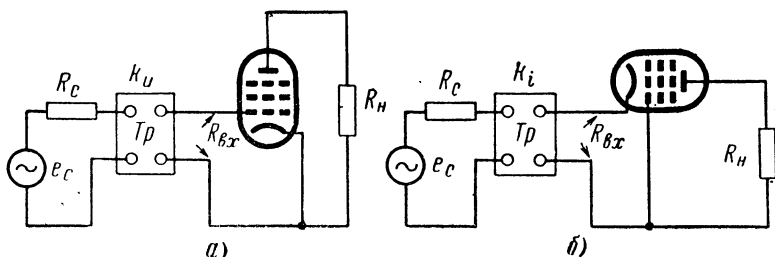


Рис. 1. Каскады резонансных усилителей.

а — на лампе, включенной с общим катодом; б — на лампе, включенной с общей сеткой.

денные эквивалентные сопротивления будут чисто активными. Коэффициент полезного действия согласующих резонансных контуров для простоты, не влияющей на общность последующих рассуждений, примем равным единице.

Предположим еще, что обе схемы работают от одинаковых источников сигнала с внутренним сопротивлением  $R_c = 1$  ком и нагружены на одинаковые резонансные нагрузки с эквивалентным сопротивлением  $R'_H = 1$  ком. Попытаемся сформулировать определение характера управления для каждой из рассматриваемых схем.

Если за формальный признак разделения схем на УУН и УУТ взять простые отношения сопротивлений  $R_c/R_{вх}$  и  $R_{вых}/R_{вх}$ , то обе схемы следовало бы отождествить с УУТ, так как в рассматриваемом примере эти отношения больше единицы. С другой стороны, простой подсчет усиления обеих схем свидетельствует о том, что при сформулированных условиях их коэффициенты усиления мощности одинаковы и равны 2,5. Следовательно, с точки зрения учета соотношений абсолютных величин

параметров усилителя рассмотренные схемы как четырехполюсники неразличимы. Однако в нашем примере известна внутренняя структура четырехполюсников, которой мы и воспользуемся для расшифровки кажущейся неопределенности. Если учесть особенности каждой схемы, то следует прежде всего обратить внимание на существенно разную природу входного сопротивления схем. Действительно, в первом случае величина входного сопротивления определяется инерционностью лампы и квадратично зависит от частоты, во второй схеме, наоборот, входное сопротивление практически не зависит от частоты и определяется величиной крутизны характеристики лампы.

Рассмотрим теперь обе схемы в условиях, когда варьируется величина их входного сопротивления при неизменных остальных параметрах усилителя. Увеличим входное сопротивление схемы на рис. 1,а, например, в 2 раза. Такой эффект может быть получен при уменьшении

рабочей частоты усилителей примерно в  $\sqrt{2}$  раз, так как в схеме с общим катодом  $R_{вх} \sim \omega^{-2}$ . С другой стороны, в схеме с общей сеткой входное сопротивление практически не зависит от частоты, так как на рассматриваемых частотах крутизна характеристики лампы может считаться почти постоянной. Следовательно, на частоте  $f = f_{кр}/\sqrt{2}$  для первой схемы  $R_{вх} = 200 \text{ ом}$ , для второй схемы  $R_{вх} = 100 \text{ ом}$ , а коэффициент усиления мощности в режиме согласования соответственно становится 5 и 2,5. Существенно отметить, что при изменении  $R_{вх}$  в режиме согласования (для  $R_c = \text{const}$ ) мощность управления остается неизменной. Отсюда следует весьма важный для последующего изложения вывод о том, что возрастание коэффициента усиления мощности ( $K_p$ ) усилителя при увеличении только его входного сопротивления связано с чувствительностью схемы усилителя к соотношению тока и напряжения на его входе. В частности, для схемы на рис. 1,а при постоянном произведении входного тока на входное напряжение коэффициент усиления увеличивается при возрастании роли управляющего напряжения. Напротив, если  $R_{вх}$  схемы на рис. 1,а сделать равным 50 ом (например, при  $f \approx \approx f_{кр} \sqrt{2}$ ), то ее усиление при прочих равных условиях станет в 2 раза меньше ( $\sim 1,25$ ) по сравнению со схе-

мой на рис. 1,б (2,5), рассматриваемой на той же частоте. В этом случае имеем дело с уменьшением роли входного напряжения в балансе управляющей мощности, величина которой в режиме согласования при изменении  $R_{вх}$  по-прежнему остается постоянной. Следовательно, схема на рис. 1,а должна быть идентифицирована с УУН при любом соотношении  $R_c/R_{вх}$  и  $R_{вых}/R_{вх}$ . Варьируя  $R_{вх}$  в схеме на рис. 1,б, например путем изменения крутизны лампы, можно доказать, что по отноше-

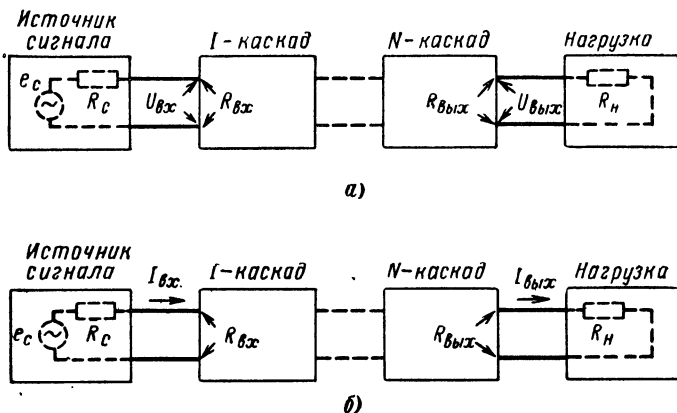


Рис. 2.  $N$ -каскадный согласованный усилитель.

а — с управляемыми напряжением усилительными приборами;  
б — с управляемыми током усилительными приборами.

нию к изменениям  $R_{вх}$  она дуальна со схемой на рис. 1,а и, следовательно, должна быть идентифицирована с УУТ.

Перейдем теперь от частного примера к обобщенному рассмотрению особенностей УУН и УУТ. Пусть каскады усилителя в схеме на рис. 2,а управляются напряжением. Предположим, что внутреннее сопротивление источника сигнала  $R_c \ll R_{вх}$ . Пусть также рассматриваемые на резонансной частоте входное  $R_{вх}$  и выходное  $R_{вых}$  сопротивления всех усилительных приборов и приведенное к  $R_{вых}$  сопротивление нагрузки  $R'_n$  на выходе последнего каскада равны между собой. Это предположение упростит рассуждения, не уменьшая их общности. Введем также понятие коэффициента передачи напряжения  $k_u = \sqrt{R_{лх}/R_c}$  в режиме согласования.

Если на входе усилителя действует напряжение  $U_{лх}$ , то мощность, идущая на управление усилителем,  $P_{лх} =$

$= U_{\text{вх}}^2 / R_{\text{вх}}$ ; аналогично, обозначая выходное напряжение на нагрузке  $U_{\text{вых}}$ , получаем полезную мощность в нагрузке  $P_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^2 / R'_{\text{н}}$ . Предположим теперь, что при сохранении прежнего условия  $R_{\text{с}} \ll R_{\text{вх}}$  сопротивления  $R_{\text{вх}} = R_{\text{вых}} = R'_{\text{н}}$  и  $R_{\text{с}}$  будут одновременно уменьшаться, стремясь к нулю, а коэффициент усиления напряжения всеми каскадами будет оставаться постоянным. Очевидно, коэффициент усиления мощности  $K_p = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}$  и условия согласования в схеме на рис. 2,а при этом изменяться не будут, но входная мощность, идущая на управление усилителем, будет возрастать. При  $R_{\text{вх}} \rightarrow 0$  входная мощность будет стремиться к бесконечно большому значению.

Известно, что большинство реальных источников сигнала являются весьма маломощными, откуда понятны трудности их использования с усилителями, управляемыми напряжением, с малым входным сопротивлением. Не следует думать, что любую наперед заданную малую мощность управления на входе УУН с малым входным сопротивлением можно получить путем уменьшения  $U_{\text{вх}}$ , так как пределом этому уменьшению является уровень напряжения шумов усилительного прибора. С этих позиций УУН будет эффективным усилителем до тех пор, пока его входное сопротивление для источника сигнала остается гораздо больше приведенного ко входу сопротивления шумов [Л. 1]. Таким образом, для усилителя, управляемого напряжением, наиболее существенны следующие особенности:

1. Необходимость оценки усилительных свойств схемы по напряжению, как этого требует сущность физических процессов (значения токов сигнала в цепях схемы имеют подчиненный характер, хотя при формальной оценке в рассмотренном примере коэффициент усиления напряжения равен коэффициенту усиления тока). Как известно, в теории усилителей оценка усиления схем УУН делается именно по напряжению.

2. Оптимальное схемное построение усилителя должно сводиться к обеспечению посредством увеличения  $k_u$  на входе каждого усилительного прибора максимального управляющего напряжения. При этом следует отчетливо представлять, что входной ток в реальных усилительных каскадах, управляемых напряжением, органически не связан с самим процессом управления усилителем, на-

против, при равенстве этого тока нулю (бесконечно большое входное сопротивление) процесс усиления представлялся бы наиболее совершенным.

Пусть усилительные каскады в схеме на рис. 2,6 управляются током. Приняв ранее сформированные условия применительно к УУТ, имеем  $R_c \gg R_{вх}$ ,  $R_{вх} = R_{вых} = R'_н$ , запишем выражение для входной мощности, расходуемой на управление прибором с входным током  $I_{гх} : P_{гх} = I_{гх}^2 R_{вх}$ . Аналогично с предыдущим примером устанавливаем коэффициент передачи тока  $k_i = \sqrt{R_c / R_{вх}}$  согласующего трансформатора и мощность в нагрузке  $P_{вых} = I_{гх}^2 R'_н$ . Величина усиления и условия согласования останутся неизменными, если одновременно сопротивления  $R_{вх} = R_{вых} = R'_н$  и  $R_c$  увеличивать, сохраняя прежним условие  $R_c \gg R_{вх}$ , но входная мощность, идущая на управление УУТ, будет возрастать. При  $R_{вх} \rightarrow \infty$  эта мощность будет стремиться к бесконечно большой величине. Поскольку реальные источники сигналов являются маломощными, использование их для эффективного управления УУТ возможно лишь в случае очень малого входного сопротивления (точнее при  $R_{вх} \ll R_c$ ). Следовательно, УУТ с большим коэффициентом усиления будет эффективным до тех пор, пока его входная проводимость для источника сигнала остается гораздо большей приведенной ко входу проводимости шумов [Л. 1—3].

Типичными усилителями, управляемыми током, являются схемы включения лампы с общей сеткой и транзистора с общей базой. Тот факт, что потенциальные возможности этих схем полностью не изучены, является следствием тенденций, связанных с успехами более разработанных схем резонансных усилителей на пентодах, однако попытки применить схемные принципы построения УУН к токоуправляемым усилителям часто приводят к неудовлетворительным результатам. Например, ниже будут приведены результаты экспериментального изучения резонансных усилителей и показано, что триод в схеме УУТ на высоких частотах усиливает широкополосный радиосигнал эффективнее, чем пентод в схеме УУН, и что возврат к изучению триодных схем в современных условиях может открыть большие неиспользованные возможности этих приборов [Л. 4].

Итак, для УУТ наиболее существенны следующие

признаки, дуальные соответствующим свойствам УУН:

1. Необходимость оценки усилительных свойств схемы по току (значения напряжений сигнала в различных участках схемы имеют подчиненный характер).

2. Оптимальное схемное построение усилителя должно сводиться к обеспечению посредством увеличения  $k_i$  на входе каждого усилительного прибора максимально возможного управляющего тока.

В противоположность УУН здесь следует отчетливо представлять, что наличие падения напряжения на входном сопротивлении реальных УУТ органически не связано с самим процессом управления, каскадом, напротив, при равенстве нулю падения напряжения на его входных зажимах формально процесс усиления представлялся бы наиболее совершенным. Роль тока и напряжения на входе УУТ можно оценить на примере лампы в схеме с общей сеткой. Поскольку в этой схеме выходной ток (ток анода) по величине равен входному току (току катода), так как ток сетки равен нулю, то отсутствие входного тока означало бы равенство нулю выходного тока. В этом глубокий физический смысл утверждения, что эта схема управляется током. С другой стороны, если бы лампа имела бесконечно большую крутизну характеристики, то ее входное сопротивление в схеме с общей сеткой равнялось бы нулю, вследствие чего отсутствовало бы и входное падение напряжения, но это отнюдь не означало бы, что схема стала неуправляемой, напротив, такая схема была бы идеальным усилителем, управляемым током, — в этом состоит подчиненная роль входного падения напряжения в схемах УУТ. Поскольку в реальных схемах УУТ имеет место падение напряжения на входном сопротивлении, наличие этого падения напряжения следует связывать с несовершенством современных усилителей, управляемых током. Сравнение усилителей, управляемых напряжением и током, позволяет сделать вывод, что их совершенствование должно приводить при равных условиях к росту входного сопротивления для первых и к его уменьшению для вторых.

Таким образом, приведенный анализ схем УУН и УУТ показывает, что никакой набор абсолютных значений параметров эквивалентного четырехполюсника не дает возможности однозначного установления характера управления схемой усилителя. Поэтому приходим к необходимости введения дифференциального условия

определения характера управления четырехполосником. Это условие следует непосредственно из рассмотрения схем, приведенных на рис. 1, а, б и 2, а, б, и может быть сформулировано в следующей полуэмпирической форме. Если для эквивалентных УУН и УУТ условие согласования на входе определить коэффициентом  $k_u = k_i = = k(R_{вх}, R_c)$ , то знак частной производной  $\partial k(R_{вх}, R_c) / \partial R_{вх}$  должен однозначно определить характер управления схемой, причем УУН будет соответствовать положительная производная, а УУТ — отрицательная, что еще раз подчеркивает дуальность свойств этих схем. В соответствии с этим определением можно сделать вывод, что методы синтеза оптимальных схем УУН и УУТ должны нести в себе коренные различия и что только в случае весьма несовершенных усилительных приборов (малое входное сопротивление УУН и большое входное сопротивление УУТ как, например, в схеме с общим эмиттером на всех частотах и в схеме включения пентода с общим катодом на УКВ) способы межкаскадного согласования при построении схем резонансных УУН и УУТ могут совпадать.

## 1-2. Краткий обзор состояния теории и вопросов схемного построения резонансных усилителей, управляемых током

Теория широкополосных резонансных усилителей и методы анализа известных схем УУН, их расчет и рекомендации по проектированию хорошо освещены в отдельных трудах отечественной и иностранной литературы [Л. 5—10]. Большой вклад в развитие этой теории внесли В. И. Сифоров, Н. И. Чистяков с сотр., А. А. Куликовский, А. П. Сиверс, М. Л. Волин, Р. А. Валитов с сотр. и др.

В 50-х годах, сразу же после изобретения транзистора, был развит принцип дуальности (подобия) для межкаскадных цепей усилителей на полупроводниковых триодах, основной целью которого являлось желание приложить обширные познания в области ламповых схем к сравнительно малоизученным тогда транзисторным схемам [Л. 11]. Этот принцип состоит в таком преобразовании электрических цепей (например, в случае резонансного усилителя), когда контурным токам в одной цепи сопоставляют узловые напряжения в другой (подобной) цепи. В случае резонансных усилителей на лампах и на транзисторах результатом преобразования являются такие схемы УУТ и УУН, в которых:

а) более полно используются усилительные свойства ламп и транзисторов в режиме управления током;

б) упрощаются межкаскадные согласующие связи с одновременным уменьшением потерь в них (особенно в широкополосных радиоусилителях);

в) устраняется необходимость введения нейтрализации.



Однако широкого применения этот метод не получил, так как, с одной стороны, он часто приводил к необходимости применения практически нереализуемых величин сосредоточенных реактивностей; с другой стороны, часто вполне удовлетворительные результаты расчетов (преимущественно в узкополосных схемах) могли быть получены при использовании параметров эквивалентного транзистору четырехполюсника. Следовательно, теоретические основы для реализации схем УУТ на транзисторах и вакуумных триодах были заложены давно, вопрос состоял в том, чтобы эти идеи были приняты широким кругом специалистов-разработчиков, которым менее всего следовало ограничиваться старым подходом к анализу новых схем.

Не следует однако думать, что объективно существующие большие возможности УУТ оставались все время незамеченными, хотя специальных исследований схем резонансных УУТ не проводилось. В этой связи можно отметить работу [Л. 12], в которой кратко рассматривались особенности резонансного каскада, связанные с включением входа управляемого током усилительного каскада последовательно в резонансный контур. В работах [Л. 13—15] рассматривался способ использования индуктивного сопротивления входа транзистора, включенного по схеме с общей базой на предельных частотах ( $\sim f_a$ ), для получения большой широкополосности усилителя. Авторы этих работ, хотя и не акцентируют внимания на том, что достигнутые результаты являются следствием согласования транзисторных УУТ с помощью последовательных резонансных контуров, на частном примере достаточно убедительно показали, что никакие другие схемы, кроме токоуправляемых, не могут обладать такой большой широкополосностью.

Еще чаще, чем в теоретической литературе, можно встретить схемы использования резонансных УУТ на вакуумных триодах и транзисторах, описываемые экспериментаторами и, в частности, радиолюбителями, хотя многие из них пытаются найти объяснение высокой эффективности той или иной найденной ими методом проб токоуправляемой схемы с помощью категорий теории пентодных резонансных УУН. Например, радиолюбители в своих разработках широкополосных резонансных усилителей на УКВ давно подметили большую эффективность схем с общей сеткой на вакуумных триодах и с общей базой на транзисторах при включении индуктивности последовательно входу каскада. Так, в работе [Л. 16] описывается УВЧ на вакуумных триодах, включенных по схеме с общей сеткой, а в [Л. 17, 18] описывается УВЧ на транзисторах, включенных по схеме с общей базой. Во всех этих схемах вход усилительного каскада включается последовательно в резонансный контур. Авторы этих работ называют получающийся таким образом одиночный резонансный контур П-образным фильтром по аналогии с пентодными схемами, содержащими на входе индуктивность, включенную последовательно с источником сигнала, которая (в случае пентода) вместе с выходной емкостью источника сигнала предыдущего каскада и входной емкостью последующего каскада действительно образует сложный контур — П-образный фильтр. В случае включения ламп с общей сеткой и особенно транзисторов с общей базой, как известно [Л. 3, 15], входное сопротивление усилительного каскада на частотах выше 50 Мгц становится активно-индуктивным. Для транзисторов это сопротивление хорошо описывается цепочкой из последовательно соединенных активного сопротивления 5—20 ом и индуктив-

ности  $< 1$  мксн. Поэтому последовательное соединение такого входного сопротивления с внешней индуктивностью и емкостью образует не П-образный фильтр, а обычный одиночный контур, являющийся согласующим трансформатором тока, в который автоматически оказывается включенным последовательно вход каскада УУТ.

В последующих главах нами предпринята попытка специального исследования возможностей УУТ применительно к широкополосным резонансным усилителям. При этом рассматривается не только принципиальная возможность построения резонансных УУТ, но на примере ряда отработанных схем широкополосных и узкополосных резонансных усилителей показана реальность получения триодных схем УПЧ и УВЧ, удовлетворяющих многим современным требованиям и не уступающих по своим параметрам, а в ряде случаев превосходящих известные схемы на пентодах.

В ряду этих требований при разработке схем широкополосных УУТ при сравнении их с аналогичными схемами на пентодах уделяется особое внимание фактору взаимозаменяемости усилительных приборов, воспроизводимости параметров в различных конструкциях и температурной стабильности основных характеристик всего усилителя. Хорошие результаты, полученные при экспериментальном изучении описанных в гл. 5 схем УПЧ и УВЧ, по-видимому, свидетельствуют о больших возможностях резонансных УУТ.

## ГЛАВА ВТОРАЯ

### О ПРИНЦИПАХ УСИЛЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ

Наиболее характерной чертой радиотехники является то, что в ней имеем дело с электрическими сигналами, с помощью которых осуществляется передача информации на большие расстояния. Материальным носителем информации является электромагнитное поле высокой частоты (радиосигналы). Устройства, в которых осуществляются преобразование и усиление радиосигналов, несущих в себе полезную информацию, называются высокочастотными трактами. Усиление радиосигналов осуществляется с помощью резонансных усилителей, неотъемлемой частью которых обычно является последовательный или параллельный резонансный контур или система резонансных контуров.

Существует две принципиальные возможности построения схем резонансного усилителя. Первый принцип реализуется с помощью усилителя, управляемого напряжением, второй — с помощью усилителя, управляемого током.

## 2-1. Резонансный усилитель, управляемый напряжением

Функциональная схема каскада резонансного усилителя с идеальным усилительным прибором, управляемым напряжением, показана на рис. 3. Входное сопротивление этого прибора должно быть бесконечно большим, выходное сопротивление — бесконечно малым. Если обозначить усилительную способность прибора (по напряжению) коэффициентом  $\mu_d$  (для лампы это дина-

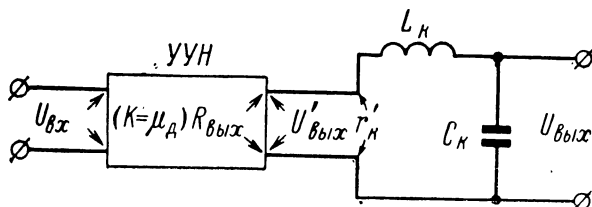


Рис. 3. Функциональная схема управляемого напряжением резонансного каскада.

мический коэффициент усиления), то, учитывая резонансные явления в реальном контуре, можно записать выражение для потенциального коэффициента усиления каскада, нагруженного на эквивалентное сопротивление контура:

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \mu_d Q, \quad (2-1)$$

где

$$\mu_d = \mu / \left( 1 + \frac{R_i}{R'_н} \right);$$

$\mu$  — статический коэффициент усиления лампы;  $Q$  — добротность контура, рассчитанная для заданной полосы пропускания каскада (рис. 3);  $R_i$  — внутреннее сопротивление лампы.

В формуле (2-1) коэффициент  $Q$  соответствует введенному в гл. 1 коэффициенту передачи напряжения  $k_u$  согласующего трансформатора и эквивалентно здесь коэффициенту трансформации напряжения, в контуре. Реализуемый коэффициент трансформации  $k_T = k_u$  контура может принимать значения от 1 до  $Q$ . Если выходное сопротивление усилительного прибора настолько

мало, что при включении его последовательно в выходной контур возможна реализация такой добротности, которая соответствует необходимой полосе пропускания усилителя, то согласно (2-1) усиление каскада будет максимально возможным.

Например, если рассмотреть каскад УПЧ, который обеспечивает динамический коэффициент усиления напряжения  $\mu_d \approx 50$ , то при соответствующем выходном сопротивлении для промежуточной частоты  $f_0 = 465$  кГц и полосы пропускания  $2\Delta f \approx 10$  кГц можно было бы получить максимально возможное усиление  $K_u \approx 2\,000 \div 2\,500$  ( $Q = f_0/2\Delta f \approx 50$ ).

К сожалению, реальные усилительные приборы обычно при малом выходном сопротивлении имеют малое (или вовсе не имеют) усиление по напряжению, и наоборот, при большом коэффициенте усиления напряжения имеют большое выходное сопротивление. В первом случае усиление каскада определяется вторым множителем в формуле (2-1), во втором — первым множителем этой формулы.

Однако не только соображения о величине входного и выходного сопротивлений реального усилительного прибора ограничивают максимально возможный коэффициент усиления УУН. При синтезе схем резонансных усилителей большое значение имеет параметр, характеризующий величину устойчивого коэффициента усиления. Поскольку основной причиной неустойчивости усилителя является наличие внутренней связи между его входом и выходом, то с точки зрения получения необходимого запаса устойчивости, например, по модулю предпочтительно выполнять условие  $\mu_d \leq K_{уст}$ , где  $K_{уст}$  — коэффициент устойчивого усиления для конкретной схемы включения усилительного прибора. Оценка величины  $K_{уст}$  будет сделана позже при анализе соответствующих схем резонансных усилителей.

Наиболее характерным усилителем, управляемым напряжением, является пентод, включенный с общим катодом. Однако пентоды обладают большим выходным сопротивлением (100—1 000 ком), следовательно, его выход нельзя включать последовательно в резонансный контур, так как резонансные свойства контура будут подавлены. Обычно выход пентода включается параллельно резонансному контуру и, следовательно, трансформирующие свойства контура реализовать не удастся

( $k_T=1$ ), а формула (2-1) переходит в известное соотношение для коэффициента усиления пентодного резонансного каскада с выходным сопротивлением  $R_{\text{вых}}=R_i \gg \gg R_{\text{oe}}$ :

$$K_u = \mu_d \approx S R_{\text{oe}}, \quad (2-2)$$

где  $S$  — крутизна пентода;  $R_{\text{oe}}$  — резонансное сопротивление контура.

В общем случае, когда выходное сопротивление усилительного прибора принимает значения  $R_{\text{oe}} > R_{\text{вых}} > > r'_K$ , где  $r'_K$  — приведенное сопротивление потерь после-

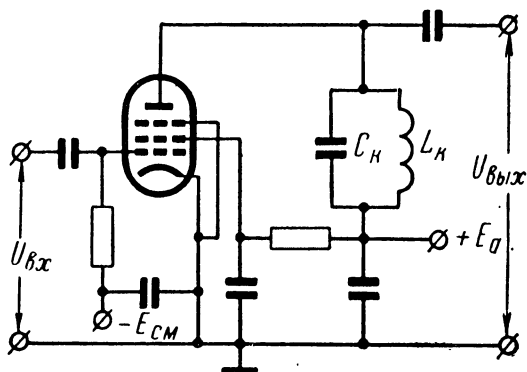


Рис. 4. Принципиальная схема управляемого напряжением резонансного каскада.

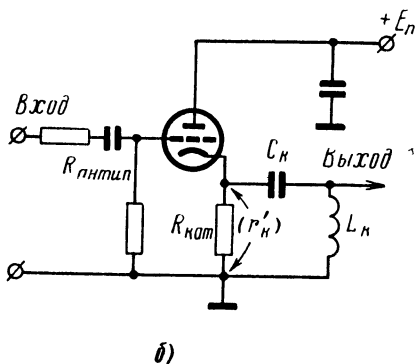
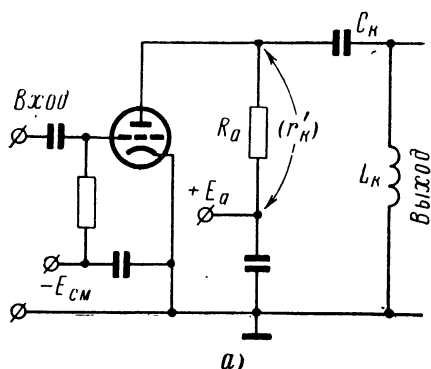
довательного контура, рассчитанного по заданной полосе пропускания, применяется автотрансформаторное или трансформаторное включение с коэффициентом трансформации  $k_T = (R_{\text{oe}}/R_{\text{вых}})^{1/2}$ . Когда  $R_{\text{вых}} \leq r'_K$  (схема на рис. 3),  $k_T = Q$ , однако для пентодов  $R_{\text{вых}} \geq R_{\text{oe}}$  и, следовательно,  $k_T = 1$ . В общем же случае  $Q \geq k_T \geq 1$  для произвольной величины  $R_{\text{вых}}$ .

Анализ формулы (2-1) приводит к весьма важным выводам для техники схемного построения резонансных УУН. Как известно, реальные усилительные приборы обладают внутренней обратной связью. В лампах, например, обратная связь осуществляется через паразитную проходную емкость  $C_{\text{ас}}$ . Для реализации схемы с усилением, определяемым по формуле (2-2), используется лампа, включенная с общим катодом (рис. 4). Поскольку все усиление такого каскада получается за

счет усилительного прибора, то напряжение сигнала на его выходных зажимах будет в  $K_u$  раз больше, чем на входе, и при наличии большой обратной связи такая схема становится потенциально неустойчивой, т. е. каскад может самовозбудиться. По этой причине триоды в подобных схемах не используются, но такая схема

Рис. 5. Принципиальная схема управляемого напряжением резонансного каскада на триоде.

*a* — триод включен по схеме с общим катодом;  
*б* — триод включен по схеме с общим анодом;  
 $R_{антип}$  — антипаразитное сопротивление, устраняющее отрицательную проводимость входа каскада.



включения лампы получила широкое применение благодаря изобретению экранированных ламп с малой проходной емкостью.

Возможен принципиально иной путь построения схемы резонансного усилителя, управляемого напряжением, с применением триодов. Поскольку триоды обладают большой обратной связью, схему следует рассчитать таким образом, чтобы в формуле (2-1)  $\mu_d \ll 1$ , но выходное сопротивление усилителя при этом должно быть настолько малым, насколько это необходимо для его

включения последовательно в контур (см. рис. 3). В этом случае с точки зрения невыполнения условия баланса амплитуд каскад становится безусловно устойчивым. Две принципиальные схемы, с помощью которых реализуется этот принцип, показаны на рис. 5. Основные соотношения для схемы рис. 5,а имеют вид:

$$Q = \left( \frac{R_{oe}}{r'_k} \right)^{1/2} = \frac{f_e}{2\Delta f} = \frac{1}{2\pi f_0 C_K r'_k}; \quad (2-3)$$

$$r'_k = \frac{R_a R_i}{R_a + R_i};$$

$$\mu_d = S r'_k \leq 1;$$

для схемы рис. 5,б

$$Q = \left( \frac{R_{oe}}{r'_k} \right)^{1/2}; \quad (2-3a)$$

$$r'_k = \frac{R_{кат}}{1 + S R_{кат}};$$

$R_{кат}$  — катодное сопротивление;

$$\mu_d = S r'_k / (1 + S r'_k).$$

Общий коэффициент усиления этих схем вычисляется по формуле (2-1), в которую необходимо подставить найденные из (2-3) и (2-3а)  $\mu_d$  и  $Q$ .

## 2-2. Резонансный усилитель, управляемый током

Функциональная схема резонансного усилителя с идеальным усилительным прибором, управляемым током, приведена на рис. 6. Входное сопротивление этого прибора должно быть бесконечно малым, выходное сопротивление — бесконечно большим. Если усилительный прибор усиливает ток в  $\alpha_d$  раз, то, учитывая резонансные явления в контуре, имеем:

$$K_i = \frac{I_{вых}}{I_{вх}} = \alpha_d Q, \quad (2-4)$$

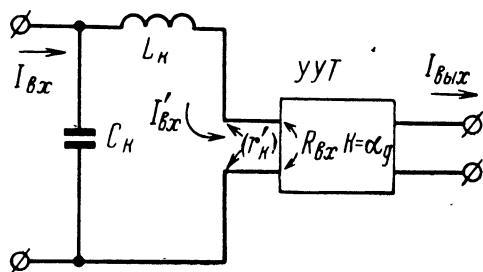
где  $K_i$  — общий коэффициент усиления каскада по току;

$$\alpha_d = \alpha / \left( 1 + \frac{G_i R_i}{G'_k R'_k} \right).$$

Формула (2-4) дает потенциально возможное значение усиления, которое можно реализовать от резонансно-

го УУТ. Здесь, так же как и в (2-1),  $Q = k_i = k_T$  и в общем случае определяется условием  $Q > k_T \geq 1$ . Сравнивая (2-4) с (2-1), приходим к выводу, что оба принципа резонансного усиления имеют одинаковые возможности, но реализуются они с принципиально различными схемами включения усилительных приборов. По

Рис. 6. Функциональная схема управляемого током резонансного каскада.



этой причине схемы резонансных УУТ должны существенно отличаться от ранее приведенных на рис. 4 и 5. Лампа и транзистор, включенные по схеме с общей сеткой или базой, соответственно являются типичными УУТ.

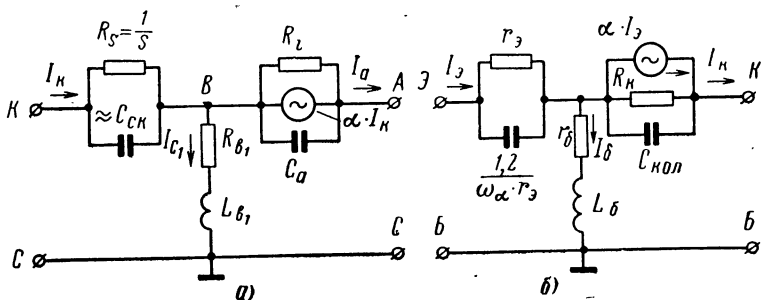


Рис. 7. Т-образная высокочастотная схема замещения.  
а — триод с общей сеткой; б — транзистор с общей базой.

Для понимания принципа построения схем УУТ очень полезна Т-образная высокочастотная эквивалентная схема усилителя (рис. 7, а, б). Эквивалентная схема триода (рис. 7, а) позволяет увидеть каналы внутренней паразитной обратной связи в лампе, включенной с общей сеткой. Этих каналов два — первый через паразитную емкость между анодом и катодом создает обратную связь по напряжению. Как правило, величина коэффи-



циента устойчивого усиления, обусловленного емкостью  $C_{ак}$ , даже на частотах более 100 Мгц оказывается равной 20—50. Второй канал — внутренняя обратная связь по току, возникающая в лампе за счет наличия у заземленного вывода сетки и монтажного заземляющего проводника конечного активного и индуктивного сопротивления (на схеме рис. 7,а они обозначены  $L_{в1}$  и  $R_{в1}$ ). Учет этого вида обратной связи следует вести на очень высоких частотах (см. гл. 3), когда начинает проявляться инерционность лампы, приводящая обычно к появлению отрицательной проводимости на входе, и, следовательно, к потенциальной неустойчивости каскада. До частот 100 Мгц обратная связь по току несущественна даже при одноштырьковом выводе управляющей сетки.

Следует, однако, иметь в виду, что заземление управляющей сетки через конденсатор (если на сетке должен действовать потенциал смещения, отличный от нуля) требует от последнего отсутствия индуктивной реакции на рабочих частотах усилителя. Обычно это керамические или слюдяные конденсаторы.

Эквивалентная схема транзистора с общей базой (рис. 7,б) [Л. 15] весьма похожа на рассмотренную выше эквивалентную схему лампы, но с существенной разницей, заключающейся в наличии у транзисторов значительного объемного сопротивления базы  $r'_б$ , которое даже на обычных частотах создает обратную связь по току. Используя при анализе Т-образных эквивалентных схем лампы и транзистора систему  $h$ -параметров эквивалентного четырехполюсника, легко получить выражение для устойчивого коэффициента усиления лампового и транзисторного каскада, включенных по схеме с общей сеткой или базой соответственно [Л. 12]:

$$K_{уст} \leq h_{12}^{-1}, \quad (2-4a)$$

где  $h_{12}$  — параметр обратной связи для указанных схем включения. Для лампы  $h_{12} = \omega^2 L_{в1} C_a$ , а для транзистора  $h_{12} = \omega r'_б C_{кол}$ .

На основании выражения (2-4а) можно сделать вывод, что при прочих равных условиях общий коэффициент устойчивого усиления транзистора в схеме с общей базой меньше, чем триода в схеме с общей сеткой. Тем не менее для современных высокочастотных транзисторов коэффициент устойчивого усиления по мощности

в схеме с общей базой на предельных частотах  $f \approx f_\alpha$  может достигать величины  $\sim 10-20$  и гораздо больше на частотах  $f \ll f_\alpha$ . Таким образом, одной из отличительных особенностей известных нам усилителей, управляемых током, является их высокая устойчивость усиления, обусловленная малыми обратными связями в лампе и транзисторе, включенных по схеме с общей сеткой или

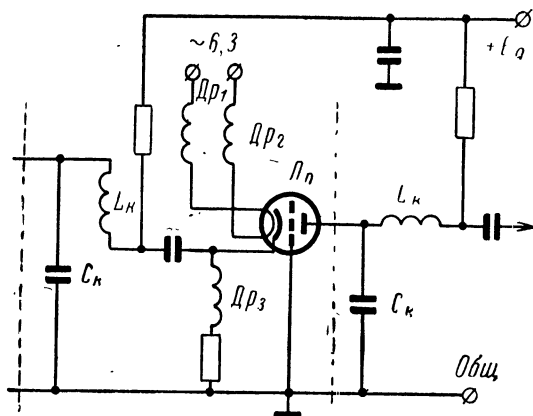


Рис. 8. Принципиальная схема управляемого током резонансного каскада на триоде с общей сеткой.

с общей базой соответственно. Ниже будут рассмотрены другие весьма существенные достоинства резонансных УУТ, которые позволяют с несколько иных позиций рассматривать проблему широкополосного усиления радиосигналов.

Принципиальная схема каскада резонансного усилителя, управляемого током, на вакуумном триоде приведена на рис. 8 (вертикальными пунктирными линиями очерчены границы одного каскада). Резонансный контур  $n$ -го каскада образован контурными емкостью  $C_k$ , индуктивностью  $L_k$  и последовательным входным сопротивлением триода, равным примерно  $1/S$ . Следовательно, добротность контура будет зависеть от крутизны лампы

$$Q = S\rho = \frac{S}{2\pi f_0 C_k}, \quad (2-5)$$

где  $\rho$  — характеристическое сопротивление контура;  $f_0$  — резонансная частота.

Например, для реализации каскада резонансного усилителя на частоте 465 кГц с полосой пропускания 10 кГц потребуются триод с крутизной около 30 мА/В, а для каскада телевизионного УПЧ достаточно иметь триод с крутизной порядка 5 мА/В. На частотах не более 200—300 МГц коэффициент усиления по току триода с заземленной сеткой (при  $R'_n \ll R_i$ )

$$\alpha_d \approx \alpha_0 \approx 1. \quad (2-6)$$

Учитывая уравнение (2-5) в выражении (2-4), получим для общего коэффициента усиления каскада резонансного УУТ (по схеме рис. 8)

$$K_i = \alpha_d Q = \alpha_d S \rho = \alpha_d \sqrt{SR_{oe}}. \quad (2-7)$$

Для реализации резонансного УУТ по схеме рис. 8 следует удовлетворить единственное условие — крутизна характеристики лампы должна обеспечивать требуемую добротность, а следовательно, и полосу пропускания при включении последовательно в контур входного сопротивления лампы, равного примерно  $1/S$ .

Формула (2-7) описывает возможный коэффициент усиления с точки зрения требуемой полосы пропускания и реализуемой добротности контура усилителя. Не следует, однако, думать, что с увеличением  $Q$  коэффициент усиления в соответствии с (2-7) будет неограниченно возрастать, поскольку максимально достижимый коэффициент усиления определяется отношением выходного сопротивления  $R_{вых}$ , равного в пределе  $R_i$ , к входному, примерно равному  $1/S$ , а это, как известно, соответствует статическому коэффициенту усиления лампы по напряжению, т. е.  $R_i S = \mu$ . В этой связи использование пентода в схеме с общей сеткой иногда может быть целесообразным, так как его коэффициент усиления  $\mu$  имеет значительно большую величину, чем у триода.

Таким образом, величина предельного усиления УУН и УУТ одинакова и не связана непосредственно с характером физических процессов в усилительном приборе, а определяется параметрами той или иной схемы его включения. Из рассмотрения схем следует, что УУН является дуальным относительно УУТ и что аналогичными свойствами обладают их соответствующие параметры и соотношения этих параметров, определяющие условия согласования. В частности, далеко не безраз-

лично, в каком соотношении находятся ток и напряжение, произведение которых соответствует управляющей мощности, подводимой от источника сигнала на вход УУТ и УУН.

## 2-3. Схемы транзисторных резонансных усилителей, управляемые напряжением и током

Наиболее характерной чертой современных плоскостных транзисторов массового производства является все еще большая их инерционность в сравнении с лампами и значительная собственная проводимость коллекторного  $P-N$  перехода. Если инерционность ламп в схеме с общим катодом начинает существенно влиять на их усилительные свойства и параметры на частотах выше 100 МГц, то у современных высокочастотных транзисторов в схеме с общим эмиттером аналогичная граничная область частот примерно на порядок ниже. Лучшие современные лампы, включенные по схеме с общей сеткой, имеют параметр  $f_\alpha$  (частота, на которой коэффициент передачи по току  $\alpha$  становится равным 0,7), равный 3—5 ГГц, а для большинства транзисторов  $f_\alpha$  обычно на порядок меньше.

Влияние инерционности ламп на параметры усилителя хорошо изучено и, если говорить кратко, сводится к следующему: в схеме с общим катодом за счет временного запаздывания анодного тока относительно катодного появляется конвекционный ток сетки даже при отрицательном потенциале на ней (рис. 9). Этот ток значительно уменьшает входное сопротивление лампы, что, как доказано, например, в [Л. 2] и качественно рассмотрено выше, резко ухудшает усилительные свойства УУН.

В схеме с общей сеткой появление конвекционного тока сетки уменьшает в основном только коэффициент

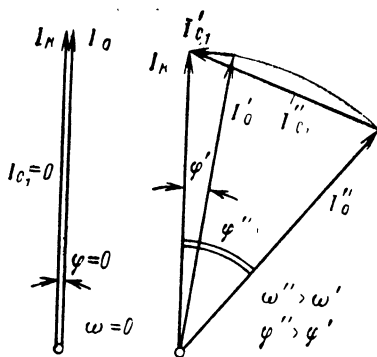


Рис. 9. Векторная диаграмма токов триода с общей сеткой.

передачи по току  $\alpha$ , однако  $I_{c1}$  влияет на величину  $\alpha$  значительно меньше (так как  $I_{c1} \ll I_K$ ), чем на входное сопротивление схемы с общим катодом. Другие эффекты, связанные с инерционностью ламп, для дальнейших рассуждений пока несущественны. Инерционность транзисторов приводит качественно к тем же последствиям, какие были отмечены для ламп, но на более низких частотах. Соответствующая векторная диаграмма токов транзистора показана на рис. 10.

Существенным отличием транзисторов от ламп является существование в рабочем режиме рекомбинационного тока базы, уменьшающего коэффициент передачи по току  $\alpha$  на несколько процентов даже в области низких частот (обычно для низких частот  $\alpha_0 = 0,9 \div 0,999$ ).

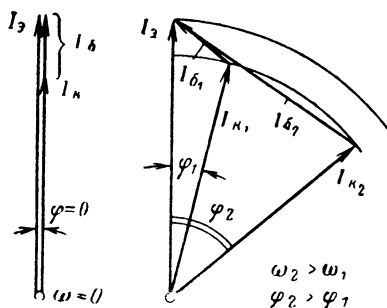


Рис. 10. Векторная диаграмма токов транзистора с общей базой.

Аналогичный эффект можно было бы наблюдать и в лампах, если работать с сеточными токами. В этом случае коэффициент передачи катодного тока к аноду на низких частотах был бы тоже меньше

единицы. Аналогия рекомбинационного тока базы в транзисторе и сеточного тока в лампе при положительном потенциале на сетке полезна, поскольку позволяет уяснить, насколько транзистор в этом смысле менее совершенен как управляемый напряжением усилитель по сравнению с лампой. Рекомбинационный ток базы в плоскостных транзисторах теоретически не устраним, поэтому ясно, что в схеме с общим эмиттером использование транзистора аналогично тому случаю, как если бы лампа работала с положительным смещением на управляющей сетке, что связано с большими потерями мощности на управление. Отсюда становятся более понятными те трудности, которые возникают при использовании транзистора в схеме усилителя, управляемого напряжением. Только создание прибора, аналогично полевому транзистору, в котором  $\alpha_0 = 1$  (ток базы равен нулю), позволило бы использовать его в некоторых усилителях, управляемых напряжением, в такой же степени, как и лампу.

В смещенном в обратном направлении коллекторном переходе транзистора имеется еще одна неустраняемая проводимость, обусловленная током неосновных носителей зарядов (обратным током). В лампе этому току соответствует неуправляемый ток управляющей сетки, обусловленный термоэмиссией, фотоэмиссией, ионизацией остаточного газа и т. д. В транзисторах этот ток имеет порядок ( $10^{-6}$ — $10^{-7}$   $\alpha$ ), а в лампах на шесть, семь порядков меньше.

Следовательно, ламповые схемы, описанные в § 2-1, в ряде случаев не могут быть реализованы на транзисторах, поскольку малые входные сопротивления транзисторов приводят к необходимости применения дополнительного согласования с помощью резонансного контура — трансформатора. На рис. 11 приведена принципиальная схема управляемого напряжением каскада резонансного усилителя на транзисторе с согласующим резонансным трансформатором. При таком согласовании резонансный контур оказывается сильно демпфирован, вследствие чего дополнительные потери мощности в трансформаторе приводят к значительному уменьшению усиления, особенно при широкой полосе пропускания каскада. Другим недостатком этой схемы является малая величина ее коэффициента устойчивого усиления, особенно если на входе и на выходе каскада включены однотипные резонансные контуры. Поскольку в многокаскадном усилителе такое включение неизбежно, для увеличения устойчивости в этих схемах обычно применяется нейтрализация, которая, как показал опыт, весьма неэффективна в резонансных усилителях из-за значительных разбросов и температурной зависимости параметров транзисторов. Отметим, однако, что, несмотря на отмеченные недостатки, эта схема получила широкое распространение, видимо, потому, что по построе-

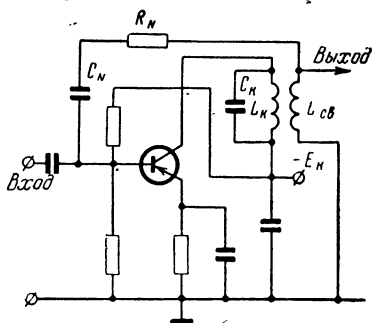


Рис. 11. Принципиальная схема управляемого напряжением резонансного каскада с нейтрализацией на транзисторе с общим эмиттером.

нию она аналогична пентодному резонансному усилителю.

Вместе с этим возможны иные схемы резонансных усилителей, в которых лучше учитываются особенности работы транзисторов на высоких частотах. На рис. 12 приведена схема резонансного усилителя на транзисторе, аналогичная схеме на вакуумном триоде, приведенной на рис. 5,а. В этой схеме, как и в ламповой, для обеспечения безусловной устойчивости каскада коллек-

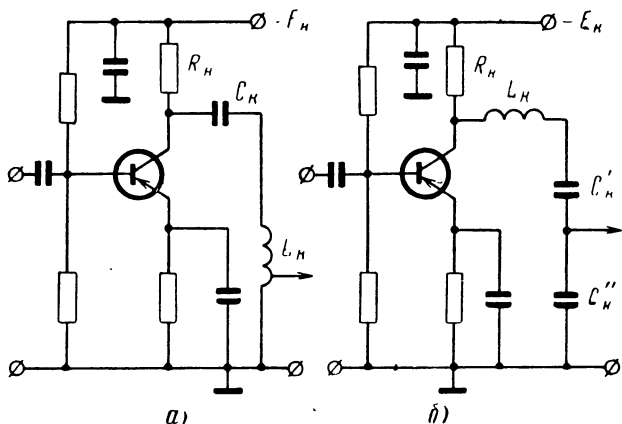


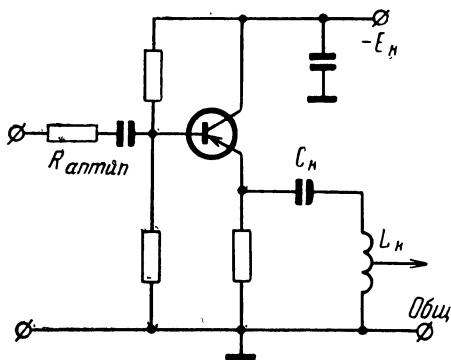
Рис. 12. Принципиальная схема управляемого напряжением резонансного каскада на транзисторе с общим эмиттером.

а — с согласующим трансформатором; б — с согласованием путем неполного включения нагрузки.

торная нагрузка выбирается настолько малой, чтобы коэффициент усиления напряжения транзистором получался порядка единицы. С другой стороны, нагрузочное сопротивление выбирается такой величины, чтобы его последовательное включение обеспечивало заданную добротность контура, а следовательно, и расчетную полосу пропускания каскада. Катушка  $L_n$  (рис. 12,а) представляет автотрансформатор для согласования большого резонансного сопротивления контура с входным сопротивлением следующего каскада. На рис. 12,б аналогичное согласование достигается путем неполного включения нагрузки (к части емкости контура). Транзисторная схема на рис. 13 по принципу построения аналогична схеме на вакуумном триоде (см. рис. 5,б).

Схемы, приведенные на рис. 12 и 13, имеют большой коэффициент устойчивого усиления, не имеют цепей нейтрализации, номинально нагружают контур и обеспечивают большее усиление, чем получившая широкое распространение схема на рис. 11. Достоинства этих схем проявляются как в узкополосных, так и в широкополосных резонансных усилителях.

Рис. 13. Принципиальная схема управляемого напряжением резонансного каскада на транзисторе с общим коллектором.



Как уже отмечалось, использование транзисторов в схемах с общим эмиттером или общим коллектором в ряде случаев не является оптимальным из-за значительного рекомбинационного тока базы, а большая инерционность транзисторов и внутренняя обратная связь в этих схемах включения практически исключает их применение на частотах более  $\sim 0,3 f_a$ .

Применение транзисторов в схемах УУТ, т. е. включенных по схеме с общей базой, позволяет на высоких частотах наиболее полно использовать их усилительные свойства и реализовать ряд оптимальных по широкополосности схем резонансных усилителей. Принципиальная схема управляемого током усилителя на транзисторе приведена на рис. 14. На этой схеме границы каскада очерчены пунктирными линиями. Контурные емкость  $C_k$ , индуктивность  $L_k$  и входное сопротивление транзистора, включенные последовательно, образуют резонансный контур  $n$ -го каскада. Современные транзисторы имеют входное сопротивление в схеме с общей базой 10—50 ом и совершенствуются таким образом, что это сопротивление будет непрерывно уменьшаться. Сравним входное сопротивление транзисторов с входным сопротивлением ламп в аналогичной схеме включения,



можно сказать [Л. 15], что эквивалентная крутизна характеристики транзисторов гораздо больше, чем у современных вакуумных триодов.

В соответствии с формулой (2-4) коэффициент усиления каскада резонансного УУТ при  $R_{\text{вых}} \gg R_{\text{ое}}$  будет равен добротности контура, так как  $\alpha_0 \approx 1$ . Если выполнить индуктивность  $L_k$  (рис. 14) высокодобротной, то несложно реализовать усилитель с узкой полосой пропускания. Например, принимая ширину полосы пропускания  $2\Delta f = 10$  кГц для УПЧ радиовещательного прием-

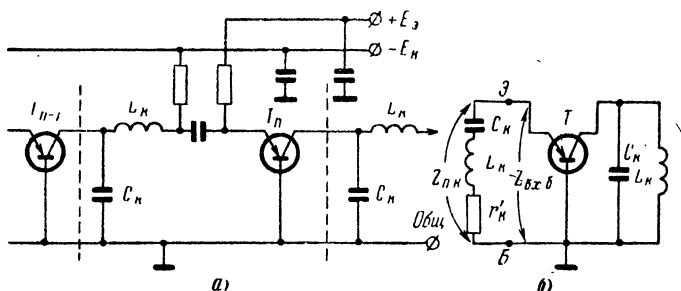


Рис. 14.

а — принципиальная схема управляемого током резонансного каскада на транзисторе с общей базой (выделен пунктирными линиями); б — к определению устойчивости транзисторного каскада с параллельно-последовательными контурами.

ника при резонансной частоте  $f_0 = 465$  кГц, получаем необходимую для реализации указанной полосы пропускания добротность резонансного контура  $Q = f_0 / 2\Delta f \approx 50$ . В соответствии с выражением (2-4) при  $\alpha_d \approx 1$  коэффициент усиления одного каскада получается  $\sim 50$ . Если контурную емкость взять равной  $100$  пФ, то величина эквивалентного сопротивления потерь  $r'_k$  в последовательной схеме замещения резонансного контура оказывается равной  $70$  ом. Так как входное сопротивление современных транзисторов в схеме с общей базой на частотах  $f \ll f_\alpha$  порядка  $5 \div 10$  ом, то очевидно, что УПЧ по схеме на рис. 14 может быть реализован даже в случае узкополосных резонансных усилителей.

Итак, приходим к необходимости проведения количественного сравнения усиления рассмотренных выше схем резонансных усилителей. Для этого целесообразно срав-

нить схемы, синтезируемые на основе принципов, представленных на рис. 12, а, б, 13, 14, с широко известной схемой резонансного усилителя с трансформаторным (автотрансформаторным) межкаскадным согласованием сопротивлений транзисторов (см., например, рис. 11). Сделаем оценку коэффициента устойчивого усиления каждой из перечисленных выше схем. Для этого в качестве критерия устойчивости примем условие отсутствия отрицательной активной составляющей входного сопротивления транзистора [Л. 12].

Запишем выражение для полного входного сопротивления транзистора, включенного по схеме с общей базой, пользуясь обозначениями Т-образной эквивалентной схемы (см. рис. 7, б):

$$\dot{Z}_{вх.б} = \dot{Z}_9 + \dot{Z}_6 \left[ 1 - \frac{\alpha}{1 + \dot{Z}_н / (\dot{Z}_к + \dot{Z}_6)} \right]. \quad (2-8)$$

Принимая  $\dot{Z}_9 \approx r_9$ ;  $\dot{Z}_6 \approx r'_6$ ;  $\dot{Z}_6 \ll R_k$ ;  $\dot{Z}_к \approx 1/i\omega C_k$ , можно получить выражение для активной составляющей входного сопротивления

$$R_{вх.б} \approx r_9 + r'_6 \left( \frac{1 - \omega^2 L'_к C_k - \alpha}{1 - \omega^2 L'_к C_k} \right), \quad (2-9)$$

где сопротивление  $Z_n$  принято равным  $i\omega L_k$ , причем  $\omega = \omega_0 - \Delta\omega$  соответствует расстройке контура на половину полосы пропускания  $2\Delta\omega$  ниже резонансной частоты  $\omega_0$ , потому что именно на этой частоте возникают наиболее благоприятные условия появления отрицательного сопротивления. После преобразования выражения (2-9) условие отсутствия отрицательного сопротивления можно записать в виде

$$K_{н.б}^1 \leq h_{126}^{-1}, \quad (2-10)$$

пригодном для оценки предельного коэффициента усиления напряжения одного самостоятельного каскада. Аналогичное выражение для одного каскада многокаскадного усилителя, состоящего из одинаковых согласованных каскадов, имеет вид:

$$K_{н.б} \leq h_{126}^{-1/2}. \quad (2-11)$$

Соответственно для допустимого коэффициента усиления мощности имеем:

$$K_{р.б} \leq h_{126}^{-1}. \quad (2-12)$$

Входное сопротивление транзисторного резонансного каскада, включенного по схеме с общим эмиттером, при сформулированных выше упрощающих условиях можно записать в виде

$$\dot{Z}_{вх.э} = \dot{Z}_6 + \dot{Z}_9 \left[ \frac{(\dot{Z}_н + \dot{Z}_к)/\dot{Z}_к}{1 - \alpha + \dot{Z}_н/\dot{Z}_к} \right]. \quad (2-13)$$

Анализ действительной части этого сопротивления приводит к следующему выражению максимального устойчивого коэффициента усиления мощности многокаскадного усилителя

$$K_{p.э} \leq \beta(\omega) h_{126}^{-1}. \quad (2-14)$$

Последнее выражение свидетельствует о том, что схема включения транзистора с общим эмиттером дает значительно большее (в  $\beta = \alpha/(1-\alpha)$  раз) усиление мощности, чем схема с общей базой.

Следует обратить внимание на то, что в случае схем с трансформаторным (автотрансформаторным) согласованием каскадов (см. рис. 11) появляющаяся отрицательная активная составляющая входного сопротивления, например  $n$ -го каскада, оказывается включенной параллельно (с учетом коэффициента трансформации) к коллекторному контуру  $(n-1)$ -го каскада. Рассматривая этот контур на той же частоте  $\omega = \omega_0 - \Delta\omega$ , на которой отрицательная активная составляющая входного сопротивления  $n$ -го транзистора максимальна, приходим к выводу, что на рис. 11 индуктивный характер влияния контура предыдущего каскада на входное сопротивление последующего каскада не может изменить знака действительной части последнего, вследствие чего усилитель оказывается склонным к самовозбуждению на частоте  $(\omega_0 - \Delta\omega)$ .

Последнее замечание было сделано в связи с тем, что в случае  $n$ -каскадного УУТ с последовательным включением входа транзисторов в резонансный контур (рис. 14,а) реакция контура  $(n-1)$ -го каскада на входное сопротивление  $n$ -го каскада на частоте  $\omega_0 - \omega\Delta$  будет носить емкостный характер. Это приводит к тому, что действительная часть полного входного сопротивления транзистора в схеме с последовательными контурами оказывается положительной при любых расстройках контура. Покажем это на примере схемы рис. 14,б. Полное входное сопротивление в этой схеме на зажимах Э—Б с учетом реакции коллекторной цепи и входного последовательного контура можно записать в виде

$$\dot{Z}_{э.б} = \frac{\dot{Z}_{вх.б} \dot{Z}_{п.к}}{\dot{Z}_{вх.б} + \dot{Z}_{п.к}}, \quad (2-15)$$

где  $\dot{Z}_{вх.б}$  дается выражением (2-8);  $\dot{Z}_{п.к} = r'_k - i \times \times \left( \frac{1 - \omega^2 L_k C_k}{\omega C_k} \right)$  — полное сопротивление входного после-

довательного контура, а  $r'_k$  — активное сопротивление катушки  $L_k$  на резонансной частоте. Анализ выражения (2-15), выполненный в рамках использованных выше приближений при дополнительном учете условия  $r'_k \ll \ll r_3 + r'_6(1-\alpha)$ , приводит к следующему соотношению для действительной части сопротивления

$$R_{3,6} \approx r_3 + (r'_6 - r_3) \omega^2 C_k L_k. \quad (2-16)$$

которая, очевидно, при любых частотах существенно положительна, так как в типовом режиме транзистора  $r'_6 > r_3$ .

Таким образом, приходим к выводу, что схема каскада с последовательными контурами при  $f_0 \ll f_\alpha$  является безусловно устойчивой в области резонансных частот  $f_0$ , в которой обычно наблюдается наибольшая склонность резонансных усилителей к самовозбуждению.

Интересно отметить, что рассмотренные условия отсутствия отрицательной активной составляющей входного сопротивления в транзисторных многокаскадных резонансных усилителях справедливы для частот  $f_0 \ll f_\alpha$  и являются общими для всех схем включения триода. В частности, используя последовательное включение выхода транзисторного каскада в резонансный контур, можно получить аналогичное с (2-16) условие положительности действительной части полного входного сопротивления каскада для схем, приведенных на рис. 12, а, б, 13.

Применительно к многокаскадным резонансным усилителям это условие можно было бы сформулировать так: если межкаскадное согласование резонансных усилителей осуществляется посредством резонансных контуров, то каждый каскад оказывается безусловно устойчивым при включении входных (выходных) его зажимов параллельно, а выходных (входных) последовательно с соответствующим резонансным контуром. Это можно объяснить противоположным характером реакции на частотах  $\omega_0 \pm \Delta\omega$  входного и выходного контуров в схемах на рис. 12—14, настроенных на одну частоту  $\omega_0$ . Этот вывод имеет большое практическое значение, так как делает возможным построение многокаскадных резонансных усилителей без нейтрализации. Ниже будет рассмотрен вопрос устойчивости резонансных

УУТ на частотах  $f_0 \approx f_\alpha$ , когда начинает сказываться инерционность транзисторов.

Результаты приведенного анализа устойчивости резонансных усилителей на частотах  $f_0 \ll f_\alpha$  полностью подтверждаются экспериментально. Так, сравнение схем, приведенных на рис. 12, а, б, 13, 14, со схемами типа изображенной на рис. 11 показало, что последние могут иметь предельный коэффициент усиления, определяемый в зависимости от схемы включения транзисторов условиями устойчивости (2-12) и (2-14), первые схемы (в частности, изображенные на рис. 12—14) обеспечивают максимальное усиление  $K_p \approx (\alpha_d Q)^2 \approx \alpha_d^2 \beta^2$ , определяемое условиями получения заданной полосы пропускания ( $Q = f_0 / 2\Delta f$ ). Для многих серийных транзисторов величина  $\beta$  оказывается значительно больше параметра  $h_{126}^{-1}$ , так что  $\alpha_d^2 \beta^2 > K_{p.э}$  [сравнить с (2-14)]. Это значит, что в схемах, приведенных на рис. 12, 13 и 14, может быть получен больший коэффициент усиления при большем запасе устойчивости, чем в классической схеме с общим эмиттером (см. рис. 11).

Отсутствие самопроизвольно возникающего отрицательного входного сопротивления в схеме с последовательными контурами (рис. 14) позволяет реализовать ряд интересных схемных построений с использованием управляемого (по нашему усмотрению) эффекта умножения добротности резонансного контура. Поскольку в малогабаритной переносной радиоаппаратуре (например, в карманном приемнике) габариты контурных катушек должны быть малыми, то получить высокую их добротность практически не удастся. Это усугубляется еще и тем, что экраны на катушках также должны быть малогабаритными, вследствие чего добротность контура снижается еще больше. В этих условиях представляет интерес схема транзисторного УПЧ, использующая УУТ в режиме умножения добротности (рис. 15). Можно доказать, что включение индуктивности в базовую цепь транзистора приводит к уменьшению его активного входного сопротивления, а при определенных условиях может сделать его даже отрицательным (см. гл. 3). Включение такого сопротивления последовательно в контур не ухудшает добротности контура и даже может ее умножить, что особенно важно для узкополосных усилителей. Пропорционально добротности, согласно (2-4), растет и коэффициент усиления каскада. Один каскад на рис. 15, а может обеспечить усиление 100—200 на частотах порядка 1 МГц. Следует, однако, иметь в виду, что в режиме умножения добротности могут работать транзисторы, граничная частота  $f_\alpha$  которых одного порядка с частотой усиления  $f_0$ . Это обусловлено тем, что режим умножения добротности использует эффекты, связанные с инерционностью транзистора, которые становятся заметными только вблизи его граничной частоты.

Включение индуктивности в цепь базы транзисторов в резонансных усилителях, управляемых током, часто бывает полезным в связи с необходимостью уменьшения на высоких частотах обратной связи через проходную емкость между коллектором и эмиттером. Как показывает анализ эквивалентной схемы транзистора (см. рис. 7,б), для любой области частот можно подобрать такое значение индуктивности в цепи базы, которому будет соответствовать минимум обратной связи. Значение индуктивности  $L_6$ , соответствующее минимуму обратной связи в транзисторе, обычно меньше величины, необходимой для умножения добротности, что иногда может приводить к увеличению обратной связи (оценку устойчивости для этого случая см. в гл. 3) через эту индуктивность. В связи с этим может представлять интерес схема (рис. 15,б), в которой функции усиительного транзистора и умножителя добротности разделены.

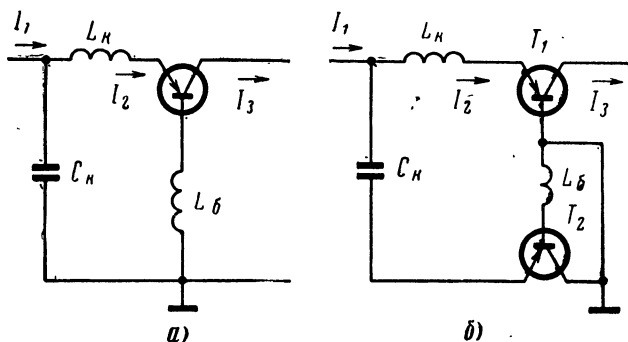


Рис. 15. Схема (по переменному току) резонансного каскада, управляемого током.

*а* — на одном транзисторе с общей базой в режиме умножения добротности; *б* — на двух транзисторах с общей базой в режиме умножения добротности.

В этой схеме база транзистора — усилителя заземляется, что обеспечивает каскаду большую устойчивость. Следует отметить, что для этой схемы транзистор  $T_1$  может быть высокочастотным, а  $T_2$  выбирается из условия примерного совпадения его граничной частоты  $f_a$  с резонансной частотой усилителя. Однако в связи с тем, что в последней схеме используются два транзистора она не является оптимальной с точки зрения получения максимально возможного усиления в расчете на один транзистор и по этой причине не может найти широкого применения. Поэтому гораздо эффективнее схема, показанная на рис. 15,а.

Таким образом, принцип реализации оптимальных схем резонансных усилителей, управляемых напряжением и током, должен существенно отличаться, особенно при значениях параметров усилительного прибора, близких к идеальным (при малом входном и большом выходном сопротивлениях УУТ и наоборот — в усилителе,

управляемом напряжением), в соответствии с рис. 3 и 6. Транзисторы в схеме с общим эмиттером на любых частотах являются несовершенными, потребляющими значительную мощность на управление, в связи с чем существуют известные трудности оптимального их использования в резонансных усилителях. Но, пожалуй, главное состоит в том, что эффективное использование усилительных свойств уже разработанных ламп и транзисторов невозможно без учета специфических особенностей их различных схем включения, в связи с чем нахождение оптимального схемного построения в каждом отдельном случае является неотъемлемым условием повышения эффективности использования вакуумных триодов и транзисторов.

## ГЛАВА ТРЕТЬЯ

### УСИЛЕНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

К широкополосным усилителям радиосигналов обычно относят устройства, у которых отношение полосы пропускания к средней частоте усиления превышает 0,1. Обычно это УПЧ и УВЧ широкополосных приемников. Нагрузкой усилительного прибора в этих схемах, как правило, является сильно демпфированный резонансный контур.

#### 3-1. Эффективная площадь резонансной характеристики контура

Важнейшей характеристикой широкополосного полосового усилителя является его эффективность, определяемая как произведение коэффициента усиления одного каскада  $N$ -каскадного усилителя на полосу пропускания всего усилителя [Л. 8]. Поскольку нагрузкой каскада является контур, эффективность усиления должна определяться и его параметрами. Рассмотрим резонансную характеристику контура (рис. 16) как зависимость его эквивалентного сопротивления от частоты. Из теоретической радиотехники известно выражение для эквивалентного сопротивления контура на резонансной частоте [Л. 19].

$$R_{00} = Q\rho = \frac{f_0}{2\Delta f} \rho, \quad (3-1)$$

где  $\rho = 1/\omega_0 C_K$  — характеристическое сопротивление контура при резонансе;

$C_K$  — емкость контура;

$\omega_0 = 2\pi f_0$  — резонансная частота контура.

Назовем произведение эквивалентного сопротивления  $R_{oe}$  и полосы пропускания  $2\Delta f$  эффективной площадью резонансной характеристики контура  $F_{эфф}$ , т. е.

$$F_{эфф} = R_{oe} 2\Delta f. \quad (3-2)$$

Подставляя правую часть уравнения (3-1) в (3-2) после несложных преобразований получим:

$$F_{эфф} = \frac{1}{2\pi C_K}. \quad (3-3)$$

Выражение (3-3) играет важную роль в теории широкополосного усиления радиосигналов. Из этого выраже-

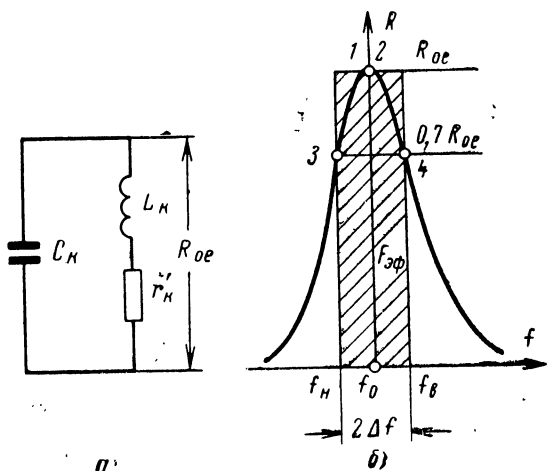


Рис. 16. К определению эффективной площади резонансной кривой контура.

$a$  — резонансный контур;  $b$  — резонансная характеристика  $R_{oe}(f)$  контура.

ния следует важнейший вывод, что эффективная площадь резонансной характеристики контура обратно пропорциональна емкости контура и, следовательно, ее площадь тем больше, чем меньше  $C_K$ . В пределе, когда  $C_K$  стремится к нулю,  $F_{эфф}$  стремится к бесконечности.



## 3-2. Эффективность лампового резонансного усилителя, управляемого напряжением

Выражение (3-3) запишем в виде:

$$R_{oe} 2\Delta f = \frac{1}{2\pi C_{\Sigma}} \cdot \quad (3-4)$$

Умножим правую и левую части уравнения (3-4) на крутизну характеристики  $S$  лампы усилителя и, учитывая, что  $SR_{oe}$  равно резонансному коэффициенту усиления одного каскада ( $K_0$ ), получим:

$$K_0 2\Delta f = \frac{S}{2\pi C_{\Sigma}} \cdot \quad (3-5)$$

В соответствии с определением эффективности усилителя  $\mathcal{E} = K_0 2\Delta f$  окончательно получаем для единичного каскада резонансного УУН хорошо известную формулу [Л. 8]

$$\mathcal{E}_u = \frac{S}{2\pi C_{\Sigma}} \cdot \quad (3-6)$$

Если усилитель имеет  $N$  однотипных каскадов, то его эффективность уменьшается за счет сужения суммарной резонансной характеристики  $N$ -каскадного усилителя по сравнению с отдельной резонансной характеристикой одного каскада. Уменьшение эффективности учитывается функцией числа каскадов  $\psi(N)$  [Л. 8]

$$\mathcal{E}_{u(N)} = \frac{S}{2\pi C_{\Sigma}} \psi(N) \cdot \quad (3-7)$$

Емкость контура обычно состоит из емкостей ламп (входной  $C_{вх}$  и выходной  $C_{вых}$ ), монтажной емкости  $C_{м}$  и емкости дополнительного контурного конденсатора  $C_{\kappa}$ . Поскольку эффективность усилителя обратно пропорциональна  $C_{\kappa}$ , то значение  $C_{\kappa}$  стремятся брать минимальным, следовательно, от конденсатора  $C_{\kappa}$  приходится отказаться. Тогда

$$C_{\kappa} = C_{вх} + C_{вых} + C_{м} = C_{\Pi},$$

где  $C_{\Pi}$  принято называть паразитной емкостью схемы. Монтаж широкополосных усилителей должен быть выполнен из условия получения минимальных значений  $C_{\Sigma}$ .

Учитывая выражение для  $C_{\kappa}$  в формуле (3-7), получим:

$$\mathcal{E}_{u(N)} = \frac{S}{2\pi (C_{вх} + C_{вых})} \gamma_1 \psi(N), \quad (3-8)$$

где

$\gamma_1 = \frac{C_{вх} + C_{вых}}{C_{вх} + C_{вых} + C_{м}} = \frac{\mathcal{E}_u}{\mathcal{E}_i}$  — коэффициент, определяющий соотношение емкостей лампы и монтажа.

В теории широкополосных ламп широко принято пользоваться понятием добротности лампы [Л. 3, 8]

$$D_u = \frac{S}{2\pi(C_{вх} + C_{вых})} \quad (3-9)$$

Учитывая формулу (3-9) в (3-8), получим:

$$\mathcal{E}_{u(N)} = D_u \gamma_1 \psi(N). \quad (3-10)$$

Таким образом, общая широкополосность резонансного усилителя на пентодах, включенных по схеме с общим катодом, определяется добротностью лампы, соотношением паразитных емкостей лампы и монтажной емкости и функцией числа каскадов.

Для сравнения широкополосного усилителя на пентоде с триодной схемой, которая будет рассмотрена в следующем параграфе, полезно контурную емкость пентодного каскада представить следующим образом:

$$C_k = C_{\Pi} = C_{вх} + C'_m + C_{вых} + C''_m, \quad (3-11)$$

где  $C_{вх} = C_{ск}$  — входная емкость лампы последующего каскада;

$C'_m$  — монтажная емкость входной цепи последующего каскада;

$C_{вых} = C_{ак}$  — выходная емкость лампы предыдущего каскада;

$C''_m$  — монтажная емкость выходной цепи предыдущего каскада.

При рациональном монтаже всегда справедливо условие

$$C'_m = C''_m \approx 3 \div 5 \text{ нф}. \quad (3-12)$$

Для современных широкополосных пентодов

$$C_{ск} \approx 5 \div 15 \text{ нф}; C_{ак} \approx 1 \div 5 \text{ нф}. \quad (3-13)$$

Добротность лучших современных широкополосных пентодов типа 6Ж9П, 6Ж11П и др. равна 200—250 Мгц, а реализуемая эффективность одного каскада при современном уровне конструирования УПЧ и УВЧ на 25—35% меньше  $D_u$  (за счет монтажных емкостей).

### 3-3. Эффективность лампового резонансного усилителя, управляемого током

Схема каскада широкополосного резонансного усилителя на триоде, включенного по схеме с общей сеткой, с последовательным включением его входного сопротивления в контур приведена на рис. 8.

Коэффициент усиления этого каскада определяется формулой (2-4). По определению, эффективность резонансного усилителя, управляемого током, равна  $K_i 2\Delta f$ , откуда, подставляя значение  $K_i$  из выражения (2-4), после несложных преобразований получим (в широкополосных резонансных усилителях обычно  $R_{\text{вых}} \gg R_{\text{ое}}$ , т. е.  $\alpha_d \approx \alpha$ ):

$$\mathcal{E}_i = \alpha f_0. \quad (3-14)$$

Значение коэффициента передачи тока радиосигнала в триоде по схеме с общей сеткой на частотах несколько десятков мегагерц близко к единице, на более высоких частотах необходимо учитывать шунтирующее действие входной емкости триода в схеме с общей сеткой ( $C_{\text{кат}}$ ), а также СВЧ ток сетки, обусловленный инерцией электронов, в результате чего  $\alpha$  становится меньше единицы. Если выразить коэффициент усиления тока в формуле (2-4) через параметры схемы (см. рис. 8), учитывая, что  $C_k$  в широкополосном УУТ берется равной паразитной емкости  $C_T$  триода в схеме с общей сеткой, то получим выражение

$$\mathcal{E}_i = \frac{S\alpha}{2\pi C_T} \frac{2\Delta f}{f_0}, \quad (3-15)$$

где  $C_T = C_a + C''_m$  — паразитная емкость контура триодного каскада УУТ;

$C_a$  — выходная емкость триода в схеме с общей сеткой.

Назовем выражение

$$\frac{S\alpha}{2\pi C_a} = D_i \quad (3-16)$$

добротностью широкополосного триода в схеме с общей сеткой. Учтем монтажную емкость каскада УУТ так же, как в уравнении (3-10), коэффициентом  $\gamma_2 =$

$\frac{C_a}{C_a + C''_m}$ , в результате получим:

$$\mathcal{E}_i = D_i \gamma_2 \frac{2\Delta f}{f_0}. \quad (3-17)$$

Из уравнения (3-14) следует важный вывод для понимания возможностей широкополосного резонансного управляемого током усилителя на вакуумных триодах: эффективность этого усилителя пропорциональна резонансной (средней) частоте и тем больше, чем выше эта частота. Уравнение (3-15) определяет реальную эффективность управляемого током усилителя (с учетом параметров реального усилительного прибора  $S$  и  $C_T$ ), а уравнение (3-14) — его максимальную эффективность в случае одиночного контура. Решая совместно уравнения (3-15) и (3-14), получаем:

$$\mathcal{E}_i = \sqrt{\frac{S\alpha^2}{2\pi C_T}} 2\Delta f = \sqrt{\mathcal{L}_i 2\Delta\gamma_2 \alpha}. \quad (3-18)$$

Поскольку частотная характеристика резонансного усилителя, управляемого током, так же как и усилителя, управляемого напряжением, определяется резонансным контуром, то для  $N$ -каскадной схемы имеем:

$$\mathcal{E}_{i(N)} = \sqrt{\mathcal{L}_i \alpha 2\Delta f \gamma_2} \psi(N). \quad (3-19)$$

В формуле (3-14) коэффициентом  $\alpha = \alpha_c \alpha_s$ , как отмечалось, учтены влияние входной емкости  $C_{\text{кат}}$  (коэффициентом  $\alpha_c$ ) и инерционности триода (коэффициентом  $\alpha_s$ ) на коэффициент усиления тока.

Входная емкость триода в схеме с общей сеткой

$$C_{\text{кат}} = C_{\text{ск}} + C_{\text{kf}} + C'_m, \quad (3-20)$$

где  $C_{\text{kf}}$  — емкость катод — подогреватель.

Из эквивалентной схемы на рис. 7,а можно определить коэффициент  $\alpha_c$ .

Учитывая соотношение (3-20), получим следующее выражение для коэффициента передачи тока без учета инерции электронов

$$\alpha_c = \frac{S}{\sqrt{S^2 + (\omega_0 C_{\text{кат}})^2}}. \quad (3-21)$$

При выводе этой формулы паразитная реакция анодной цепи на входное сопротивление не учитывалась, так как обратная связь в схеме с общей сеткой до частот 100—200 Мгц незначительна. На более высоких частотах, кроме паразитной обратной связи по напряжению, следует учитывать также влияние индуктивности выводов

управляющей сетки и инерцию электронов. Поскольку емкость  $C_{нф}$  составляет значительную долю входящей в формулу (3-21) емкости  $C_{кат}$ , в схеме на рис. 8 ток накала на лампы подается через высокочастотные дроссели. В этом случае условие (3-20) запишется:

$$C_{кат} = C_{ск} + C'_м.$$

К анализу формулы (3-21) мы вернемся позже, здесь же уместно отметить, что входящий в выражение широкополосности управляемого током резонансного усилителя коэффициент  $\alpha$  не зависит от величины входной емкости при ее пропорциональном изменении совместно с крутизной  $S$  лампы. Следовательно, в соответствии с (3-18) эффективность  $\mathcal{E}_i \approx S^{1/2}$  и практически не зависит от  $C_{ск}$ . Этот вывод принципиально отличается от тех положений, которые характеризуют широкополосность пентодных схем. Независимость коэффициента передачи тока триода в схеме с общей сеткой от емкости  $C_{ск}$  при постоянном отношении  $S/C_{ск}$ , как будет показано ниже, может открыть новые возможности для модернизации широкополосных триодов.

### 3-4. Об устойчивости резонансных усилителей на высоких частотах

Все выводы до сих пор делались без учета инерционности триода, что справедливо до частот  $\sim 100$  Мгц. На более высоких частотах следует учитывать конвекционный СВЧ ток в цепи управляющей сетки в соответствии с диаграммой рис. 9. Увеличение конвекционного тока сетки приводит к необходимости учета индуктивности ее выводов и их влияния как на величину  $\alpha_s$ , так и на устойчивость каскадов по схеме с общей сеткой. Оценим это влияние. Для анализа возьмем за основу эквивалентную Т-образную схему триода (см. рис. 7,а). Заменяя катод генератором тока  $I_k$ , можно получить частотную зависимость коэффициента передачи тока  $\alpha_s(\omega)$ , если учесть перераспределение тока между отрицательной сеткой и анодом на СВЧ (за счет наведенных в цепи сетки токов).

Учитывая, что комплексный коэффициент передачи  $\dot{\alpha}_s = \frac{I_a}{I_a + I_c}$ , следует из первого уравнения Кирхгофа для

узла  $B$  на рис. 7, а и обозначая комплексные проводимости сеточной и анодной цепи соответственно  $\dot{G}_c$  и  $\dot{G}_a$ , получаем:

$$\dot{\alpha}_s = \frac{\dot{G}_a}{\dot{G}_a + \dot{G}_c}.$$

После преобразований имеем (для рассматриваемых частот можно принять  $\dot{G}_a = i\omega C_a$ ):

$$\dot{\alpha}_s = \frac{1}{1+m^2} + i \frac{m}{1+m^2}, \quad (3-22)$$

где  $m = \frac{k\omega}{C_a} = \frac{\omega}{\omega_s}$  — относительная частота;

$\omega_s = C_a/k$  — предельная частота вакуумного триода, включенного по схеме с общей сеткой, так как на этой частоте  $\alpha_s = 1/\sqrt{2}$ .

При выводе (3-22) рассматривался случай короткого замыкания зажимов  $A-C$  на рис. 7, а, т. е., как и при выводе (3-21), не учитывалась реакция анодной цепи. В нашем случае это приближение оправдано, так как в широкополосных резонансных усилителях на высоких частотах полное сопротивление нагрузки сильно демпфированного контура  $Z_n$  всегда меньше полного выходного сопротивления лампы, т. е.  $G_a \ll 1/Z_n$ . Учет СВЧ проводимости цепи сетки выполнен в неявном виде  $G_c = k\omega^2$ , где  $k$  — СВЧ коэффициент, определяющий активный наведенный ток в цепи сетки ( $k_r$ ) и реакцию индуктивности сеточного вывода ( $k_L$ ) в соответствии с предположением, что  $k = k_r + k_L$  [Л. 3]. Значения коэффициента ( $k$ ) часто приводятся в справочниках по радиолампам. Легко видеть, что эти же соображения справедливы и для схемы с общим анодом, поэтому ниже будем пользоваться окончательными формулами для оценки устойчивости также тех усилителей, в которых триод включен по схеме с общим анодом.

Для решения этой задачи для частот  $\omega \approx \omega_s$  запишем выражение для полного сопротивления между точками  $(K-C)$  схемы на рис. 7, а в общем виде

$$\dot{Z}_{K,C} = R_{Kc} + iX_{Kc} = \dot{Z}_s + \dot{Z}_c(1 - \dot{\alpha}_s), \quad (3-23)$$

где  $\dot{Z}_s$  — комплексное сопротивление между точками  $(KB)$ ;

$\dot{Z}_c$  — комплексное сопротивление между точками  $(BC)$ .

Подставляя выражение (3-22) в (3-23), после преобразований имеем:

$$\dot{Z}_{\text{кз}} = \left[ \frac{S}{S^2 + (\omega C_{\text{ск}})^2} + \frac{R_{\text{в1}} m^2}{1 + m^2} - \frac{\omega L_{\text{в1}} m}{1 + m^2} \right] + \\ + i \left[ \frac{R_{\text{в1}} m}{1 + m^2} + \frac{\omega L_{\text{в1}} m^2}{1 + m^2} - \frac{C_{\text{ск}} \omega}{S^2 + (\omega C_{\text{ск}})^2} \right]. \quad (3-24)$$

Таким образом, с помощью формулы (3-22) можно вычислить значения  $\alpha_s$  в выражении для эффективности

$$\alpha_s = (1 + m^2)^{-1/2}, \quad (3-25)$$

а из (3-24) можно сделать оценку условий устойчивости каскада по схеме с общей сеткой. При положительной действительной части в выражении (3-24), имеем:

$$L_{\text{в1}} < \frac{S(1 + m^2) + R_{\text{в1}} m^2 (\omega C_{\text{ск}})^2}{\omega m [S^2 + (\omega C_{\text{ск}})^2]} + \frac{R_{\text{в1}} m S^2}{\omega m [S^2 + (\omega C_{\text{ск}})^2]}.$$

Для наших целей приемлемо приближение

$$\omega_{\text{уст}} < n R_{\text{в1}} / L_{\text{в1}}, \quad (3-26)$$

на основе которого можно сделать оценку устойчивости схемы с общей базой [см. (2-4а)] и вычислять антипаразитное сопротивление  $R_{\text{антип}}$  в цепи сетки для увеличения устойчивости схемы с общим анодом, предварительно задаваясь коэффициентом запаса устойчивости ( $n$ ), под которым понимаем отношение коэффициентов критического и реального усиления.

При анализе Т-образной эквивалентной схемы транзистора для частот  $\omega \approx \omega_\alpha$  в том же приближении, что и для ламповой схемы, воспользуемся RC-аппроксимацией частотной зависимости его коэффициента передачи тока  $\alpha(\omega)$ ; исходя из [Л. 15], имеем:

$$\alpha = \alpha_0 / (1 - ia), \quad (3-27)$$

где  $\alpha_0$  — коэффициент передачи постоянного тока транзистора с общей базой;  $a = \omega / \omega_\alpha$  — относительная частота;  $\omega_\alpha$  — предельная частота усиления тока в схеме с общей базой, на которой

$$\alpha = \alpha_0 / \sqrt{2}.$$

После подстановки (3-27) в выражение, аналогичное (3-24), получим:

$$\dot{Z}_{\text{вб}} = \frac{0,9r_g + r'_g(1 - \alpha_0) - a\omega L_g \alpha_0 + a^2 r'_g}{1 + a^2} + \\ + i \frac{\omega L_g(1 - \alpha_0) - 0,9r_g a + a^2 \omega L_g + a\alpha_0 r'_g}{1 + a^2}. \quad (3-28)$$

Следовательно, в выражении для эффективности транзисторного резонансного усилителя из (3-27) получаем модуль коэффициента передачи в виде

$$\alpha = \alpha_0 (1 + a^2)^{-1/2}, \quad (3-29)$$

а из (3-28) — условие для оценки устойчивости

$$L_6 < \frac{0,9r_3 + r'_6(1 - \alpha_0) + a^2r'_6}{a\omega\alpha_0}$$

или приближенно

$$\omega_{уст} < nr'_6/L_6. \quad (3-30)$$

Из полученных простых выражений (3-26) и (3-30) для оценки предельной частоты  $\omega_{уст}$ , ниже которой входное сопротивление каскадов остается положительным, можно видеть, насколько важно выполнять цепь сетки или базы этих схем с минимальными индуктивностями соединительных проводников. В этой связи следует заметить, что включаемые иногда в цепь сетки ламп и базы транзисторов антипаразитные сопротивления для увеличения устойчивости в рассматриваемых здесь схемах высокочастотных усилителей должны быть обязательно безындукционными. Следует также отметить, что оценки устойчивости по (3-26) и (3-30) на частотах  $\omega \approx (0,3 \div 1)\omega_s$  и  $\omega \approx (0,3 \div 1)\omega_\alpha$  дополняют оценки для другого критерия устойчивости коэффициента усиления при  $\omega \ll \omega_\alpha$  для схем каскадов с общей сеткой и общей базой соответственно (см. § 2-2).

Необходимо обратить внимание еще на одно следствие из полученных выше выражений (3-24) и (3-28). На частотах  $\omega \approx (0,3 \div 1)\omega_s$  и  $\omega \approx (0,3 \div 1)\omega_\alpha$  входное сопротивление схем с общей сеткой и общей базой соответственно, как правило, имеет индуктивный характер. Это свойство особенно полезно для обсуждаемой здесь проблемы широкополосных усилителей, поскольку в указанной области частот имеет место своеобразная коррекция коэффициента  $\alpha$  [Л. 15], которая может быть специально использована в высокочастотных широкополосных усилителях [Л. 13, 14].

При анализе высокочастотных Т-образных эквивалентных схем для лампы и транзистора в уравнениях мы пользовались параметрами  $\omega_s$  и  $\omega_\alpha$ , являющимися граничными частотами усиления тока лампой по схеме с общей сеткой и транзистором по схеме с общей базой соответственно. Сравнивая, например, лампу 6Ж9П, у которой по оценкам  $f_s \approx 500$  Мгц, с известными в настоящее время высокочастотными транзисторами, например П-418, у которых  $f_\alpha \approx 700$  Мгц, при-



ходим к выводу, что в настоящее время инерционность вакуумных и высокочастотных полупроводниковых усилительных приборов имеет одинаковый порядок, причем у последних возможности совершенствования этого параметра далеко не исчерпаны. Основанный на этих данных анализ резонансного усилителя, управляемого током, показывает, что как для высокочастотных транзисторов, так и для обычных вакуумных триодов  $\alpha \approx 0,7$  на частотах 500—1000 Мгц, что на порядок больше граничных частот использования пентодов. По-видимому, правильный учет всех достоинств управляемых током резонансных усилителей может обеспечить построение широкополосных схем с сосредоточенными реактивностями вплоть до  $f_s$  и  $f_a$ .

### 3-5. Сравнение эффективности ламповых резонансных усилителей, управляемых напряжением и током

В предыдущих двух параграфах были получены соотношения для эффективности широкополосных резонансных усилителей, управляемых напряжением и током. Сравнивая эти усилители, будем считать, что крутизна характеристики лампы  $S$ , входная емкость каскада  $C_{ск} + C'_m$  и выходная емкость каскада  $C_a + C''_m$  одинаковы для пентодов и триодов. Будет считать также, что в сравниваемых усилителях функции  $\psi(N)$  одинаковы. В усилителе, управляемом напряжением, естественно используется пентод, включенный по схеме с общим катодом (см. рис. 4), а в усилителе, управляемом током, используется схема включения триода с общей сеткой (см. рис. 8).

Так как  $C_T < C_\Pi$ , вклад множителя  $S/2\pi C_T$  в эффективность триодного усилителя больше, чем вклад  $S/2\pi C_\Pi$  в эффективность пентодного усилителя. Однако в формуле (3-15) множитель  $2\Delta f/f_0$  всегда меньше единицы. Найдем условие, при котором эффективность усилителя на триоде, включенного по схеме с общей сеткой, будет больше, чем пентодного, т. е.  $\mathcal{E}_i \geq \mathcal{E}_u$ , откуда в соответствии с (3-6) и (3-18) имеем:

$$\frac{S}{2\pi C_\Pi} \leq \sqrt{\frac{\alpha^2 S 2\Delta f}{2\pi C_T}}. \quad (3-31)$$

Решая неравенство (3-31) относительно полосы пропу-

скания  $2\Delta f$ , находим условие (учитывая, что  $\alpha \approx 1$ ):

$$2\Delta f \geq \frac{S}{2\pi C_{\Pi}} \cdot \frac{C_T}{C_{\Pi}}. \quad (3-32)$$

Проанализируем справочные данные многих современных широкополосных ламп — пентодов и триодов, а также учтем соотношения (3-12) и (3-13). В результате анализа получим  $C_T/C_{\Pi} \approx 0,3$ . Таким образом, ширина полосы пропускания резонансного усилителя, при которой триодная схема становится эффективнее пентодной, определится выражением

$$2\Delta f \geq \frac{S}{6\pi C_{\Pi}} \approx \frac{1}{3} \Delta \alpha. \quad (3-33)$$

Если взять параметры лампы типа 6Ж1П, то уже при полосе пропускания 5—10 Мгц один триодный каскад становится эквивалентным пентодному, что также подтверждается экспериментально (см. гл. 5). Условие (3-33) имеет принципиальное значение для выбора схемы широкополосного усилителя. Становится очевидным, что при очень широких полосах пропускания резонансных усилителей триод в режиме УУТ более широкополосен, чем пентод в режиме управляемого напряжением усилителя. Постановка вопроса — триод или пентод, становится не только не бессмысленной, но необходимой для того чтобы объективно соизмерить возможности этих схем включения усилительных приборов.

В связи с этими выводами традиционный взгляд, основанный на недооценке возможностей триода в широкополосном резонансном усилителе, по-видимому, следовало бы пересмотреть.

### 3-6. Эффективность транзисторных резонансных усилителей

Если ширина полосы пропускания транзисторного резонансного усилителя, управляемого током,  $2\Delta f$  (см. рис. 6), то, используя формулу (2-4), эффективность можно определить выражением

$$\mathcal{E}_{i(\text{тр})} = K_i 2\Delta f = \alpha_d Q 2\Delta f. \quad (3-34)$$

Учитывая, что  $Q \approx f_0/2\Delta f$ , для эффективности транзисторного резонансного усилителя имеем:

$$\mathcal{E}_{i(\text{тр})} = \alpha_d f_0, \quad (3-35)$$

где  $\alpha_d$  — динамический коэффициент передачи тока транзистора в схеме с общей базой на средней частоте  $f_0$  резонансного усилителя.

Выражая коэффициент усиления по току  $K_i$  через параметры контура каскада (см. рис. 14), при  $G_i \gg G'_H$  получим:

$$\mathcal{E}_{i(\text{тр})} = \alpha \frac{G_{\text{вх}}}{2\pi C_K} \frac{2\Delta f}{f_0}, \quad (3-36)$$

где  $G_{\text{вх}} = 1/R_{\text{вх}}$  — входная проводимость (действительная часть) транзистора в схеме с общей базой на средней частоте  $f_0$ ;

$C_K = C_{\text{кол}} + C'_M$  — контурная емкость, которая, как и в ламповых усилителях, с целью увеличения широкополосности выбирается равной паразитной емкости каскада ( $C'_K = 0$ ).

В широкополосном резонансном усилителе на вакуумном триоде  $G_{\text{вх}} \approx S$ . Действительную же часть входного сопротивления транзистора в широком диапазоне частот (от  $0,3 f_\alpha$  до  $f_\alpha$ ) можно считать по порядку величины равной активному объемному сопротивлению базы  $R_6 \approx r'_6$  (на частотах  $< 0,3 f_\alpha$  в соответствии с общей формулой  $\dot{Z}_{\text{вх}} = \dot{Z}_3 + \dot{Z}_6(1 - \alpha)$ , для действительной части входного сопротивления  $R_{\text{вх}} \ll r'_6$ , так как на этих частотах  $\alpha \approx 1$ ). Поскольку диапазон частот  $(0,3 \div 1) f_\alpha$  наиболее интересен для широкополосных резонансных усилителей, то сделаем оценку эффективности именно на этих частотах. Учитывая сказанное, имеем для  $\alpha \approx 0,7$   $G_{\text{вх}} \approx 3/r'_6$  (так как  $\dot{Z}_3 \ll 0,3 \dot{Z}_6$ ), откуда

$$\mathcal{E}_{i(\text{тр})} \approx \frac{3\alpha}{2\pi C_K r'_6} \frac{2\Delta f}{f_0}. \quad (3-37)$$

Решая уравнения (3-35) и (3-37) совместно, получим:

$$\mathcal{E}_{i(\text{тр})} = \left[ \frac{3\alpha^2 2\Delta f}{2\pi C_K r'_6} \right]^{1/2}. \quad (3-38)$$

В соответствии с рассуждениями § 3-3 и учитывая (3-17) для  $N$ -каскадного резонансного усилителя, управляемого током, получим окончательно выражение

$$\mathcal{E}_{iN(\text{тр})} = \left[ \frac{3\alpha^2 2\Delta f}{2\pi C_K r'_6} \right]^{1/2} \psi(N). \quad (3-39)$$

Формула (3-39) весьма удобна для расчета широкополосных транзисторных усилителей, управляемых током, в области предельных частот использования транзисторов. Назовем соотношение

$$\frac{3\alpha}{2\pi C_{\text{кол}} r'_{\text{б}}} = D_{\text{тр}} \quad (3-40)$$

добротностью транзистора, аналогично тому, как это было сделано при анализе ламповых схем на вакуумных триодах. Учитывая монтажную емкость транзисторного каскада (для коллекторной цепи равную  $C'_m$ ) коэффициентом  $\gamma_3 = \frac{C_{\text{кол}}}{C_{\text{кол}} + C'_m} = \frac{C_{\text{кол}}}{C_k}$ ,

получим:

$$\mathcal{E}_{i(N_{\text{тр}})} = [\alpha D_{\text{тр}} 2\Delta f \gamma_3]^{1/2} \psi(N). \quad (3-41)$$

Для вычисления добротности транзистора по формуле (3-40) и оценки его широкополосности в резонансном усилителе следует пользоваться приводимыми в справочниках значениями  $r'_{\text{б}} C_{\text{кол}}$ , так как специальный параметр добротность  $D_{\text{тр}}$  пока не принят в литературе. Интересно оценить широкополосность каскада на сравнительно распространенном транзисторе П-411 (в настоящее время есть еще более высокочастотные транзисторы) по сравнению с широкополосными пентодными каскадами. Для П-411 (с учетом монтажной емкости коллекторной цепи  $C'_m$ )  $r'_{\text{б}} C_k \approx 5 \cdot 10^{-10}$  сек. В соответствии с (3-39) для одного каскада  $\psi(N)=1$ , а  $D_{\text{тр}} \approx 1000$  Мгц, откуда  $\mathcal{E}_{i(\text{тр})} = \sqrt{1000 \cdot 2\Delta f}$  (Мгц). При полосе пропускания 30 Мгц эффективность этого транзисторного резонансного усилителя будет порядка 180 Мгц, что соизмеримо с эффективностью каскадов на лучших широкополосных пентодах, например типа 6Ж9П, 6Ж11П и др.

Из формулы (3-39) и приведенного примера следует, что схемы УУТ на транзисторах (как и на вакуумных триодах) в широкополосных резонансных усилителях приводят к хорошим результатам на высоких частотах [это видно из формулы (3-35)], а также для очень широкополосных схем [как видно из формулы (3-39)]. Поскольку схема с общим эмиттером может использоваться в широкополосном резонансном усилителе только на

частотах ниже  $\sim 0,3f_{\alpha}$  (на частотах выше  $0,3f_{\alpha}$  усилительные свойства схемы с общим эмиттером резко ухудшаются, а также значительно уменьшается устойчивость усиления), то сравнение ее со схемой с общей базой теряет смысл для частот  $f > 0,3f_{\alpha}$ . Таким образом, по эффективности в резонансных усилителях с очень широкой полосой пропускания схема с общей базой не имеет себе равных среди других схем включения транзисторов. Эти выводы сделаны не только на основе полученных выше расчетных соотношений, но также и на основании экспериментальной проверки ряда схем резонансных усилителей на транзисторах, часть из которых будет описана в пятой главе.

#### ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

### ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ШИРОКОПОЛОСНОСТЬ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В каждой области техники успех развития того или иного направления в значительной мере зависит от потенциальных возможностей используемых устройств, а также от правильности учета имеющихся достижений в использовании этих устройств с нереализованными их потенциальными возможностями. При поиске оптимальных схемных вариантов резонансных усилителей для достижения высокого коэффициента использования усилительных свойств лампы или транзистора очень важно знать их потенциальные возможности (при идеализированных условиях). В этой связи формулы (2-1) и (2-4) можно назвать условиями потенциально возможного усиления каскада резонансного усилителя, управляемого напряжением и током соответственно. На основании анализа этих потенциальных возможностей удалось найти ряд схемных решений, которые могут быть оптимальными в реальных условиях в том или ином случае. Основной задачей данной главы является определение потенциальной широкополосности, т. е. максимально возможной эффективности  $\mathcal{E} = 2\Delta f K$  самого принципа резонансного усиления и на основе полученных результатов оценка достигнутой широкополосности известных схем резонансных усилителей в сравнении с потенциальной.

## 4-1. Методы увеличения эффективности резонансных усилителей

В соответствии с выводами гл. 3 эффективность резонансного усилителя в обобщенном виде может быть определена:

$$\mathcal{E} = D\gamma\delta\psi, \quad (4-1)$$

где  $\delta = \sqrt{2\Delta f/D}$  — коэффициент, учитывающий (только в схемах резонансных УУТ) зависимость эффективности УУТ от полосы пропускания; для пентодных усилителей  $\delta$  всегда равно единице;  $\psi$  — коэффициент эффективности схемы.

Из соотношения (4-1) непосредственно следуют три основных способа увеличения эффективности:

1) увеличение добротности усилительного прибора (достигаемое увеличением  $D$ );

2) совершенствование конструкции усилителей, позволяющее реализовать минимальные монтажные емкости (чтобы  $\gamma \rightarrow 1$ );

3) отыскание таких принципов и схемных построений резонансных усилителей, при которых коэффициент использования эффективности  $\psi$  усилительного прибора был бы максимальным.

При современном состоянии техники конструирования усилителей второе направление, по-видимому, практически исчерпано и не может дать принципиального улучшения, хотя следует всегда помнить, что неудачно сконструированный радиоусилитель (УВЧ или УПЧ) будет иметь  $\gamma \ll 1$ , а за счет вредных межкаскадных связей может самовозбудиться.

В дальнейшем будем оценивать потенциальные возможности только первого и третьего направлений увеличения эффективности резонансного усилителя.

## 4-2. Об увеличении добротности усилительных приборов

*Пентоды.* В тридцатых — сороковых годах пентод был основным усилительным прибором в резонансных усилителях. Поскольку в те годы в радиотехнике радиосигналы были преимущественно узкополосными, пентоды были очень низкодобротными с точки зрения со-

временных достижений. Поэтому с появлением телевидения и радиолокации, когда возникла необходимость усиливать сигналы с широким частотным спектром, потенциальные возможности совершенствования широкополосных параметров пентодов (увеличение  $S$  и уменьшение  $C_n$ ) на долгое время сделали это направление главным. Это способствовало укоренению мнения, что задачи увеличения широкополосности резонансного усилителя наилучшим образом решаются с помощью пентодов. Успешному освоению пентодов с большой достоверностью способствовали следующие обстоятельства.

Из теории электровакуумных приборов известно [Л. 3], что лампа будет иметь максимальную крутизну характеристики  $S$ , если ее управляющую сетку поместить в минимум потенциала пространственного заряда электронного блока. Это соответствовало бы зазору между сеткой и катодом в несколько микрон. Неширокополосные лампы имели большие расстояния между сеткой и катодом (немного меньше миллиметра), что создавало большой резерв возможностей увеличения крутизны. Большие габариты старых ламп дополнительно создавали благоприятные условия для резкого уменьшения внутриламповых емкостей путем миниатюризации. Таким образом, за последние два десятилетия добротность ламп была увеличена более чем на порядок, что привело к повышению примерно во столько же раз широкополосности резонансных усилителей. Однако современные потребности настолько возросли, что даже этот явный успех ламповой электроники представляется в ряде случаев недостаточным. Реализация эффективных широкополосных резонансных усилителей с полосой пропускания более 20 Мгц остается трудной задачей. Дело усугубляется тем, что дальнейшему совершенствованию пентода вышеупомянутыми способами препятствует технологический барьер. Уже современные широкополосные пентоды имеют расстояние между сеткой и катодом порядка одного-двух десятков микрон, а диаметр проволоки сетки и шаг ее навивки на траверсы порядка единиц микрон — это конструктивные трудности. Если вспомнить, что увеличение крутизны приводит к пропорциональному росту входной емкости лампы, то становится очевидным возникающий барьер для увеличения добротности ламп методом уменьшения расстояния между сеткой и катодом — это трудности принципиального характера. Другие направления увеличения добротности ламп менее перспективны, так как им присущи особенности, находящиеся в противоречии с многими требованиями к широкополосным лампам [Л. 20].

Введение катодной сетки между катодом и управляющей сеткой для формирования необходимого распределения пространственного заряда электронов в области управляющей сетки позволяет реализовать значения крутизны 30—80  $ma/v$  [Л. 20]. Большие токи катодной сетки, малая рабочая область и большая нелинейность анодно-сеточных характеристик, значительно больший уровень внутриламповых шумов, меньшая экономичность за счет потребления мощности катодной сеткой, соизмеримой с потреблением анодной цепи, исключают возможность применения данных ламп во многих полосовых усилителях, особенно в их первых каскадах. В связи с часто возникающей необходимостью согласования полосового усилителя с низкоомными коаксиальными линиями лампы с катодной сеткой, по-видимому, могут успешно применяться в последних каскадах, да и только в том случае, когда нет специальных требований к линейности усилителя.

Лампы с вторичной электронной эмиссией позволяют увеличить крутизну характеристики в несколько раз без изменения в конструкции участка сетка — катод. При этом добротность лампы возрастает во столько же раз, так как емкость остается неизменной. Но эти лампы менее всего пригодны для полосовых усилителей, так как им присущи следующие недостатки [Л. 20]:

- 1) большой уровень внутриламповых шумов;
- 2) нестабильность усилительных параметров (в основном крутизны характеристики);
- 3) значительная нелинейность характеристик;
- 4) малая устойчивость каскадов резонансного усилителя;
- 5) низкая надежность и малый срок службы.

Наибольшее распространение эти лампы получили в наносекундной импульсной технике.

Перечисленные методы увеличения добротности ламп не нашли широкого применения. В настоящее время лучшими для полосовых усилителей остаются лампы обычной конструкции с мелкоструктурной управляющей сеткой, расположенной у катода вблизи области минимума потенциала пространственного заряда, с малогабаритными электродами для уменьшения внутриламповых емкостей. Но, как было показано выше, дальнейшая модернизация этих ламп за счет улучшения конфигурации участка сетка — катод связана со значительными технологическими трудностями и, по-видимому, значения крутизны около  $50 \text{ ма/в}$  для частот порядка  $300 \text{ Мгц}$  будут теми разумными пределами, при которых реализуемая в результате модернизации широкополосность резонансных усилителей еще не будет находиться в глубоком противоречии с экономическими затратами на эту модернизацию.

Дальнейшее усовершенствование широкополосных ламп, управляемых напряжением (пентодов), должно учитывать потенциальные возможности данного направления таким образом, чтобы оно не входило в противоречия с разумными экономическими затратами на модернизацию и главное не тормозило развитие других направлений увеличения широкополосности схем (например, за счет модернизации триодов). В такой постановке вопросы модернизации широкополосных усилительных приборов могут иметь большое промышленное значение.

**Вакуумные триоды.** В гл. 2 был рассмотрен токовый принцип использования лампы, а в § 3-3 получено выражение для добротности триода в схеме с общей сеткой [равенство (3-16)] и формула для реализуемой эффективности резонансного УУТ [равенство (3-19)]. В выражение для добротности триода (3-16) входит коэффициент  $\alpha_c$  ( $\alpha = \alpha_c \alpha_s$ ), учитывающий входную емкость триода в соответствии с равенством (3-21). Важным выводом из этих соотношений является независимость коэффициента усиления тока  $\alpha$  триода в схеме резонансного УУТ (см. рис. 8) от емкости сетка — катод  $C_{ск}$ , если крутизна характеристики  $S$  и емкость  $C_{ск}$  изменяются пропорционально. При этом было доказано, что  $\alpha_i \approx S^{1/2}$  и не зависит от  $C_{ск}$ . Как уже отмечалось, основным препятствием увеличения добротности пентодов является именно входная емкость  $C_{ск}$ . Следовательно, независимость коэффициента усиления тока  $\alpha$  триода в схеме с общей сеткой от входной емкости открывает принципиально новые возможности модернизации его широкополосных параметров. Если крутизну триода увеличивать при одновременном пропорциональном



росте емкости  $C_{ск}$ , то ее разумным пределом будет, по-видимому, не 50  $ма/в$ , как в случае пентода, а в несколько раз большие значения. Такие большие значения крутизны могут быть реализованы без уменьшения расстояния между сеткой и катодом, посредством обычного увеличения площади катода, когда  $S$  и  $C_{ск}$  растут практически пропорционально.

Возможно представить также принципиально иной путь модернизации широкополосного триода. Поскольку основной схемой включения пентода является схема

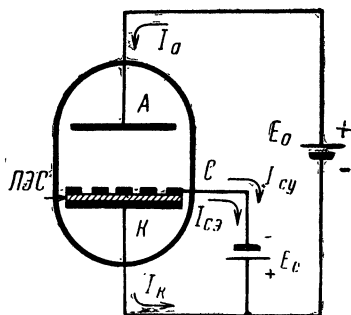


Рис. 17. Схема предполагаемой конструкции триода.

с общим катодом, в которой каскад управляется напряжением, то представляется естественной необходимость вакуумного промежутка между сеткой и катодом в пентоде, причем утечка между сеткой и катодом, приводящая к значительному уменьшению входного сопротивления УУН, должна рассматриваться как дефект лампы. Совершенно другое положение складывается в том случае, когда триод включен в схеме с общей сеткой и используется только в режиме УУТ. Представим себе триод с крутизной 100  $ма/в$ , что является реальным даже для современных конструкций. Если этот триод использовать только в схеме с общей сеткой, то его входное динамическое сопротивление до частот  $\sim 300$   $Мгц$  равно  $\sim 10$   $ом$ . В этом случае необходимость нулевой проводимости между сеткой и катодом отсутствует. Если между катодом и управляющей сеткой будет существовать определенная стабильная во времени утечка, эквивалентная сопротивлению в несколько сотен ом, то ее влияние на работу триода в схеме с общей сеткой будет невелико, в то время как эффект увеличения крутизны  $S$  в рассматриваемой конструкции с навитой на катод управляющей сеткой может оказаться весьма значительным. В этой связи требуют более тщательного учета различные второстепенные эффекты (например, появление термоэмиссии с управляющей сетки), которые могут существенно влиять на параметры рассматриваемого триода. Для учета некоторых из очевидных эффектов рассмотрим схему предполагаемой конструкции триода (рис. 17). Полагая, что температура управляющей сетки (С), навитой на полупроводниковый катод (К), равна температуре катода, оценим возможность реализации такой конструкции, при которой ток термоэмиссии  $I_{cs}$  сетки будет составлять 1% от тока катода. Это соотношение  $I_{cs}/I_k$  требует, чтобы ток термоэмиссии сетки  $I_{cs}$  был меньше тока эмиссии катода  $I_k$  по крайней мере на два порядка. Задача реализации такого соотношения представляется достаточно легкой. Действительно, учитывая, что эффективная площадь управляющей сетки  $F_c$  по порядку величины равна площади катода  $F_k$  (чаще  $F_k > F_c$  [Л. 3]), основным соображением в рассматриваемой задаче становится правильность выбора материала для управляющей сетки. Согласно [Л. 3], даже обычные материалы, используемые в конструкциях управляющих сеток, имеют работу выхода в  $10^3$ — $10^4$  раз большую, чем работа выхода современных катодов. Это, по-видимому, означает, что проблема уменьшения

Электронной эмиссии сетки не будет главной при реализации рассматриваемой конструкции. Видимо, решающим фактором будет зависимость тока  $I_{cy}$  утечки управляющей сетки в местах соединения с полупроводниковым эмиттерным слоем ПЭС катода и особенно контактные явления на участках касания металлической сетки с полупроводниковым слоем катода. Можно предположить, что именно благодаря контактному явлению удастся реализовать предполагаемую здесь конструкцию широкополосного триода, если, например, станет возможным в обычном режиме триода с отрицательной управляющей сеткой создать в местах касания сетки и катода  $P-N$  переходы, смещающиеся под действием  $E_c$  в обратном направлении. Следует заметить, что при положительном смещении на управляющей сетке возможен режим компенсации  $I_{cy} = -I_{ca}$ , который можно использовать для уменьшения общего тока сетки. В настоящее время трудно что-либо сказать о шумовых свойствах того или иного возможного режима предполагаемого триода. Вполне вероятно, что триоды с вакуумным промежутком между сеткой и катодом будут иметь меньший уровень собственных шумов. В этом случае для первых каскадов резонансных УУТ более подходящим может оказаться метод повышения крутизны  $S$  за счет простого увеличения площади катода  $F_k$ .

Вероятно в рассматриваемой здесь схеме конструкции триода могут наблюдаться и другие эффекты, которые будут влиять на возможность ее реализации, так что окончательный ответ на поставленный таким образом вопрос могут дать только специалисты по электровакуумным приборам. Нам же существенно подчеркнуть, что если бы стала реальной такая конструкция катода с полупроводниковой оксидной пленкой, которая позволила бы навивать управляющую сетку непосредственно на катод, обеспечивая проводимость между витками сетки и катодом в горячем состоянии, соответствующую утечке в несколько сотен ом, то, видимо, стало бы возможно реализовать усилители, управляемые током, с огромной крутизной (несколько сотен  $ma/v$ ) и высокой добротностью  $D_i$ . Правильная оценка возможностей модернизации триода в режиме токового использования может иметь большое значение в решении общих проблем широкополосности радиоусилителей.

**Транзисторы.** Как следует из § 3-5 широкополосность транзисторного усилителя, управляемого током, определяется его входным сопротивлением. В общем виде в схеме с общей базой без учета паразитной реакции коллекторной цепи справедливо выражение для входного сопротивления, приведенное в гл. 3 [выражение (3-23)]. В этом выражении сопротивление  $Z_a$  обусловлено реактивной проводимостью диффузионной емкости входного  $P-N$  перехода и его дифференциальным сопротивлением. Дифференциальное сопротивление современных транзисторов очень мало (единицы ом). Это означает, что транзистор обладает очень большой крутизной передаточной характеристики (более 1000  $ma/v$ ). Таким образом, модуль  $Z_a$  имеет значения порядка единиц ом, что пока недоступимо для ламп. Однако модуль сопротивления  $Z_6$  у транзисторов гораздо больше, чем аналогичный параметр у ламп ( $Z_c$ ).

Физически сопротивление  $Z_6$  обусловлено объемным сопротивлением базы. То же самое можно сказать и о сопротивлении  $Z_c$  для ламп. Но материал базы — полупроводник, а материал сетки — металл, имеющий на много порядков большую проводимость, чем полупроводниковое вещество базы, вследствие чего объемное сопротивле-

ние  $Z_c$  в лампе очень мало (доли ом), а в транзисторе объемное сопротивление  $Z_6$  велико (десятки ом). Поэтому входное сопротивление триода в схеме с общей сеткой практически на любых частотах определяется дифференциальным сопротивлением  $R_{вх} \approx \frac{1}{S}$

(в выражении (3-23) ему соответствует  $Z_0$ ), а входное сопротивление транзистора в схеме с общей базой на предельных частотах, когда  $0,7 \leq \alpha < \alpha_0$ , определяется объемным сопротивлением базы  $r'_6$ .

Отмеченная особенность входного сопротивления транзистора в схеме с общей базой предопределяет пути совершенствования его широкополосных параметров в современных условиях. В соответствии с формулой (3-38) основным резервом модернизации широкополосного транзистора является уменьшение объемного сопротивления базы  $r'_6$  и коллекторной емкости  $C_{кол}$ . Как показано в работе [Л. 15], этот вывод совпадает с общими принципами совершенствования высокочастотных транзисторов, что видно из формулы для предельной частоты транзистора [сравни с выражением для эффективности (3-41)]

$$f_r = \left[ \frac{\alpha_0 f_\alpha}{30 r'_6 C_{кол}} \right]^{1/2}. \quad (4-2)$$

## 4-3. Потенциальная широкополосность резонансного усилителя

### 1. Эффективность классических схем

Широкополосность схемы резонансного усилителя в общем виде учитывается коэффициентом  $\psi$  [формула (4-1)]. Если в резонансном усилителе применяется обычный контур или система двух связанных контуров с одной резонансной частотой, то коэффициент  $\psi$  является обычной функцией числа каскадов  $\psi(N)$  [Л. 8]. Физическое содержание функции  $\psi(N)$  состоит в том, что она с помощью ряда дискретных численных коэффициентов, соответствующих целым числам  $N=1, 2, 3, 4, 5, \dots, n$  (в зависимости от числа каскадов усилителя  $n$ ), задает значения широкополосности схемы всего усилителя. В работе [Л. 8] показано, что широкополосность схемы резонансного усилителя может существенно зависеть от способа настройки его каскадов.

Если использовать в усилителе каскады, настроенные только на одну частоту, то его эффективность можно определить:

$$\mathcal{E}_1 = \mathcal{L} \gamma \delta \psi_1(N), \quad (4-3)$$

$$\text{где } \psi_1(N) = \sqrt{\frac{N}{N^2 - 1}}. \quad (4-4)$$

Значения этой функции приведены в табл. 1.

Схема усилителя с попарно-расстроенными каскадами, как известно, имеет большую эффективность

$$\mathcal{E}_2 = \mathcal{L} \gamma \delta \psi_2(N), \quad (4-5)$$

$$\text{где } \psi_2(N) = \sqrt[4]{\frac{N}{N^2 - 1}}.$$

Таблица 1

$\psi_1 (N)$	1	0,64	0,51	0,44	0,39	0,26
$N$	1	2	3	4	5	10

Значения этой функции приведены в табл. 2 (расстройка критическая, т. е.  $\beta = Q \left( \frac{\omega_{кр}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{кр}} \right) = \pm 1$ ).

Таблица 2

$\psi_2 (N)$	1	0,8	0,71	0,66	0,62
$N$	2	4	6	8	10

Схема усилителя с каскадами, настроенными на три частоты, имеет еще большую эффективность

$$\mathcal{D}_3 = D\gamma\delta\psi_3(N), \quad (4-6)$$

Значения функции  $\psi_3(N) = \sqrt[6]{\sqrt[3]{N/8} - 1}$  приведены в табл. 3 (расстройка критическая, т. е.  $\beta = \sqrt{3}$ ).

Таблица 3

$\psi_3 (N)$	1	0,86	0,8	0,76	0,73
$N$	3	6	9	12	15

Усилитель со связанными контурами с критической связью, т. е. при  $\beta' = \frac{K_{св}}{\sqrt{d_1 d_2}} = 1$  [Л.9], и одинаковыми добротностями контуров имеет эффективность, примерно равную эффективности схемы с тремя расстроенными каскадами

$$\mathcal{D}_4 = D\gamma\delta\psi_4(N). \quad (4-7)$$

Таблица 4

$\psi_4 (N)$	1,41	1,13	1	0,94	0,88	0,76
$N$	1	2	3	4	5	9

Значения функции  $\psi_4(N) = \sqrt{2} \sqrt[4]{\sqrt[3]{N/2} - 1}$  приведены в табл. 4.

Имеется еще ряд схем широкополосных резонансных усилителей, которые не нашли такого распространения, как названные четыре типа усилителей.

Сравним, например, первый и третий тип усилителей. Можно доказать, что третья схема, состоящая из трех каскадов, в 2 раза

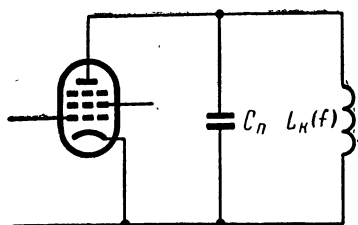


Рис. 18. Резонансная нагрузка усилителя с частотно-зависимой индуктивностью (по переменному току).

эффективнее первой, — так как  $\psi_3(3)/\psi_1(3) \approx 2$ . Это означает, что при прочих равных условиях в первой схеме для реализации заданной эффективности усилителя потребуются в 2 раза более дорогие лампы.

Поскольку тип принципиальной схемы резонансного усилителя существенно влияет на общую его эффективность, то целесообразно оценить потенциальный коэффициент широкополосности  $\Psi_{\text{потенц}}$  резонансных схем. Для этого воспользуемся идеей реализации полового резонанса в контуре [Л. 21].

На рис 18 представлена выходная цепь каскада резонансного усилителя (по переменному току), в котором применена частотно-зависимая индуктивность  $L(f)$ . Усилительный прибор в рассматриваемом случае может быть любой — лампа или транзистор. Ниже будет доказано, что при определенных условиях эффективность резонансного усилителя с частотно-зависимой индуктивностью будет значительно большей, чем в современных «классических» схемах.

## 2. Потенциальная широкополосность усилителя, управляемого напряжением

Если для компенсации паразитной емкости каскада  $C_n$  применить индуктивность, величина которой зависит от частоты в соответствии с законом

$$L(f) = L_1 \frac{f_1^2}{f^2}, \quad (4-8)$$

где  $L_1$  — значение индуктивности на низшей граничной частоте  $f_1$  полосы пропускания резонансного усилителя, то, подобрав величину  $L_1$  так, чтобы на частоте  $f_1$  имел место резонанс, получим в соответствии с условием (4-8) полосовую резонансную компенсацию паразитной емкости  $C_n$  до частоты  $f_2$ , выше которой условие (4-8) не выполняется. Таким образом, на частотах от  $f_1$  до  $f_2$  [где  $f_2$  — граничная частота, до которой справедливо условие (4-8)] эквивалентное резонансное сопротивление конту-

ра  $R_{oe}(f)$  будет чисто активным. Условие (4-8) не следует понимать как возможность некоей перестройки контура за счет изменения индуктивности. Смысл функции  $L(f)$  соответствует частотной многозначности индуктивности, определяемой законом  $1/f^2$ . Такую индуктивность можно получить, например, на ферритовом сердечнике, магнитная проницаемость  $\mu'$  которого в необходимой области частот будет уменьшаться по определенному закону. Подобные магнитные материалы в физике известны (см., например, [Л. 22]). Наиболее сложным, по-видимому, следует считать вопрос о практической реализации обратно-квадратичного закона дисперсии магнитной проницаемости, учитывая, что не совсем ясны закономерности обыкновенной наблюдаемой дисперсии с произвольным ходом дисперсионной кривой  $\mu'(f)$ .

Рассмотрим каскад резонансного усилителя на пентоде (см. рис. 4), у которого индуктивность  $L_k$  зависит от частоты. В соответствии с формулой (2-2) коэффициент усиления такого каскада

$$K_u(f) = S R_{oe}(f), \quad (4-9)$$

где  $K_u(f)$  и  $R_{oe}(f)$  — величины, ставшие функциями частоты в силу введения условия (4-8);  $R_{oe}(f) = [\rho(f)]^2 / r''_k$  — эквивалентное резонансное сопротивление контура;  $[\rho(f)]^2 = L(f) / C_{\Pi}$  — характеристическое сопротивление контура;  $r''_k$  — последовательное сопротивление потерь контура, принято не зависящим от частоты, так как обычно  $f_1$  и  $f_2$  отличаются несильно (т. е. являются величинами одного порядка).

В области частот от  $f_1$  до  $f_2$  имеет место полосовой резонанс, следовательно,  $R_{oe}(f)$  чисто активное, а его уменьшение в соответствии с законом

$$R_{oe}(f) = R'_{oe} p^2, \quad (4-10)$$

где  $p = f_1 / f$  — нормированная частота;  $f$  — текущая частота, обусловлено уменьшением характеристического сопротивления контура (за счет уменьшения индуктивности при возрастании частоты). Принимая значение для текущей частоты  $f = f_2$ , определим эквивалентное сопротивление такого контура:

$$R''_{oe} = p_2^2 R'_{oe}, \quad (4-11)$$

где  $p_2 = f_1 / f_2$ ;  $R'_{oe} = L_1 / C_{\Pi} r''_k$ .

Уравнение (4-11) решаем относительно  $f_2$

$$f_2 = f_1 / p_2. \quad (4-12)$$

Вычитая из правой и левой части уравнения (4-12) частоту  $f_1$ , получим выражение, определяющее ширину полосы частот резонансной компенсации емкости  $C_{II}$ :

$$2\Delta f_{\text{полос}} = f_2 - f_1 = f_1 t_1 (1/p_2 - 1). \quad (4-13)$$

В полосе частот от  $f_1$  до  $f_2$  конструктивная добротность контура может быть получена очень большой, что обеспечивает высокое значение эквивалентного сопротивления  $R_{oe}(f)$  ненагруженного контура. Учитывая, что

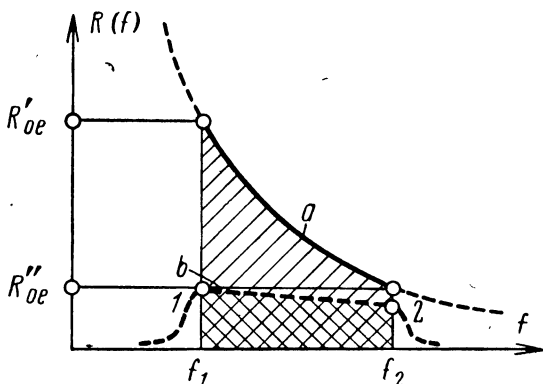


Рис. 19. Частотная зависимость резонансного сопротивления  $R_{oe}(f)$  контура в режиме полосового резонанса.

$a$  — зависимость  $R_{oe}(f)$  свободного (не зашунтированного) контура;  $b$  — зависимость  $R_{oe}(f)$  контура, демпфированного сопротивлением  $R_{ш} \approx R''_{oe}$ .

$R''_{oe}$  меньше любого значения  $R_{oe}(f)$  слева от частоты  $f_2$  (рис. 19), зашунтируем контур сопротивлением  $R_{ш} \leq R''_{oe}$  (рис. 20). В этом случае полное резонансное сопротивление нагруженного контура будет практически постоянным в полосе  $2\Delta f_{\text{полос}}$  — пунктирная кривая  $b$  на рис. 19.

По предположению, условие (4-8) справедливо только в полосе  $2\Delta f_{\text{полос}}$ , а за пределами этой полосы может иметь место расстройка по закону обычной резонансной кривой контура, демпфированного сопротивлением  $R_{ш}$ , как показано на рис. 20. Если бы индуктивность совсем не зависела от частоты [условие (4-8) выполнялось бы в бесконечно малом диапазоне частот], точки 1 и 2 на

Этом рисунке соответствовали бы одной и той же частоте и частотная характеристика  $R_{oe}(f)$  превратилась бы в обычную резонансную кривую контура с одночастотной настройкой, как показано на рис. 16,б. Полагая, что  $f_2$  не более 100 МГц (рис. 19), крутизну пентода можно считать не зависящей от частоты, следовательно, характеристика контура (рис. 20,а) при умножении определяющей ее функции на множитель  $S$  становится частотной характеристикой каскада  $K(f)$ .

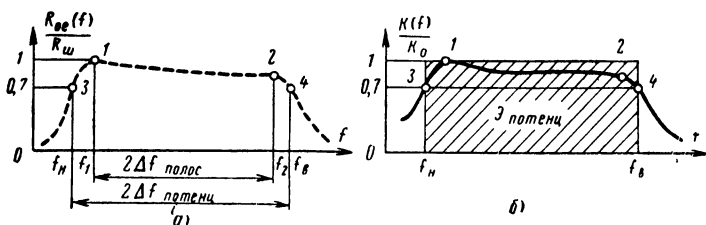


Рис. 20. К определению потенциальной полосы пропускания.  
а — демпфированного контура в режиме полосового резонанса; б — резонансного каскада в режиме полосового резонанса (в форме  $K \Delta f_{\text{потенц}}$ ).

Потенциальная эффективность каскада резонансного усилителя в соответствии с рис. 20,б определится:

$$\mathcal{E}_{\text{потенц}} = 2\Delta f_{\text{потенц}} K_0, \quad (4-14)$$

где

$$2\Delta f_{\text{потенц}} = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = 2\Delta f_{\text{полос}} + 2\Delta f_{\text{рез}};$$

$2\Delta f_{\text{рез}}$  — полоса пропускания обычного контура, зашунтированного сопротивлением  $R_{\text{ш}}$ .

После преобразования (4-14) потенциальную эффективность каскада УУН можно представить следующим образом:

$$\mathcal{E}_{\text{у потенц}} = \frac{S}{2\pi C_{\Pi}} \left[ \psi_1(N) + Q_2 \frac{1-p_2}{p_2} \right]. \quad (4-15)$$

Учитывая соотношение (4-1), для коэффициента потенциальной широкополосности резонансного усилителя, управляемого напряжением, имеем:

$$\psi_{\text{потенц}} = \psi_1(N) + Q_2 \frac{1-p_2}{p_2}. \quad (4-16)$$

В настоящее время реализуется только часть возможной эффективности резонансного усилителя  $\psi = \psi(N)$  в известных схемах с однорезонансным конту-



ром. Следует отметить, что значения коэффициента  $\psi(N)$  для различных схем (для  $N=1-10$  — см. табл. 1, 2, 3, 4) лежит соответственно в пределах (1,4—0,2). Проблему широкополосности резонансного усилителя можно решить радикально, по-видимому, только с помощью описанного принципа полосовой резонансной компенсации паразитной емкости. Реализуемый от этого выигрыш оценивается правым слагаемым формулы (4-16)  $\psi_{\text{полос}} = Q_2 \frac{1-p_2}{p_2}$ . Рассматривая усилитель с очень

широкой полосой пропускания, например от  $f_n=50$  до  $f_n=100$  МГц, имеем  $p_2 \approx 0,5$ . Для частот не более 300 МГц реализуемая добротность нагруженного (внутренним сопротивлением  $R_i$ ) контура имеет порядок нескольких десятков единиц (10—30), отсюда делаем весьма важный вывод: эффективность современных широкополосных резонансных усилителей может быть повышена за счет увеличения широкополосности схемы в несколько десятков раз в соответствии с условием

$$\psi_{\text{потенц}} \approx 10 \div 30; \psi(N) \leq 1. \quad (4-17)$$

Выигрыш будет небольшой в случае узкой полосы частот, в которой выполняется условие (4-8) (в этом случае  $p_2 \rightarrow 1$ ). Поскольку частотно-зависимую индуктивность можно представить только с ферромагнитным сердечником с определенным законом дисперсии магнитной проницаемости, то параметр  $p_2$  можно считать важнейшей его характеристикой (в случае использования феррита в контурах полосовой компенсации усилителя). Параметр  $p_2$  определяет ширину области частот, в которой выполняется необходимый закон дисперсии магнитной проницаемости [условие (4-8)], а следовательно, и широкополосность схемы. Реализация выигрыша эффективности, определяемого условием (4-17), таким образом, зависит от возможностей создания соответствующих частотно-зависимых индуктивностей.

### 3. Потенциальная широкополосность усилителя, управляемого током

Реальный каскад резонансного усилителя, управляемого током, в соответствии с уравнением (2-4) имеет коэффициент усиления

$$K_i(f) = \alpha Q(f). \quad (4-18)$$

Так же как в уравнении (4-9) для сопротивления  $R_{oe}(f)$ , частотно-зависимая индуктивность [условие (4-8)] обуславливает зависимость добротности от частоты

$$Q(f) = \frac{p(f)}{r''_x} = Qp.$$

Учитывая уравнения (3-14) и (4-14), для эффективности резонансного усилителя тока можно записать:

$$\mathcal{E}_{i(\text{потенц})} = \alpha f_1 Q_2 \left[ \frac{Q_1}{Q_2} - 1 + \frac{\psi_1(N)}{Q_2} \right]. \quad (4-19)$$

После преобразований уравнения (4-19), учитывая уравнения (4-15) и (4-18), имеем:

$$\mathcal{E}_{i(\text{потенц})} = [D_1 \alpha 2 \Delta f \gamma_2]^{1/2} \psi_{\text{потенц}}, \quad (4-20)$$

где  $\psi_{\text{потенц}}$  определено выражением (4-16).

Таким образом, в случае полосовой компенсации паразитной емкости в резонансном усилителе, управляемом током, получается такой же выигрыш эффективности, как в схеме УУН, а широкополосность схем современных резонансных усилителей, управляемых током, может быть повышена также в несколько десятков раз по сравнению с усилителями с обычным одиночным контуром.

#### 4. О потенциальной избирательности широкополосного резонансного усилителя

В соответствии с рис. 16 избирательность одного резонансного каскада с одиночным контуром определяется выражением

$$S_{\xi}(f) = R_{oe}/Z(f) = (1 + \xi^2)^{1/2}, \quad (4-21)$$

где  $\xi = Q_0 \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$  — обобщенная расстройка контура каскада на частоте определения избирательности ( $f$ ). В случае  $N$ -каскадного усилителя, все каскады которого однотипны и настроены на одну частоту, имеем:

$$S_{\xi}^N(f) = (1 + \xi^2)^{N/2}. \quad (4-22)$$

Таким образом, избирательность усилителя зависит при прочих равных условиях от добротности контура каждого каскада. Одной из особенностей широкополосного резонансного усилителя является очень низкая избирательность его суммарной характеристики, обусловленная необходимостью сильного демпфирования резонансного контура для расширения полосы пропускания. Как было показано

выше, использование полосового резонанса в контуре каждого каскада усилителя увеличивает его эффективность в соответствии с (4-16) в  $\varphi = \left[ \frac{p_2 \psi_1(N) + Q_2(1-p_2)}{p_2 \psi(N)} \right]$  раз. Легко показать, что

во столько же раз увеличивается добротность  $Q_2$  каждого контура полосовой компенсации по сравнению с добротностью обычных контуров резонансного усилителя, если сравнение вести при одинаковой величине полосы частот ( $f_2 - f_1$ ). Это означает, что реализация потенциальной широкополосности резонансного усилителя связана не только с увеличением эффективности в  $\varphi$  раз, но и с одновременным повышением во столько же раз его избирательности. Интересно отметить, что это правило не нарушается ни в одном из известных нам способов увеличения эффективности резонансных усилителей. В частности, легко показать, что во сколько раз увеличивается эффективность усилителей с расстроенными контурами или со связанными контурами, или со сложной цепью многочастотной компенсации (см. следующий пункт этого параграфа), во всех случаях примерно во столько же раз увеличивается избирательность соответствующей схемы.

Следует, однако, иметь в виду, что соотношения (4-21), (4-22) и оцененная здесь величина потенциальной избирательности справедливы при условии постоянства величины компенсационной индуктивности за пределами полосы частот от  $f_1$  до  $f_2$  (рис. 21,а, кривая 1). Последнее обстоятельство имеет большое значение для реализации высокой избирательности полосовых усилителей при одновременном увеличении их эффективности. Как видно из рис. 21,а, реальные дисперсионные зависимости ферритов удовлетворяют требованию получения высокой избирательности лишь в области нижней граничной частоты, соответствующей преддисперсионной области [Л. 22]. В этой области для некоторых ферритов наблюдается небольшой подъем кривой  $\mu'(f)$ , после которого сразу же начинается рабочая (в нашем понимании использования дисперсии) область резкого уменьшения  $\mu'$ . В области от 20 до 100 Мгц кривая  $\mu'(f)$  удовлетворительно аппроксимируется функцией  $\mu'(f) \approx f^{-n}$ , где  $n=1,2$ . Такое поведение кривой  $\mu'(f)$  на частотах  $f < f_1$  приведет даже к большему увеличению избирательности, чем это было оценено в (4-22), так как ниже частоты  $f_1$  величина индуктивности не только остается постоянной, как предполагалось при выводе (4-22), но даже уменьшается.

В области частоты  $f_2$  при  $f > f_2$  условие  $\mu'(f) = \text{const}$  не выполняется, так как у реальных ферритов зависимость  $\mu'(f)$  с ростом частоты переходит плавно от участка с большей крутизной уменьшения  $\mu'$  к постепенному уменьшению  $\mu'$  по закону с малыми степенями гиперболической зависимости  $f^{-n}$ . Следовательно, избирательность на частотах  $f > f_2$  будет меньше той, которая получается из соотношений (4-22).

Если компенсирующую индуктивность на рис. 17 составить из двух соединенных последовательно частотно-зависимых индуктивностей, одна из которых будет иметь зависимость  $\mu'_1(f)$ , соответствующую кривой 2 на рис. 21,а, а вторая — соответствующую кривой 3 на рис. 21,а, то получающаяся суммарная частотная зависимость  $\mu'_\Sigma(f)$  (кривая 4 на рис. 21,а) будет удовлетворять как требованию получения потенциальной широкополосности резонансного усилите-

ля, так и требованию реализации потенциальной избирательности. Указанный метод комбинации частотных характеристик ферритов в цепи компенсации, по-видимому, может оказаться еще более эффективным при повышении избирательности усилителя со сравнительно малой полосой пропускания (рис. 21,б). Из этого рисунка видно, что выполнение закона  $f^{-2}$  в узкой полосе частот, например телевизионного УПЧ, позволило бы получить большой коэффициент усиления на один каскад, а резкое нарушение этого закона за пределами полосы частот ( $f_2-f_1$ ) привело бы к возможности получения практически прямоугольной частотной характеристики.

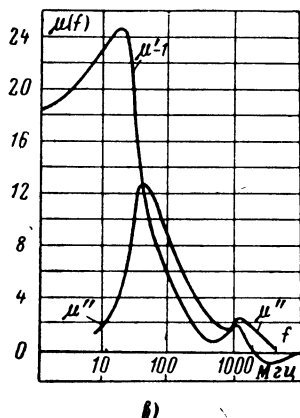
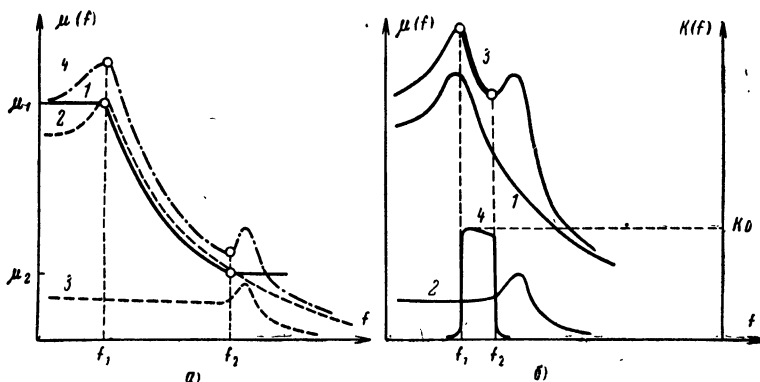


Рис. 21. Метод получения частотной зависимости.

а — феррита для цепи полосовой компенсации с высокой избирательностью; 1 —  $\mu(f) = \text{const}$  при  $f < f_1$  и  $f > f_2$ ; 2 —  $\mu_1(f)$  соответствует началу дисперсии  $\mu'$  первого феррита в области частоты  $f_1$ ; 3 —  $\mu_2(f)$  соответствует началу дисперсии второго феррита в области частоты  $f_2$ ; 4 — суммарная характеристика  $\mu_\Sigma(f) = \mu_1(f) + \mu_2(f)$  (для последовательно соединенных компенсирующих индуктивностей); б — полосового усилителя с большой прямоугольностью; в — частотная зависимость магнитной проницаемости железомagneвного феррита.

Вторая не менее интересная закономерность, на которую следует обратить внимание, состоит в том, что повышение эффективности резонансного усилителя всегда связано с необходимостью увеличения числа эффективных степеней свободы цепи компенсации реактивного сопротивления паразитной емкости. В такой формулировке потенциальная широкополосность усилителя может быть определена как предел, к которому стремится его эффективность  $\mathcal{E}$  при неогра-

ниченном возрастании числа степеней свободы цепи компенсации паразитной емкости каскада. Так как каждой степени свободы должна соответствовать своя частота резонансной компенсации (в конечном счете свой резонансный контур), очевидны трудности реализации потенциальной широкополосности с применением много-резонансных  $LRC$  цепей. В этой связи становится понятной физическая основа применения феррита для реализации потенциальной широкополосности усилителя. Поскольку вклад в магнитную проницаемость феррита определяется набором огромного числа отдельных осцилляторов, так называемых доменов, имеющих свои собственные

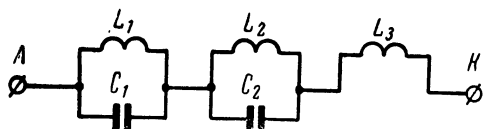


Рис. 22. Цепь резонансной компенсации на трех частотах.

резонансные частоты, набор которых согласно [Л. 23] и определяет вид частотной зависимости  $\mu'(f)$ , то выполненная на основе такого феррита индуктивность компенсации должна представлять эквивалент схемы с большим числом резонансных контуров компенсации, включенных последовательно (рис. 22), каждый из которых может быть идентифицирован с некоторой группой магнитных доменов определенного размера.

Итак, мы установили величину потенциальной широкополосности резонансного усилителя ( $\mathcal{E}_\Pi$ ) и тот факт, что современные схемы имеют величину  $\mathcal{E}$  более чем на порядок меньшую по сравнению с  $\mathcal{E}_\Pi$ , связь широкополосности усилителя с его избирательностью в виде  $S_\xi \sim \mathcal{E}$  и физическую модель, лежащую в основе принципа технической реализации потенциальной широкополосности.

## 5. Реализация принципа полосовой компенсации

Как показано экспериментально в работе [Л. 22], дисперсия малосигнальной магнитной проницаемости некоторых ферритов лежит в области 30—60 Мгц. Аппроксимация дисперсионной кривой, приведенной в работе [Л. 22] (см. рис. 20, в), гиперболой вида  $1/f^{(n)}$  дает значения показателя  $n$  в пределах (0,8—1,2); следовательно, реализация необходимой индуктивности в соответствии с условием (4-8) для полосовой компенсации в резонансном усилителе пока не представляется возможной. Из теории динамического намагничивания (см. [Л. 23, 24]), описывающей дисперсию магнитной проницаемости в ферромагнетиках в случае очень слабых действующих полей, обусловленную эффектами смещения доменных

границ, можно сделать вывод, что для увеличения показателя степени дисперсионной гиперболы до двух необходимо уменьшить ширину области распределения доменов по размерам. В настоящее время не известны исследования, в которых удавалось бы подобным образом влиять на доменную структуру ферромагнетиков и трудно предсказать, насколько реально практическое осуществление этой задачи.

Возможен другой путь повышения широкополосности резонансного усилителя с использованием идеи полосовой компенсации. Эффективность полосового усилителя в значительной степени увеличится, если применить резонансную компенсацию емкости на нескольких частотах полосы пропускания. Как это следует из (4-8), цепь дискретной компенсации должна быть двухполюсником, при подключении которого к паразитной емкости каскада ее емкостный реактанс должен уменьшаться на всех частотах, а область, где эта компенсация близка к резонансной, будет определять полосу пропускания усилителя. Один из таких двухполюсников представлен на рис. 22.

Можно доказать, что его сопротивление будет равно:

$$Z = i\omega \left[ \frac{L_1}{1 - (\omega/\omega_{01})^2} + \frac{L_2}{1 - (\omega/\omega_{02})^2} + L_3 \right], \quad (4-23)$$

где  $\omega_{01}^2 = 1/L_1 C_1$ ;  $\omega_{02}^2 = 1/L_2 C_2$ .

В формуле (4-23) выражение в квадратных скобках является частотно-зависимой индуктивностью  $L(\omega)$ , которая представлена на рис. 23 кривой *a*. Точки пересечения квадратичной гиперболы, которая соответствует величине паразитной емкости (кривая *b*), с кривыми *a* дают значения компенсирующих индуктивностей и частот компенсации. При соответствующем подборе затуханий контуров можно получить амплитудно-частотную характеристику каскада, подобную кривой *c*. Анализ усилителя с дискретной компенсацией показывает, что его эффективность увеличивается почти пропорционально

Таблица 5

<i>N</i>	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$\psi_{\text{зкомп}}(N)$	2,7	2,33	2,15	2,04	1,97	1,9	1,86	1,8	1,75

числу компенсационных точек [Л. 21] и в случае компенсации на трех частотах определяется следующим выражением:

$$\mathcal{Q}_{\text{компенс}} = \frac{S}{2\pi C_{\Pi}} 2,7 \sqrt[6]{\sqrt[3]{2} - 1}, \quad (4-24)$$

где  $2,7 \sqrt[6]{\sqrt[3]{2} - 1} = \psi_{\text{комп}}(N)$  — коэффициент, зависящий от числа каскадов  $N$ .

Численные значения функции  $\psi_{\text{комп}}(N)$  приведены в табл. 5.

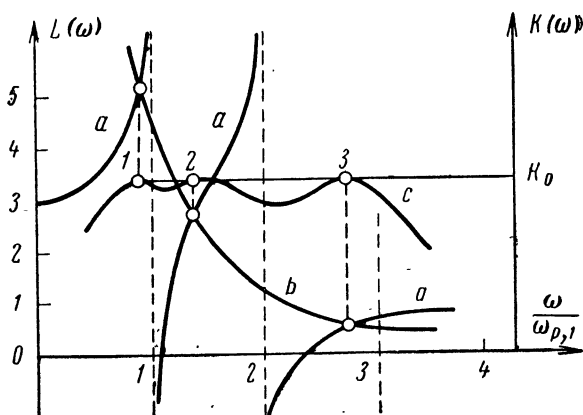


Рис. 23. К объяснению резонансной компенсации паразитной емкости каскада на трех частотах.

$a$  — частотная зависимость индуктивного сопротивления цепи, показанной на рис. 22;  $b$  — кривая абсолютных значений индуктивного сопротивления для выполнения условия полосового резонанса с постоянной паразитной емкостью каскада;  $c$  — частотная характеристика каскада с компенсацией на трех частотах; 1, 2, 3 — точки резонансной компенсации.

Сравнивая формулу (4-24) с аналогичным выражением для классической «расстроенной тройки» [см. формулу (4-6) и табл. 3], приходим к выводу, что принцип дискретной компенсации на трех частотах примерно в 2,2 раза эффективнее широко распространенного способа увеличения широкополосности за счет взаимной расстройки каскадов. Следует иметь в виду, что количество компенсационных частот более трех выбирать нежелательно, так как значительно усложняется настройка резонансной системы каскада. Особенно эффективен этот

метод в широкополосных резонансных усилителях тока на лампах с общей сеткой и на транзисторах по схеме с общей базой, поскольку паразитная емкость, входящая в контур, в этих случаях значительно меньше (примерно в 3 раза), чем в пентодных схемах.

На рис. 24,а приведена принципиальная схема одного каскада резонансного усилителя на пентоде, в котором паразитная емкость резонансно компенсируется на трех частотах, а на рис. 24,б — аналогичная схема широкополосного транзисторного каскада, управляемого током. Последняя схема, а также аналогичная схема на вакуумных триодах по схеме с общей сеткой являются особенно эффективными и позволяют реализовать широкополосность резонансных усилителей, сравнимую с усилителями бегущей волны (можно получить при значительном усилении полосу пропускания 100 Мгц и более), но

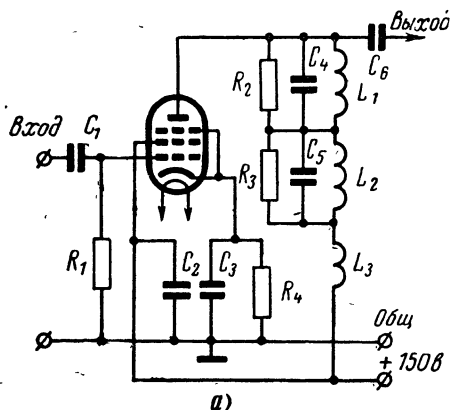
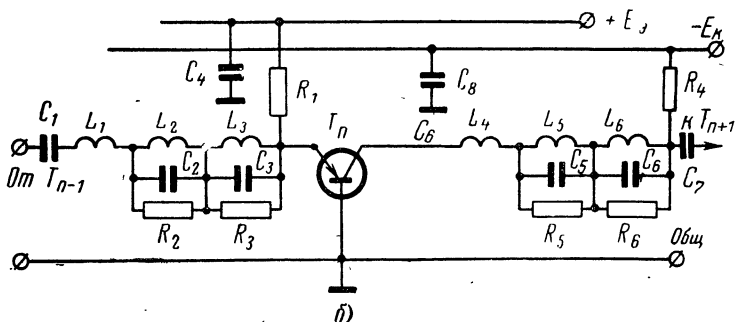


Рис. 24. Принципиальная схема широкополосных каскадов с компенсацией паразитной емкости на трех частотах.

а — схема каскада, управляемого напряжением, на пентоде; б — схема каскада, управляемого током, на транзисторе.





по сравнению с последними имеют значительно меньшее число усилительных приборов в схеме. Несколько экспериментальных схем резонансных усилителей с полосовой компенсацией будет описано в следующей главе.

## ГЛАВА ПЯТАЯ\*

### ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Теоретические обобщения и полученные на их основе расчетные формулы представляют интерес лишь в том случае, когда становится возможным использовать на практике конкретные конструкции, принципиальные схемы которых разработаны с применением результатов проведенных исследований. В этой главе будет предпринята попытка показать на основе экспериментальных результатов справедливость некоторых выводов, сделанных в предыдущих главах. Описываемые схемы подобраны таким образом, чтобы проиллюстрировать следующие положения:

1. Целесообразность более четкого разделения различных схем включения усилительных приборов, независимо от физической природы протекающих процессов в последних, на схемы усилителей, управляемых напряжением, и схемы усилителей, управляемых током. В связи с этим применительно к обсуждаемым здесь резонансным усилителям методы реализации оптимальных схем, как отмечалось в предыдущих главах, могут существенно отличаться в соответствии со схемой включения усилительного прибора. Так, в схемах резонансных усилителей, управляемых током, межкаскадное согласование целесообразнее выполнять не резонансным трансформатором (автотрансформатором), а при помощи резонансного контура, применяя для межкаскадных связей трансформирующие свойства последовательно-параллельного одиночного резонансного контура. При этом коэффициент трансформации тока оказывается равным добротности контура и не связан с такими большими потерями трансформации за счет рассеивания магнитного потока на высоких частотах, какие наблюдаются в обычных индукционных резонансных трансформаторах. Это объясняется тем, что энергия высокочастотного поля легче лока-

лизуется в одиночном контуре, чем при тех же условиях в индукционном резонансном трансформаторе. Последнее обстоятельство очень важно учитывать в широкополосных резонансных усилителях, некоторые результаты исследования которых приводятся ниже для подтверждения сформулированной выше точки зрения.

2. Необходимость изменения традиционного взгляда на возможности триода и пентода в резонансном усилителе, в результате которого схемы включения триода рассматривались бы с учетом специфических его особенностей, не исключающих возможности использования триодов в многокаскадных резонансных усилителях.

3. Необходимость самостоятельных систематических исследований возможностей различных схем включения триодов и транзисторов в резонансных усилителях, а не только в связи с попытками устранить недостатки схем на пентодах. Общеизвестно, что конструкция триода более проста и обеспечивает большую надежность по сравнению с пентодами. Общеизвестны также достоинства триодов с точки зрения малого уровня внутренних шумов. Приведенные в этой главе некоторые схемы свидетельствуют о том, что токоуправляемая схема включения триодов в резонансном усилителе имеет большую широкополосность по сравнению с пентодными схемами как раз на таких частотах и при таких полосах пропускания усилителей, при которых, даже с точки зрения современных достижений электровакуумной промышленности, дальнейшее совершенствование пентодов представляется малоэффективным.

В этой связи могут представлять интерес не только ряд схем на вакуумных триодах и транзисторах, которые будут описаны в этой главе для доказательства большей их эффективности по сравнению с аналогичными пентодными схемами, но и те соображения о неиспользованных возможностях совершенствования широкополосных параметров вакуумных приборов, которые были высказаны в предыдущей главе.

По-видимому представляет самостоятельный интерес задача технической реализации потенциальной широкополосности современного резонансного усилителя. Исследуемые в этой главе схемы, в которых используется так называемый принцип полосовой компенсации паразитной емкости на нескольких частотах, позволяющие лишь в 2—2,5 раза повысить эффективность резонансных

усилителей, должны рассматриваться как первый шаг в этом направлении.

Так как все рассматриваемые ниже схемы резонансных усилителей на вакуумных триодах и транзисторах в разное время макетировались и были исследованы, к их описанию обычно прилагается соответствующая таблица с ориентировочными данными числа витков, что может в случае необходимости облегчить читателю реализацию этих схем. Во всех описываемых схемах резонансных усилителей указаны старые типы транзисторов. Но в схемах могут быть использованы и новые транзисторы с аналогичными или улучшенными параметрами, стоящие в типовом режиме. Некритичность описываемых схем к смене транзисторов или к замене их другим аналогичным типом является одним из их достоинств.

Для того чтобы более четко провести сравнение описываемых ниже управляемых током схем резонансных усилителей на триодах и транзисторах с пентодными схемами, представляется целесообразным начать эту главу с краткого описания получивших широкое распространение и достаточно хорошо исследованных схем.

## **5-1. Распространенные схемы резонансных усилителей**

### **1. УПЧ лампового радиовещательного приемника «Ригонда»**

В современных вещательных радиоприемниках в УПЧ используются специальные пентоды с переменной крутизной, позволяющие при значительном усилении и высокой устойчивости осуществлять глубокую регулировку усиления (АРУ). Одна из таких схем пентодного УПЧ используется в приемнике «Ригонда». Характерной особенностью многих схем УПЧ на сравнительно низких радиочастотах является:

- а) применение пары связанных контуров в каждом каскаде;
- б) участие всех резонансных систем каскадов в реализации заданной избирательности приемника по соседнему каналу;
- в) полное включение в анодную цепь пентода контура полосового фильтра, что в соответствии с формулой (2-2) отвечает усилению каскада, определяемому множителем  $\mu_{дн}$  пентода, а трансформаторные свойства контура остаются нереализованными;
- г) построение УПЧ приемников, имеющих ЧМ диапазоны, по совмещенной схеме с последовательно соединенными связанными контурами, например на 465 кГц и 8,4 МГц.

Обычно коэффициент усиления на один резонансный каскад с использованием современных пентодов типа 6К4П, 6К4 и т. д. получается 30—50 при двух-, трехкратном запасе устойчивости по мо-

дулю на частоте 465 кГц. Общий коэффициент усиления УПЧ радиоприемника «Ригонда» равен примерно 1000, а эффективность АРУ оценивается 15 дБ на каскад. Приведенные данные являются типичными для многих ламповых УПЧ вещательных приемников.

## 2. УПЧ транзисторного радиовещательного приемника «Нева»

Схема УПЧ на 465 кГц транзисторного приемника «Нева», построенная по наиболее распространенному принципу, — ФСС, аperiodический двухкаскадный усилитель, резонансный согласующий трансформатор детектора. Подобная схема используется в подавляющем большинстве транзисторных переносных приемников и является примером компромиссного решения следующих противоречивых требований. Для получения большего коэффициента усиления на каскад резонансного усилителя целесообразно использование резонансных контуров в качестве согласующих трансформаторов. При этом для уменьшения потерь при передаче энергии сигнала от каскада к каскаду необходимо было бы увеличивать связь каскадов с резонансным контуром, однако для реализации высокой избирательности УПЧ, наоборот, желательно уменьшать эту связь. Удовлетворение перечисленных выше требований достигается использованием резонансного контура в качестве нагрузки в каждом каскаде, однако требование устойчивости усиления резонансных каскадов при этом не удовлетворяется. Для увеличения устойчивости усиления каскадов было бы целесообразно выполнить цепь базы или цепь коллектора аperiodической.

В схеме радиоприемника «Нева» эти противоречивые условия удовлетворены следующим образом. ФСС на входе аperiodического усилителя обеспечивает заданную избирательность приемника по соседнему каналу, а устойчивость каскадов, включенных с общим эмиттером, реализуется выбором режима аperiodического усилителя, обеспечивающего необходимое усиление (на два каскада обычно получается немногим более 100 на частотах 0,1—1 МГц) и не имеющего избирательности. На его выходе ставится резонансный трансформатор, согласующий детектор с последним каскадом аperiodического усилителя. Этот контур сильно демпфирован детектором и не влияет на избирательность приемника. Учитывая формулу (2-11), можно сказать, что несмотря на распространенность рассматриваемой схемы реализуемый в ней коэффициент усиления значительно меньше потенциально возможного.

## 3. УПЧ телевизора «Темп-3»

Наиболее характерной схемой широкополосного радиоусилителя на пентодах, в которой используется классическая схема включения усилительного прибора, управляемого напряжением (см. рис. 4), является УПЧ телевизора «Темп». В этой схеме используются одинарные контуры в анодных цепях пентодов типа 6Ж1П, настроенные таким образом, что все каскады имеют расстройку друг относительно друга. Это необходимо для увеличения широкополосности, улучшения равномерности усиления в полосе 4,5—5,5 МГц и увеличения общей избирательности по соседнему каналу (известно § 4-3, что усилители с расстроенными каскадами обладают лучшей избира-

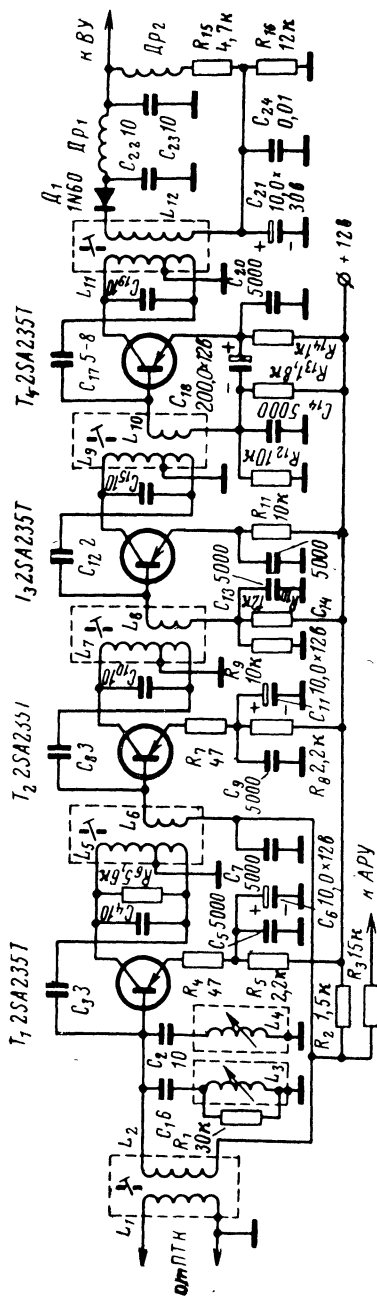


Рис. 25. Принципиальная схема УПЧ японского транзисторного телевизора «Panasonic».

тельностью по сравнению с усилителем, все каскады которого настроены на одну частоту). Для улучшения избирательности дополнительно применены режекторные фильтры, что также характерно для многих схем. Общий коэффициент усиления четырехкаскадного УПЧ на лампах 6Ж1П с крутизной 5,2  $\text{ма/в}$  равен 1000—1500, а суммарное усиление напряжения от управляющей сетки первого каскада УПЧ до управляющей сетки видеусилителя равно 300—500 (диодный детектор имеет низкий коэффициент передачи  $\sim 0,2$ — $0,3$ ). Такое усиление УПЧ соответствует чувствительности телевизора около 100  $\text{мкВ}$ .

#### 4. УПЧ японского транзисторного телевизора «Panasonic»

Ранее отмечалось, что многие транзисторные схемы сохраняют характерные черты, свойственные широко использовавшимся ранее схемам на экранированных лампах. Приведенная на рис. 25 схема УПЧ японского телевизора «Panasonic» является по принципу построения копией пентодного варианта, описанного выше. Пентоды до частот 50  $\text{Мгц}$  являются хорошими усилителями; управляемыми напряжением, их входное сопротивление еще весьма велико и практически не нагружает широкополосный контур, а внутренняя обратная связь незначительна, так что коэффициент устойчивого усиления каскада в 2—3 раза выше рабочего. Транзисторы в схеме включения с общим эмиттером являются весьма несовершенными усилителями, управля-

мыми напряжением (учитывая, что для этой схемы  $R_{вх} < R_{вых}$ , ее правильнее было бы назвать управляемой напряжением с большим потреблением тока), их входные сопротивления малы и могут значительно нагружать резонансный контур, подавляя его избирательные свойства. Значительное различие между входным и выходным сопротивлением транзистора требует согласования, а большая внутренняя обратная связь между коллектором и базой не позволяет получить усиление больше 1,5—2 на один резонансный каскад без нейтрализации. Отмеченные особенности характерны для схемы приведенного на рис. 25 транзисторного каскада без нейтрализации. Отмеченные особенности характерны для схемы приведенного на рис. 25 транзисторного каскада без нейтрализации с помощью резонансных трансформаторов и в использовании нейтрализации в каждом каскаде. Если в качестве транзисторов использовать отечественные типа П-403, то реализуемый коэффициент усиления будет 600—700 при полосе пропускания 5,0 Мгц. Применение более высокочастотных транзисторов приблизит реализуемое усиление к значению, получаемому в ламповых схемах на пентодах. Приведенная схема УПЧ (рис. 25), а также многие другие схемы, в которых наряду с описанной применяется включение транзисторов, аналогичное каскоднему включению вакуумных триодов, или используется согласование между каскадами с помощью резонансных трансформаторов или автотрансформаторов при включении транзисторов с общей базой, являются малоэффективными и не оптимальными по усилению. В этих схемах катушка связи с малым числом витков нагружена на очень малое входное сопротивление транзистора. Поскольку на радиочастотах

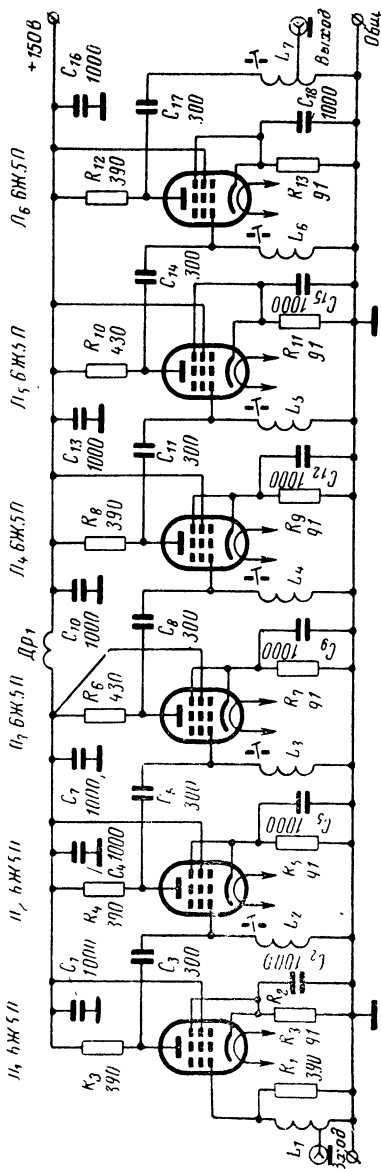


Рис. 26. Принципиальная схема «классической» линейки УПЧ широкополосного приемника.

выше 10 *Мгц* очень трудно выполнить резонансный трансформатор с малым рассеянием, в этих схемах имеют место большие потери при трансформации тока, что приводит к малой эффективности усилителя, особенно при широких полосах пропускания последнего. Может быть с появлением новых высокоэффективных ферритов с проницаемостью  $\sim 100$  на частотах 30—50 *Мгц* некоторые не очень широкополосные схемы можно будет реализовать, используя согласующие трансформаторы, но, по-видимому, очень широкополосные схемы с полосой более 10—20 *Мгц* не удастся приблизить по эффективности к схемам с согласованием с помощью последовательно-параллельных контуров, в которых потери рассеяния при трансформации тока значительно меньше, даже на более высоких частотах. Следует также отметить, что применение диодного детектора после УПЧ, вносящего значительное ослабление на частотах более 10 *Мгц*, вынуждает увеличивать в видеотракте количество каскадов, что снижает его устойчивость и надежность.

## 5. УПЧ широкополосного радиолокационного приемника на пентодах

В радиолокационной технике часто применяются радиосигналы с шириной спектра гораздо большей, чем в телевидении, поэтому полоса пропускания радиотракта такого приемника может достигать нескольких десятков мегагерц. Специфика работы автоматических устройств радиолокационных систем часто требует, чтобы радиотракт имел переходную характеристику, не имеющую заметных выбросов при малом времени нарастания и большом — спаде. Известно [Л. 8], что такими переходными характеристиками обладает схема резонансного усилителя, все каскады которого настроены на одну частоту. Однако эта схема имеет наименьшую эффективность, откуда очевидны трудности в реализации УПЧ, поскольку для обеспечения малого времени нарастания и спада переходной характеристики необходима широкая полоса пропускания. Резонансные усилители с взаимно расстроенными каскадами имеют гораздо большую эффективность, но реализация переходной характеристики значительно усложнена необходимостью обеспечивать плавное изменение фазового сдвига на краях полосы пропускания. На рис. 26 приведена схема широкополосного резонансного усилителя с полосой пропускания 40 *Мгц* (в области частот 40—80 *Мгц*), содержащего шесть каскадов на пентодах 6Ж5П. Если усилитель настраивать по принципу две «расстроенные тройки», то коэффициент усиления шести каскадов будет равен 8—10, а при настройке всех каскадов на одну частоту общее усиление будет меньше единицы. В одном из следующих параграфов будет экспериментально показано, что при таких широких полосах пропускания, как в описанном здесь усилителе, использование триода в схеме УУТ обеспечивает большую эффективность в соответствии с уравнениями (3-31) и (3-33).

## 5-2. Схемы резонансных усилителей на вакуумных триодах и транзисторах

В гл. 2 отмечалось, что специфической особенностью триода в схеме с общим катодом является большая обратная связь через проходную емкость, которая не позволяет использовать триод в схеме с общим катодом по аналогии с пентодными резонансными уси-

лителями. Однако если учесть эту специфическую особенность триода, как показано на рис. 5,а, можно реализовать схему резонансного усилителя на триодах с хорошими усилительными свойствами. На рис. 27 приведен вариант схемы, которая предназначена для использования в качестве УПЧ вещательного приемника с промежуточной частотой 465 кГц. Общее усиление этой схемы равно примерно 300—

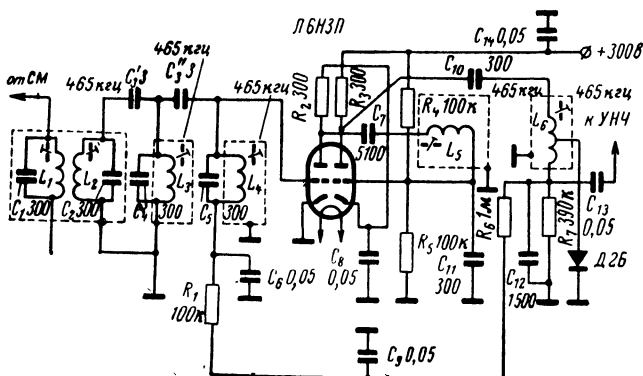


Рис. 27. Принципиальная схема УПЧ на 465 кГц на двойном триоде.

400, а если использовать триоды с крутизной около 10 ма/в, усиление возрастет до 800—1 000, т. е. до величины, получаемой в схеме с двумя пентодами. Для достижения необходимой устойчивости каждого каскада в этой схеме сопротивления  $R_2$  и  $R_3$  выбираются примерно равными значению  $1/S$ , где  $S$  — крутизна лампы. Резонансным контуром первого каскада является последовательный контур, образованный сопротивлением  $R_2$  и  $C_{11}$ ,  $L_5$ , второго каскада —  $R_3$ ,  $C_{10}$ ,  $L_6$ . Усиление каскадов определяется добротностью этих контуров в соответствии с формулами (2-3) и (2-3а). Поскольку крутизна обычных ламп не превышает 10 ма/в, добротность контуров получается не большой, в результате чего избирательность становится неудовлетворительной. Для реализации заданной избирательности в схемах, аналогичных показанной на рис. 27, следует на входе усилителя применять ФСС.

Таким образом, в рассматриваемой схеме применено шесть контуров, сколько обычно используется в пентодных двухкаскадных усилителях с полосовыми фильтрами. В качестве контуров могут быть использованы стандартные фильтры промежуточной частоты, в которых  $C_{11}L_5$  и  $C_{10}L_6$  вместо обычного параллельного соединения включаются последовательно. Если в схеме на рис. 27 использовать три каскада, то получается усиление несколько тысяч, что обычно достаточно для УПЧ высокочувствительного радиовещательного приемника.

Несмотря на то, что схемы на транзисторах с общим эмиттером и параллельным контуром в коллекторной цепи получили широкое распространение, их малая устойчивость даже с применением ней-



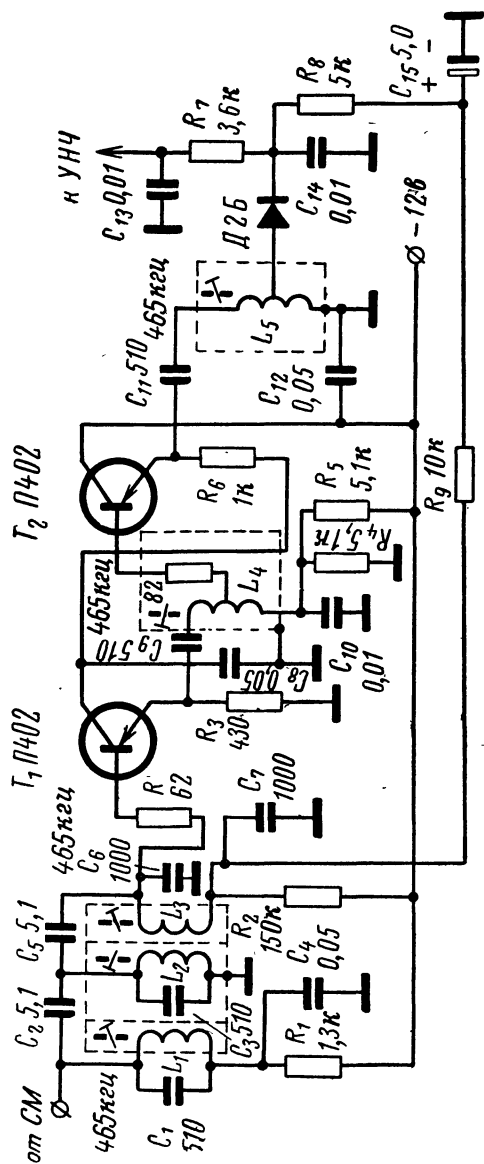


Рис. 28. Принципиальная схема УПЧ на 465 кГц на транзисторах с общим коллектором без нейтрализации.

трализации не позволяет использовать полностью усилительные свойства полупроводниковых триодов. По-видимому, этот принцип построения схемы является не единственным и не оптимальным. Как отмечалось в гл. 2, в принципах построения резонансных усилителей на триодах и транзисторах имеется много преемственного. Возможные схемы достаточно устойчивого каскада транзисторного усилителя были представлены на рис. 12 и 13, в которых в отличие от обычной схемы с параллельным контуром в коллекторной цепи применяется низкоомная коллекторная нагрузка (исключающая самовозбуждение), являющаяся звеном последовательного контура.

Резонансный усилитель на двух транзисторах, построенный по этому принципу, показан на рис. 28. Этот усилитель имеет при промежуточной частоте 465 кГц и полосе пропускания около 10 кГц коэффициент усиления 200—400. Для реализации необходимой избирательности на входе усилителя применен ФСС из трех контуров с емкостной связью. Резонансный контур первого каскада образован его выходным сопротивлением, т. е. резистором  $R_3$  совместно с внутренним сопротивлением транзистора  $T_1$ , являющегося каскадом с общим коллектором, емкостью  $C_9$  и индуктивностью  $L_4$ , контур второго каскада — резистором  $R_6$  совместно с внутренним сопротивлением транзистора  $T_2$ , емкостью  $C_{11}$  и индуктивностью  $L_5$ . Если в схему на рис. 28 добавить еще один каскад, то коэффициент усиления такого усилителя будет несколько тысяч. По сравнению со схемами УПЧ приемников «Спидола», «Турист» и некоторых других, имеющих также трехкаскадный УПЧ, но с параллельным контуром в коллекторной цепи транзисторов и с нейтрализацией, трехкаскадный усилитель, собранный по схеме рис. 28, имеет значительно большее усиление, но главное выгодно отличается большей устойчивостью и простотой принципиальной схемы. Отсутствие нейтрализации значительно облегчает настройку каскадов. Об этом, в частности, свидетельствуют и результаты испытаний на критичность схемы к смене транзисторов, и температурные испытания в диапазоне  $-10 \div +70^\circ \text{C}$ . В трехкаскадной схеме производилась последовательная замена транзисторов  $T_1$ ,  $T_2$  и  $T_3$ , а также заменялись все усилительные приборы одновременно. Из 20 вариантов замены транзисторов другими образцами типа П401—П403, П415, П416, П406, у которых коэффициент усиления по току ( $\beta$ ) лежал в пределах 20—200, описанная схема УПЧ сохраняла не только работоспособность, но и высокую устойчивость. Оказалось также, что настройка и избирательность УПЧ мало зависят от смены транзисторов, поскольку эти характеристики определяются ФСС. Общее усиление изменялось от 3000 до 8000, что при условии использования АРУ фактически не влияло на работоспособность приемника. Температурные испытания показали, что в указанном интервале температуры наблюдается незначительная расстройка контуров, не ухудшающая, однако, полученные при  $20^\circ \text{C}$  неравномерность и избирательность частотной характеристики более чем на 30%. При этом в зависимости от различных типов транзисторов как при повышении, так и при понижении температуры усиление для одних комбинаций произвольно взятых транзисторов возрастало, для других уменьшалось, но не отличалось от номинального более чем в 2 раза. При всех испытаниях цепь АРУ отключалась и вместо тока АРУ подавалось фиксированное смещение. Для этого резистор  $R_8$ , соединенный с детектором, отключался от последнего и через сопротивление 100—200 ком подключался к источнику коллекторного напряжения ( $-12 \text{ в}$ ). В каче-

стве контуров в схеме на рис. 28 могут быть использованы стандартные фильтры промежуточной частоты от переносных приемников. В катушках  $L_4$  и  $L_5$  отвод делается от середины.

Поскольку современные транзисторы обладают очень малыми входными сопротивлениями, даже в схемах с общим эмиттером и общим коллектором по сравнению с аналогичными ламповыми схемами, а также обладают гораздо худшими частотными свойствами, использование их в схемах, управляемых напряжением, аналогичных ламповым, обычно менее эффективно. Если использовать транзисторы в схемах, управляемых током, то в ряде случаев можно добиться гораздо лучших результатов, чем в схемах, управляемых напряжением. На рис. 29 показана схема двухкаскадного УПЧ на 465 кГц,

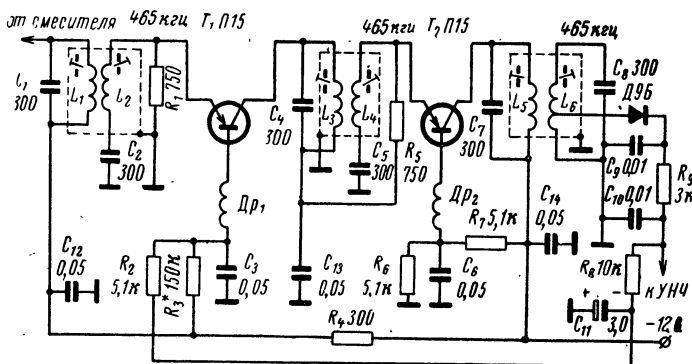


Рис. 29. Принципиальная схема УПЧ на 465 кГц на транзисторах с общей базой в режиме умножения добротности.

в которой используется принцип, разобранный в гл. 2 (см. рис. 15). В этой схеме транзисторы работают в режиме умножения добротности, при котором последовательное включение в контур сопротивления база — эмиттер лишь незначительно уменьшает его собственную добротность. В этой схеме возможен также такой режим, при котором сопротивление база — эмиттер может иметь отрицательную активную составляющую, приводящую к частичной компенсации собственных потерь в контуре и увеличивающую его добротность. Это позволяет наряду с большим усилением реализовать высокую избирательность УПЧ. Другой особенностью усилителя, изображенного на рис. 29, является зависимость его полосы пропускания от величины сигнала, обусловленная схемой АРУ. При малой величине сигнала усиление максимально, а полоса пропускания минимальна (2—5 кГц), с увеличением сигнала усиление уменьшается, а полоса пропускания расширяется до 10 кГц. Эта особенность иногда может быть полезной в вещательных приемниках, так как поиск станции будет осуществляться при узкой полосе пропускания, резко уменьшающей помехи при перестройке, а в момент настройки на частоту станции напряжение АРУ автоматически расширяет полосу пропускания. Общий коэффициент усиления описываемого УПЧ достигает 10 000 при глубине регулировки АРУ равной 40 дБ.

В режиме умножения добротности могут работать только такие транзисторы, граничная частота усиления  $f_{\alpha}$  которых соизмерима с резонансной частотой УПЧ. По этой причине в схеме на рис. 29 могут быть применены транзисторы типа П13—П16, П8—П11, П101—П103; высокочастотные транзисторы типа П402 и др. применять нельзя, так как каскады возбуждятся. В усилителе могут быть применены стандартные фильтры промежуточной частоты, в которых элементы  $C_2L_2$  и  $C_3L_4$  вместо параллельного включения должны быть соединены последовательно. Дроссели  $Dr_1$  и  $Dr_2$  могут быть намотаны на высокоомных сопротивлениях типа ВС-0,25 с числом витков порядка 60—100 внавал. Величину максимального тока от схемы АРУ следует ограничить значением, при котором еще не происходит возбуждение усилителя, для этого следует подобрать сопротивление  $R_3$ . Транзисторы желательно применять с близкими значениями  $\beta_0$ , чтобы автоматическая регулировка одинаково бы изменяла усиление всех каскадов.

### 5-3. Схемы широкополосных резонансных усилителей на триодах и транзисторах для телевизионных приемников

В соответствии с современными требованиями к телевизору УПЧ должны обеспечивать большую широкополосность, высокую избирательность и устойчивость усиления, малые искажения фазовой и частотной характеристики, а также значительное подавление несущей частоты звукового сопровождения. Эти требования являются противоречивыми и их удовлетворение не может быть осуществлено в обычной схеме резонансного усилителя с одиночными контурами в каждом каскаде. Разделение функций схем, в которых реализуется избирательность, а также заданные амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики УПЧ, от слабоизбирательной, но эффективной по усилению схемы резонансного усилителя, по-видимому, является одним из наиболее совершенных методов схемного построения УПЧ современного лампового и особенно транзисторного телевизоров. По этой причине ряд схем УПЧ на триодах и транзисторах, которые будут рассмотрены ниже, построены по принципу ФСС — широкополосный резонансный усилитель.

ФСС может быть собран по схеме Т-образного фильтра, который обладает малым затуханием в полосе пропускания, высокой избирательностью и сравнительно легко формирует необходимую частотную характеристику всего УПЧ, но обладает плохой фазовой характеристи-

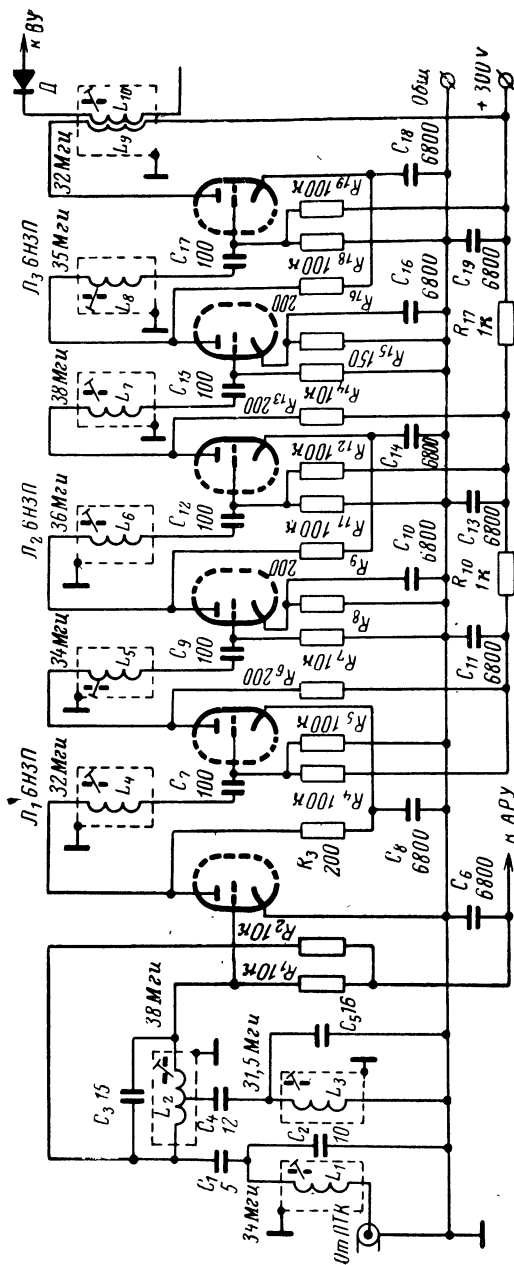


Рис. 30. Принципиальная схема УПТЧ телевизора на трех двойных триодах по схеме с общим катодом.

кой. Применение ФСС с последовательными контурами, аналогично применяемому в транзисторном телевизоре «Юность», при несколько большем затухании полезного сигнала обеспечивает значительно лучшую фазо-частотную характеристику по сравнению с Т-образным фильтром.

На рис. 30—32 приведены схемы УПЧ лампового телевизора на триодах, работающие в диапазоне частот 31,5—38 Мгц в соответствии с новым стандартом.

В схеме на рис. 30 использован принцип, подробно разобранный в гл. 2 (см. рис. 5,а). В этой схеме все триоды включены по схеме с общим катодом. В анодной цепи каждого триода включена низкоомная нагрузка (200 ом) из расчета получения коэффициента передачи напряжения, равного единице, что обеспечивает большую устойчивость усиления каждого каскада. Общий коэффициент усиления такого трехлампового УПЧ, контуры которого настроены на частоты, указанные на рисунке, равен примерно 4000 при полосе пропускания 5,5 Мгц. Данные контурных катушек для описываемой схемы приведены в табл. 6.

Таблица 6

Номер катушки <sup>1</sup> по схеме	Число витков	Примечание
$L_1$	18	
$L_2$	16	Отвод от середины
$L_3$	17	
$L_4 - L_8$	23	
$L_9$	6	Катушки $L_9$ и $L_{10}$ намотаны на одном каркасе бифилярно
$L_{10}$	22	

<sup>1</sup> Все катушки намотаны на каркасах  $\varnothing 7$  мм проводом ПЭШО-0,12 витков к витку. Подстроечные сердечники — феррит Ф-40 или альсифер.

В схеме на рис. 31 используется принцип, описанный в гл. 2 (см. рис. 5,б). Эффективность этой схемы резонансного усилителя на вакуумных триодах больше, чем у предыдущего усилителя, поскольку входная емкость триода с общим анодом меньше, чем у того же триода, включен-

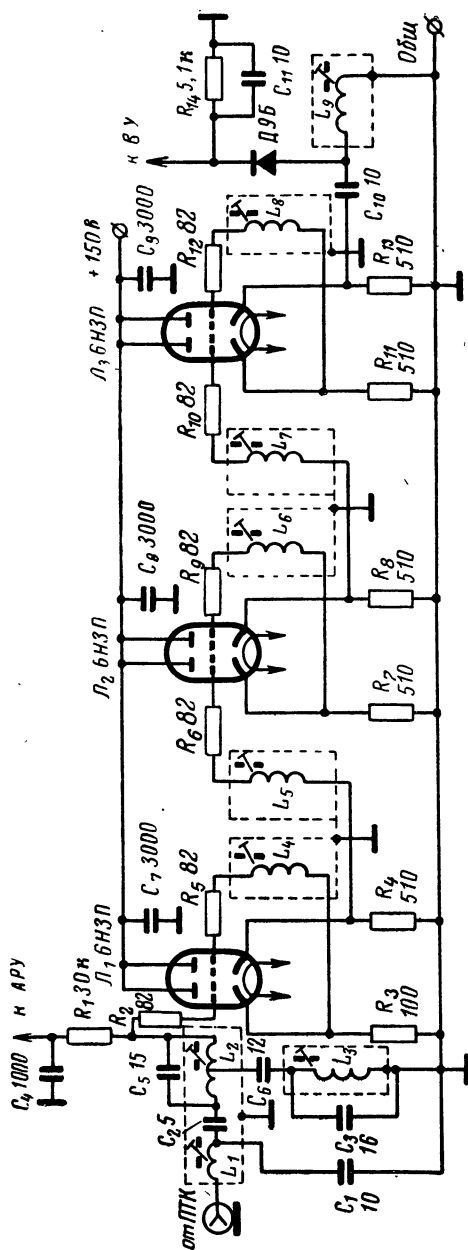


Рис. 31. Принципиальная схема УПЦ телевизора на трех двойных триодах по схеме с общим анодом.  
Накальные цепи желательно питать через дроссели.

ного в схему с общим катодом. Общий коэффициент усиления здесь больше, чем в предыдущем случае, и равен примерно 8 000 для шести каскадов (3 лампы) при полосе пропускания 5,5 Мгц с неравномерностью частотной характеристики 3 дб. Данные контурных катушек схемы на рис. 31 приведены в табл. 7.

Таблица 7

Номер катушки <sup>1</sup> по схеме	Число витков	Примечание
$L_1$	18	Отвод от середины
$L_2$	16	
$L_3$	20	
$L_4 - L_8$	27	
$L_9$	25	

<sup>1</sup>Все катушки намотаны на каркасах  $\varnothing 7$  мм проводом ПЭШО-0,12 виток к витку. Подстроечные сердечники — феррит  $\Phi$ -40 или альсифер.

Как отмечалось ранее, токовое управление триодами в резонансных усилителях наиболее эффективно в случае реализации очень широких полос пропускания. В связи с этим представляет значительный интерес схема УПЧ на рис. 32, обеспечивающая усиление около 600—800 на четыре каскада. По эффективности эта схема близка к пентодному усилителю, так как при прочих равных условиях четыре пентодных каскада (см. § 5-1, п. 3) обеспечивают усиление 1 000—2 000. Если в схеме на рис. 32 применить пять каскадов, то усиление достигнет величины 2 000—3 000 при полосе пропускания 5,5 Мгц и неравномерности 3 дб, достаточной для высококачественного телевизора. Данные контурных катушек УПЧ, показанного на рис. 32, приведены в табл. 8.

В двух описанных схемах (см. рис. 30, 32) для упрощения цепей питания каскадов применено последовательное включение триодов (по два) по постоянному току, что позволяет использовать источник постоянного тока с одним напряжением ( $\sim 300$  в) для всех узлов телевизора. Схемы рассчитаны на совместную работу с обычным диодным видеодетектором.

Отмеченная ранее преимущество схем резонансных усилителей на вакуумных триодах и транзисторах осо-



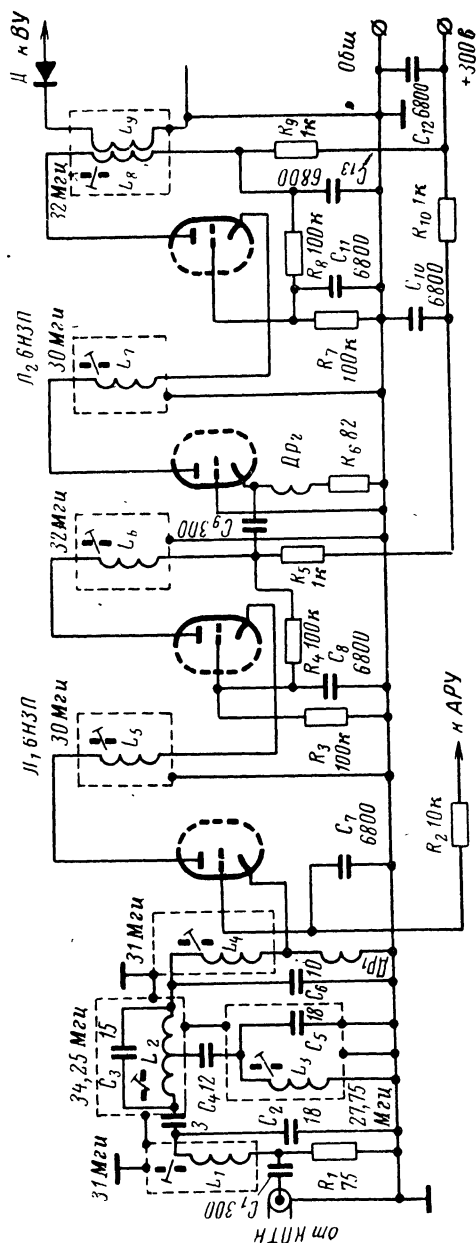


Рис. 32. Принципиальная схема УПЧ телевизора на двух двойных триодах по схеме с общей сеткой.  
Накальные цепи желательно питать через дроссели.

бенно наглядно видна из следующих трех схем транзисторных УПЧ, настроенных также на промежуточные частоты 31,5—38 МГц.

Таблица 8

Номер катушки <sup>1</sup> по схеме	Число витков	Примечание
$L_1$	18	Отвод от середины
$L_2$	16	
$L_3$	19	
$L_4$	17	
$L_5-L_7$	30	Катушки намотаны бифилярно
$L_8-L_9$	28	
$Др_1$ и $Др_2$	Намотка виток к витку до заполнения сопротив- ления ВС-0.5 30 к ПЭВ-0.1	

<sup>1</sup> Конструктивно катушки выполняются аналогично предыдущим схемам (см. рис. 30, 31).

На рис. 33—35 изображены схемы широкополосных УПЧ на транзисторах, которые по своим характеристикам и принципу построения аналогичны триодным схемам, рассмотренным выше. В схеме на рис. 33 транзисторы включены с общим эмиттером. Для обеспечения большей устойчивости отдельных каскадов в коллекторных цепях включены низкоомные нагрузки, обеспечивающие коэффициент передачи напряжения транзистора, близким к единице. Применение для межкаскадной связи последовательных контуров обеспечивает оптимальное в такой схеме широкополосное согласование каскадов. Этот усилитель при полосе пропускания 5 МГц имеет усиление около 600. При изменении температуры от  $-10$  до  $+70^\circ\text{C}$ , а также при произвольной замене транзисторов усиление изменялось на  $\pm 20\%$ . Частотная характеристика, которая формируется в основном ФСС ( $L_1C_1$ ;  $L_2C_2$ ;  $L_3C_3$ ;  $L_4C_4$ ), практически оставалась неизменной.

Все каскады усилителя включены по постоянному току последовательно и поэтому управляются от схемы АРУ через первый каскад, что значительно упрощает общую схему соединений и уменьшает потребление тока по цепи АРУ. Моточные данные контурных катушек усилителя приведены в табл. 9.

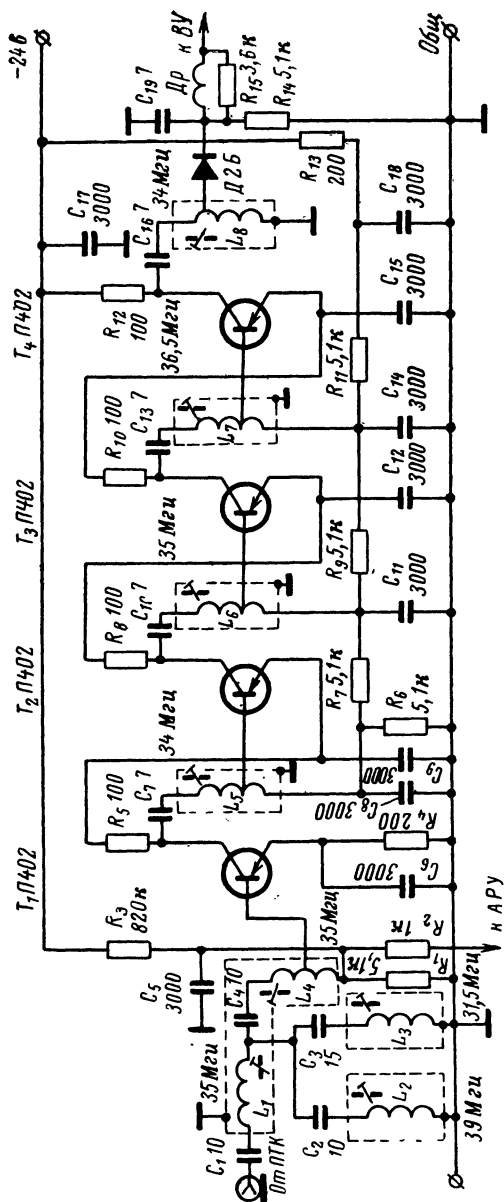


Рис. 33. Принципиальная схема УПЧ телевизора на транзисторах по схеме с общим эмиттером.

Номер катушки <sup>1</sup> по схеме	Число витков	Примечание
$L_1$	12	
$L_2$	10	
$L_3$	15	
$L_4$	11	Отвод от пяти витков снизу по схеме
$L_5-L_7$	12	Отвод от середины
$L_8$	13	Отвод от шести витков снизу по схеме

<sup>1</sup> Катушки конструктивно выполнены так же, как в схемах рис. 30—32.

В схеме, показанной на рис. 34, применено включение транзисторов по схеме с общим коллектором. Характеристики и параметры этой схемы аналогичны предыдущей, но в отличие от первой здесь применяется

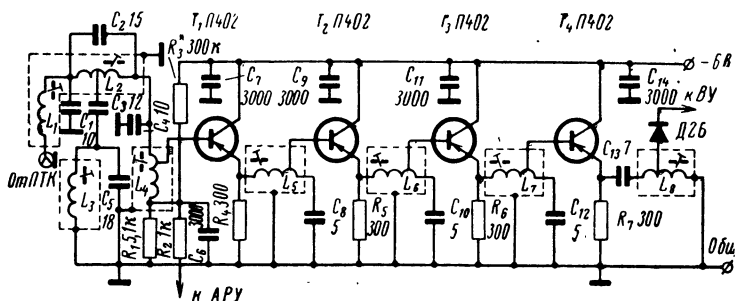


Рис. 34. Принципиальная схема УПЧ телевизора на транзисторах по схеме с общим коллектором.

Т-образный фильтр на входе, а каскады по постоянному току включены не последовательно, а параллельно, что значительно снижает питающее напряжение. Поскольку каскады имеют связь по постоянному току, изменение режима цепи базы каскада  $T_1$  приводит к изменению усиления всех каскадов, что обеспечивает, как и в первой схеме, эффективную автоматическую регулировку. Данные контурных катушек этой схемы приведены в табл. 10.

Таблица 10

Номер катушки <sup>1</sup> по схеме	Число витков	Примечание
$L_1$	15	
$L_2$	16	Отвод от середины
$L_3$	18	
$L_4$	14	Отвод от середины
$L_5-L_7$	17	Отвод от девяти витков слева по схеме
$L_8$	16	Отвод от семи витков слева по схеме

<sup>1</sup> См. сноску к табл. 6.

Наиболее эффективным в широкополосных резонансных УПЧ является токовое управление транзисторами, включенными по схеме с общей базой, обладающей, кроме того, наиболее широкой полосой пропускания при наименьшем количестве схемных элементов по сравнению с иными способами включения транзисторов, что особенно важно в условиях невозможности применять специальные типы высокочастотных транзисторов. На рис. 35 показана схема УПЧ, в которой транзисторы включены по схеме с общей базой, а межкаскадное широкополосное согласование осуществляется с помощью параллельно-последовательных контуров. В базовые цепи транзисторов могут быть включены небольшие индуктивности (обычно 1—2 витка, не показанные на схеме), уменьшающие активное входное сопротивление транзисторов, а также нейтрализующие обратную связь по напряжению. Иногда полезно эмиттер шунтировать емкостью 20÷100 пф. Коэффициент усиления описанного УПЧ при взаимной расстройке всех четырех каскадов и при полосе пропускания 5 Мгц около 1000. Моточные данные контурных катушек этой схемы приведены в табл. 11.

В любой из описанных схем УПЧ возможна произвольная схема соединения транзисторов по постоянному току. По-видимому, при сетевом питании целесообразней использовать такое включение транзисторов по постоянному току, которое обеспечивает наименьшее потребление тока при наибольшем напряжении (см. схему рис. 33), так как выпрямление (и стабилизация) та-

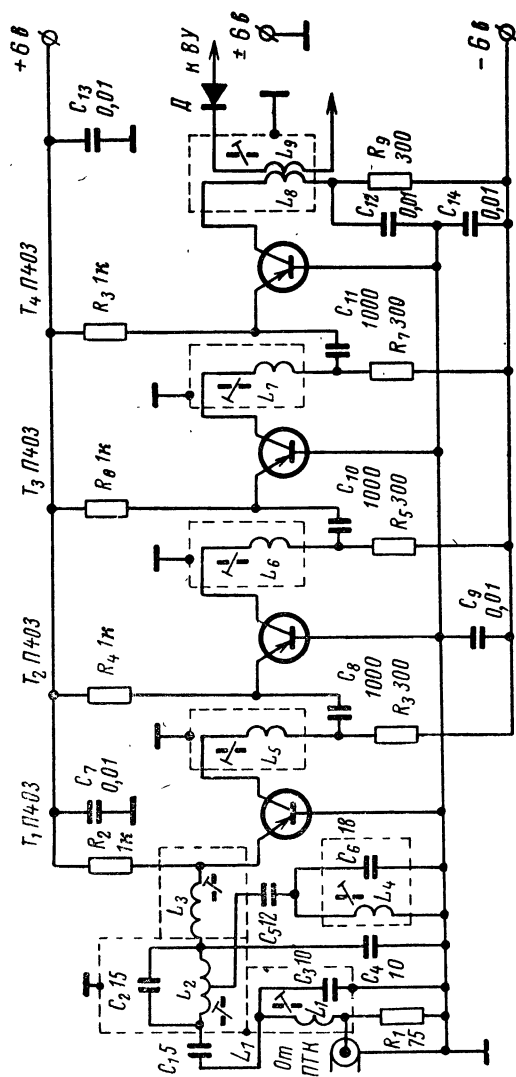


Рис. 35. Принципиальная схема УПЧ телевизора на транзисторах по схеме с общей базой.

кого напряжения облегчается. При батарейном питании, видимо, нецелесообразно применять включение транзисторов в цепочку, требующую напряжения более 12 в. Все три схемы транзисторных УПЧ рассчитаны на работу с диодным детектором и конструктивно выполняются таким образом, что, кроме контурных катушек, никакие другие элементы схемы экранировать не приходится. Если принять экраны с диаметром 12—15 мм

Таблица 11

Номер катушки <sup>1</sup> по схеме	Число витков	Примечание
$L_1$	18	Отвод от середины
$L_2$	16	
$L_3$	17	
$L_4$	16	
$L_5-L_7$	14	Катушки намотаны бифилярно
$L_8-L_9$	13	

<sup>1</sup> См. сноску к табл. 6.

(в таблицах приведены данные катушек с учетом влияния экранов), то, выбирая расстояние между транзисторами усилителя  $\sim 30$  мм, можно очень компактно расположить все элементы схемы в линейку на изоляционной плате длиной  $\sim 120$ —150 мм и шириной  $\sim 30$  мм, не опасаясь самовозбуждения.

Пожалуй самым несовершенным устройством в видеотракте распространенных телевизоров является диодный видеодетектор. Если проследить за изменением энергии сигнала от первого каскада видеотракта, то можно отметить, что только на стадии его демодуляции диодным видеодетектором наблюдается вместо усиления значительное ослабление (в 3—5 раз), которое приходится компенсировать увеличением числа усилительных каскадов в УПЧ или в видеоусилителе. В остальных каскадах видеотракта обычно не наблюдается столь значительного ослабления сигнала. В этой связи определенный интерес представляют схемы видеодетекторов, совмещающих в себе одновременно свойства демодулятора радиосигнала и усиления видеосигнала. В настоящее время известен [Л. 25, 26] ряд эффективных видеодетекторов на транзисторах и вакуумных триодах, применение

которых может существенно упростить видеотракт телевизора.

На рис. 36 показана схема видеотракта телевизора на лампах, в котором используется схема ультралинейного анодного детектора на вакуумном триоде, откуда видно, что эта схема гораздо проще видеотракта телевизоров, например, «Темп», УНТ-35 и др., содержащих в УПЧ по четыре каскада на пентодах и диодный детектор. Легко подсчитать, что общее усиление УПЧ телевизора вместе с детектором от смесителя до видеусилителя должно быть порядка 300—500. Учитывая коэффициент передачи диодного видеодетектора  $\sim 0,2-0,3$ , становится понятной необходимость иметь усиление УПЧ более 1000. На рис. 36 два каскада УПЧ на триодах, включенных по схеме, управляемой током, обеспечивают усиление 30—50, а видеодетектор — 5—10, что эквивалентно общему усилению 200—500. Таким образом, используя современные радиолампы типа 6Н14П и 6Ф4П (6Ф5П), возможно в значительной мере упростить видеотракт. Моточные данные контурных катушек схемы, изображенной на рис. 36, приведены в табл. 12.

Таблица 12

Номер катушки <sup>1</sup> по схеме	Число витков	Примечание
$L_1$ и $L_4$	11	Катушки $L_6$ и $L_7$ намотаны бифилярно
$L_2$ и $L_8$	10	
$L_3$	14	
$L_5$	25	
$L_6$	10	
$L_7$	20	
$L_9$	40	
$L_{10}$	6	
$Др_1$	Намотка до заполнения сопротивлением ВС-0,5 30 к виток к витку ПЭВ-0,1	
$Др_2$	100	Внавал на сопротивление ВС-0,25 100 к ПЭШО-0,1
$Др_3$	170	То же
$Др_4$	120	Внавал на сопротивление ВС-0,25 3,9 к ПЭШО-0,1

<sup>1</sup>См. сноску к табл. 6.



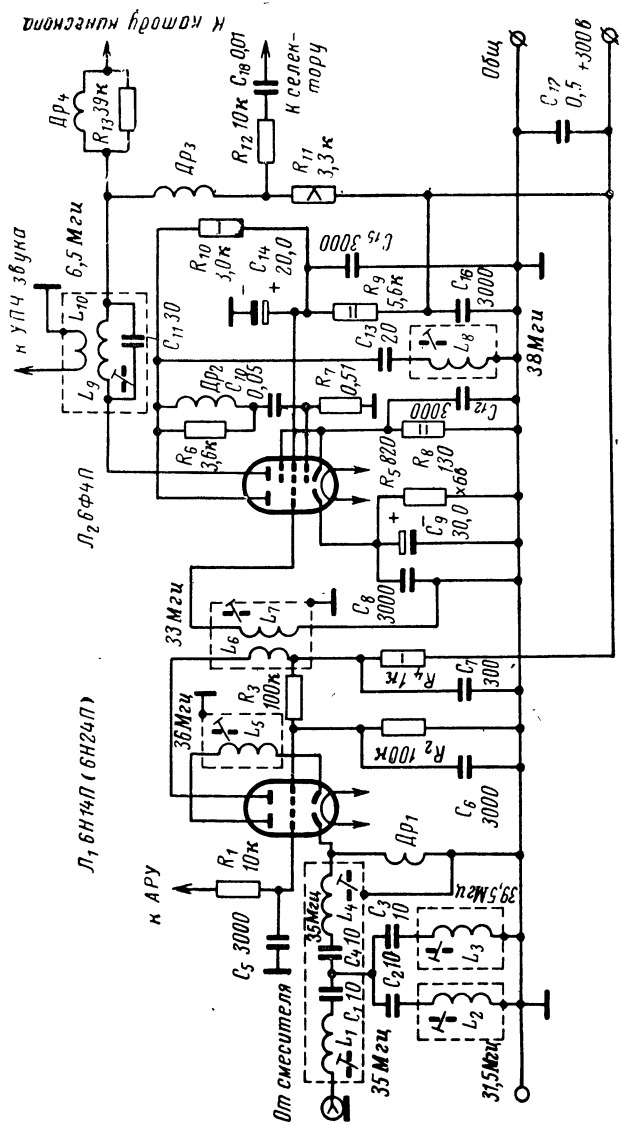


Рис. 36. Принципиальная схема видеотракта телевизора на двух лампах.  
Накальные цепи  $L_1$  желательно питать через дроссели.

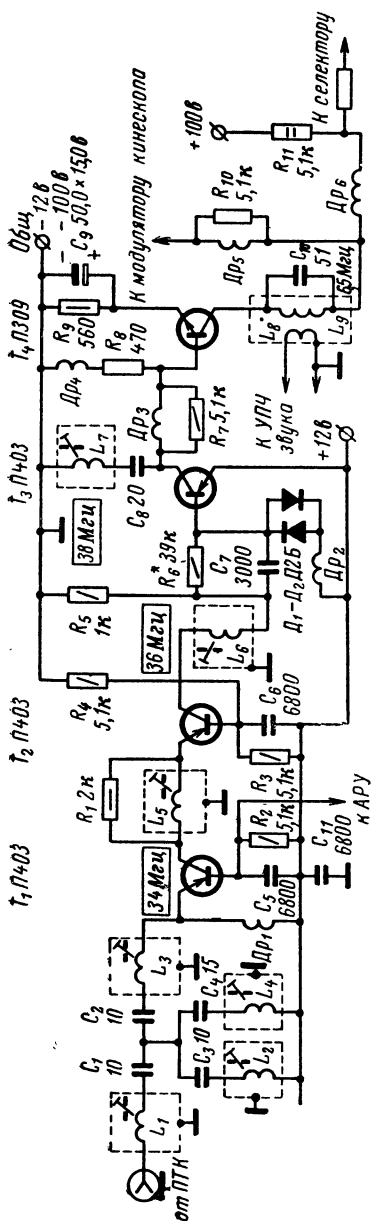


Рис. 37.

Принципиальная схема видеотракта телевизора на четырех транзисторах.

Совершенно аналогичен предыдущей ламповой схеме транзисторный вариант видеотракта с коллекторным детектором, изображенный на рис. 37. Интересно отметить, что в транзисторной схеме возможны два принципа построения линейного коллекторного детектора. Первая возможность, представленная на рис. 37, реализуется высокочастотным транзистором, предельная частота усиления которого гораздо выше верхней граничной частоты спектра видеосигнала. В этом случае, аналогичном ламповому варианту, фильтрация промежуточных частот от видеосигнала на выходе видеодетектора (в коллекторной цепи) осуществляется последовательным контуром ( $L_8C_{13}$  на рис. 36 и  $L_7C_8$  на рис. 37). Данные контуров этой схемы приведены в табл. 13.

Другой вариант коллекторного детектора использует инерционность транзистора как положительный эффект. Если граничную частоту  $f_\alpha$  усиления транзистора ( $T_3$  на рис. 37) выбрать несколько больше верхней частоты спектра видеосигнала (т. е. больше 6,5 МГц), но меньше промежуточной частоты (меньше 30 МГц в соответствии с современным стандартом ПЧ), то в этом случае эффективная фильтрация промежуточных частот будет осуществляться без последовательного контура, поскольку подобранный транзистор не будет передавать промежуточных частот и, следовательно, схема транзисторного детектора существенно упрощается. Подходящим транзистором для бесконтурного коллекторного детектора с общим эмиттером является П401, П402 и др., имеющие  $f_\alpha$  порядка 30—50 МГц.

Таблица 13

Номер катушки <sup>1</sup> по схеме	Число витков	Примечание
$L_1—L_3$	11	
$L_2; L_5; L_6$	10	
$L_4$	14	
$L_7$	8	
$Др_1; Др_2$	40	Внавал на сопротивление ВС-0,25 100 к ПЭШО-0,1
$Др_3; Др_6$	120	Внавал на сопротивление ВС-0,25 56 к ПЭШО-0,1
$Др_4; Др_5$	180	Внавал на сопротивление ВС-0,5 10 к ПЭШО-0,1

<sup>1</sup>См. сноску к табл. 6.

Катушки  $L_4$  и  $L_9$  аналогичны катушкам  $L_9$  и  $L_{10}$  табл. 12.

## 5-4. Сравнение возможностей триодов и пентодов в широкополосном резонансном усилителе

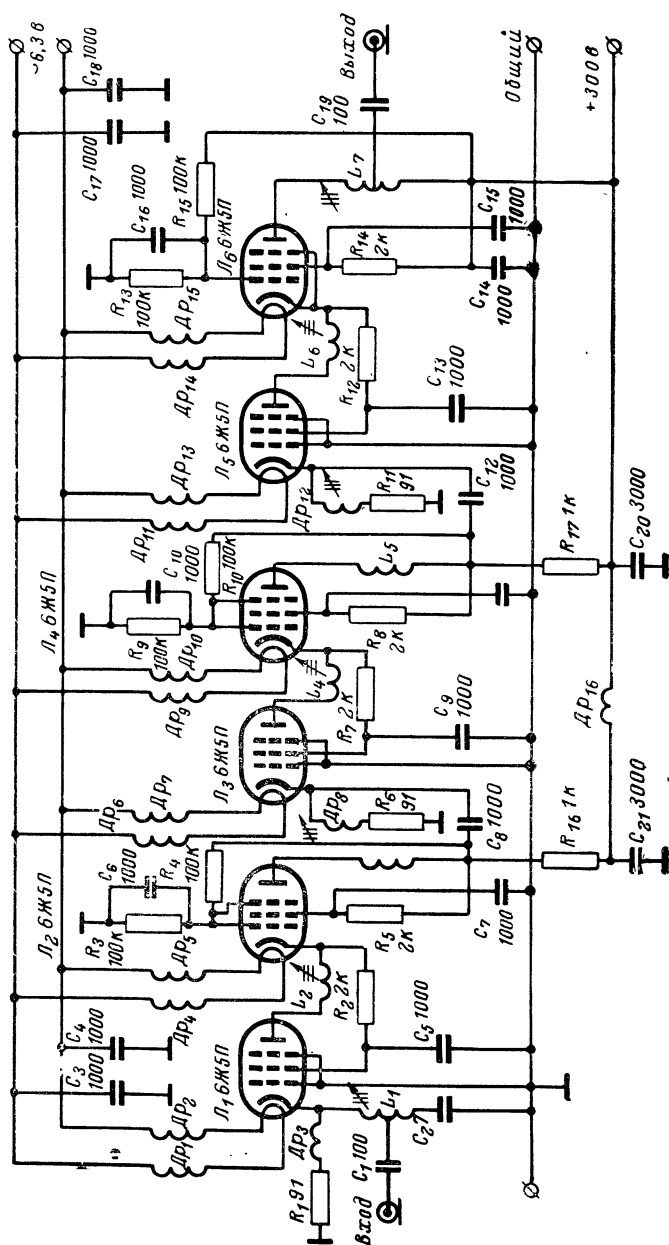
В гл. 3 было доказано, что при широкой полосе пропускания, превышающей некоторую определяемую условием (3-33) величину, триодная схема резонансного усилителя, в которой реализуется токовый принцип управления, обеспечивает большую широкополосность, чем пентодные схемы [1.4]. На рис. 26 был приведен вариант пентодного резонансного усилителя со средней частотой 100 *Мгц* и полосой пропускания 40 *Мгц* (от 80 до 120 *Мгц*), коэффициент усиления которого равен 5—10. Если в этом усилителе лампы 6Ж5П включить в схему с общей сеткой (см. рис. 38,а), то при прочих равных условиях коэффициент усиления этого усилителя возрастет до 60—70, что наглядно доказывает справедливость выводов, сделанных в гл. 3, о значительно большей широкополосности УУТ, чем УУН. Поскольку пентоды в схеме с общей сеткой использовать бессмысленно, на рис. 38,б приведен вариант схемы на триодах 6Н14П. Так как крутизна характеристики этих триодов несколько меньше, чем у ламп 6Ж5П, общее усиление схемы на рис. 38,б равно 50, что тем не менее гораздо больше усиления пентодной схемы на рис. 26.

В схемах рис. 38,а и б напряжение накала на каждую лампу подается от общей накальной обмотки через высокочастотные дроссели, чтобы исключить влияние емкости катод — подогреватель на общий коэффициент усиления (без дросселей усиление уменьшится почти вдвое). Моточные данные для схемы (рис. 38,б) приведены в табл. 14.

Таким образом, анализ рассмотренных здесь схем резонансных УУН и УУТ позволяют сделать следующие выводы:

а) в резонансных усилителях с широкой полосой пропускания включение ламп по схеме, управляемой током, с точки зрения реализуемой широкополосности эффективнее включения ламп по схеме, управляемой напряжением (это преимущество УУТ особенно заметно на частотах выше 50 *Мгц*);

б) дальнейшие, и как было показано в гл. 4, дорогие и малоперспективные методы модернизации широкопо-





лосных параметров пентодов направлены только на увеличение эффективности усилителей с полосой пропускания больше 15—20 Мгц, так как усиление радиосигналов при меньших полосах пропускания усилителей не встречает затруднений при применении обычных широкополосных пентодов. В соответствии с приведенными

Таблица 14

Номер катушки <sup>1</sup> по схеме	Число витков	Примечание
$L_1$	7	Отвод от трех витков сверху по схеме
$L_2—L_6$	6	
$L_7$	6	Отвод от середины
$Др_1, Др_4, Др_7$	30	На сопротивлении ВС-0,25 100 к ПЭШО-0,1
$Др_2, Др_3; Др_5, Др_6; Др_8, Др_9$	20	На сопротивлении ВС-1,0 100к виток к витку ПЭВ-0,35
$Др_{10}$	20	На сопротивлении ВС-0,25 100к ПЭШО-0,15

<sup>1</sup>См. сноску к табл. 6.

в § 3-4, 4-2, 5-4 выводами о том, что при полосах пропускания более 15—20 Мгц управляемые током триодные усилители при прочих равных условиях обладают более широкой полосой пропускания, нежели пентодные усилители; в каждом конкретном случае следует сравнивать возможности триодов и пентодов в широкополосных радиоусилителях, а также соответствующим образом выбирать направления совершенствования их параметров, от которых зависит увеличение эффективности;

в) расширение полосы пропускания управляемого током триодного резонансного усилителя можно достигнуть за счет увеличения крутизны триода методами, допускающими одновременный пропорциональный рост емкости  $C_{ск}$  (см. § 4-2), что свидетельствует в пользу перспективности этого направления модернизации усиленного прибора для широкополосных радиоусилителей.

## 5-5. Реализация принципа полосовой компенсации в широкополосных резонансных усилителях

Выше были описаны различные схемы резонансных усилителей, у которых в случае широкой полосы пропускания паразитная контурная емкость компенсируется низкочастотной катушкой индуктивности только на одной частоте. В гл. 4 было показано, что в случае многочастотной компенсации паразитной емкости каждого каскада с помощью частотно-зависимой индуктивности, широкополосность схемы значительно возрастает.

Для экспериментальной проверки этого предположения была исследована схема (рис. 39) широкополосного радиоусилителя на лампах 6Н24П и 6Ж9П, в которой компенсация паразитной емкости каждого каскада осуществляется на двух частотах. Полоса пропускания описываемого усилителя около 50 *Мгц* (в области частот от 50 до 100 *Мгц*) при общем коэффициенте усиления 40—50. Если в анодную цепь каждого каскада (рис. 39) включить одиночные контуры и каскады расстроить один относительно другого по методу усилителя расстроенная тройка, то при прочих равных условиях коэффициент усиления уменьшится до  $\sim 10$ , что говорит о большей эффективности (примерно в 1,5 раза) схемы с двухчастотной компенсацией и хорошо согласуется с выводами гл. 4.

Поскольку многие положения, относящиеся к конструкции описываемого усилителя и его контуров, способу их намотки, расположения и настройки, остаются справедливыми для многих других схем, ниже приводится подробное рассмотрение этих вопросов.

В некоторых случаях применения радиоусилителей необходимо иметь весьма широкую полосу пропускания. Например, для первых пяти телевизионных программ при дальнем и сверхдальнем приеме весьма желательно было бы иметь один неперестраиваемый антенный усилитель с широкой полосой пропускания. Схема такого антенного усилителя наряду с широкой полосой должна обеспечивать малый уровень шумов. Обычные схемы полосовых широкополосных усилителей с рассмотренными каскадами, со связанными контурами и др. для широких относительных полос пропускания ( $2\Delta f/f_0 \approx 0,5 \div 0,8$ ) малоэффективны и для современных широкополосных ламп, даже с крутизной 15—20 *ма/в*, один каскад такого усилителя давал бы усиление не более 1,5—2,5. При малом усилении отдельного каскада потребовалось бы большое число каскадов и общий коэффициент шума существенно зависел бы не только от первого, но и от последующих каскадов.



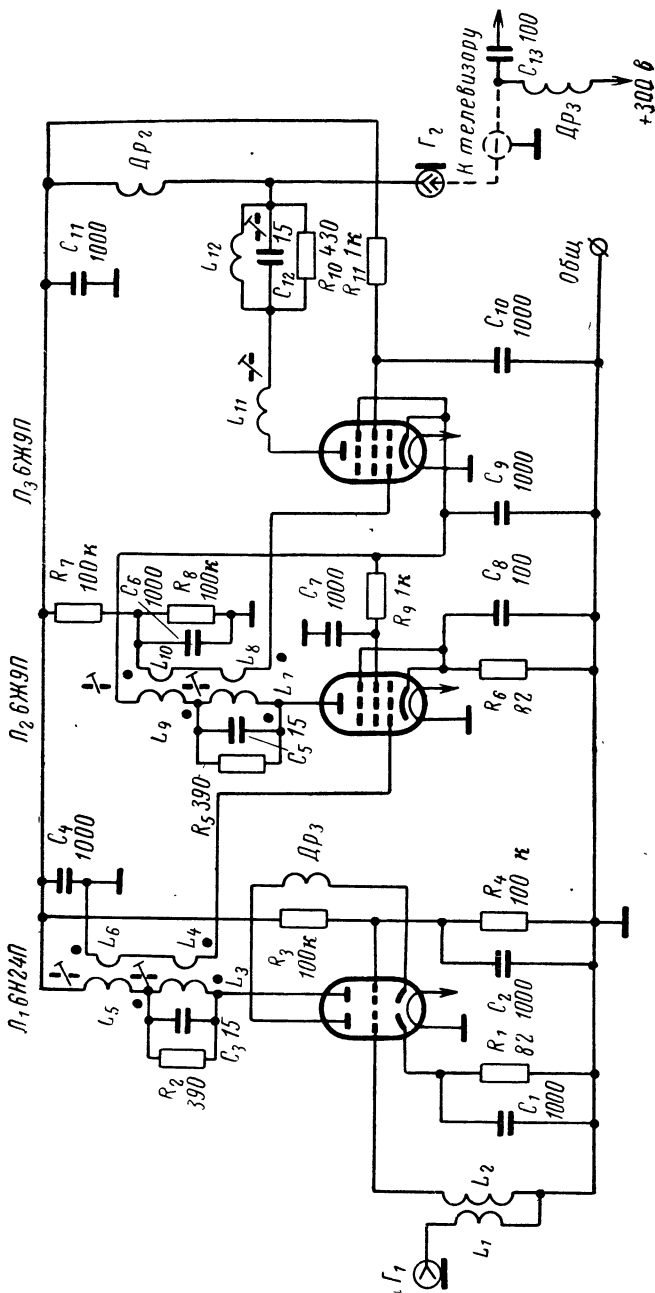


Рис. 39. Антенный усилитель на первые пять телевизионных каналов.  
Накальную цепь  $L_1$  желательно питать через дроссели.

Приведенная на рис. 39 схема может быть использована в качестве широкополосного антенного усилителя на первые пять каналов (51—97 МГц). Опыт эксплуатации такого усилителя показал, что телевизор в пределах полосы антенного усилителя с собственной полосой пропускания 3—4 МГц имеет чувствительность порядка 10 мкв.

Как уже отмечалось, для достижения большой широкополосности в описываемой схеме применена сложная анодная цепь, которая обеспечивает компенсацию паразитных емкостей на двух частотах полосы усилителя. Для уменьшения уровня собственных шумов первые два каскада собраны на лампе  $\Lambda_1$  6Н24П, включенные по каскадной схеме, что исключает влияние пентодного каскада, следующего за каскадной схемой, на коэффициент шума усилителя. На входе усилителя стоит контур, образованный  $L_2$  и входной емкостью  $\Lambda_1$ . Связь антенны с усилителем трансформаторная, коэффициент трансформации рассчитан на 75-омную антенну. Катушки  $L_1$  и  $L_2$  наматываются в два провода, свитые между собой в веревочку 5—6 раз. Два витка катушки  $L_1$  размещаются в области второго и третьего витков катушки  $L_2$ , считая от заземленного конца. Входной трансформатор настраивается на среднюю частоту полосы (~75 МГц). В анодных цепях  $\Lambda_1$ ,  $\Lambda_2$ ,  $\Lambda_3$  стоят сложные резонансные системы, компенсирующие паразитные емкости каждого каскада на двух частотах. В описываемом усилителе частоты компенсации выбраны в области ~60 МГц и ~85 МГц. Между каскадами применена трансформаторная связь. Так же, как во входном контуре, связь между  $L_4$  и  $L_3$ ,  $L_6$  и  $L_5$  и т. д. следует делать как можно большей, уменьшая потоки рассеяния, что очень важно для широкополосного усилителя, поэтому при намотке витки катушки  $L_4$  и  $L_3$  и других следует свивать 4—5 раз между собой. Экспериментально была опробована обыкновенная бифилярная намотка трансформаторов, при этом усиление и равномерность частотной характеристики были несколько хуже. Чтобы трансформаторы  $L_4L_3$ ,  $L_6L_5$  и т. д. не были между собой сильно связаны вторичными обмотками ( $L_4$  и  $L_6$ ), следует обмотки  $L_3$  и  $L_5$  включить противофазно, а  $L_4$  и  $L_6$  синфазно, как показано на рис. 39. Для облегчения ориентации при распайке выводов трансформаторов все катушки следует наматывать в одном направлении. Лампа  $\Lambda_3$  является согласующей. Волновое сопротивление фидера 75 ом нагружает ее анодную цепь, поэтому коэффициент усиления напряжения этого каскада близок к единице. Контурная система  $L_{11}$ ,  $L_{12}$ ,  $C_{12}$ ,  $R_{10}$  обычно служит для коррекции частотной характеристики. Для увеличения устойчивости усиления усилитель монтируется в линейку, поддон которой закрывается экранирующей крышкой. Все контурные катушки распола-

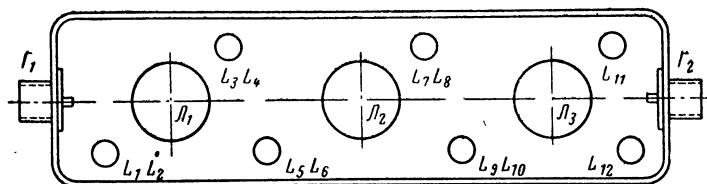


Рис. 40. Расположение ламп и контурных катушек в подвале линейки антенного усилителя.

гаются в подвале линейки без какой-либо экранировки. Расположение ламп и катушек в подвале шасси описываемого усилителя показано на рис. 40. Все конденсаторы усилителя могут быть керамическими типа КЛС, слюдяными КСО, КГС или бумажными БМ (допустимость применения конденсаторов типа БМ в этом усилителе специально проверялась).

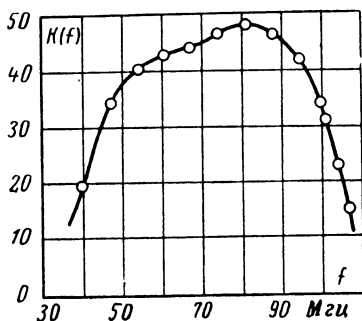


Рис. 41. Частотная характеристика антенного усилителя.

ной части характеристики, а  $L_5L_6$ ,  $L_9L_{10}$ ,  $L_{11}$  — на формирование ее высокочастотной части. В усилителе применены каркасы диаметром 7 мм с высокочастотными ферритовыми сердечниками. Всемоточные данные катушек сведены в табл. 15. Можно использовать каркасы 8 мм от ФПЧ «Рубин», подстраивающиеся карбонильными сердечниками.

С целью уменьшения количества подходящих к антенному усилителю проводов для подачи анодного питания используется цен-

Частотная характеристика усилителя приведена на рис. 41, из которой видна зависимость коэффициента усиления всего усилителя в полосе частот от 45 до 100 МГц. Характеристика снята при входном сигнале 5 мВ. Опыт изготовления нескольких усилителей по данным описываемой схемы показал хорошую воспроизводимость характеристик усилителя. Чаще всего задачей настройки усилителя является получение той или иной степени равномерности усиления в полосе пропускания. При этом следует иметь в виду, что контуры  $L_3C_3$ ,  $L_7C_5$ ,  $L_{12}C_{12}$  влияют в основном на формирование низкочастот-

Таблица 15

Номер катушки <sup>1</sup> по схеме	Число витков	Примечание
$L_1$ ; $L_6$ ; $L_8$ ; $L_{10}$	2	
$L_2$ ; $L_{11}$	6	
$L_3$	3,5	
$L_4$	2,5	
$L_5$ ; $L_9$	5	
$L_7$	3	
$L_{12}$	4	
$Dr_1$	6	Виток к витку на сопротивлении BC-0,25 100к ПЭВ-0,3
$Dr_2$ ; $Dr_3$	30	Виток к витку на сопротивлении BC-0,5 100к ПЭШО-0,1

<sup>1</sup>См. сноску к табл. 6.

тральный провод коаксиального кабеля, по которому радиосигнал от усилителя поступает к телевизору.  $Dr_2C_{11}$ ;  $Dr_3C_{13}$  являются развязывающими элементами, которые исключают влияние источника +300 в на проходящий по кабелю полезный сигнал.

В ряде областей широкополосной радиотехники используются схемы резонансных усилителей с еще более широкой полосой пропускания. Очень часто в этих случаях применяются усилители бегущей волны. Однако эффективность этих усилителей очень мала. На рис. 42 приведена схема усилителя с полосой пропускания 70 Мгц (от 90 до 160 Мгц) и коэффициентом усиления  $\sim 1000$ . В этой схеме, как и в предыдущей, используется двухчастотная компенсация паразитных емкостей каждого каскада. Аналогичной является и конструкция контурной системы, правило включения ее катушек и настройка. Если вместо системы катушек, обеспечивающих в этой схеме двухчастотную компенсацию паразитной емкости, в каждом каскаде включить обычную индуктивность и усилитель настроить по методу взаимной расстройки трех каскадов (здесь получаются две таких группы каскадов), то при прочих равных условиях число каскадов возрастет до  $\sim 10$ . Поскольку диапазон этого усилителя отличается от предыдущего, точные данные катушек несколько другие и приведены в табл. 16. Контурные катушки можно не экранировать, но обязательно следует располагать в поддоне узкого шасси — «линейки» длиной не менее 30 см. Расположение катушек аналогично показанному на рис. 40.

В § 5-4 при сравнении в равных условиях схемы резонансного усилителя на пентодах (см. рис. 26) с раз-

Таблица 16

Номер катушки <sup>1</sup> по схеме	Число витков <sup>2</sup>	Примечание
$L'$	1,5	
$L''$	3,5	
$L_1; L_5; L_9; L_{13}; L_{17}; L_{21}$	3	
$L_2; L_6; L_{10}; L_{14}; L_{18}; L_{22}$	2	
$L_3; L_7; L_{11}; L_{15}; L_{19}; L_{23}$	1,5	
$L_4; L_8; L_{12}; L_{16}; L_{20}; L_{24}$	1	
$Dr_1 - Dr_3$	20	На сопротивлении ВС-0,25 100к ПЭШО-0,15

<sup>1</sup> См. сводку к табл. 6.

<sup>2</sup> Конструкция и способ намотки аналогичны с рис. 39.

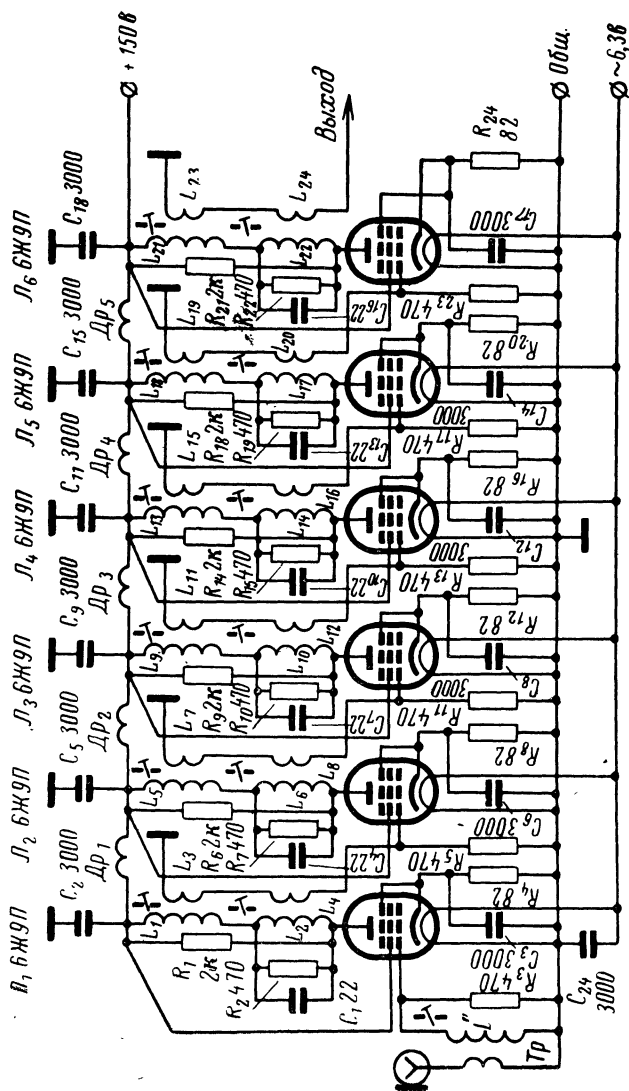


Рис. 42. Широкополосный резонансный усилитель на пентодах с полосой пропускания 70 Мгц.

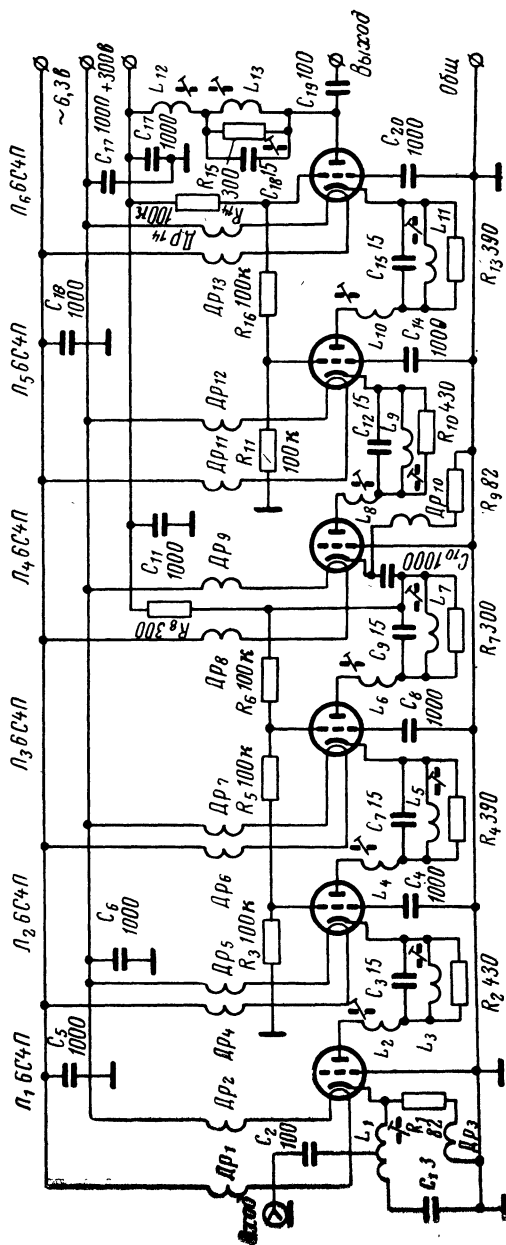


Рис. 43. Широкополосный резонансный усилитель на триодах с полосой пропускания 70 МГц.

Таблица 17

Номер катушки <sup>1</sup> по схеме	Число витков	Примечание
$L_1$	5	Отвод от 2,5 витков
$L_2; L_4; L_6; L_8; L_{10}; L_{12}$	3,5	
$L_3; L_5; L_7; L_9; L_{11}; L_{13}$	1,5—2	
$Др_8$ и $Др_{10}$	20	На сопротивлении ВС-0,25 100к ПЭШО-0,15
$Др_1; Др_2; Др_4 \div Др_5;$ $Др_8 \div Др_{14}$	20	На сопротивлении ВС-1,0 100к ПЭВ-0,41

<sup>1</sup>Все катушки намотаны на отдельных каркасах  $\varnothing$  5 мм с подстройкой ферритом Ф-40.

личными ее вариантами на триодах (см. рис. 38) было показано, что в случае очень широких полос пропускания широкополосные триоды более эффективны, нежели широкополосные пентоды. На рис. 43 представлена схема, результаты исследования которой также подтверждают правильность этого вывода. Как и предыдущая схема, этот усилитель состоит из шести каскадов на

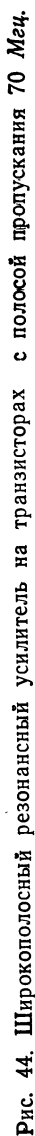
Таблица 18

Номер катушки <sup>1</sup> по схеме	Число витков	Примечание
$L_1$	5	Отвод от середины
$L_2; L_4; L_6; L_8; L_{10}; L_{12}$	2,5	
$L_3; L_5; L_7; L_9; L_{11}; L_{13}$	1,5—2	

<sup>1</sup> См. сноску к табл. 17.

триодах 6С4П, имеет полосу пропускания на уровне 0,7, равную 70 Мгц (в области частот от 90 до 160 Мгц), и колоколообразную частотную характеристику, подобную изображенной на рис. 41, но коэффициент усиления триодного усилителя равен  $\sim 6000$ — $8000$ , хотя широкополосные параметры 6Ж9П и 6С4П примерно одинаковы. Как видно из рис. 43, для реализации принципа полосовой компенсации в резонансном усилителе тока требуется более простая контурная система, что обусловлено значительно меньшей паразитной емкостью каскадов по сравнению с пентодным усилителем. Данные числа

Схема транзисторного УПЧ с полосой пропускания на уровне 0,7—70 МГц (от 90 до 160 МГц) и коэффициентом усиления 800—1 000 приведена на рис. 44. В этой схеме также используется принцип полосовой компенсации паразитной коллекторной емкости каждого каскада на двух частотах. Амплитудно-частотная характеристика этого усилителя была получена также колоколообразной формы. При настройке следует иметь в виду, что образованные с паразитной емкостью контуры  $L_2$ ;  $L_4$ ;  $L_6$ ;  $L_8$ ;  $L_{10}$ ;  $L_{12}$  влияют в основном на формирование высокочастотного участка ( $\sim 150$  МГц) частотной характеристики, а контуры  $L_3C_4$ ;  $L_5C_6$ ;  $L_7C_8$ ;  $L_9C_{10}$ ;  $L_{11}C_{12}$ ;  $L_{13}C_{14}$  — на ее низкочастотный участок ( $\sim 100$  МГц). Контурные катушки усилителя не экранировались и располагались в поддоне линейного шасси. Данные контурных катушек усилителя приведены в табл. 18.





Поскольку современные транзисторы критичны к изменению температуры, то достоинства той или иной схемы представляют ценность только в случае удовлетворительной ее температурной устойчивости. В табл. 19 приведены результаты температурных испытаний схемы (рис. 44), которые свидетельствуют о ее высокой стабильности. Следует отметить, что параллельная схема питания по постоянному току от источника  $E_k = -6$  в;  $E_o = +6$  в более устойчива в указанном температурном интервале, а также менее критична к смене транзисторов.

Т а б л и ц а 19

$T, ^\circ C$	$f, \text{Мгц}$	90	96	100	110	120	130	140	150	160	170	180
+20	$K_o$	800	940	960	1 000	960	970	980	1 000	960	760	500
+60	$K_o$	760	935	950	1 010	960	965	985	990	950	680	640
-12	$K_o$	840	950	960	1 000	990	995	960	960	1 020	880	640

Сравнивая схемы на рис. 43 и 44, можно наглядно видеть отмеченную ранее преимущество ламповых и транзисторных резонансных усилителей, в которых усилительные приборы включены по схемам, управляемым током, и состоящую как в особенностях построения усилителя и способе включения его усилительных приборов по постоянному и переменному току, так и в принципе межкаскадного согласования по току в широком диапазоне радиочастот.

## 5-6. Каналы изображения и звука телевизоров на вакуумных триодах и транзисторах

### 1. УВЧ с первым каскадом, управляемым током

Характерной особенностью современного телевизора является его высокая чувствительность  $\sim 50-100$  мкв. УВЧ (блок ПТК) является тем узлом телевизора, от которого в основном зависит его реальная чувствительность и поэтому разработке и проектированию высокочастотного блока обычно уделяется особенно много внимания, поскольку удовлетворительные показатели УВЧ можно получить только от малошумящей схемы. Для

реализации такой схемы необходимо стремиться использовать минимальное количество малощумящих активных (ламп, транзисторов) и пассивных (резонансных контуров, сопротивлений, конденсаторов и т. д.) элементов.

Источником телевизионного радиосигнала для телевизора обычно являются коаксиальный кабель с волновым сопротивлением  $R_{\phi} = 50 \div 300 \text{ ом}$ . Получение хорошего согласования входа первого каскада УВЧ с фидером является первой важной задачей при построении чувствительного ПТК. Поскольку возможны два принципа управления различными схемами включения усилительных приборов, к вопросу согласования на входе УВЧ должно существовать два подхода.

Опыт многих лет позволил найти так называемое каскодное включение триодов, как известно, обладающих значительно меньшим уровнем шумов по сравнению с пентодами, при котором стало возможным использование триодов на УКВ без-опасности самовозбуждения. Классическая каскодная схема управляется напряжением и должна иметь большое входное сопротивление, поэтому в задачу ее согласования с источником сигнала входит выбор такого повышающего трансформатора, роль которого выполняет входной резонансный контур, чтобы при заданной его полосе пропускания  $2\Delta f$  коэффициент трансформации, определяемый условием  $k_u = k_{2\Delta f} = \sqrt{R_{oe}/R_{\phi}}$ , был возможно больше единицы, где  $R_{oe}$  — эквивалентное резонансное сопротивление входного контура, соответствующее заданной полосе пропускания усилителя;  $R_{\phi}$  — волновое сопротивление фидера. Таким образом, для реализации необходимого  $k_u = k_{2\Delta f}$  достаточно иметь входное сопротивление первого каскада УВЧ  $R_{вх} \geq R_{oe}$ . Если же  $R_{вх} < R_{oe}$ , что часто бывает на частотах более 100 Мгц в связи с ухудшением усилительных свойств лампы в схеме с общим катодом, то, как было показано в § 2-1,  $1 < k_u < k_{2\Delta f}$ . Обычно входное сопротивление первого каскада ПТК, по крайней мере, в 10—20 раз превышает сопротивление фидера и означает, что реализуемый на практике коэффициент трансформации входного устройства УВЧ телевизоров в диапазоне 50—100 Мгц равен 3—5. Если входное сопротивление управляемого напряжением первого каскада УВЧ равно или меньше волнового сопротивления фи-

дера, то  $k_u \leq 1$ , вследствие чего не удастся реализовать высокую чувствительность УВЧ.

В случае согласования управляемого током первого каскада УВЧ необходимо принципиально иное схемное включение согласующего входного контура, который должен рассчитываться также из условия получения заданной полосы пропускания, но уже как понижающий трансформатор (рис. 45). При этом коэффициент трансформации должен быть  $k_i = k_{2\Delta f} = \sqrt{R_{\Phi}/r'_k}$ , где  $r'_k$  — приведенное последовательное сопротивление потерь

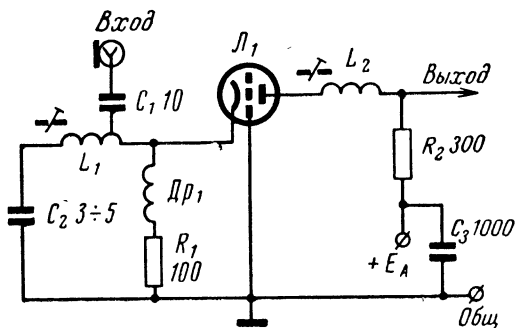


Рис. 45. Схема согласования (по переменному току) первого управляемого током каскада УВЧ чувствительного приемника УКВ диапазона с источником сигнала.

входного контура с учетом входного сопротивления первого каскада. Величина  $r'_k$  должна соответствовать заданной полосе пропускания УВЧ. Для реализации в этой схеме необходимого значения  $r'_k$  достаточно, чтобы входное сопротивление  $R_{вх}$  первого каскада УВЧ было меньше или равно  $r'_k$ , так как потери  $r''_k$  катушки контура обычно малы, т. е. на УКВ справедливо условие  $r'_k \gg r''_k$ . Если же  $r'_k - r''_k = R_{вх} > r'_k$ , то не удастся реализовать максимальный (по полосе пропускания) коэффициент передачи тока входного устройства, т. е.  $1 < k_i < k_{2\Delta f}$ .

С другой стороны, выполнение условия  $r'_k \gg r''_k$  имеет большое значение для первых каскадов УВЧ потому, что к. п. д. входного контура определяется условием  $\eta_k = \frac{1 - n_k}{1 + n_k}$ , где  $n_k \approx r''_k/r'_k$  — коэффициент снижения добротности входного контура при включении последовательно с ним входного сопротивления УУТ. В общем случае  $n_k = Q''/Q'$ , где  $Q'$  и  $Q''$  — соответственно добротности свободного и подключенного ко входу усилителя

контура. Важно иметь в виду, что для получения высокого к. п. д. входного устройства его исходная добротность должна снижаться до необходимой (для получения заданной полосы пропускания) величины только за счет входного сопротивления усилительного прибора, а не искусственным шунтированием.

Следовательно, для реализации коэффициента передачи тока входного устройства, равного 3—5, необходимо, чтобы входное сопротивление управляемого током каскада было в 9—25 раз меньше волнового сопротивления  $R_{\phi}$  антенны (фидера). Такое соотношение сопротивлений можно получить, если сопротивление антенны будет  $\sim 300 \text{ ом}$ , а входное сопротивление УУТ 20—30  $\text{ом}$ , что соответствует триодам с  $S=50 \text{ ма/в}$  и высокочастотным транзисторам, имеющим параметры не хуже, чем у П403.

Следует иметь в виду, что второй рассмотренный способ согласования более высокоомного источника сигнала с низкоомным входом первого каскада возможен только для управляемого током усилительного каскада. На частотах выше 100—200  $\text{Мгц}$  УУН (пентод) за счет инерции электронов также может иметь очень малое входное сопротивление (несколько десятков  $\text{ом}$ ) и для согласования его с более высокоомным источником сигнала потребовалось бы использование понижающего резонансного трансформатора, однако по своей физической природе управление схемой с общим катодом осуществляется напряжением и поэтому даже на СВЧ ее следует рассматривать не как УУТ, а как УУН с большим рассеиванием мощности управления (см. на рис. 1, а и б). Поэтому в вышеприведенном примере для УУН коэффициент передачи входного устройства следует оценивать по напряжению, который, таким образом, будет меньше единицы, в то время как использование в качестве первого каскада УУТ с таким же малым входным сопротивлением на частотах более 200  $\text{Мгц}$  обеспечивает при тех же условиях коэффициент передачи входного устройства больше единицы. Таким образом, для управляемых током усилительных каскадов возможно реализовать схему, аналогичную классической каскодной схеме по коэффициенту усиления и подобную ей по принципу построения. Если для классической каскодной схемы с первым каскодом УУН было сочетание: общий катод (эмиттер) — общая сетка (база), то для каскодной схемы

с первым каскадом УУТ это сочетание должно быть: общая сетка (база) — общий анод (коллектор), как показано на рис. 46.

В классической каскодной схеме общее усиление напряжения определяется коэффициентом передачи напряжения входного устройства ( $k_u > 1$ ), коэффициентом усиления напряжения первой лампы (транзистора) с общим катодом (эмиттером) ( $K'_u \approx 1$  для  $S_1 = S_2$ ) и коэффи-

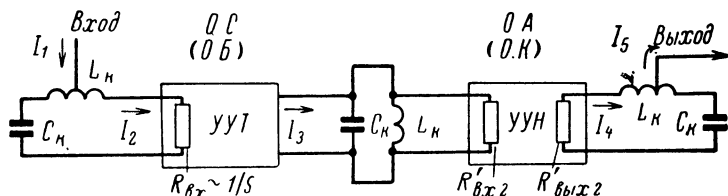


Рис. 46. Блок-схема каскодного соединения каскадов, из которых первый управляется током, а второй — напряжением.

циентом усиления напряжения второй лампы (транзистора) с общей сеткой (базой) ( $K''_u \approx R'_{вых2}/R'_{вх2}$ ), в результате чего общий коэффициент усиления  $K_u = k_u K'_u K''_u$  и, как известно, определяется таким же выражением, каким определяется усиление эквивалентного пентода, т. е.  $K_u = k_u S R'_{вых}$ . Точно так же для каскодной схемы (рис. 46) с первым управляемым током каскадом коэффициент передачи тока входного устройства ( $k_i > 1$ ), коэффициент усиления тока первой лампы (транзистора) с общей сеткой (базой) ( $K_i = \alpha \approx 1$ ) и коэффициент усиления тока второй лампы (транзистора) с общим анодом (коллектором) ( $K''_i \approx R'_{вх2}/R'_{вых2}$ ) определяют общий коэффициент усиления тока  $K_i = k_i K'_i K''_i$ , который также с учетом условия  $R'_{вых2} \approx 1/S_2$  равен коэффициенту усиления эквивалентного пентодного каскада. Используемые выше обозначения  $R'_{вх2}$  и  $R'_{вых2}$  являются приведенными соответственно ко входу и выходу сопротивлениями каскада рассмотренных каскодных схем, причем их величина соответствует заданной полосе пропускания  $2\Delta f$  каскадов (в соответствии с условием

$R' = R_{oe} = \frac{f_0}{2\Delta f} \rho$ , где  $\rho$  — волновое сопротивление кон- тура).

Полная каскодная схема на вакуумных триодах, первый каскад которой управляется током, показана на рис. 47. Входное устройство состоит из согласующего параллельно-последовательного контура  $L_1 C_1 C_2$  и режекторного фильтра для промежуточных частот  $L_2 C_3$ . При использовании антенны (фидера) с волновым сопротивлением

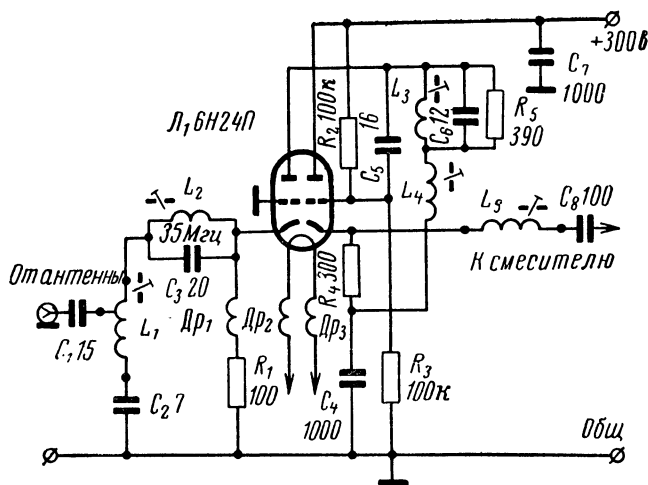


Рис. 47. Принципиальная схема управляемого током каскодного соединения каскадов УВЧ на двойном триоде.

$\sim 300$  ом коэффициент передачи тока входного устройства равен  $\sim 2-3$ . Контурная система  $L_3 C_6 R_5 L_4$  служит для коррекции частотной характеристики УВЧ в области 3—5 и 10—11 каналов соответственно, что необходимо в случае разработки многопрограммного ПТК. Если УВЧ проектируется не многопрограммный, то вместо сложной цепи коррекции между анодом первой лампы и катодом второй включается индуктивность и настраивается совместно с выходной емкостью первого каскада на соответствующий канал. Индуктивность  $L_5$  с входной емкостью смесителя и малым выходным сопротивлением каскодной схемы образует выходной контур. При коммутации диапазонов УВЧ катушки  $L_1$  и  $L_5$  переключаются в точках, изображенных на схеме кружочками. Питание ламп каскодной схемы осуществляется по последовательной схеме. В случае необходимости подачи напряжения АРУ на УВЧ отрицательное напряжение управления следует подводить через сопротивление, равное нескольким десяткам килоом, к сетке первой лампы, которая должна быть соединена с корпусом емкостью  $1000$  нф. На рис. 48 приведена аналогичная схема на транзисторах, в которой предусмотрена коммутация трех катушек ( $L_1$ ,  $L_3$ ,  $L_4$ ), причем катушки  $L_3$  и  $L_4$  могут располагаться в одном гетеродинном секторе ПТК при условии небольшой связи между ними, что достигается, например, взаимно перпендикулярным их расположением. Данные катушек, приведенных на схемах рис. 47 и 48, помещены в табл. 20 и 21 соответственно.

Номер катуш- ки <sup>1</sup> по схеме	Число витков	Примечание
$L_1$	13	1 канал. Отвод от 10 витка сверху по схеме
$L_1$	7	5 канал. Отвод от 6 витка сверху по схеме
$L_1$	3	12 канал. Отвод от 2 витка сверху по схеме
$L_2$	16	
$L_3$	2	
$L_4$	3	
$L_5$	12	1 канал
$L_5$	6	5 канал
$L_5$	3	12 канал
$Др_1$	50	На сопротивлении ВС-0,5 100к ПЭВ-0,1 виток к витку
$Др_2; Др_3$	30	На сопротивлении ВС-1,0 100к ПЭВ-0,41 виток к витку

<sup>1</sup> Катушки  $L_3$  и  $L_4$  намотаны на каркасах  $\varnothing 7$  мм с ферритовыми сердечниками Ф-40, остальные катушки наматываются в секциях ПТК.

Таким образом, коэффициент усиления классической каскодной схемы и рассмотренной на рис. 46 схемы одинаков, но реализуется он с усилительными прибора-

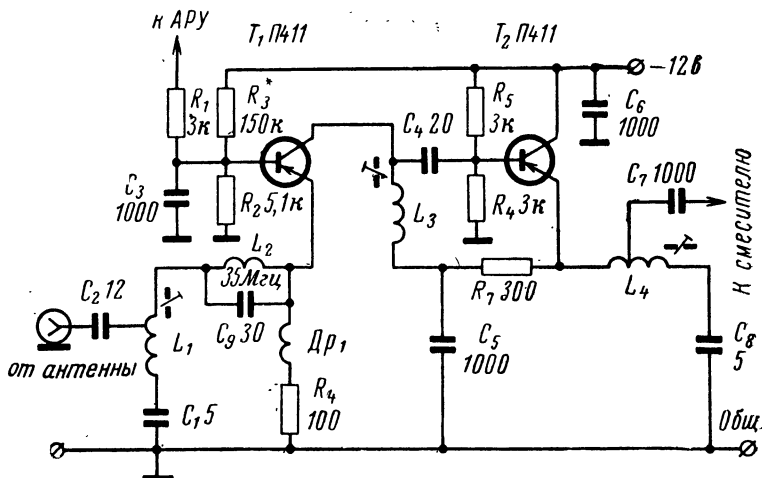


Рис. 48. Принципиальная схема управляемого током каскодного соединения каскадов УВЧ на двух транзисторах.

ми, работающими в существенно отличающихся схемах включения. Экспериментальная оценка устойчивости каскодной схемы (см. рис. 46) показала, что она значительно выше, чем у классической каскодной схемы соединения триодов, которое, как известно, часто требует нейтрализации в первом каскаде. Однако для получения большого коэффициента передачи входного устрой-

Таблица 21

Номер катушки <sup>1</sup> по схеме	Число витков	Примечание
$L_1$	14	1 канал. Отвод от 10 витка сверху по схеме
$L_1$	7	5 канал. Отвод от 6 витка по схеме сверху
$L_1$	4	12 канал. Отвод от 3 витка сверху по схеме
$L_2$	14	
$L_3$	12	Отвод от середины, 1-й канал
$L_3$	6	То же, 5-й канал
$L_3$	3	То же, 12-й канал
$L_4$	13	То же, 1-й канал
$L_4$	6	То же, 5-й канал
$L_4$	3	То же, 12-й канал
$Др_1$	40	На сопротивлении ВС-0,25 100к ПЭВ-0,1 виток к витку

<sup>1</sup> См. сноску к табл. 20.

ства входное сопротивление первой лампы должно быть по возможности малым (несколько десятков *ом*), что требует использования ламп с высокой крутизной (несколько десятков *ма/в*). По-видимому, с учетом выводов о возможностях улучшения широкополосных параметров триодов, сделанных в гл. 4, можно разработать специальную комбинированную лампу для предложенной каскодной схемы, как это было сделано в свое время для классической каскодной схемы. В настоящее время рассмотренная каскодная схема наиболее выгодна при использовании в ней даже широко распространенных транзисторов.



## 2. Каналы изображения и звука телевизора на вакуумных триодах

В качестве иллюстрации рассмотренной выше возможности построения всего радиотракта широкополосного радиоприемника УКВ диапазона только на вакуумных триодах на рис. 49 приведена полная схема радиоприемников современного телевизора с чувствительностью не хуже 100—200 мкв, собранная на четырех двойных триодах типа 6Н24П и одной лампе 6Ф4П. Обычное классическое построение схемы с аналогичными параметрами на пентодах осуществляется на девяти лампах: две в ПТК, четыре пентода типа 6Ж1П в видео УПЧ, два пентода в УПЧ звука и одна лампа в видеоусилителе, хотя использование более дорогих широкополосных пентодов, например типа 6Ж9П, могло бы уменьшить количество ламп «пентодного» радиотракта до 6—7.

На лампе  $L_1$  типа 6Н24П собран первый каскад УВЧ телевизора по схеме управляемого током каскадного соединения триодов — общая сетка — общий анод. Как уже отмечалось, для получения высокого коэффициента передачи тока входным устройством необходимо иметь волновое сопротивление кабеля ( $R_{\phi}$ ) много больше входного сопротивления управляемого током усилителя ( $R_{вх} \approx 1/S$ ). При использовании коаксиального кабеля с волновым сопротивлением  $R_{\phi} \approx 150$  ом коэффициент передачи получается  $k_i \approx 2$ . Емкость  $C_3$  развязывает по постоянному току цепь антенны от катода правой части  $L_1$ . Индуктивность  $L_1$  и емкость  $C_1$  образуют согласующий резонансный входной автотрансформатор, а заградительный фильтр  $L_2 C_2$  подавляет на 20—30 дБ сигналы с частотой, близкой к промежуточной. Для того чтобы входной ток управления полностью поступал в катодную цепь первого каскада и не ответвлялся в сопротивление  $R_1$ , ставится ВЧ дроссель  $Dp_1$ , индуктивное сопротивление которого на частотах первого — двенадцатого каналов должно быть значительно больше  $1/S$ , где  $S$  — крутизна 6Н24П.

Управляющая сетка первого каскада должна быть заземлена, однако по постоянному току на нее подается управляющий потенциал от схемы АРУ, поэтому эта сетка заземляется по высоким частотам через конденсатор  $C_5$ , который должен быть слюдяным или керамическим с минимальной индуктивной реакцией. В анодную цепь первого каскада включен параллельный контур, об-

разованный коммутируемой в гетеродинной секции катушкой  $L_3$  совместно с суммарной емкостью выхода ( $C_{ак}$ ) первого каскада и емкостью входа ( $C_{ск}$ ) второго каскада с общим анодом и настраиваемый на соответствующие частоты телевизионных каналов. Шестая клемма ПТК должна быть соединена емкостью непосредственно с землей, а сопротивление  $R_4$ , монтируемое прямо на ламповой панели  $\mathcal{L}_1$ , должно быть со стороны клеммы 6 также соединено с «землей» другой емкостью в непосредственной близости от этой панельки. Эти два конденсатора на схеме обозначены емкостью  $C_6$ . Сопротивление  $R_4$  является нагрузкой второго каскада, анод которого заземлен емкостью  $C_4$ . Сопротивления делителя  $R_3$ ,  $R_5$  создают необходимый режим управляющей сетки лампы второго каскада, включенной по постоянному току последовательно с лампой первого каскада. Индуктивность  $L_5$  совместно с малым выходным сопротивлением второго каскада (примерно равным  $1/S_1$ ) и входной емкостью  $C_{ск}$  смесителя (правая часть  $\mathcal{L}_2$ ) образует последовательный контур, настроенный на частоту соответствующего канала в зависимости от выбранной индуктивности  $L_5$ . Индуктивности  $L_3$  и  $L_5$  наматываются на противоположных концах каркаса коммутируемых секций ПТК для того, чтобы связь между ними была минимальной. Для уменьшения связи между  $L_3$  и  $L_4$  применяется короткозамкнутый виток. Связь гетеродина со смесителем осуществляется за счет взаимной индуктивности между  $L_4$  и  $L_5$ , а также за счет внутренних емкостных связей между электродами триодов лампы  $\mathcal{L}_2$ . Если величина указанных связей окажется недостаточной, то при настройке между сетками триодов  $\mathcal{L}_2$  достаточно поставить емкость 0,5—2 пф. Гетеродин преобразователя собран на правой части  $\mathcal{L}_2$  по обычной схеме емкостной трехточки с тем отличием от обычной, что изменение его частоты осуществляется с помощью варикапа  $D_1$ , управляемого сопротивлением  $R_6$ . Нагрузкой смесителя является ФСС, образованный выходной емкостью смесителя  $C_{вых}$  и индуктивностью  $L_6$ , а также последовательными контурами  $L_7C_{14}$ ,  $L_8C_{15}$ ,  $L_9C_{16}$ , причем  $C_{вых}L_6$  и  $L_9C_{16}$  настраиваются на частоты прозрачности УПЧ, а  $L_7C_{14}$  и  $L_8C_{15}$  формируют в основном необходимую форму склонов частотной характеристики. Из теории избирательных систем известно, что ФСС с системой последовательных контуров обладает минимальны-

ми фазочастотными искажениями, что обеспечивает высокое качество воспроизведения сигналов изображения при хорошей избирательности описываемого радиотракта. Конструктивно ФСС расположен в экранированном участке отсека ПТК (для этого необходимо в смесительном отсеке установить на винтах латунные перегородки), в пределах которого взаимно перпендикулярно устанавливаются соответственно  $L_7$  и  $L_8$ ,  $L_6$  и  $L_9$ , а их подстройка осуществляется через отверстия в корпусе ПТК. Выход ФСС и вход УПЧ низкоомный (порядка 75 ом), поэтому при расстоянии между выходом ПТК и входом УПЧ, не превышающим нескольких десятков сантиметров, их соединительный проводник можно не экранировать.

УПЧ собран на двух триодах по схеме УУТ (см. гл. 2) с общей сеткой. Коэффициент усиления УПЧ око-

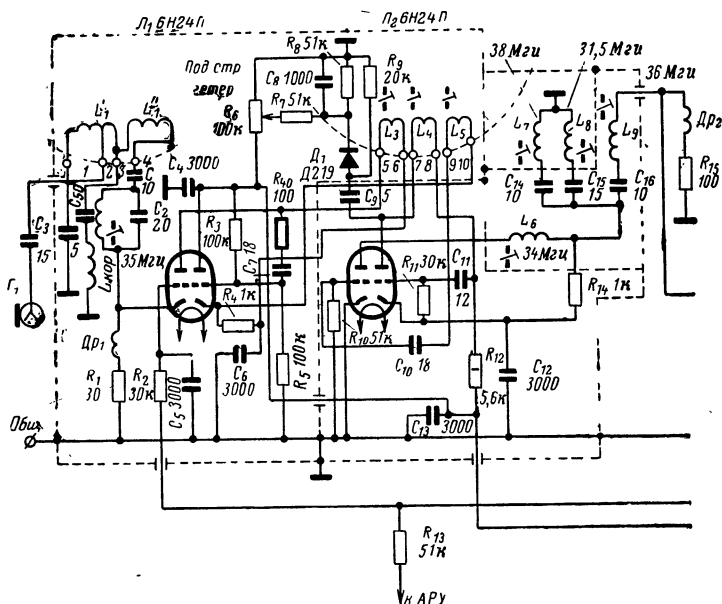
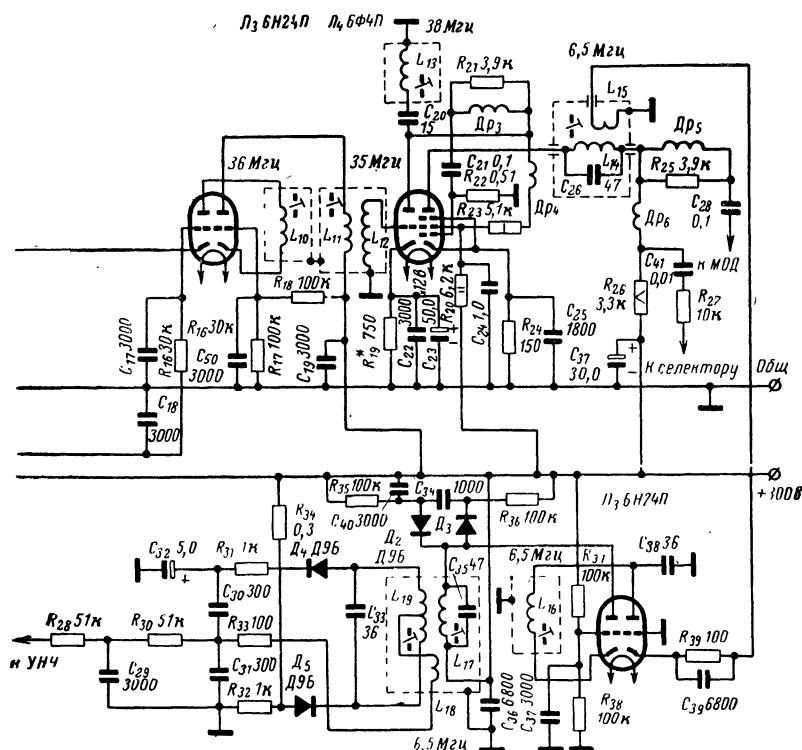


Рис. 49. Принципиальная схема радиотрактов лампового телевизора (на пяти лампах).

Накальные цепи  $L_1$  и  $L_2$  желательно питать через дроссели,

ло 50—80. Назначение  $Dp_2$  и  $R_{15}$  аналогично  $Dp_1$  и  $R_1$ . Нагрузкой последнего каскада УПЧ является повышающий резонансный трансформатор с сильной связью между обмотками  $L_{11}$  и  $L_{12}$ , реализуемой посредством бифилярной намотки этих катушек. Применение повышающего трансформатора стало возможным благодаря высокому входному сопротивлению резонансного анодного детектора, что достигается одинаковой настройкой контуров  $L_{12}C_{20}$  и  $L_{13}C_{20}$ . Режим работы анодного детектора выбран таким образом, чтобы рабочая точка была на склоне анодно-сеточной характеристики для достижения высокой эффективности детектирования. Однако, с другой стороны, усиление видеодетектора тем больше, чем дальше рабочая точка от склона этой характеристики. Подбором резистора  $R_{19}$  необходимо при настройке добиться максимальной амплитуды видеосигнала на выходе



Номер катушки <sup>1</sup> по схеме	Число витков	Примечание
$L'_1, L''_1$	12	Между точками (2—3)—9 витков, 1 канал
$L'_1, L''_1$	7	Между точками (2—3)—5 витков, 5 канал
$L'_1, L''_1$	3	Между точками (2—3)—2,5 витка, 12 канал
$L_{кор}$	2	
$L_2$	16	
$L_3$	10	1 канал
$L_3$	5	5 канал
$L_3$	2,5	12 канал
$L_4$	18	1 канал
$L_4$	9	5 канал
$L_4$	4,5	12 канал
$L_5$	11	1 канал
$L_5$	5,5	5 канал
$L_5$	3	12 канал
$L_6; L_{10}$	23	Для $L_6—L_{19}$ провод ПЭШО-0,15
$L_7; L_{13}$	13	
$L_8; L_9$	15	
$L_{12}; L_{18}$	16	Катушка $L_{18}$ наматывается поверх $L_{17}$
$L_{11} L_{15}^*$	8	Катушки $L_{14}$ и $L_{15}$ наматываются бифилярно
$L_{14}; L_{16}; L_{17}$	40	$L_{17}$ и $L_{19}$ следует располагать симметрично на 2-х параллельных каркасах
$L_{19}$	2×22	Катушка наматывается в два провода и половинки соединяются последовательно
$Др_1$	40	На сопротивлении ВС-0,5 100к ПЭВ-0,1 виток к витку
$Др_2$	60	На сопротивлении ВС-0,5 100к ПЭВ-0,1 виток к витку
$Др_3; Др_5$	110	На сопротивлении ВС-0,25 3,9к ПЭШО-0,1 внавал
$Др_4; Др_6$	170	На сопротивлении ВС-0,25 100к ПЭШО-0,1 внавал

<sup>1</sup> Все катушки, кроме  $L_2, L_3, L_4, L_5$ , намотаны виток к витку на каркасах  $\varnothing 7$  мм с ферромагнитными сердечниками,  $L_1, L_8, L_4, L_5$  намотаны в секциях ПТК.

\*  $L_{12}$  и  $L_{11}$  наматываются бифилярно.

де (на аноде триода  $L_4$ ) при подаче от генератора стандартных сигналов (ГСС) на вход УПЧ амплитудно-модулированного сигнала ( $m=30\%$ ) с частотой 35 Мгц. Пентодная часть  $L_4$  используется в качестве окончательного каскада видеоусилителя, собранного по обычной схеме со сложной коррекцией в области верхних частот. Контур  $L_{14}C_{26}$ , настроенный на 6,5 Мгц, является режекторным фильтром для резонансной частоты звука и одновременно является входным резонансным устройством УПЧ звука, имеющего два каскада, собранных на лампе  $L_5$  по схеме резонансного УУТ. На выходе УПЧ звука стоит детектор отношений, собранный по обычной схеме. Несмотря на то, что этот тип частотного детектора обладает свойством подавления паразитной амплитудной модуляции, в анодной цепи последнего каскада УПЧ звука применен двусторонний диодный ограничитель на диодах  $D_2$  и  $D_3$  с автосмещением, создаваемым цепями  $R_{35}$ ,  $C_{40}$  и  $R_{36}$ ,  $C_{34}$ .

Все данные контурных катушек лампового радиотракта телевизора на триодах приведены в табл. 22.

### 3. Каналы изображения и звука телевизора на транзисторах

Полная схема каналов изображения и звука телевизора на транзисторах приведена на рис. 50, построенная по тому же принципу, который был рассмотрен в предыдущем разделе, что еще раз подтверждает преемственность схем УУТ на лампах и полупроводниковых триодах.

Как отмечалось ранее, транзистор в схеме с общей базой является более совершенным УУТ, чем лампа с общей сеткой, поскольку его входное сопротивление значительно меньше и соответствует лампам с крутизной 100—200  $ma/v$ . По этой причине каскодная схема с первым каскадом УУТ получается особенно эффективной на транзисторах. В частности, коэффициент передачи входного устройства  $L_1C_1C_3$  при волновом сопротивлении кабеля 150  $om$  получается равным 4—5, а общий коэффициент усиления приведенной на рис. 50 каскодной схемы на транзисторах  $T_1$  и  $T_2$  порядка 20.

На транзисторе  $T_3$  собрана схема смесителя. Поскольку выходное сопротивление примененной каскодной схемы очень мало, то токовое управление смесителем обеспечивает ему режим согласования с последним ка-



скадом УВЧ, также имеющим малое входное сопротивление. Гетеродин собран на транзисторе  $T_4$ , подстройка частоты которого осуществляется аналогично предыдущей схеме на лампах.

Проверив работу преобразователя на всех каналах, необходимо выбрать такое значение резистора  $R_3$ , чтобы усиление ПТК было равномерным на всех программах. На выходе смесителя, так же как в предыдущей ламповой схеме, стоит ФСС, в первый контур которого входит индуктивность  $L_5$  и выходная емкость транзистора  $T_3$ .

Нагрузкой двухкаскадного УПЧ, собранного по схеме резонансного УУТ, является последовательный контур, образованный выходной емкостью  $T_6$ ,  $L_{10}$  и входным сопротивлением  $T_6$ , за счет чего достигается хорошее согласование по току УПЧ с резонансным коллекторным детектором, собранным на  $T_7$  по схеме с общим эмиттером, обеспечивающей большой коэффициент усиления видеосигнала (порядка 10). Подбираемые резистор  $R_{20}$  вместе с  $D_2$ ,  $D_3$  и ВЧ дросселем, обладающим большим реактивным сопротивлением для ПЧ и малым — для верхних частот видеосигнала, являются элементами обеспечения необходимого смещения на базу коллекторного детектора. Резистор  $R_{20}$  подбирается аналогично тому, как было описано в предыдущей схеме при подборе  $R_{19}$ . Диод  $D_2$  служит для создания стабильного опорного напряжения смещения, а  $D_3$  исключает возможность диодного детектирования на входе коллекторного резонансного детектора, которое могло бы ухудшить работу последнего.

Коллекторная цепь детектора и видеоусилитель не имеют отличительных особенностей, по сравнению с ламповым вариантом на рис. 49. УПЧ звука на 6,5 МГц также не имеет никаких особенностей по сравнению с описанной предыдущей ламповой схемой, поэтому на описании этих каскадов останавливаться не будем.

Рассмотренная схема каналов звука и изображения телевизора на транзисторах, рассчитанная на работу в 12 телевизионных каналах, выполнена на недефицитных транзисторах. Если ограничиться первыми пятью каналами, то вместо  $T_1$ — $T_3$  можно использовать транзисторы типа П403. Особое внимание необходимо уделить подбору  $T_1$  по минимальному уровню шума УВЧ (практически по минимальной интенсивности «снега» на



Таблица 23

Номер катушки <sup>1</sup> по схеме	Число витков	Примечание
$L'_1, L''_1$	13	Между точками (2—3)—10 витков, 1 канал
$L'_1, L''_1$	7	Между точками (2—3)—5,5 витка, 5 канал
$L'_1, L''_1$	3	Между точками (2—3)—2,5 витка, 12 канал
$L_{кор}$	2	
$L_2$	12	
$L_3$	9	1 канал
$L_3$	4	5 канал
$L_3$	2	12 канал
$L_4$	17	1 канал
$L_4$	8	5 канал
$L_4$	4	12 канал
$L_5$	20	
$L_6$	13	
$L_7; L_8$	14	
$L_9; L_{10}$	12	
$L_{11}$	10	
$L_{12}; L_{14}; L_{15}$	40	
$L_{13}$	8	Катушки 12 и 13 намотаны бифилярно
$L_{16}$	15	$L_{16}$ намотана поверх $L_{15}$
$L_{17}$	22×2	$L_{17}$ и $L_{15}$ располагаются симметрично на параллельных каркасах
$Др_1; Др_2; Др_5$	40	Намотаны на ВС-0,25 100к ПЭВ-0,1 виток к витку
$Др_3; Др_4$	50	То же
$Др_6; Др_7$	110	Намотаны внавал на сопротивлении ВС-0,25 5,6к ПЭШО-0,1
$Др_8$	160	Намотан внавал на ВС-0,25 100к ПЭШО-0,1
$Др_9$	4	Провод ПЭВ-0,6 без каркаса Ø5 мм

<sup>1</sup> См. сноску к табл. 22.

экране кинескопа настроенного телевизора). Для этого из всех имеющихся в наличии транзисторов для УВЧ в первый каскад необходимо методом последовательных проб подобрать наименее шумящий прибор.

Все точные данные контурных катушек радиотрактов транзисторного телевизора приведены в табл. 23.

Узлы телевизора, собранные по схеме рис. 50, были подвергнуты температурным испытаниям в интервале температур — 12 ÷ +70°С. Результаты температурного воздействия наблюдались по изображению на экране кинескопа и свидетельствовали, что в указанном интервале температур узлы сохраняют работоспособность настолько, что не требуется практически никакой подстройки. Наблюдавшийся уход частот гетеродина находился в пределах возможной подстройки с помощью сопротивления  $R_{11}$ .

Производилась также замена транзисторов в различных узлах описанного радиотракта. Так, например, замена транзисторов в ПТК и УПЧ и в видеодетекторе, подбираемых только по параметру  $\beta$  в пределах 20—100, не потребовала какой-либо дополнительной регулировки схемы.

Рассмотренные два варианта построения радиотракта широкополосного приемника УКВ диапазона на вакуумных и полупроводниковых триодах, их экспериментальная отработка, настройка и проверка показывают, что эти усилительные приборы имеют большие потенциальные возможности, реализация которых возможна при использовании тех принципов построения схем на триодах, которые были описаны в § 5-2—5-4.

## Заключение

В данной книге было показано, что потенциальное (максимально возможное) усиление резонансного усилителя может быть реализовано двумя способами: в схеме усилителя, управляемого напряжением, и в схеме усилителя, управляемого током. Было установлено, что в соответствии с тремя схемами включения усилительного прибора оптимальными являются следующие три варианта резонансных каскадов (рис. 51). Высокая устойчивость этих каскадов обусловлена тем, что на их входе включен последовательный контур, а на выходе — па-

раллельный или наоборот. В этих условиях реализуется максимально возможное усиление на один каскад без необходимости применения нейтрализации. Важным обстоятельством является и то, что для реализации оптимального усиления в резонансном усилителе достаточно (даже предпочтительно) применять трехэлектродные усилительные приборы, ибо выше, теоретически и экспериментально, было показано, что во многих случаях пентодные схемы менее эффективны.

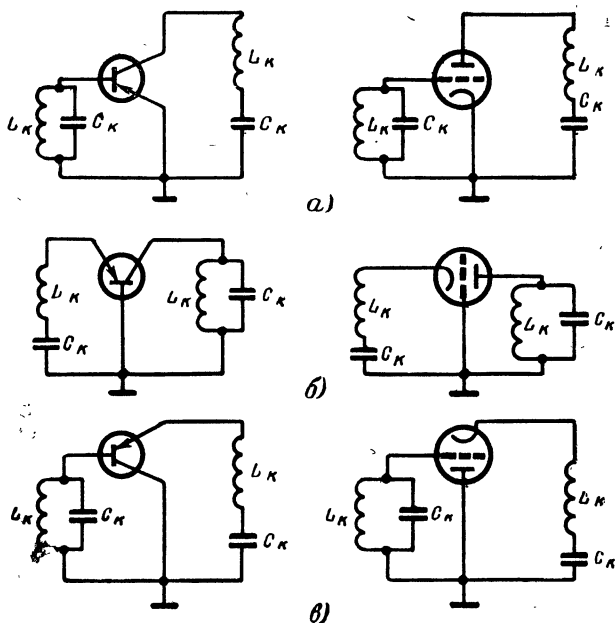


Рис. 51. Три схемы включения резонансного каскада.  
а — с общим эмиттером (катодом); б — с общей базой (сет-коя); в — с общим коллектором (анодом).

Исследованные в гл. 5 схемы доказывают, что классический способ построения резонансных усилителей на пентодах не является единственным и универсальным методом и что возможны схемные решения, более гибкие и лучше учитывающие специфику того или иного усилительного прибора.

## ПРИНЯТЫЕ УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

- $R_i$  — внутреннее сопротивление лампы.  
 $R_c$  — внутреннее сопротивление источника сигнала.  
 $e_c$  — э. д. с. источника сигнала.  
 $L_k, C_k, r_k$  — индуктивность, емкость и активное сопротивление последовательного контура.  
 $C_{\Pi}$  — паразитная емкость контура пентодного каскада.  
 $C_T$  — паразитная емкость контура триодного каскада.  
 $Q$  — добротность контура.  
 $\rho$  — характеристическое сопротивление контура.  
 $2\Delta f$  — полоса пропускания на уровне  $1/\sqrt{2}$  резонансного контура (усилителя).  
 $R_{0e}$  — эквивалентное резонансное сопротивление контура.  
 $F_{эф} = R_{0e} 2\Delta f$  — эффективная площадь резонансной характеристики контура.  
 $f_0$  — резонансная частота контура ( $\omega_0 = 2\pi f_0$ ).  
 $\xi$  — обобщенная расстройка контура.  
 $2\Delta f_{полос} = f_2 - f_1$  — область частот, в которой выполняется условие полосового резонанса.  

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_k(f) C_k}}, \text{ где } L_k(f) \sim 1/f^2 \text{ — условие полосового резонанса в контуре.}$$
 $R_{ш}$  — шунтирующее сопротивление контура.  
 $k_T$  — коэффициент передачи контура — трансформатора (по току или напряжению) в режиме согласования источника с нагрузкой.  
 $k_i$  — коэффициент передачи контура по току.  
 $k_u$  — коэффициент передачи контура по напряжению.  
 $K_i, K_u, K_p$  — коэффициент усиления резонансного усилителя соответственно по току, напряжению и мощности.  
 $\alpha_s$  — статический коэффициент передачи тока лампы, включенной с общей сеткой, с учетом инерционности.  
 $\alpha_0, \alpha_d$  — соответственно статический и динамический коэффициент усиления тока транзистора в схеме с общей базой.  
 $\beta$  — коэффициент усиления тока в схеме включения транзистора с общим эмиттером.  
 $\alpha_c$  — статический коэффициент передачи тока лампы, включенной с общей сеткой, без учета инерционности.  
 $p = f/f_i$  — нормированная частота.  
 $N$  — число каскадов резонансного усилителя.  
 $\psi(N)$  — коэффициент широкополосности  $N$ -каскадного резонансного усилителя.  
 $f_0, f_{гн}$  — граничная частота усиления для схемы включения

соответственно лампы с общей сеткой и транзистора с общей базой, на которой  $\alpha = \alpha_0 / \sqrt{2}$ .

$C_a, C_{кол}$  — выходная емкость соответственно лампы с общей сеткой и транзистора с общей базой.

$C_{кат}$  — входная емкость лампы с общей сеткой.

$C_{вх}, C_{вых}, C_{ас}$  — соответственно входная, выходная и проходная статические емкости лампы, включенной с общим катодом.

$R_k$  — сопротивление коллектора.

$r'_b$  — объемное сопротивление базы.

$r_e$  — сопротивление эмиттера.

$K_{уст}$  — коэффициент устойчивого усиления каскада.

$n$  — коэффициент запаса устойчивости усиления по модулю, равный отношению критического и реального усиления.

$k$  — коэффициент, учитывающий наведенный ток управляющей сетки на СВЧ.

$S_\xi$  — избирательность резонансного усилителя по соседнему каналу.

$\xi_{кр} = \beta$  — критическая расстройка каскадов широкополосного резонансного усилителя.

$\mu(f)$  — частотная зависимость магнитной проницаемости феррита.

$\psi$  — коэффициент широкополосности схемы резонансного усилителя.

$\psi_{потенц}$  — коэффициент потенциальной широкополосности.

$P_{вх}$  — мощность управления усилителем.

$P_{вых}$  — мощность в полезной нагрузке усилителя.

$R'_H$  — приведенное сопротивление нагрузки усилителя на резонансной частоте.

$I_{вх}, U_{вх}$  — соответственно управляющие ток и напряжение в цепи управляющего электрода усилителя.

$I_{вых}, U_{вых}$  — соответственно ток и напряжение нагрузки усилителя при резонансе.

$Z_{вх}, Z_{вых}$  — соответственно полные входное и выходное сопротивления усилителя.

$R_{вх}, R_{вых}$  — соответственно действительная часть входного и выходного сопротивления усилителя.

$S$  — крутизна характеристики лампы.

$\mu$  — статический коэффициент усиления лампы.

$\mu_d$  — динамический коэффициент усиления каскада.

$\mathcal{E}_i$  — эффективность широкополосного резонансного УУТ.

$\mathcal{E}_u$  — эффективность широкополосного резонансного УУН.

$\mathcal{E}_{потенц}$  — потенциальная широкополосность резонансного усилителя.

$D$  — добротность усилительного прибора.

$\gamma = \mathcal{E}/D$  — коэффициент, учитывающий монтажные емкости каскада.

$D_u$  — добротность пентода.

$D_i$  — добротность триода в УУТ.

$D_{тр}$  — добротность транзистора в УУТ.

## ЛИТЕРАТУРА

1. А. П. Белоусов, Расчет коэффициента шума радиоприемников, Оборонгиз, 1959.
2. В. И. Сифоров, Радиоприемники сверхвысоких частот, Воениздат, 1955.
3. В. Ф. Власов, Электронные и ионные приборы, Связьиздат, 1960.
4. В. В. Демьянов, Вакуумный триод в широкополосном усилителе радиочастоты, Радиотехника, 24, 79, 1969.
5. В. И. Сифоров, Радиоприемные устройства, изд. 5-е, Воениздат, 1954.
6. Радиолокационная техника, пер. с англ. под ред. В. И. Сушкевича, «Советское радио», 1950.
7. Ламповые усилители, ч. I и II, пер. с англ. под ред. В. И. Сушкевича, «Советское радио», 1950, 1951.
8. М. Л. Волин, Усилители промежуточной частоты, «Советское радио», 1956.
9. А. А. Куликовский, Линейные каскады радиоприемников, Госэнергоиздат, 1958.
10. А. П. Сиверс, Радиолокационные приемники, «Советское радио», 1959.
11. А. Кобленц, Г. Оуэнс, Транзисторы, теория и применения, Изд-во иностр. лит., 1956.
12. В. В. Кобзев, В. Н. Шишмаков, Каскады радиоприемников на транзисторах, Госэнергоиздат, 1960.
13. Хохлов, Вопросы радиоэлектроники, Сер. Техника телевидения, 4, № 9, 1960.
14. G. H a n s, Dill, Inductive Semiconductor Elements and their Application in Bandpass Amplifiers, IRE Trans — act. Milit. Electr. (MIL-5), № 3 (1961), p. 239.
15. Я. А. Федотов, Основы физики полупроводниковых приборов, «Советское радио», 1963.
16. В. Юрко, Конвертер на 144 Мгц, «Радио», № 6, 1965.
17. В. Ф. Костиков, Антенные усилители с электронной настройкой, Обзор, «Радио», № 7, 1965.
18. Р. Иванов, Антенный усилитель на 430 Мгц, «Радио», № 11, стр. 9, 1966.
19. В. А. Котельников, А. М. Николаев, Основы радиотехники, Связьиздат, т. 1, 1960.
20. Н. В. Черепнин, Электронные лампы для широкополосных усилителей, Госэнергоиздат, 1958.
21. В. В. Демьянов, Потенциальная широкополосность резонансного усилителя, Радиотехника, 23, 52, 1968.

22. Д. Р а д о, Р. Р а й т, В. Э м е р с о н, Два механизма дисперсии в феррите, «Ферромагнитный резонанс», Сборник статей под ред. С. В. Вонсовского, Изд-во иностр. лит., 1952.

23. В. В. Д е м ь я н о в, С. П. С о л о в ь е в, Динамическая восприимчивость сегнетоэлектриков и ферромагнетиков, Электронная техника, сер. «Материалы», № 2, 120, 1968.

24. В. Д е р и н г, Инерция границ между ферромагнитными областями, «Ферромагнитный резонанс», Сборник статей под ред. С. В. Вонсовского, Изд-во иностр. лит., 1952.

25. И. Т. А к у л и н и ч е в, Токовый принцип использования транзистора, «Радио», № 10, 1966.

26. В. В. Д е м ь я н о в, Широкополосные усилители на триоде, «Радио», № 10, 1966; Триод или пентод? «Радио» № 12, 1967; Широкополосные малошумящие антенные усилители, «Радио», № 7, 1968.

---

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Введение . . . . .	4
<b>Глава первая. Особенности построения схем резонансных усилителей . . . . .</b>	<b>8</b>
1-1. Резонансные усилители, управляемые напряжением и током . . . . .	8
1-2. Краткий обзор состояния теории и вопросов схемного построения резонансных усилителей, управляемых током . . . . .	15
<b>Глава вторая. О принципах усиления радиосигналов . . . . .</b>	<b>17</b>
2-1. Резонансный усилитель, управляемый напряжением . . . . .	18
2-2. Резонансный усилитель, управляемый током . . . . .	22
2-3. Схемы транзисторных резонансных усилителей, управляемые напряжением и током . . . . .	27
<b>Глава третья. Усиление широкополосных радиосигналов . . . . .</b>	<b>38</b>
3-1. Эффективная площадь резонансной характеристики контура . . . . .	38
3-2. Эффективность лампового резонансного усилителя, управляемого напряжением . . . . .	40
3-3. Эффективность лампового резонансного усилителя, управляемого током . . . . .	42
3-4. Об устойчивости резонансных усилителей на высоких частотах . . . . .	44
3-5. Сравнение эффективности ламповых резонансных усилителей, управляемых напряжением и током . . . . .	48
3-6. Эффективность транзисторных резонансных усилителей . . . . .	49
<b>Глава четвертая. Потенциальная широкополосность резонансных усилителей . . . . .</b>	<b>52</b>
4-1. Методы увеличения эффективности резонансных усилителей . . . . .	53
4-2. Об увеличении добротности усилительных приборов . . . . .	53
4-3. Потенциальная широкополосность резонансного усилителя . . . . .	58
1. Эффективность классических схем . . . . .	58
2. Потенциальная широкополосность усилителя, управляемого напряжением . . . . .	60



3. Потенциальная широкополосность усилителя, управляемого током . . . . .	64
4. О потенциальной избирательности широкополосного резонансного усилителя . . . . .	65
5. Реализация принципа полосовой компенсации . . . . .	68
<b>Глава пятая. Принципиальные схемы резонансных усилителей . . . . .</b>	<b>72</b>
5-1. Распространенные схемы резонансных усилителей . . . . .	74
1. УПЧ лампового радиовещательного приемника «Ригонда» . . . . .	74
2. УПЧ транзисторного радиовещательного приемника «Нева» . . . . .	75
3. УПЧ телевизора «Темп-3» . . . . .	75
4. УПЧ японского транзисторного телевизора «Rapa-sonic» . . . . .	76
5. УПЧ широкополосного радиолокационного приемника на пентодах . . . . .	78
5-2. Схемы узкополосных резонансных усилителей на вакуумных триодах и транзисторах . . . . .	78
5-3. Схемы широкополосных резонансных усилителей на триодах и транзисторах для телевизионных приемников. . . . .	83
5-4. Сравнение возможностей триодов и пентодов в широкополосном резонансном усилителе . . . . .	99
5-5. Реализация принципа полосовой компенсации в широкополосных резонансных усилителях . . . . .	103
5-6. Каналы изображения и звука телевизоров на вакуумных триодах и транзисторах . . . . .	112
1. УВЧ с первым каскадом, управляемым током . . . . .	112
2. Каналы изображения и звука телевизора на вакуумных триодах . . . . .	120
3. Каналы изображения и звука телевизора на транзисторах . . . . .	125
<b>Заключение . . . . .</b>	<b>129</b>
<b>Литература . . . . .</b>	<b>133</b>

Цена 38 коп.