

В. Ф. БАРКАН В. К. ЖДАНОВ

ПРОЕКТИРОВАНИЕ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ  
УСТРОЙСТВ

СБОРОК ИЗ  
1963

В. Ф. БАРҚАН, В. К. ЖДАНОВ

# ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

*Допущено Министерством  
высшего и среднего специального образования СССР  
в качестве учебного пособия  
для радиотехнических техникумов*

“Библиотека Машиностроителя”  
[www.lib-bkm.ru](http://www.lib-bkm.ru)

ГОСУДАРСТВЕННОЕ  
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО  
О Б О Р О Н Г И З  
Москва 1963

Книга является учебным пособием по курсовому и дипломному проектированию для техникумов радиотехнической специальности.

В пособии излагается общая методика проектирования усилителей низкой частоты, видеоусилителей, радиоприемных устройств и радиопередающих устройств, показан расчет низкочастотных и высокочастотных трактов радиоустройств и приведены примеры расчета с использованием электронных ламп и полупроводниковых триодов.

Рецензенты докт. техн. наук **Н. И. Чистяков** и предметная комиссия техникума

Редакторы инженеры Г. В. Самойлов и Е. П. Стариков

---

Зав. редакцией инж. Г. И. Штейнберг

---

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиотехнические устройства во второй половине XX столетия получили широкое распространение в самых различных областях науки и техники. Исключительно велико их значение в осуществлении автоматизации производственных процессов, в борьбе за высокую производительность труда. Радиотехнические устройства стали незаменимым помощником человека в управлении, контроле и регулировании сложнейших производственных процессов, а также в науке.

В связи с этим особую актуальность приобретают методы проектирования радиотехнических устройств. Настоящая работа представляет собой попытку в какой-то мере систематизировать методику эскизного и технического проектирования и расчета радиоприемных и радиопередающих устройств, усилителей низкой частоты и видеоусилителей, а также типовых каскадов радиотехнических устройств, выполненных на полупроводниковых приборах, в объеме утвержденных программ.

В первых четырех главах изложены общие вопросы курсового и дипломного проектирования и эскизные расчеты, а в остальных главах рассмотрена методика и приведены примеры технических расчетов.

Математический аппарат, использованный в расчетах, соответствует подготовке учащихся техникумов.

В книге приведены основные расчетные соотношения и формулы, методика и примеры решения задач. Кроме того, включены сравнительные характеристики физических свойств однотипных каскадов радиотехнических устройств.

Книга предназначается в качестве учебного пособия для выполнения учащимися домашних заданий, курсовых и дипломных проектов и выполнения контрольных работ учащимися заочных отделений техникумов радиотехнической специальности.

В тексте и в приложениях, помещенных в конце книги, приведены необходимые для расчетов справочные данные.

Основой книги послужили материалы, разработанные авторами в процессе их педагогической и инженерной практики.

Авторы выражают благодарность рецензентам книги докт. техн. наук Н. И. Чистякову, предметной комиссии техникума и инж. Е. А. Левитину за ценные замечания и предложения по рукописи, а также инженерам Г. В. Самойлову и Е. П. Старицкову за большой труд по ее редактированию.

Предисловие и глава I написаны совместно, главы II, IV, V, XI, XIII, XIV и XV написаны В. К. Ждановым, главы III, VI, VII, VIII, IX, X и XII — В. Ф. Барканом.

Все замечания и пожелания по содержанию книги, а также предложения по ее улучшению просьба направлять по адресу: Москва, И-51, Петровка, 24, Оборонгиз.

---

## *Глава I*

# **МЕТОДИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ**

## **§ 1.1. СОДЕРЖАНИЕ УЧЕБНОГО ПРОЕКТА**

Учебное проектирование, являясь составной частью процесса подготовки техников, позволяет приблизить теоретическое обучение учащихся в стенах техникума к их последующей практической деятельности в промышленности. В период курсового и дипломного проектирования учащиеся приобретают навыки самостоятельной работы по разработке и анализу схем, пользованию справочной литературой, а также имеют возможность проявить инициативу в решении технических, производственных и экономических задач.

Выполнение курсового проекта является завершающим этапом изучения одного из профилирующих курсов. На этом этапе учащийся самостоятельно решает сравнительно трудную радиотехническую задачу — выбор, построение и расчет схемы радиоприемного, радиопередающего, усилительного или импульсного устройства.

Практической частью курсового проекта может быть макетирование отдельных узлов или каскадов рассчитанного радиотехнического устройства.

Графическая часть курсового проекта обычно состоит из электрической схемы со спецификацией и чертежа узла или блока, отображающего их конструкцию. В отдельных случаях в курсовом проекте приводится детализировка несложного спроектированного узла.

Принципиальная схема устройства и конструктивный чертеж выполняются в соответствии с требованиями «Системы чертежного хозяйства» (СЧХ) и с соблюдением действующих нормалей и ГОСТов.

Выполнение дипломного проекта представляет собой более сложную задачу, во-первых, потому, что, помимо решения радиотехнических вопросов, учащиеся должны применить свои знания по ряду дисциплин, связанных с конструированием и производством радиоаппаратуры, и, во-вторых, потому, что тематика дипломного проектирования охватывает широкий круг вопросов из области радиотехники и радиоэлектроники.

При дипломном проектировании для решения теоретических и производственных вопросов должны быть использованы те практические знания и навыки, которые получены учащимися в период обучения в техникуме.

Дипломный проект состоит из следующих частей: общетеоретической, расчетной, экспериментальной, технологической, организационно-экономической, графической и, в случае необходимости, мероприятий по технике безопасности.

В общетеоретической части в зависимости от темы рассматривается назначение установки, устройства, прибора или их отдельного блока. Если рассматривается отдельный блок или узел радиотехнического устройства, то желательно, чтобы было дано описание устройства в целом и показано назначение и функция этого блока в его взаимодействии с остальными частями установки.

В расчетной части приводятся технические условия на проектирование устройства; если технические условия не заданы, то дипломант должен на основании имеющихся материалов составить и обосновать их.

Процесс проектирования радиотехнических устройств можно разделить на следующие основные этапы.

1. Ознакомление с техническими условиями на проектирование, выбор из технических условий главных требований, определяющих направление проектирования.

2. Составление эскизной схемы или вариантов схем проектируемого устройства, их примерный расчет и выбор наиболее экономичного варианта.

3. Расчет электрического режима работы каскадов выбранной схемы.

4. Внесение в случае необходимости поправок в эскизную схему устройства.

5. Расчет элементов схемы и их конструирование.

6. Разработка конструкции всего устройства.

7. Разработка систем контроля работы устройства в целом и отдельных его блоков.

8. Разработка методики настройки и проведения проверочных испытаний проектируемого устройства, а также правил его эксплуатации.

9. Оценка надежности проектируемого устройства.

Многолетний опыт дипломного проектирования в ряде техникумов показывает, что в объем расчета следует включать блок-схемы из 3—4 каскадов, такие, как видеоусилитель, усилитель промежуточной частоты, радиочастотный тракт приемника, модулятор и генератор передатчика, система питания радиоустройств и т. п.

В экспериментальной части проекта проверяется соответствие теоретических расчетов практическим результатам и выявляются навыки учащихся в самостоятельной работе.

Экспериментальная часть зависит в основном от темы дипломного проекта. При проектировании радиоприемных, усилительных и импульсных устройств рекомендуется проводить макетирование узлов или блоков. В тех случаях, когда макетирование затруднено или невозможно, в качестве экспериментальной части можно рекомендовать проведение проверочных испытаний, снятие характеристик установки и т. п.

В экспериментальной части должно быть приведено описание конструкции макета, описание последовательности испытаний, протоколы испытаний, рекомендации по налаживанию и настройке и т. п.

Практические данные, полученные в результате эксперимента, должны быть сопоставлены с результатами расчета.

В технологической части, оформляемой в виде технологических карт, приводится технология производства отдельного узла или детали проектируемого устройства.

В организационно-экономической части дается экономическое обоснование выбранного технологического процесса и описание новых методов, способствующих повышению производительности труда и снижению себестоимости.

В пояснительной записке к проекту должны быть изложены, если они необходимы, меры по технике безопасности, предусмотренные в конструкции установки или связанные с ее испытанием и настройкой.

Графическая часть проекта состоит из 4—5 листов форматом А—1, на которых изображается:

- 1) функциональная схема установки или блок-схема прибора, за исключением тех случаев, когда такая схема является очевидной или элементарно простой, как, например, блок-схема супергетеродинного приемника, блок-схема усилителя и т. п.;
- 2) принципиальная схема установки или прибора;
- 3) конструкция прибора, узла или блока;
- 4) графики экспериментальной или расчетной части;
- 5) схема испытаний.

Помимо этого, в графической части могут быть отражены технология производства, конструкция отдельных деталей, приспособлений и т. п.

## § 1.2. РАСЧЕТНАЯ ЧАСТЬ ПРОЕКТА

Подавляющая часть радиотехнических устройств состоит из ряда каскадов и электрических цепей, выполняющих заданные функции.

В технических условиях, которые являются исходными данными к расчету, не могут быть сформулированы все требования к электрическим показателям каждого каскада или цепи радиоустройства, так как, например, число каскадов, схема каскадов и применяемые в них электронные приборы определяются лишь в процессе самого проектирования. В связи с этим расчет любого

радиоустройства целесообразно разделить на две части: эскизный (предварительный) расчет и окончательный расчет.

Эскизный расчет позволяет получить представление о схеме проектируемого устройства; в нем выбирается и обосновывается число каскадов, типы применяемых ламп, полупроводниковых приборов и находится целый ряд данных для расчета отдельных каскадов, дополняющих технические условия. Эскизный расчет носит ориентировочный характер и может оказаться, что некоторые принятые решения в ходе окончательного расчета будут пересмотрены.

В окончательном расчете в соответствии с объемным заданием производится полный расчет электрического режима работы всех каскадов, колебательных контуров, трансформаторов и других элементов устройства. По полученным результатам рассчитывают ряд общих характеристик и показателей радиотехнического устройства, составляют его полную принципиальную схему и спецификацию к ней.

Точность радиотехнических расчетов должна находиться в пределах, обусловленных использованием логарифмической линейки. При расчетах надо учитывать, что действительные параметры электронных ламп и радиотехнических деталей могут отличаться от параметров, заданных в справочной литературе, на 5—20%, а разброс параметров полупроводниковых триодов достигает еще больших значений. Эти обстоятельства должны всегда приниматься во внимание при анализе и сопоставлении результатов расчета. Так, например, полученное из расчета значение коэффициента включения контура  $p=0,95$  служит формальным основанием для выбора неполного включения контура в цепь лампы; в то же время, оценивая степень точности расчетов, следует принять решение о полном включении контура, соответствующего значению  $p=1$ .

После определения параметров элементов схемы следует произвести выбор типов сопротивлений и конденсаторов в соответствии с имеющимися стандартами на эти детали. При проведении расчетов следует обратить особое внимание на размерности величин, используемых в расчетных формулах. Расчеты по формулам, к которым нет специальных замечаний по размерности, следует производить с применением обычных единиц практической системы.

### § 1.3. ОБЩИЕ ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ УЧЕБНЫХ ПРОЕКТОВ

Учебные проекты оформляются в соответствии со следующими требованиями:

1. На первом листе пояснительной записки, являющимся титульным листом, указывается название учебного заведения, наименование специальности, название проекта, фамилии и инициалы исполнителя, консультантов и рецензента проекта (для курсового проекта указывается только фамилия консультанта) и дата выполнения проекта.

2. За титульным листом приводится оглавление, содержащее наименование заголовков разделов и подразделов проекта с указанием номеров страниц.

3. Текстовая часть проекта выполняется только от руки чернилами на одной стороне листа с полями 3—4 см.

Применение сокращений в тексте, за исключением общепринятых, не допускается.

4. Все расчеты, приводимые в тексте проекта, должны выполняться в такой последовательности, чтобы значения величин, входящих в расчетную формулу, были заданы или уже известны из предыдущих расчетов.

Расчету каждой величины должно предшествовать словесное объяснение и ссылка на литературный источник, из которого взята расчетная формула. Если один и тот же литературный источник относится к расчету ряда величин, то его следует указать перед началом расчета.

При использовании в расчетах различных коэффициентов, цифровых значений, найденных из графиков, табличных значений и т. п. в тексте необходимо приводить отчетливое пояснение, откуда и каким образом получено указанное значение величины.

5. Записи выполняемых расчетов должны производиться в следующей последовательности: буквенное изображение формулы, знак равенства, числовые значения каждой буквенной величины, знак равенства, результат вычисления с указанием размерности. В тех случаях, когда по ходу расчета для определения различных значений используется одна и та же формула (как, например, расчет кривой избирательности, или частотной характеристики УНЧ), результаты следует сводить в таблицу, самих расчетов не приводить и ограничиваться лишь приведением расчетной формулы и примером расчета.

6. Все иллюстрации к пояснительной записке (графики, рисунки, схемы и т. п.) должны вклеиваться в текст. Каждая иллюстрация должна быть пронумерована и снабжена подрисунковой подписью. Иллюстрации должны располагаться вблизи той части текста, к которой они относятся. Такие иллюстрации, как схемы, графики и чертежи, должны выполняться в строгом соответствии с правилами черчения, ГОСТами и СЧХ.

7. На последнем листе пояснительной записи приводится перечень литературных источников, использованных при выполнении проекта.

8. Графическая часть проекта выполняется только в карандаше.

На каждом листе в правом нижнем углу должен находиться штамп, где указывается название учебного заведения, название проекта, фамилии исполнителя, консультанта и рецензента и дата выполнения.

---

---

## Глава II

# ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ И ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕЙ

### § 2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПРОЕКТИРОВАНИИ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Усилители низкой частоты являются одним из наиболее распространенных радиотехнических устройств, применяемых во многих отраслях науки и техники. Усилители низкой частоты предназначаются для усиления мощности колебаний с частотой в пределах от 16 до 20 000 гц. В отдельных случаях нижняя граничная частота усилителя уменьшается до нуля; такие усилители называются *усилителями постоянного тока*.

В зависимости от основного назначения различают следующие виды усилителей низкой частоты:

- 1) усилители напряжения низкой частоты, применяемые для усиления напряжения полезного сигнала;
- 2) усилители мощности низкой частоты, предназначенные для отдачи в цепь потребителя колебаний заданной мощности;
- 3) усилители тока, применяемые для создания в цепи потребителя тока заданной величины.

Процесс проектирования усилителей низкой частоты начинается с изучения технических условий и принятия решения о методах их осуществления. Иногда параллельно рассматривается несколько методов решения задачи.

Дальнейшие этапы проектирования — эскизный и технический расчеты, которые начинаются обычно с расчета окончного каскада и только после его завершения производится расчет других каскадов. Результаты технического расчета иногда приводят к необходимости внесения поправок в предварительный эскизный расчет.

### § 2.2. ТЕХНИЧЕСКИЕ УСЛОВИЯ НА ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

В технических условиях на проектирование усилителей низкой частоты должны быть приведены следующие исходные данные.

1. Напряжение  $U_{вх}$  и сопротивление  $Z_{и}$  источника полезного сигнала.

2. Динамический диапазон величины входного сигнала.

3. Диапазон частот усиливаемых сигналов  $F_{н}$  и  $F_{в}$  с указанием допустимых отклонений величины выходного напряжения на крайних частотах диапазона.

4. Напряжение  $U_{вых}$  и мощность  $P_{вых}$  на выходе усилителя при заданных величине и характере сопротивления нагрузки  $Z_{н}$ .

5. Степень постоянства величины выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки.

6. Допустимые величины нелинейных искажений.

7. Коэффициент полезного действия усилителя.

8. Система питания усилителя.

9. Габаритные размеры и вес усилителя.

10. Возможность работы в заданных климатических условиях.

11. Система контроля и система управления работой усилителя.

К этим основным исходным данным могут быть добавлены специальные требования, вытекающие из назначения и условий работы усилителя. Например, к измерительным усилителям предъявляется дополнительное требование постоянства коэффициента усиления во времени, его независимости от колебаний напряжения источников питания.

К усилителям постоянного тока предъявляется требование ограниченной величины дрейфа нуля.

К усилительным устройствам современных летательных аппаратов предъявляются требования повышенной надежности и в особенности вибропрочности.

К операционным усилителям, работающим в счетно-решающих устройствах, предъявляется требование обладания высоким коэффициентом усиления, при котором уменьшается погрешность выполнения соответствующей математической операции.

Техническими условиями должны предусматриваться также методы проверки работоспособности усилителя и соответствие его физических свойств заданным исходным данным.

### § 2.3. ЭСКИЗНЫЙ РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Выходная мощность маломощных усилителей низкой частоты находится в пределах от нескольких десятых долей ватта до нескольких ватт. Эти усилители обычно используются для усиления сигналов низкой частоты, получаемых на выходе детектора приемников, и сигналов, создаваемых на выходе микрофонов, звукоизмерителей и магнитофонных головок.

В настоящее время маломощные усилители выполняются и на электронных лампах, и на полупроводниковых триодах.

Выходные каскады ламповых усилителей с мощностью до 3—4 вт выполняются по однотактной схеме, а выходные каскады усилителей с большей мощностью — по двухтактной схеме.

Однотактная схема выходных каскадов на полупроводниковых триодах применяется лишь в усилителях с мощностью, не превышающей 1 вт.

### Последовательность эскизного расчета

#### Исходные данные

1. Величина полезной мощности в нагрузке  $P_{\text{вых}}$ .
2. Величина напряжения входного сигнала  $U_{\text{вх}}$ .

Требуется определить

1. Тип лампы выходного каскада.
2. Величину напряжения возбуждения выбранной лампы окончного каскада.
3. Общий коэффициент усиления предварительных каскадов  $K_{\text{об}}$ .
4. Тип ламп каскадов предварительного усиления.

#### Порядок расчета

1. Выбираем тип ламп по величине полезной мощности в нагрузке. В табл. 2.1 приведены данные о наиболее употребительных лампах, используемых в выходных каскадах маломощных усилителей низкой частоты.

Таблица 2.1

Тип лампы	$P_{\text{вт}}$	$P_{\text{а.доп вт}}$	$S_{\text{ма/в}}$	$i_{\text{max}} \text{ ма}$	$-E'_{\text{c}} \text{ в}$
2П1П	0,20	0,85	2		9
2П2П	0,06	0,4	1,1	8	8
2П9М	2	8	2,5	50	20
2П29Л	0,25	2	1,9	24	12
4П1Л	1,8	7,5	6	80	10
6П1П	3,8	12	4,9	110	22
6П3С	5,4	20	6	160	22
6П6С	3,6	13	4,1	100	22
6П9	2,4	9	11,7	60	6
6П14П	4,5	12	11,3	130	12
6П15П	4,5	12,0	14,7	60	5
6П18П	3,2	12	11	160	15
6Э5П	1	8,3	30,5	100	4
7П12С	2,2	8	2,8	75	30
10П12С	2,2	8	2,8	75	30
12П17Л	1,8	7,5	4	70	17

Пользуясь этой таблицей, выбираем тип лампы так, чтобы

$$P = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_t}, \quad (2.1)$$

где  $\eta_t$  — коэффициент полезного действия выходного трансформатора. Примерное значение величины  $\eta_t$  можно взять из табл. 2.2.

Таблица 2.2

Выходная мощность $P$ в $W$	$< 5$	$5-100$	$> 100$
К. п. д. трансформатора $\eta_t$	0,7—0,8	0,8—0,9	0,9—0,95

2. Ориентировочное значение напряжения возбуждения лампы выходного каскада находим по формуле

$$U_c = \frac{i_{\max}}{2S},$$

где  $i_{\max}$  — величина анодного тока лампы при  $e_c = 0$ ;

$S$  — крутизна характеристики ламп — лучевого тетрода или пентода.

Величину напряжения возбуждения триода определяют по формуле

$$U_c \approx \frac{E'_c}{2},$$

где  $E'_c$  — величина сеточного напряжения запирания при выбранном напряжении источника анодного питания.

3. Определяем общий коэффициент усиления предварительных каскадов по формуле

$$K_{ob} = \frac{U_c}{U_{bx}}.$$

Если величина общего коэффициента усиления не превышает 30—60, то предварительное усиление входного сигнала можно осуществлять с помощью одного каскада, выполненного на триоде. Когда коэффициент  $K_{ob}$  оказывается больше указанной величины, но не превышает 100—200, каскад усиления следует выполнять на пентоде. Коэффициент усиления предварительных каскадов, превышающий 100—200, можно получить лишь с помощью много-каскадного усилителя.

В табл. 2.3 приведены основные данные о лампах, используемых в каскадах предварительного усиления.

Таблица 2.3

Тип лампы	$S$ $ma/v$	$\mu$	$R_i$ ком	$E_a$ $v$	$-E'_c$ $v$	$P_{a,\text{доп}}$ $vt$
6С2П	11,5	48	4,2	150	8	2,5
6С4П	19,5	50	2,6	150	1,6	3
6С7Б	4	66	16	250	1,8	1,4
6Н2П	2	97	49	250	1,5	1
6Н4П	1,7	41	23	250	4	1,5
6Н17Б	3,8	75	20	200	1	0,9
12Н4П	1,8	40	22	250	4	1,5
6Г3П	1,3	63	48	250	3	1
6Ж2П	3,8	380	100	120	2	1,8
6Ж3П	5	4000	800	250	1,7	2,5
6Ж5П	9	4500	500	300	2	2,4
6Ж8	1,6	3200	2000	250	3	2,8

Если в каскадах предварительного усиления предполагается введение отрицательной обратной связи, то коэффициент усиления каскада будет зависеть от выбранной величины фактора обратной связи

$$K_{o.c} = \frac{K_0}{1 + \beta K_0}.$$

В связи с уменьшением коэффициента усиления отдельных каскадов общее число каскадов предварительного усиления увеличивается.

### Особенности эскизного расчета двухтактного выходного каскада

1. Как уже указывалось выше, выходные каскады с мощностью, превышающей 3—4  $vt$ , выполняются по двухтактной схеме. Расчетную мощность каскада находят по формуле (2.1). В плечах двухтактного каскада может быть как по одной, так и по две лампы. Необходимое число ламп в плече определяется по формуле

$$N = \frac{P_{\text{вых}}}{2\eta_n P},$$

где  $P$  — величина полезной мощности, которую можно получить с помощью одной лампы.

Если лампы каскада работают в режиме колебаний второго рода (класс *AB* или *B*), то величина этой мощности может значительно отличаться от типовой мощности ламп, указываемой в паспорте для случая работы лампы в режиме колебаний первого рода (режим класса *A*).

Примерную величину полезной мощности, отдаваемой лампой при работе колебаниями второго рода с углом отсечки  $\theta = 90^\circ$  (класс *B*), можно найти по следующей формуле:

$$P_1 = \frac{\eta}{1-\eta} P_{a,\text{доп}},$$

где  $\eta$  — электрический к. п. д. двухтактного каскада (обычно не превышает 60—70%);

$P_{a,\text{доп}}$  — допустимая величина мощности рассеяния на аноде выбранного типа лампы.

2. После выбора типа ламп и определения числа ламп в плече находят приближенное значение напряжения возбуждения на сетке лампы

$$U_c' \geq \frac{i_{\max}}{S}.$$

Для триодов с относительно небольшим внутренним сопротивлением величина напряжения возбуждения равна

$$U_c = \frac{i_{\max}}{S_d},$$

где  $S_d$  — крутизна динамической характеристики лампы, отличающаяся в два-три раза от крутизны статической характеристики лампы  $S$ ;

$$S_d = (0,33 \div 0,5) S.$$

При расчете числа каскадов предварительного усиления следует учитывать особенности работы выходного двухтактного каскада. Маломощные двухтактные каскады работают обычно в режиме без сеточных токов, поэтому предоконечный каскад будет работать как усилитель напряжения.

В мощных каскадах лампы обычно работают в режиме с сеточными токами. Поэтому предварительный усилитель должен работать не как усилитель напряжения, а как усилитель мощности. Точное определение величины мощности, потребляемой в сеточных цепях ламп выходного каскада, возможно лишь при подробном расчете электрического режима работы. Обычно величина этой мощности не превышает 1—2% от мощности анодной цепи.

## Особенности эскизного расчета усилителей на полупроводниковых приборах

В настоящее время разработаны многочисленные образцы полупроводниковых триодов, успешно применяемые в каскадах усиления мощности колебаний низкой частоты. Для выходного каскада тип триода выбирают в такой же последовательности, как и тип лампы для лампового усилителя.

В табл. 2.4 приведены основные данные наиболее употребительных полупроводниковых триодов, работающих в однотактных и двухтактных схемах при различных способах включения триода.

Таблица 2.4

Тип по- лупро- водни- ковых триодов	Однотактный каскад					Двухтактный каскад				
	$U_K$ в	$R_H$ ом	Мощность в вт			$U_K$ в	$R_H$ ом	Мощность в вт		
			Общая база	Общий эмиттер	Общий коллектор			Общая база	Общий эмиттер	Общий коллектор
П4А	25	25	12	10	10	26	16,5	40	40	40
П4Б	25	25	12	10	10	26	16,5	40	40	40
П4Г	25	25	12	10	10	26	16,5	40	40	40
П4Д	25	25	12	10	10	26	16,5	40	40	40
П201	15	45	2,5	2,5	2,5	—	—	—	—	—
П201А	15	45	2,5	2,5	2,5	—	—	—	—	—
П202	22	100	2,5	2,5	2,5	—	—	—	—	—
П203	—	—	—	—	—	28	36	—	10	—

В отдельных случаях выбор типа триода определяется не только величиной полезной мощности в нагрузке, но и величиной напряжения источника питания усилительного устройства (например, величиной напряжения бортсети или напряжения, получаемого в стабилизаторах с использованием полупроводниковых стабилистронов).

Отличительной особенностью работы каскадов усиления на полупроводниковых триодах является потребление мощности во входной цепи каскада независимо от способа включения триода в схему. Поэтому каждый из предварительных каскадов должен создавать мощность, достаточную для возбуждения входной цепи следующего каскада. Общее число каскадов усилителя зависит не только от величины коэффициента усиления мощности отдельных каскадов, но и от величины мощности, поступающей от источника сигнала в первый каскад. С уменьшением величины этой мощности приходится увеличивать число каскадов усилителя.

Для повышения стабильности работы усилителя на полупроводниковых триодах приходится вводить отрицательную обратную связь, охватывающую как отдельные каскады усилителя, так и всю схему. С введением обратной связи уменьшаются коэффициенты усиления отдельных каскадов, что также приводит к необходимости увеличения числа каскадов.

В связи с этим число каскадов усилителя с заданной выходной мощностью, выполненного на полупроводниковых триодах, при прочих равных условиях оказывается несколько большим, чем у лампового усилителя.

Эскизный расчет усилителя на полупроводниковых триодах в отличие от ламповых усилителей оказывается обычно приближенным, позволяющим определить лишь ориентировочное число каскадов усилителя.

В основу предварительного расчета можно положить усиление мощности, осуществляющееся в каждом каскаде схемы. По заданным величинам выходной мощности и параметрам источника сигнала определяется общий коэффициент усиления мощности.

Коэффициент усиления мощности выходного каскада в зависимости от типа триодов и способов их включения может быть в пределах от 10 до 30  $\text{дБ}$ . В табл. 2.5 приведены примерные значения коэффициента усиления мощности для триодов П4А, П4Б, П4Г и П4Д. Коэффициенты усиления мощности триодов других типов могут быть примерно в тех же пределах — от 15 до 20  $\text{дБ}$ . Коэффициент усиления мощности каждого из каскадов предварительного усиления обычно не превышает 15—25  $\text{дБ}$ .

Пользуясь этими величинами, можно определить примерное значение числа предварительных каскадов усилителя.

По табл. 2.5 и формуле (2.1) выбирают тип триода для окон-

Таблица 2.5

Тип триода	Коэффициент усиления мощности в $\text{дБ}$					
	в схеме с общей базой		в схеме с общим эмиттером		в схеме с общим коллектором	
	Однотактный каскад	Двухтактный каскад	Однотактный каскад	Двухтактный каскад	Однотактный каскад	Двухтактный каскад
П4А	12	8	20	15	10	10
П4Б	13	10	25	20	19	11
П4Г	14	12	30	25	18	14
П4Д	17	15	32	28	17	15

нечного каскада. Примерное значение мощности  $P_{\text{вх}}$ , потребляемой в цепи управляющего электрода, можно определить путем

деления выходной мощности триода на коэффициент усиления каскада по мощности:

$$P_{\text{вх}} = \frac{P}{K_P}.$$

Величина  $K_P$  коэффициента усиления мощности в справочной литературе указывается обычно в децибеллах.

В табл. 2.6 этот коэффициент, выраженный в децибеллах, переведен в обычное число раз усиления мощности.

Таблица 2.6

$K_P \text{ дБ}$	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
$K_P$	3,16	10	31,6	100	316	1000	3160	10 000	31 600	100 000

Общая последовательность предварительного расчета приведена ниже.

#### Исходные данные

Полезная мощность в нагрузке  $P_{\text{вых}}$ .

Внутреннее сопротивление источника сигнала  $R_{\text{сигн}}$ .

Выходное напряжение сигнала  $U_{\text{сигн}}$ .

#### Порядок расчета

1. Определяем величину мощности  $P_u$ , которую может отдать источник сигнала во входную цепь усилителя, полагая, что

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{сигн}},$$

$$P_u = \frac{U_{\text{сигн}}^2}{2R_{\text{сигн}}},$$

где  $U_{\text{сигн}}$  — амплитуда напряжения входного сигнала.

2. Находим расчетную мощность каскада и общий коэффициент усиления мощности

$$K_P \text{ об} = 10 \lg \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_f P_u} \text{ дБ}.$$

3. Выбираем тип триода выходного каскада и вычисляем коэффициент усиления мощности предварительных каскадов

$$K_P \text{ пред} = K_P \text{ об} - K_P \text{ вых}.$$

4. Определяем примерное число каскадов предварительного усиления

$$N = \frac{K_P \text{ пред}}{18 \div 20}.$$

**Пример.** Эскизный расчет усилителя на полупроводниковых триодах.

### Исходные данные

1. Полезная мощность в нагрузке  $P_{\text{вых}} = 2 \text{ вт}$ .
2. Источник входного сигнала — динамический микрофон с напряжением  $U_{\text{сигн}} = 2 \text{ мв}$  и сопротивлением  $R_{\text{сигн}} = 300 \text{ ом}$ .

### Решение

1. Определяем величину мощности, отдаваемой источником сигнала во входную цепь усилителя,

$$P_{\text{в}} = \frac{U_{\text{сигн}}^2}{2R_{\text{сигн}}} = \frac{(2 \cdot 10^{-3})^2}{600} = 0,67 \cdot 10^{-8} \text{ вт.}$$

2. Находим общий коэффициент усиления мощности

$$K_P \text{ об} = 10 \lg \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_{\text{г}} P_{\text{в}}} = 10 \lg \frac{2}{0,8 \cdot 0,67 \cdot 10^{-8}} = 86 \text{ дБ.}$$

3. Выбираем триод П202 и схему каскада с общим эмиттером. При таком включении коэффициент усиления каскада равен

$$K_P \text{ вых} = 25 \text{ дБ.}$$

Коэффициент усиления мощности предварительных каскадов

$$K_P \text{ пред} = K_P \text{ об} - K_P \text{ вых} = 86 - 25 = 61 \text{ дБ.}$$

4. Определяем примерное число каскадов предварительного усиления.

Полагая, что коэффициент усиления мощности предварительных каскадов  $K_P \text{ пред} \approx 20 \text{ дБ}$ , получим

$$N = \frac{61}{20} \approx 3.$$

Таким образом, между источником сигнала и выходом выходного каскада должно быть не менее трех каскадов. Выбираем для каскадов предварительного усилителя триоды типа П13 с коэффициентом усиления мощности, близким к 25 дБ.

## § 2.4. ТЕХНИЧЕСКИЕ УСЛОВИЯ НА ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕЙ

Видеоусилителями называются устройства, предназначенные для усиления сигналов, спектр частот которых находится в пределах от звуковой частоты до частоты в несколько мегагерц. В отдельных случаях полоса частот видеоусилителя может достигать нескольких десятков и даже сотен мегагерц.

Видеоусилители, усиливающие, как правило, импульсные сигналы, применяются в радиолокационных и телевизионных приемниках и в линиях радиорелейной связи. К видеоусилителям следует отнести и каскады усиления импульсов, с помощью которых можно управлять работой модуляторов импульсных передатчиков.

В приемных устройствах видеоусилители включаются между детектором и трубкой индикатора полезного сигнала. В передающих устройствах видеоусилители могут быть частью подмодулятора. В этих случаях они включаются между генератором импульсов и входом лампы модулирующего каскада.

В технических условиях на проектирование должны быть приведены следующие исходные данные:

1. Напряжение на входе усилителя  $U_{\text{вх}}$ , его полярность и возможные пределы изменения входного напряжения.

2. Максимальное и минимальное напряжение на выходе усилителя и полярность выходного напряжения.

3. Минимальная  $\tau_{\min}$  и максимальная  $\tau_{\max}$  длительность видеоимпульсов или нижнее  $F_n$  и верхнее  $F_v$  значения диапазона частот усиливаемых сигналов.

4. Допустимые значения времени нарастания  $t_n$  и времени спадания  $t_c$  импульсов.

5. Допустимые значения верхнего выброса  $\delta_v$ , нижнего выброса  $\delta_n$  и перепада плоской части импульса  $\delta$ , выраженные в процентах или в абсолютных значениях напряжений выброса и напряжения перепада плоской части импульса.

6. Требования к размещению блока видеоусилителя относительно трубок индикатора и источника входного сигнала.

7. Допустимые изменения физических свойств видеоусилителя при смене ламп и колебаний величин напряжений источников питания.

8. Требования к геометрическим размерам и весу блока, требование механической прочности.

9. Климатические условия работы устройства.

## § 2.5. ЭСКИЗНЫЙ РАСЧЕТ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕЙ

Составление блок-схемы видеоусилителя и ее эскизный расчет в значительной степени зависят от технических условий. Прежде всего эту схему определяет фактор взаимного расположения приемника и трубки индикатора. Принято различать три случая взаимного расположения приемника и трубки индикатора.

1. Приемник и трубка индикатора совмещены в одной конструкции (в одном блоке).

2. Трубка индикатора расположена вблизи от приемника (расстояние между приемником и трубкой индикатора меньше четверти длины волны, соответствующей верхней граничной частоте приемника).

3. Трубка индикатора располагается вдали от приемника станции.

В практической радиотехнике используются как одноканальные, так и многоканальные видеоусилители, обеспечивающие одновременную работу нескольких трубок индикаторов. В многоканальных системах могут одновременно встречаться все три варианта взаимного расположения приемника и трубок индикатора.

Выбор схемы видеоусилителя зависит также от условий работы видеодетектора и оконечного каскада самого видеоусилителя. На выходе видеодетектора в основном получают прямоугольные импульсы отрицательной полярности. Оконечный, наиболее мощн-

ный каскад видеоусилителя, на выходе которого необходимо иметь достаточно большое напряжение, должен работать с входными импульсами положительной полярности. Работа оконечного каскада с входными импульсами отрицательной полярности нерациональна, так как при таком режиме на аноде лампы и на второй сетке будет чрезмерно большая мощность рассеивания.

Наконец, выбор схемы видеоусилителя обусловливается требованием получения на его выходе импульсов заданной величины, формы и длительности, необходимых для нормальной работы оконечного каскада. От величины длительности импульса зависит нижняя граничная частота усилителя, а от величины времени нарастания — верхняя граничная частота и коэффициент усиления каждого каскада.

Рассмотрим влияние каждого из этих факторов на построение схемы усилителя.



Фиг. 2.1. Блок-схема видеоканала при совмещенном расположении приемника и трубки индикатора.

При совмещенном расположении приемника и трубки индикатора видеоусилитель должен иметь четное число каскадов; в противном случае на вход оконечного каскада будут поступать импульсы отрицательной полярности, что приведет к необходимости увеличивать мощность ламп этого каскада, так как во время паузы лампа находится в открытом состоянии и в ее анодной цепи протекает наибольший по величине ток. Первый каскад видеоусилителя должен быть усилителем-ограничителем.

На фиг. 2.1 приведена блок-схема видеоканала при совмещенном расположении приемника и трубки индикатора.

Если трубка находится вблизи от приемника, то целесообразно включить между усилителем-ограничителем и оконечным каскадом дополнительный каскад с общим анодом — линейный каскад с несогласованной нагрузкой. Такой каскад имеет очень малое выходное сопротивление, при котором влияние емкости соединительного кабеля на частотную характеристику незначительно, и, кроме того, этот каскад сохраняет полярность импульсов на выходе оконечного каскада неизменной. Оконечный каскад, как и в любых других случаях, располагается в непосредственной близости от трубки индикатора.

Блок-схема видеоканала приведена на фиг. 2.2.

В случае удаления трубки индикатора от приемника в схему видеоусилителя приходится вводить линейный каскад, нагруженный соединительной линией (кабелем) с согласованной нагрузкой. Линейный каскад может быть включен после ограничителя или

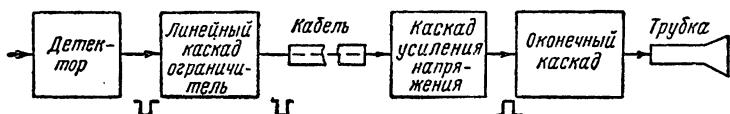
даже после детектора. В последнем случае он должен работать в режиме ограничения.

На фиг. 2.3 представлены блок-схемы усилителя для приведенных выше вариантов. Если для работы оконечного каскада тре-



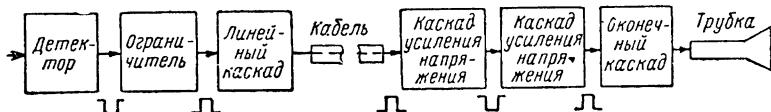
Фиг. 2.2. Блок-схема видеоканала при близком расположении приемника и трубки индикатора.

буется сигнал со значительной амплитудой, то между соединительной линией и оконечным каскадом включаются два каскада усиления напряжения (фиг. 2.4).



Фиг. 2.3. Блок-схема видеоусилителей при близком расположении приемника и трубки индикатора.

Выбор типа лампы для оконечного каскада в значительной мере определяется величиной напряжения, необходимого для управления трубкой индикатора, и допустимым временем нарастания импульса. В трубках с изменением яркости луча управляемое



Фиг. 2.4. Блок-схема видеоусилителя с повышенным коэффициентом усиления.

щее напряжение должно изменяться обычно в пределах от 20 до 40 в. В трубках с отклонением луча величина минимального напряжения управляющего сигнала должна быть в пределах

20--50 в, а величина максимально допустимого напряжения, при котором экран трубы полностью используется, обычно не превышает 100 в.

Выходное напряжение видеодетектора при средней интенсивности сигнала достигает нескольких десятых долей вольта. Время нарастания импульса определяется как часть общего времени нарастания, допустимого для принимаемых сигналов.

При общем эскизном расчете радиоприемника на видеоусилитель оставляют не более третьей части общего времени нарастания импульса:

$$t_{\text{н.в}} = 0,3 \div 0,35 t_{\text{н}},$$

где  $t_{\text{н.в}}$  -- время нарастания импульса в видеоусилителе.

Время нарастания импульса в отдельных каскадах в первом приближении можно определить из следующего соотношения:

$$t_{\text{н1}} = \frac{t_{\text{н.в}}}{\sqrt{N}},$$

где  $N$  — число каскадов видеоусилителя.

Напряжение, которое можно получить на выходе оконечного каскада без коррекции, определяется по формуле

$$U_{\text{вых}} = D_0 t_{\text{н1}},$$

где

$$D_0 = \frac{400}{C_0} i_{\text{a max}}.$$

$C_0$  измеряется в  $n\phi$ ,  $i_{\text{a max}}$  — в  $ma$ .

В схемах с простой коррекцией

$$U_{\text{вых}} = 1,67 D_0 t_{\text{н1}}.$$

В схемах со сложной коррекцией

$$U_{\text{вых}} \approx 2,2 D_0 t_{\text{н1}}.$$

При определении примерного коэффициента усиления каскада можно воспользоваться известным свойством каскадов широкополосных усилителей без коррекции:

$$K_0 f_{\text{rp}} = \frac{10^3 \cdot S}{2\pi C_0} = 159 \frac{S}{C_0}, \quad (2.2)$$

где  $f_{\text{rp}}$  — граничная частота в  $M\text{гц}$ ;

$S$  — крутизна в  $ma/v$ .

В усилителях с простой коррекцией

$$K_0 f_{\text{rp}} = 265 \frac{S}{C_0}.$$

В усилителях со сложной коррекцией

$$K_0 f_{\text{гр}} = 320 \frac{S}{C_0}.$$

В тех случаях, когда известна не верхняя граничная частота, а допустимое время нарастания импульса, можно пользоваться следующими формулами:

для схем без коррекции

$$\frac{K_0}{t_n} = 455 \frac{S}{C_0};$$

для схем с простой коррекцией

$$\frac{K_0}{t_n} = 750 \frac{S}{C_0};$$

для схем со сложной коррекцией

$$\frac{K_0}{t_n} = 900 \frac{S}{C_0}.$$

В табл. 2.7 приведены величины  $D_0$ ,  $K_0 f_{\text{гр}}$  и  $K_0/t_n$  для наиболее употребительных типов ламп.

Таблица 2.7

Тип лампы	$C_0$ пФ	$D_0$ в в/мкsec			$K_0 f_{\text{гр}}$ в Мгц			$\frac{K_0}{t_n}$ в 1/мкsec		
		без коррекции	простая коррекция	сложная коррекция	без коррекции	простая коррекция	сложная коррекция	без коррекции	простая коррекция	сложная коррекция
6Ж1П	12,4	250	420	500	67	110	134	192	315	385
6Ж3П	20	180	300	360	40	67	80	115	192	230
6Ж5П	18	230	390	460	80	135	160	230	386	460
6Ж9П	17,5	255	430	510	160	270	320	460	770	920
6Ж11П	23	410	690	820	195	325	390	560	930	1120
6Ж21П	12,3	570	950	1100	220	370	440	630	1250	1260
6Ж22П	16,9	760	1270	1520	282	470	560	810	1350	1620
6Э5П	24,4	740	1240	1480	200	335	400	570	960	1140
6П9	30,5	440	740	880	57	95	115	153	272	306
6П14П	29	670	1130	1340	67	110	135	192	315	385
6П15П	26	470	780	940	90	150	180	258	430	860
6П18П	27	800	1340	1600	67	110	135	192	315	385
6П3С	31,5	775	1300	1550	31	52	60	88	149	176

Приведенные данные соответствуют примерным величинам емкости  $C_0$ . Если по условиям работы каскада емкость  $C_{0\text{раб}}$  будет отличаться от емкости  $C_{0\text{табл}}$ , то новое значение любой из величин, приведенной в табл. 2.7, легко найти из соотношения

$$x_{\text{раб}} = \frac{x_{\text{табл}}}{C_{0\text{раб}}} C_{0\text{табл}}.$$

Коэффициент усиления линейного каскада, выполненного по схеме с катодной нагрузкой (с общим анодом), с учетом влияния соединительного кабеля всегда меньше единицы:

$$K_{0\text{ л}} \approx 0,4.$$

**Пример.** Эскизный расчет для разобщенного расположения приемника и трубы индикатора.

#### Исходные данные

- 1 Величина максимального напряжения на выходе  $U_{\text{max}} = 50 \text{ в.}$
2. Допустимое для видеоусилителя время нарастания импульса  $t_{\text{н.в.}} = 0,05 \text{ мксек}$
3. Напряжение на выходе детектора  $U_{\text{вых.д.}} = 1 \text{ в.}$
4. Емкость монтажа  $C_m = 10 \text{ пФ.}$

#### Решение

- 1 Определяем общий коэффициент усиления видеоканала:

$$K_{0\text{б}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых.д.}}} = \frac{50}{1} = 50.$$

2. Коэффициент усиления сравнительно небольшой, поэтому выбираем схему видеоусилителя, состоящую из трех каскадов: усилителя-ограничителя, линейного каскада и оконечного каскада.

3. Определяем допустимое время нарастания импульса для одного каскада:

$$t_{\text{н.в.}} = \frac{t_{\text{н.в.}}}{\sqrt{N}} = \frac{0,05}{\sqrt{3}} = 0,028 \text{ мксек.}$$

4. Находим величину  $D$ :

$$D = \frac{U_{\text{max}}}{t_{\text{н.в.}}} = \frac{50}{0,028} \approx 1780.$$

5. Выбираем по табл. 2.7 лампу 6П14П и схему с простой коррекцией. Выходная емкость лампы  $C_{\text{вых}} = 7 \text{ пФ.}$  Проверяем возможность использования лампы по величине  $D$  в рабочем режиме. Находим емкость  $C_0$ :

$$C_{0\text{ раб}} = C_{\text{вых}} + C_m = 7 + 10 = 17 \text{ пФ.}$$

Определяем  $D_{\text{раб}}$ :

$$D_{\text{раб}} = \frac{D_{\text{табл}} C_{0\text{табл}}}{C_{0\text{раб}}} = \frac{1130 \cdot 29}{17} = 1930.$$

6. По табл. 2.7 определяем величину отношения коэффициента усиления выходного каскада ко времени нарастания:

$$x_{\text{к.раб}} = \frac{x_{\text{к.табл}} C_{0\text{табл}}}{C_{0\text{раб}}} = \frac{315 \cdot 29}{17} = 540.$$

Находим коэффициент усиления окончного каскада  $K_{ок}$  и напряжение на входе каскада

$$K_{ок} = \left( \frac{K_0}{t_{н1}} \right) t_{н1} = 540 \cdot 0,028 \approx 15,$$

$$U_{вх} = \frac{U_{max}}{K_{ок}} = \frac{50}{15} = 3,33 \text{ в.}$$

7. Выбираем тип лампы линейного каскада. Полагаем, что волновое сопротивление соединительного кабеля  $\rho_k = 100 \text{ ом}$ .

Определяем величину импульса тока лампы линейного каскада:

$$I_{max} = \frac{U_{вых.л.}}{\rho_k} = \frac{3,33}{100} = 33,3 \text{ ма.}$$

Выбираем лампу типа 6Э5П с анодным током  $I_a = 45 \text{ ма.}$

8. Полагаем, что коэффициент усиления линейного каскада

$$K_{0л} = 0,4,$$

и определяем коэффициент усиления каскада-ограничителя

$$K_{огр} = \frac{K_{об}}{K_{ок} K_{л}} = \frac{50}{15 \cdot 0,4} \approx 8,3.$$

9. Находим величину отношения

$$\frac{K_0}{t_{н1}} = \frac{K_{огр}}{t_{н1}} = \frac{8,3}{0,028} \approx 300.$$

По табл. 2.7 выбираем лампу 6Ж5П, способную при заданных условиях обеспечить в схеме с простой коррекцией требуемое усиление:

$$K_{огр} = \left( \frac{K_{0табл}}{t_{н1}} \right) t_{н1} = 386 \cdot 0,028 = 10,8.$$

## § 2.6. ЭСКИЗНЫЙ РАСЧЕТ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЯ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Видеоусилители на полупроводниковых триодах в настоящее время широко применяются в малогабаритных телевизионных и радиолокационных устройствах.

При проектировании каскадов видеоусилителя на полупроводниковых триодах следует учитывать следующие основные особенности их работы:

- 1) относительно узкую полосу пропускания каскадов;
- 2) ограниченность протяженности линейных участков вольт-амперных входных и выходных характеристик триодов;
- 3) значительный разброс параметров триодов и зависимость физических свойств триодов от температурного режима работы.

Ограниченностю полосы пропускания каскадов объясняется физическими свойствами триодов: со стороны нижних частот — трудностями получения достаточно большой постоянной времени цепи реостатно-емкостной связи между каскадами, а в области верхних частот — главным образом величинами емкости  $p-n-p$ -переходов триодов.

При подсчете полосы пропускания по уровню 0,7 максимальное значение верхней частоты оказывается равным

$$F_{\max} = \frac{1}{2\pi(\tau + \tau_1)},$$

где

$$\tau = \frac{C_{9,6}r_6}{1 + g_{9,6}r_6},$$

$$\tau_1 = S'r_6C_{6,k}R_9.$$

Обычно  $\tau_1 \ll \tau$ , поэтому можно полагать, что

$$F_{\max} = \frac{1}{2\pi\tau}.$$

Для получения широкой полосы пропускания в каскадах видеоусилителя следует применять триоды с малой постоянной времени  $\tau$ , а также вводить в схему корректирующие элементы, как и в ламповых каскадах.

В схемах видеоусилителей могут быть использованы следующие типы полупроводниковых триодов: дрейфовые триоды П401, П402, П403, П403А, П410, П410А, П411, П411А; сплавные триоды П12, П19, П406, П407, П408, П409 и некоторые другие триоды последних выпусков.

В табл. 2.8 и 2.9 приведены низко- и высокочастотные параметры наиболее употребительных типов триодов.

Кругизна характеристики

$$S' = \frac{di_k}{du_6} \quad \text{при } u_k = \text{const.}$$

Входная проводимость

$$g = \frac{di_6}{du_6} \quad \text{при } u_k = \text{const.}$$

Внутренняя проводимость

$$\frac{1}{R'} = \frac{di_k}{du_6} \quad \text{при } u_6 = \text{const.}$$

Проводимость обратной связи

$$g_{\text{обр}} = -\frac{di_6}{du_k} \quad \text{при } u_6 = \text{const.}$$

$r_6$  — распределенное сопротивление базы.  
 $C_{6,k}$  — емкость  $p-n$ -перехода между базой и коллектором.

Таблица 2.8

**Низкочастотные параметры плоскостных полупроводниковых триодов  
типа  $p-n-p$   
(при  $i_k=5 \text{ мА}$ ,  $U_k=10 \text{ в}$ )**

Тип триода	$S'$ $\text{ма}/\text{в}$	$g$ $10^{-3} \text{ ом}$	$g_{\text{обр}}$ $\mu\text{кмо}$	$\frac{1}{R'}$ $\mu\text{кмо}$	$S_k$ $\text{ма}/\text{в}$	$a = \frac{S_0}{S_0 + g}$	$E_6$ $\%$
П12	120—160	4—6	2	—	—	0,95—0,975	—
П13	140—160	1—3	0,5—2	30—100	150—250	0,92—0,97	-0,1
П13А	140—160	0,5—1	1—2	50—100	150—250	0,97—0,995	-0,1
П14	130—150	1,2—2	0,5—1,5	70—100	150—250	0,95—0,99	-0,1
П15	130—140	1—2	0,5—2	70—100	150—250	0,95—0,99	-0,1
П16Б	120—150	1—1,5	0,5—1	50—100	150—250	0,97—0,995	-0,1
П19	130—170	2—6	0,5—2	—	—	0,95—0,985	—
П401	70—120	2—3	5	30—100	20—60	0,94—0,99	-0,25
П402	120—150	2—3	—	30—100	20—30	0,94—0,99	-0,25
П403	120—150	1—2	5	30—100	20—30	0,94—0,96	-0,25
П403А	120—150	0,5—1	5	30—100	20—30	0,97—0,995	-0,25
П406	120—160	4—6	2	—	—	0,95—0,98	—
П407	120—140	4—6	2	—	—	0,95—0,98	—
П408	130—170	1—6	0,5—2	—	—	0,95—0,992	—
П409	130—170	1—6	0,5—2	125	—	0,95—0,999	—
П410	120—150	1—4	10	28—200	20—40	0,965—0,99	-0,20
П410А	120—150	0,5—1	10	28—200	20—40	0,99—0,996	-0,20
П411	120—150	1—4	10	28—200	20—40	0,965—0,99	-0,20
П411А	120—150	0,5—1	10	28—200	20—40	0,99—0,996	-0,20

Таблица 2.9

**Высокочастотные параметры плоскостных полупроводниковых триодов**  
**типа  $p-n-p$**   
 (при  $i_k=5 \text{ мА}$ ,  $U_k=10 \text{ в}$ )

Тип триода	$\tau$ мксек	$r_b$ ом	$C_{6,k}$	$f_a = \frac{S' r_b}{2\pi\tau}$ Мгц	$f_\beta = \frac{gr_b}{2\pi\tau}$	$f_{dp}$ мксек
П112	0,65—1,2	125—50	20—30	5—0,465	120—25	—
П113	2	150	40	—	—	—
П113А	1,2—2	50—100	30—35	0,465	7	0,08
П114	1,0—1,5	50—100	28—36	1	25	0,08
П115	0,6—1,1	70—100	30—40	1,0	35	—
П116Б	1,0—1,5	70—150	30—35	1	20	—
П119	0,25	50—150	10—20	7	170	—
П1401	0,7	50—200	15	45	700	0,004
П1402	0,025	80—150	10	80	1 300	0,002
П1403	0,011	50	10	110	1 000	—
П1403А	0,011	50	10	110	600	—
П1406	0,3	125	20	10	250	—
П1407	0,16	125—50	20—10	20	500	—
П1408	0,2	150—50	20—10	12	160	—
П1409	0,13	150—50	20—2	25	300	—
П1410	0,007	100—50	4—2	280	4 600	0,0007
П1410А	0,007	100—50	4—2	280	1 600	—
П1411	0,0018	100—50	4—2	900	14 000	—
П1411А	0,0018	100	4	900	5 000	—

Если рабочий режим триода отличается от табличного, то в расчетных формулах следует применять пересчитанные параметры триода:

$$S'_{\text{раб}} = \frac{i_{\text{k.раб}}}{i_{\text{k. табл}}} S'_{\text{табл}},$$

$$g'_{\text{раб}} = \frac{i_{\text{k.раб}}}{i_{\text{k. табл}}} g_{\text{табл}},$$

$$\tau'_{\text{раб}} = \frac{i_{\text{k. раб}}}{i_{\text{k. табл}}} \tau_{\text{табл}},$$

$$\frac{1}{R'_{\text{раб}}} = \frac{i_{\text{k. раб}}}{i_{\text{k.табл}}} \frac{1}{R'_{\text{табл}}}.$$

Эскизный расчет видеоусилителя на полупроводниковых триодах производят в той же последовательности, как и расчет видеоусилителя на лампах.

### Исходные данные

1. Величина максимального напряжения на выходе  $U_{\text{max}}$ .
2. Напряжение на входе видеоусилителя  $U_{\text{вх}}$ .
3. Допустимое для видеоусилителя время нарастания импульса  $t_{\text{n.v.}}$ .

Требуется определить

1. Тип триодов.
2. Число каскадов видеоусилителя.

### Порядок расчета

1. Определяем общий коэффициент усиления каскадов

$$K_{\text{об}} = \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{вх}}}.$$

2. Вычисляем верхнюю граничную частоту, соответствующую заданному времени нарастания импульса,

$$F_{\text{в}} = \frac{0.35}{t_{\text{n.v.}}}.$$

3. В соответствии с вычисленными величинами общего коэффициента усиления  $K_{\text{об}}$  и верхней частоты полосы пропускания  $F_{\text{в}}$  выбираем тип триода и число каскадов.

При выборе типа триода следует иметь в виду, что полоса пропускания одного каскада должна быть больше полосы пропускания всего усилителя

$$F_{\text{в1}} \approx \sqrt{N} F_{\text{в}}.$$

Более точные результаты получим при использовании формулы

$$F_{\text{в1}} = \frac{F_{\text{в}}}{\sqrt{\frac{N}{V^2} - 1}}.$$

Если все каскады видеоусилителя однотипны, то выбранное число каскадов должно удовлетворять следующим соотношениям:

$$K_{\text{o6}} = (S' R_{\text{9}})^N,$$

$$\frac{1}{2\pi} \frac{r_6}{R_{\text{9}} \sqrt{N}} \geq F_{\text{в}}.$$

Исключив из данных соотношений величину  $R_{\text{9}}$ , получим расчетную формулу для необходимого числа каскадов:

$$N = \frac{\lg K_{\text{o6}}}{\lg \frac{S' r_6}{2\pi F_{\text{в}}} - \frac{1}{2} \lg N}. \quad (2.3)$$

Величины  $S' r_6 / 2\pi = K_{01} F_{\text{в}}$ , называемые *эффективностью работы триода*, для некоторых типов триодов приведены в табл. 2.9.

Решение получается в неявном виде, поэтому целесообразно предварительно определить приближенное число каскадов  $N'$ , а затем уточнить это число по формуле (2.3):

$$N' \approx \frac{\lg K_{\text{o6}}}{\lg \frac{S' r_6}{2\pi F_{\text{в}}}}.$$

Если число  $N$  получается дробным, то следует округлить его до ближайшего целого числа.

В отдельных радиотехнических устройствах последний каскад видеоусилителя может работать на нагрузку с большим эквивалентным сопротивлением  $R_{\text{9}}$ , превышающим величину входного сопротивления каскада на полупроводниковом триоде. В таких случаях расчетная формула для определения числа каскадов приводится к следующему виду:

$$N = \frac{\lg \frac{K_{\text{o6}}}{S' R'_{\text{9}}}}{\lg \frac{S' r_6}{2\pi F_{\text{в}}} - \frac{1}{2} \lg N} + 1, \quad (2.4)$$

где

$$R'_{\text{9}} = \frac{1}{4\Omega_{\text{в}}^2 C_{0\tau}},$$

$C_0 = C_{\text{m}} + C_{6.\kappa}$  — эквивалентная емкость цепи коллектора оконечного каскада усилителя на полупроводниковых триодах.

## Пример расчета

### Исходные данные

- Максимальное напряжение на выходе усилителя  $U_{\max} = 1,4 \text{ в}$
- Напряжение на входе усилителя  $U_{\text{вх}} = 1 \text{ мв}$ .
- Время нарастания импульса  $t_{\text{н.в.}} = 0,2 \text{ мксек.}$   
Выходной каскад работает на нагрузку с малым входным сопротивлением.

Требуется определить

- Тип триодов.
- Число каскадов

### Решение

- Определяем общий коэффициент усиления

$$K_{\text{об}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1,4}{1 \cdot 10^{-3}} = 1400.$$

- Вычисляем верхнюю граничную частоту

$$F_{\text{в}} = \frac{0,35}{t_{\text{н.в.}}} = \frac{0,35}{0,2 \cdot 10^{-6}} = 1,75 \text{ Мгц.}$$

- По табл. 2.8 выбираем сплавный триод П409 со следующими параметрами:

$$I_k = 5 \text{ ма}, \quad S' = 170 \text{ ма/в}, \quad g = 2 \cdot 10^{-3} \text{ 1/ом}, \quad \frac{1}{R'} = 1,25 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ом}, \quad r_6 = 130 \text{ ом}, \\ \tau = 0,13 \text{ мксек.}$$

При усиливании слабых сигналов нет необходимости использовать триод в табличном режиме. Уменьшим ток коллектора до 2,5 ма и определим параметры триода в рабочем режиме:

$$S' = \frac{2,5}{5} 170 = 85 \text{ ма/в},$$

$$g = \frac{2,5}{5} 2 \cdot 10^{-3} = 10^{-3} \text{ 1/ом},$$

$$\tau = \frac{2,5}{5} 0,13 = 0,065 \text{ мксек.},$$

$$\frac{1}{R'} = \frac{2,5}{5} 1,25 \cdot 10^{-4} = 6,25 \cdot 10^{-5} \text{ ом.}$$

- Проверяем возможность использования данного триода в схеме усилителя:

$$\frac{1}{2\pi\tau} > F_{\text{в}},$$

$$\frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{6,28 \cdot 0,065 \cdot 10^{-6}} = 2,45 > 1,75 \text{ Мгц.}$$

5. Определяем число каскадов в первом приближении

$$N' \approx \frac{\lg K_{06}}{\lg \frac{S' r_6}{2\pi r F_B}} = \frac{\lg 1400}{\lg \frac{85 \cdot 10^{-3} \cdot 130}{6,28 \cdot 6,5 \cdot 10^{-8} \cdot 1,75 \cdot 10^6}} = \frac{\lg 1400}{\lg 15,2} \approx 2,65.$$

Находим число каскадов

$$N = \frac{\lg 1400}{\lg 15,2 - \frac{1}{2} \lg 2,65} \approx 3,2.$$

Выбираем три каскада.

## *Глава III*

### **ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ**

#### **§ 3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПРОЕКТИРОВАНИИ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ**

Радиоприемные устройства в зависимости от их назначения принято разделять на две категории: *радиовещательные и профессиональные*. В свою очередь радиовещательные приемники по их электрическим и акустическим показателям разделяют на четыре класса.

Профессиональные приемники бывают самых различных назначений. Они используются для радиосвязи, телеметрии, радионавигации, радиолокации и т. п. Независимо от назначения подавляющее большинство радиоприемников выполняется по супергетеродинной схеме. Приемники прямого усиления, регенеративные и сверхрегенеративные встречаются сравнительно редко.

Радиоприемные устройства выполняются на электронных лампах и на полупроводниковых триодах. Современные конструкции значительной части радиовещательных приемников, включая приемники УКВ-ЧМ, выполняются на полупроводниковых триодах. Поэтому при проектировании радиоприемников, особенно радиовещательных, предпочтение отдается полупроводниковым триодам, а не лампам.

Методика проектирования радиоприемников зависит в основном от диапазона волн и разновидности модуляции принимаемых сигналов. Назначение приемника определяет главным образом его конструктивные особенности. С этой точки зрения в настоящей главе рассматривается методика эскизного расчета следующих основных категорий радиоприемников:

1) радиоприемников длинных, средних и коротких волн, предназначенных для приема сигналов амплитудной модуляции и манипуляций;

2) радиоприемников УКВ, предназначенных для приема импульсных радиолокационных сигналов;

3) радиоприемников УКВ, предназначенных для приема сигналов частотной модуляции.

Проектирование радиоприемников на полупроводниковых триодах и расчеты его отдельных каскадов и цепей имеют свои особенности и рассматриваются в настоящей и последующих главах книги.

Проектирование любых радиоприемников производится по техническим условиям, в которых содержится подробный перечень основных требований к приемнику.

### § 3.2. ТЕХНИЧЕСКИЕ УСЛОВИЯ НА ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

В технических условиях на проектирование радиоприемников длинных, средних и коротких волн, предназначенных для приема сигналов амплитудной модуляции и манипуляции, и радиоприемников УКВ, предназначенных для приема сигналов частотной модуляции, должны быть приведены следующие исходные данные.

1. Назначение радиоприемника и место его установки.
2. Вид принимаемых сигналов (телефонные, телеграфные).
3. Вид модуляции принимаемых сигналов (амплитудная или частотная). При частотной модуляции задается ее индекс  $\Phi_m$  и максимальная девиация (отклонение) частоты  $\Delta f_{\max}$ .
4. Диапазон частот  $f_{\max} - f_{\min}$ .
5. Количество поддиапазонов и коэффициенты поддиапазонов.
6. Чувствительность в наихудшей точке диапазона или поддиапазона  $U_{\text{сигн} \min}$  ( $мкв$ ).
7. Избирательность по соседнему каналу, задаваемая величиной ослабления сигнала соседней станции  $\sigma$  ( $дБ$ ) при расстройке  $\Delta f$  ( $кгц$ ).
8. Избирательность по зеркальному каналу  $\sigma_{\text{зер}}$ .
9. Избирательность по частоте, равной промежуточной  $\sigma_{\text{пр}}$ .
10. Вид выходного аппарата (телефонные наушники, громкоговоритель, буквопечатающий аппарат и т. п.) и его сопротивление.
11. Выходная мощность  $P_{\text{вых}}$  ( $вт$ ) или выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  при допустимом коэффициенте нелинейных искажений.
12. Полоса частот модулирующего сигнала  $F_n - F_v$  ( $гц$ ).
13. Коэффициент частотных искажений приемника  $M$  ( $дБ$ ) для верхней частоты модуляции  $F_v$ . Величина  $M$  характеризует частотные искажения всего канала радиоприемника.
14. Скорость телеграфирования (в приемниках, предназначенных для приема телеграфных сигналов) задается в бодах.
- Бодом называется продолжительность элементарной телеграфной посылки  $\tau_p$ .
15. Требования к ручным и автоматическим регулировкам. В зависимости от назначения приемника в нем могут быть предусмотрены различные виды ручных и автоматических регулировок.
- Все виды регулировок — ручная регулировка усиления, регулировка полосы пропускания, автоматическая регулировка усиления

и автоподстройка частоты — должны характеризоваться определенными показателями:

а) требования к ручной регулировке усиления задаются пределами изменения выходного напряжения. Ручная регулировка полосы пропускания применяется в телефонно-телефрафных связных приемниках и радиовещательных приемниках;

б) требования к автоматической регулировке усиления (АРУ) оговариваются пределами регулировки: при изменении входного напряжения в  $\alpha$  раз изменение выходного напряжения не должно превышать  $\beta$  раз. Этот вид регулировки применяется в большинстве современных приемников.

16. Тип и параметры антенны (ее активная и реактивная составляющие сопротивления).

17. Чувствительность звукоснимателя. Это требование оговаривается только для приемников радиовещательного типа, когда в нем предусматривается возможность включения звукоснимателя.

18. Серия применяемых ламп.

19. Вид питания и допустимое значение потребляемой мощности (это требование особенно важно для приемников с питанием от батарей).

20. Способ контроля настройки приемника на частоту принимаемого сигнала.

В радиовещательных приемниках контроль точности настройки производится с помощью электронного индикатора настройки.

В некоторых профессиональных приемниках контроль за точностью настройки регистрируется стрелочными приборами.

21. Конструктивные требования:

а) габаритные размеры;

б) необходимость герметизации отдельных блоков, обусловленная изменением атмосферных условий;

в) необходимость амортизации;

г) органы управления;

д) пригодность к массовому производству;

е) для радиовещательных приемников оговаривается также вид конструкции (консольный, настольный, переносной).

В технических условиях на проектирование приемников УКВ, предназначенных для приема импульсных радиолокационных сигналов, должны быть приведены следующие исходные данные:

1. Назначение радиоприемника.

2. Рабочая частота  $f$  или длина волны  $\lambda$ .

3. Длительность импульса  $\tau_i$ .

4. Частота повторения импульсов  $F$ .

5. Время установления (нарастания) импульса  $t_n$ . Если время нарастания  $t_n$  не задано, то его принимают равным  $(0,2—0,8)\tau_i$ . В приемниках, предназначенных для точного определения координат, берется меньшее значение коэффициента.

6. Тип индикаторного устройства (с указанием совмещен или разделен индикатор с приемником).

7. Напряжение на выходе приемника  $U_{\text{вых}}$ .
8. Требования к ручным и автоматическим регулировкам.
9. Особенности питания приемника (частота питающего напряжения, требования к стабилизации напряжения).
10. Серия применяемых ламп.
11. Конструктивные требования.

### § 3.3. ЭСКИЗНЫЙ РАСЧЕТ РАДИОПРИЕМНИКОВ ДЛИННЫХ, СРЕДНИХ И КОРОТКИХ ВОЛН, ПРЕДНАЗНАЧЕННЫХ ДЛЯ ПРИЕМА СИГНАЛОВ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ И МАНИПУЛЯЦИИ

В эскизном расчете приемника устанавливается количество поддиапазонов (если оно не задано), граничные частоты каждого поддиапазона, решается вопрос о числе каскадов и количестве контуров, обеспечивающих заданные технические условия.

Порядок предварительного расчета указан ниже.

#### 1. ВЫБОР ЧИСЛА ПОДДИАПАЗОНОВ

Диапазон приемника делится на отдельные поддиапазоны в том случае, когда при неизменной индуктивности контура не может быть обеспечено перекрытие диапазона переменным конденсатором.

В радиовещательных приемниках установлены следующие диапазоны частот:

- длинные волны 150—415 кгц;
- средние волны 520—1600 кгц;
- короткие волны 3,95—12,1 Мгц.

В приемниках 1 и 2-го класса диапазон коротких волн может отличаться от указанного и состоять из нескольких растянутых или полурастянутых диапазонов.

Коэффициент диапазона или поддиапазона характеризуется отношением высшей крайней частоты к нижней крайней частоте диапазона или поддиапазона:

$$K_d = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} .$$

Коэффициент  $K_d$  обычно находится в пределах 1,2—3. Весь диапазон приемника разбивается на поддиапазоны тогда, когда значение  $K_d$  превышает 3. Коэффициенты каждого поддиапазона могут быть взяты равными или выбраны из условия равенства ширины перекрываемых полос.

#### Рекомендуемый порядок расчета

1. Вычисляем коэффициент диапазона  $K_d$ .
2. Определяем число необходимых поддиапазонов из условия, чтобы

$$K_d = (K'_{\text{пл}})^n,$$

где  $K'_{\text{пл}}$  — предварительное значение коэффициента поддиапазона.

Если значение  $n'$  окажется не целым числом, то его следует округлить до ближайшего большего целого числа.

3. Находим новое предварительное значение коэффициента поддиапазона  $K_{\text{пп}}$ , соответствующее числу  $n$ :

$$K'_{\text{пп}} = \sqrt[n]{K_{\text{пп}}}. \quad (3.1)$$

Вычисляем предварительные значения граничных частот каждого поддиапазона, приняв за минимальную частоту I поддиапазона  $f'_{1\min}$ , а за максимальную частоту  $n$ -го поддиапазона максимальную частоту всего диапазона  $f'_{\max}$ :

I поддиапазон

$$\begin{aligned} f'_{1\min} &= f_{1\min}, \\ f'_{1\max} &= f'_{1\min} K'_{\text{пп}}, \end{aligned}$$

II поддиапазон

$$\begin{aligned} f'_{2\min} &= f'_{1\max}, \\ f'_{2\max} &= f'_{2\min} K'_{\text{пп}}; \end{aligned}$$

$\dots$   $n$ -й поддиапазон

$$\begin{aligned} f'_{n\min} &= f'_{(n-1)\max}, \\ f'_{n\max} &= f'_{n\min} K'_{\text{пп}} = f_{\max}. \end{aligned}$$

В результате расчета диапазон разделен на поддиапазоны так, что конец одного поддиапазона является началом другого поддиапазона. Такая разбивка диапазона «впритык» не обеспечивает настройку на граничные частоты каждого из поддиапазонов. Необходимо, чтобы начало и конец каждого поддиапазона несколько перекрывали конец и начало соседних поддиапазонов.

4. Для получения «запаса перекрытия» необходимо каждую наименьшую частоту поддиапазона уменьшить, а наибольшую увеличить на 2—3% по сравнению со значениями, полученными в п. 3:

I поддиапазон

$$f'_{1\min} = \frac{f'_{1\min}}{1,02 \div 1,03},$$

$$f'_{1\max} = f'_{1\max} (1,02 \div 1,03);$$

II поддиапазон

$$f'_{2\min} = \frac{f'_{2\min}}{1,02 \div 1,03},$$

$$f'_{2\max} = f'_{2\max} (1,02 \div 1,03);$$

## *n*-й поддиапазон

$$f_{n \min} = \frac{f'_{n \min}}{1,02 \div 1,03};$$

$$f_{n \max} = f'_{n \max} (1,02 \div 1,03).$$

5. Находим окончательное значение коэффициента поддиапазона

$$K_{\text{пп}} = \frac{f_{n \max}}{f_{n \min}}.$$

**Пример.** Разделить диапазон частот от  $f_{\max} = 22\ 000$  кГц до  $f_{\min} = 3300$  кГц на поддиапазоны и определить коэффициент поддиапазона.

### Решение

1. Коэффициент диапазона  $K_d = \frac{22\ 000}{3300} = 6,7$ ; так как  $K_d > 3$ , то необходимо

разбить диапазон на поддиапазоны.

2. Задаемся числом поддиапазонов  $n=3$ .

3. Находим предварительное значение коэффициента поддиапазона

$$K'_{\text{пп}} = \sqrt[n]{K_d} = \sqrt[3]{6,7} = 1,88.$$

4. Определяем предварительное значение граничных частот поддиапазонов:

#### I поддиапазон

$$f'_{1 \min} = f'_{1 \max} = 3300 \text{ кГц},$$

$$f'_{1 \max} = f'_{1 \min} K'_{\text{пп}} = 3300 \cdot 1,88 = 6204 \text{ кГц};$$

#### II поддиапазон

$$f'_{2 \min} = f'_{2 \max} = 6204 \text{ кГц},$$

$$f'_{2 \max} = f'_{2 \min} K'_{\text{пп}} = 6204 \cdot 1,88 = 11\ 660 \text{ кГц};$$

#### III поддиапазон

$$f'_{3 \min} = f'_{3 \max} = 11\ 660 \text{ кГц}.$$

$$f'_{3 \max} = f'_{3 \min} K'_{\text{пп}} = 11\ 660 \cdot 1,88 = 22\ 000 \text{ кГц}.$$

5. Вводим „запас перекрытия“

#### I поддиапазон

$$f_{1 \min} = \frac{3300}{1,02} = 3235 \text{ кГц},$$

$$f_{1 \max} = 3235 \cdot 1,02 = 6344 \text{ кГц};$$

#### II поддиапазон

$$f_{2 \min} = \frac{6204}{1,02} = 6100 \text{ кГц},$$

$$f_{2 \max} = 6100 \cdot 1,02 = 6220 \text{ кГц};$$

### III поддиапазон

$$f_{3\min} = \frac{11\,660}{1,02} = 11\,500 \text{ кгц},$$

$$f_{3\max} = 22\,000 \cdot 1,02 = 22\,440 \text{ кгц}.$$

6. Определяем коэффициент поддиапазона:

$$K_{\text{пл}} = \frac{f_{2\max}}{f_{2\min}} = \frac{11\,900}{6\,100} = 1,95.$$

## 2. ВЫБОР И ОБОСНОВАНИЕ БЛОК-СХЕМЫ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАКТА ПРИЕМНИКА

Радиотехническая цепь приемника от его входных клемм до входа детектора называется высокочастотным трактом приемника. В супергетеродинном приемнике высокочастотный тракт состоит из радиочастотного тракта, содержащего входную цепь и усилитель радиочастоты, и тракта промежуточной частоты, в который входит смеситель и усилитель промежуточной частоты.

Для выбора и обоснования блок-схемы высокочастотного тракта приемника используются заданные в технических условиях чувствительность, избирательность по соседнему каналу и избирательность по зеркальному каналу. Кроме того, необходимо знать полосу пропускания высокочастотного тракта.

При приеме сигналов амплитудной модуляции полоса пропускания определяется по заданной в технических условиях верхней частоте модулирующего сигнала

$$2\Delta F = 2F_{\text{в.}}$$

При приеме телеграфных сигналов (амплитудная модуляция) минимальную полосу пропускания находят по формуле

$$2\Delta F = 2F_{\text{м}},$$

где  $F_{\text{м}}$  — основная частота манипуляции.

Для определения  $F_{\text{м}}$  пользуются выражением

$$F_{\text{м}} = \frac{1}{2\tau_{\text{n}}}.$$

Затем переходят к выбору промежуточной частоты приемника.

1. Чем ниже промежуточная частота, тем легче обеспечить высокую избирательность по соседнему каналу и тем больше величина устойчивого усиления УПЧ.

2. При низкой промежуточной частоте трудно обеспечить высокую избирательность по зеркальному каналу.

3. Минимальное значение промежуточной частоты должно превышать наибольшую модулирующую частоту в 5—10 раз.

4. Величину промежуточной частоты следует выбирать при условии, что она не будет находиться в диапазоне принимаемых частот.

5. Промежуточная частота должна быть в интервале частот, где отсутствует работа мощных радиостанций.

Промежуточную частоту обычно выбирают в интервалах 110—115, 463—467 или равной частотам 1200, 1600 и 1900 кгц. В приемниках с неоднократным преобразованием частоты может быть использовано более высокое значение промежуточной частоты.

Промежуточная частота 110—115 кгц применяется в приемниках длинно- и средневолнового диапазона. В радиовещательных приемниках 1 и 2-го классов согласно ГОСТу 5651—51 используется промежуточная частота  $f_{\text{пр}} = 465 \pm 2$  кгц. Эта же частота может быть использована и в профессиональных приемниках. Промежуточная частота выше 1000 кгц применяется в коротковолновых профессиональных приемниках в тех случаях, когда необходимо обеспечить высокую избирательность по зеркальному каналу.

### 3. ВЫБОР ЧИСЛА КОНТУРОВ РАДИОЧАСТОТНОГО ТРАКТА

Число контуров радиочастотного тракта обычно выбирают исходя из заданной величины избирательности по зеркальному каналу. При этом следует также учитывать влияние этих контуров на полосу пропускания приемника. Предварительно число контуров  $n_k$  может быть установлено на основании ориентировочного значения избирательности по зеркальному каналу для одного контура.

Так, в диапазоне 150—1600 кгц ослабление сигнала зеркальной станции обычно принимается следующим:

$$\sigma = 25 \div 40 \text{ дБ} \quad (17,8 \div 100 \text{ раз}) \text{ при } f_{\text{пр}} = 465 \text{ кгц};$$

$$\sigma = 20 \div 30 \text{ дБ} \quad (10 \div 31,6 \text{ раз}) \text{ при } f_{\text{пр}} = 110 \div 115 \text{ кгц};$$

в диапазоне 1600—15 000 кгц  $\sigma = 10 \div 25 \text{ дБ}$  (3,16—17,8 раз) при  $f_{\text{пр}} = 465 \text{ кгц}$ .

Чтобы окончательно установить количество контуров, необходимо определить эквивалентную добротность контуров и по ее значению установить правильность принятого решения. Значение добротности  $Q_0$  находят из двух условий:

1. Из условия избирательности по зеркальному каналу. В этом случае можно использовать формулу избирательности для больших расстроек

$$\sigma_{\text{зеп}} = \left[ Q_0 \left( \frac{f_0 + 2f_{\text{пр}}}{f_0} - \frac{f_0}{f_0 + 2f_{\text{пр}}} \right) \right]^{n_k} \frac{f_0 + 2f_{\text{пр}}}{f_0}, \quad (3.3)$$

откуда значение добротности контура будет

$$Q'_0 = \sqrt[n_k]{\frac{\frac{\sigma_{\text{зеп}} f_0}{f_0 + 2f_{\text{пр}}}}{\frac{f_0 + 2f_{\text{пр}}}{f_0} - \frac{f_0}{f_0 + 2f_{\text{пр}}}}}. \quad (3.4)$$

В диапазоне коротких волн, когда  $2f_{\text{пп}} \ll (0,1 \div 0,15) f_0$ , множитель  $\frac{f_0 + 2f_{\text{пп}}}{f_0} \approx 1$  и его можно не учитывать; тогда формула для определения добротности упрощается и принимает вид

$$Q'_s = \frac{\sqrt[n_k]{\sigma_{\text{sep}}}}{\frac{f_0 + 2f_{\text{пп}}}{f_0} - \frac{f_0}{f_0 + 2f_{\text{пп}}}}. \quad (3.5)$$

Определение  $Q'_s$  следует производить для максимальной частоты поддиапазона, так как при этом резонансная кривая радиочастотного тракта является наиболее тупой.

2. Из условия обеспечения полосы пропускания и величины частотных искажений  $M'_k$ . Коэффициент частотных искажений  $M'_k$  определяют ординатой резонансной кривой на границе полосы пропускания. Для  $n_k$  контуров ордината резонансной кривой определяется формулой

$$Y_{\Delta F} = M'_k = \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{2\Delta F}{f_0} Q''_s \right)^2}} \right)^{n_k}. \quad (3.6)$$

После соответствующих преобразований значение добротности находят по формуле

$$Q''_s = \frac{f_{0\min}}{2\Delta F_{\text{расч}}} \cdot \frac{\sqrt{1 - \sqrt[n_k]{(M'_k)^2}}}{\sqrt[n_k]{M'_k}}. \quad (3.7)$$

Величину коэффициента частотных искажений следует выбирать исходя из следующих соображений: в поддиапазоне, охватывающем наиболее длинные волны 2000—750 м (частоты 150—400 кгц), величина коэффициента частотных искажений должна быть в пределах 0,6—0,8. Если  $n_k=2$ , то следует выбирать наименьшее значение  $M'_k=0,8$ .

В поддиапазоне, охватывающем частоты от 500 до 2000—3000 кгц:

$$M'_k = 0,7 \div 0,9.$$

В поддиапазоне коротких волн выше 3000 кгц

$$M'_k = 0,9 \div 0,95.$$

Расчет  $Q''_s$  следует производить на полосу пропускания  $2\Delta F_{\text{расч}}$ , превышающую полосу  $2\Delta F$ , заданную техническими условиями:

$$2\Delta F_{\text{расч}} \geq 2(\Delta F + \Delta f_{\text{сопр}} + \Delta f_{\text{рет}}), \quad (3.8)$$

где  $\Delta f_{\text{сопр}}$  — величина допустимой неточности сопряжения, которую следует выбирать для коротких волн порядка 10—20 кГц, а для средних и длинных волн порядка 1—5 кГц;

$\Delta f_{\text{гет}}$  — возможное отклонение частоты гетеродина.

Принимая нестабильность частоты гетеродина  $(0,5 \div 1) \cdot 10^{-3}$ , получим

$$\Delta f_{\text{гет}} = (0,5 \div 1) 10^{-3} f_{\text{гет}}.$$

По значениям  $Q'_s$  и  $Q''_s$ , найденным из условий избирательности по зеркальному каналу и полосе пропускания, добротность  $Q_s$  окончательно определится из неравенства

$$Q''_s > Q_s > Q'_s. \quad (3.9)$$

Такое значение  $Q_s$  позволяет получить более острую резонансную кривую, чем это требуется для обеспечения избирательности по зеркальному каналу, и более тупую, чем это необходимо для получения полосы пропускания  $2\Delta F$ .

В тех случаях, когда значение  $Q'_s$  будет меньше  $Q''_s$ , следует задаться значением  $M'_k$ , меньшим предыдущего, и найти новую величину  $Q''_s$ . Если же условие (3.9) и в этом случае не выполняется, то следует увеличить число контуров  $n$ .

Полученное значение добротности контура должно быть практически осуществимым. В этом отношении следует руководствоваться следующими данными: для контуров без применения магнитодиэлектрика при намотке одножильным проводом «в на вал» величина добротности имеет порядок 25—50. При использовании магнитодиэлектрика и намотке многожильным проводом (литцендрат) может быть получена добротность контура порядка 50—100.

В контурах особо высокого качества с применением специальных замкнутых магнитопроводов из магнитодиэлектрика добротность может быть доведена до 200.

Затем определяют избирательность по соседнему каналу (отстоящему на  $\Delta f$  от резонансной частоты), которую могут обеспечить контуры радиочастотного тракта:

$$\sigma' = \left( \sqrt{1 + \left( \frac{2\Delta f}{f_{0\max}} Q_s \right)^2} \right)^n_k. \quad (3.10)$$

В области коротких волн значение  $\sigma'$  близко к единице.

Величину вносимых частотных искажений каждым контуром радиочастотного тракта находят в соответствии с заданной полосой пропускания и найденным значением добротности  $Q_s$ :

$$M_k = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( Q_s \frac{2\Delta F}{f_{0\min}} \right)^2}}. \quad (3.11)$$

#### 4. ОРИЕНТИРОВОЧНЫЙ ВЫБОР ЗНАЧЕНИЙ КОЭФФИЦИЕНТОВ ЧАСТОТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Величина допустимых частотных искажений, заданная в технических условиях коэффициентом  $M$ , должна быть распределена между радиочастотным трактом приемника, трактом промежуточной частоты и трактом низкой частоты.

Принимая во внимание сравнительно узкую полосу пропускания приемников длинных, средних и коротких волн (не более 10 кГц в одну сторону), следует считать, что коэффициент частотных искажений низкочастотного тракта приемника  $M_{\text{НЧ}}$  может быть принят равным 1—2 дБ.

Коэффициент частотных искажений высокочастотного тракта будет

$$M_{\text{ТВЧ}} \text{дБ} = M \text{дБ} - M_{\text{НЧ}} \text{дБ}. \quad (3.12)$$

Полученное значение коэффициента  $M_{\text{ТВЧ}}$  следует распределить между радиочастотным трактом и трактом промежуточной частоты.

Для радиочастотного тракта

$$M_{\text{ТРЧ}} = (M_{\text{к}})^{n_{\text{k}}}, \quad (3.13)$$

где  $M_{\text{к}}$  — коэффициент частотных искажений, определяемый выражением (3.11).

Коэффициент частотных искажений для тракта промежуточной частоты равен

$$M_{\text{ТПЧ}} = \frac{M_{\text{ТВЧ}}}{M_{\text{ТРЧ}}}. \quad (3.14)$$

или в децибелах

$$M_{\text{ТПЧ}} \text{дБ} = M_{\text{ТВЧ}} \text{дБ} - M_{\text{ТРЧ}} \text{дБ}. \quad (3.15)$$

#### 5. ВЫБОР ЧИСЛА ФИЛЬТРОВ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

В большинстве приемников длинных, средних и коротких волн в преобразователе частоты и усилителе промежуточной частоты используют двухконтурыные полосовые фильтры. Число фильтров определяют в соответствии с избирательностью по соседнему каналу и заданной полосой пропускания приемника.

Расчет следует производить исходя из запаса по избирательности на 15—20% (в относительных величинах). Такой запас дает возможность обеспечить выполнение заданных требований в случае ухудшения избирательности, вызванной неточностью сопряжения настроек контуров. Кроме того, следует учесть величину

полученной избирательности по соседнему каналу в радиочастотном тракте:

$$\sigma_{\text{упч}} = \frac{(1,15 \div 1,2) \sigma}{\sigma'}, \quad (3.16)$$

где  $\sigma$  — избирательность по соседнему каналу, заданная техническими условиями.

В современных приемниках обычно применяют 2—3 фильтра (один — в преобразователе частоты, а остальные — в усилителе промежуточной частоты). Один полосовой фильтр применяется очень редко.

При решении вопроса о количестве полосовых фильтров рекомендуется пользоваться табл. 3.1.

Приведенные в таблице приближенные данные справедливы при добротностях контуров фильтра не свыше  $Q = 120$ , промежуточной частоте  $f_{\text{пр}} = 465 \text{ кгц}$  и коэффициенте частотных искажений  $M_{\text{тпч}} = 0,65 \div 0,7$ . Необходимое число фильтров  $m$  выбирают в соответствии с заданной полосой пропускания  $2\Delta F$  и избирательностью  $\sigma_{\text{упч}}$ .

В профессиональных приемниках, в которых полоса пропускания должна изменяться в сравнительно широких пределах, в состав усилителя промежуточной частоты вводят кварцевые фильтры. С методами расчетов кварцевых фильтров можно ознакомиться в книге И. А. Кощева \*. Наряду с кварцевыми фильтрами начинают применять электромеханические фильтры, в которых используются колебания механических систем. Фильтры такого типа, обладая малыми габаритами, обеспечивают весьма высокую избирательность.

## 6. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧИСЛА КАСКАДОВ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАКТА ПРИЕМНИКА

Эта задача решается по заданной чувствительности  $U_{\text{сигн}_m}$ , обеспечивающей на входе детекторного каскада такое напряжение промежуточной частоты, при котором режим работы детектора бу-

Таблица 3.1

Полоса про- пускания $2\Delta F$ $\text{кгц}$	Избира- тельность $\sigma$ $\text{дБ}$	Число фильтров $m$
10	20—24	2
	25—28	3
8	26—30	2
	30—38	3
7	30—35	2
	36—45	3
6	35—40	2
	40—60	3

\* И. А. Кощев, Теория связи по проводам, Связьиздат, 1953.

дет линейным. В этом случае наиболее целесообразно применять диодное детектирование.

Нормальная работа диодного детектора обеспечивается при подаче на него напряжения промежуточной частоты

$$U_{\text{вх.д}} = 2 \div 5 \text{ в},$$

где  $U_{\text{вх.д}}$  — напряжение на входе детектора.

Для выбора  $U_{\text{вх.д}}$  следует руководствоваться следующими соображениями: в приемниках с чувствительностью порядка 300—400 мкв значение  $U_{\text{вх.д}} = 1,5 \div 2$  в. В приемниках высокой чувствительности с применением оптического индикатора настройки  $U_{\text{вх.д}} = 3 \div 5$  в.

Требуемый коэффициент усиления высокочастотного тракта приемника определяют по формуле

$$K'_{\text{твч}} = \frac{U_{\text{вх.д}}}{U_{\text{сигн min}}}.$$

Предусматривая также запас усиления 25—40 %, получим

$$K'_{\text{твч}} = K''_{\text{твч}} (1,25 \div 1,4).$$

Зная величину требуемого усиления высокочастотного тракта приемника, количество контуров радиочастотного тракта и число фильтров тракта промежуточной частоты, необходимо выяснить, при каком числе каскадов можно обеспечить такое усиление.

В табл. 3.2 приведены ориентировочные значения коэффициентов усиления отдельных цепей, с помощью которых устанавливается величина усиления  $K_{\text{твч}}$  высокочастотного тракта приемника.

Т а б л и ц а 3.2

Цепь или каскад	Коэффициент усиления			
	в диапазоне длинных и средних волн	в диапазоне коротких волн	при $f_{\text{пр}} = 465$ кгц	при $f_{\text{пр}} = 110 \div 115$ кгц
Входная цепь	2—4	3—8	—	—
Один каскад УРЧ	20—40	5—25	—	—
Преобразователь	—	—	15—40	20—30
Один каскад УПЧ	—	—	50—150	100—140

Найденное выше число контуров радиочастотного тракта  $n_{\text{к}}$ , как уже отмечалось, не превышает двух. При  $n_{\text{к}} = 1$  усилитель радиочастоты отсутствует и на входе приемника включается одиночный контур. При  $n_{\text{к}} = 2$ , как правило, имеется один каскад усиления радиочастоты и одноконтурная входная цепь. Следует отме-

тить, что в отдельных случаях два контура в радиочастотном тракте могут быть выполнены как входная цепь с полосовым фильтром.

По данным табл. 3.2 определяют ориентировочное значение коэффициента усиления высокочастотного тракта для каждого поддиапазона

$$K_{\text{ТВЧ}} = K_{\text{вх.ц}} \cdot K_{\text{УРЧ}} \cdot K_{\text{преоб}} (K_{\text{УПЧ}})^{m-1}, \quad (3.17)$$

где  $K_{\text{вх.ц}}$  — коэффициент передачи входной цепи;  $K_{\text{УРЧ}}$ ,  $K_{\text{УПЧ}}$  и  $K_{\text{преоб}}$  — соответственно коэффициенты усиления каскадов усилителя радиочастоты, преобразователя и усилителя промежуточной частоты.

Полученное значение  $K_{\text{ТВЧ}}$  должно удовлетворять условию

$$K_{\text{ТВЧ}} \geq K'_{\text{ТВЧ}}.$$

В тех случаях, когда  $K_{\text{ТВЧ}}$  превышает  $K'_{\text{ТВЧ}}$  более чем в 30—50 раз, лампы следует выбирать с небольшой крутизной, и в окончательном расчете УПЧ использовать контуры с малым значением  $R_{oe}$ .

Если величина коэффициента усиления  $K_{\text{ТВЧ}}$  окажется меньше  $K'_{\text{ТВЧ}}$  хотя бы в одном из поддиапазонов, то лампы надо выбирать с повышенной крутизной. В тех случаях, когда недостаток усиления требует включения дополнительного каскада, рекомендуется увеличить число каскадов в усилителе промежуточной частоты; иногда целесообразно ввести в схему апериодический усилитель радиочастоты. Выбор и обоснование схемы низкочастотного тракта производится в соответствии с указаниями в гл. II.

**Пример.** Спроектировать радиоприемник в соответствии со следующими основными техническими условиями:

1. Приемник предназначен для радиосвязи и устанавливается в помещении.
2. Приемник должен принимать телефонные сигналы.
3. Сигналы модулируются по амплитуде.
4. Диапазон частот:  $f_{min} = 1760 \text{ кГц}$ ,  $f_{max} = 5200 \text{ кГц}$ .
5. Приемник должен иметь один диапазон.
6. Чувствительность в наихудшей точке диапазона  $U_{\text{сигн min}} = 100 \text{ мкв}$ .
7. Избирательность по соседнему каналу  $\sigma = 30 \text{ дБ}$  (31,6 раз) при  $\Delta f = \pm 10 \text{ кГц}$ .
8. Избирательность по зеркальному каналу

$$\sigma_{\text{зер}} = 26 \text{ дБ} \quad (20 \text{ раз}).$$

9. Избирательность по частоте, равной промежуточной:

$$\sigma_{\text{пр}} = 20 \text{ дБ} \quad (10 \text{ раз}).$$

10. На выходе приемника включен громкоговоритель.
11. Выходная мощность 3 вт.
12. Полоса частот модулирующего сигнала

$$F_h = 100 \text{ Гц}; -F_v = 4000 \text{ Гц}.$$

13. Коэффициент частотных искажений приемника  $M = 6 \text{ дБ}$ .

14. В приемнике должна быть предусмотрена автоматическая регулировка усиления, обеспечивающая изменение выходного напряжения не более 8 дБ при изменении напряжения на входе на 30 дБ.

15. Используется антенна с параметрами

$$R_A = 25 \text{ ом}; L_A = 20 \text{ мкГн}; C_A = 150 \div 300 \text{ пФ}.$$

16. Питание приемника от сети переменного тока производится с помощью выпрямителя.

### Решение

1. Выбираем промежуточную частоту  $f_{\text{пр}} = 465 \text{ кГц}$ .

2. Находим число контуров радиочастотного тракта. Предварительно берем  $n_k = 1$ .

Находим значение  $Q_9'$  из условия избирательности по зеркальному каналу

$$Q_9' = \frac{\frac{\sigma_{\text{зеп}} f_{\text{max}}}{f_{\text{max}} + 2f_{\text{пр}}}}{\frac{f_{\text{max}} + 2f_{\text{пр}}}{f_{\text{max}}} - \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{max}} + 2f_{\text{пр}}}} = \frac{\frac{20 \cdot 5200}{5200 + 930}}{\frac{5200 + 930}{5200} - \frac{5200}{5200 + 930}} = 51.$$

Находим значение  $Q_9''$  из условия обеспечения полосы пропускания и коэффициента частотных искажений.

Задаемся значением  $M_k' = 0,9$

$$Q_9'' = \frac{f_{\min}}{2\Delta F} \cdot \frac{\sqrt{1 - (M_k')^2}}{M_k'} = \frac{1760}{14} \cdot \frac{\sqrt{1 - 0,81}}{0,9} = 61,$$

где

$$2\Delta F = 2(\Delta F_{\text{зад}} + \Delta f_{\text{сопр}} + \Delta f_{\text{рет}}) = 2(4 + 2 + 1) = 14 \text{ кГц}.$$

Берем значения  $Q_9 = 60$ .

Контур с таким значением  $Q_9$  конструктивно выполним, поэтому окончательно останавливаемся на  $n_k = 1$ .

3. Находим избирательность входной цепи по соседнему каналу

$$\sigma' = \sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{f_{\text{max}}} Q_9\right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{20}{5200} \cdot 60\right)^2} = 1,025.$$

4. Находим значение коэффициента  $M_k$  при заданной полосе

$$M_k = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q_9 \frac{2\Delta F_{\text{зап}}}{f_{\min}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(60 \frac{8}{1760}\right)^2}} = 0,97.$$

5. Распределяем частотные искажения по трактам радиоприемника. Принимаем  $M_{\text{ТНЧ}} = 1,5 \text{ дБ}$ ,  $M_d = 0,3 \text{ дБ}$ .

Коэффициент частотных искажений высокочастотного тракта

$$M_{\text{ТВЧ}} \text{ дБ} = M - M_{\text{ТНЧ}} - M_d = 6 - 1,5 - 0,3 = 4,2 \text{ дБ}.$$

Коэффициент частотных искажений радиочастотного тракта

$$M_{\text{ТРЧ}} = (M_k)^{n_k} (0,26 \text{ дБ}) = 0,97.$$

Коэффициент частотных искажений тракта промежуточной частоты

$$M_{\text{ТПЧ}} = M_{\text{ТВЧ}} - M_{\text{ТРЧ}} = 4,2 - 0,26 = 3,94 \text{ дБ}.$$

или

$$M_{\text{ТПЧ}} = 0,64.$$

6. Определяем число фильтров промежуточной частоты. Избирательность по соседнему каналу

$$\sigma_{\text{TPЧ}} = \frac{(1,15 - 1,2) \sigma}{\sigma'} = \frac{1,15 \cdot 31,6}{1,025} = 35,5.$$

На основании табл. 3.1 выбираем число фильтров  $m=3$ .

7. Находим число каскадов высокочастотного тракта. Задаемся значением напряжения на входе детектора

$$U_{\text{вх.д}} = 2 \text{ в.}$$

Определяем необходимый коэффициент усиления высокочастотного тракта

$$K'_{\text{ТВЧ}} = \frac{U_{\text{вх.д}}}{U_{\text{сигн мин}}} = \frac{2}{100 \cdot 10^{-6}} = 2 \cdot 10^4,$$

$$K'_{\text{ТВЧ}} = K_{\text{ТВЧ}} \cdot 1,25 = 2,5 \cdot 10^4.$$

В соответствии с табл. 3.2 находим

$$K_{\text{ТВЧ}} = K_{\text{вх.д}} \cdot K_{\text{преоб}} (K_{\text{УПЧ}})^{m-1} = 2 \cdot 15 \cdot 60^2 = 108000.$$

Величина  $K_{\text{ТВЧ}}$  превышает  $K'_{\text{ТВЧ}}$  примерно в 4 раза, что вполне допустимо.

### § 3.4. ЭСКИЗНЫЙ РАСЧЕТ РАДИОПРИЕМНИКОВ УКВ, ПРЕДНАЗНАЧЕННЫХ ДЛЯ ПРИЕМА ИМПУЛЬСНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

#### 1. ВЫБОР И ОБОСНОВАНИЕ БЛОК-СХЕМЫ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАКТА

При выборе блок-схемы радиочастотного тракта радиолокационного приемника надо прежде всего определить минимальный коэффициент шума и диапазон частот, в котором работает радиолокационная станция. Минимальный коэффициент шума приемника можно получить в том случае, когда перед преобразователем частоты, коэффициент шума которого относительно велик, включен усилитель радиочастоты со значительным усилением.

Современное состояние техники усиления сверхвысоких частот позволяет применять усилитель радиочастоты почти во всех диапазонах, используемых в радиолокации, однако применение таких усилителей не всегда целесообразно. Остановимся на основных рекомендациях, положенных в основу проектирования высокочастотного тракта.

Радиочастотный тракт радиолокационных приемников метровых и дециметровых волн содержит разрядник защиты приемника (РЗП), входную цепь и усилитель радиочастоты (УРЧ).

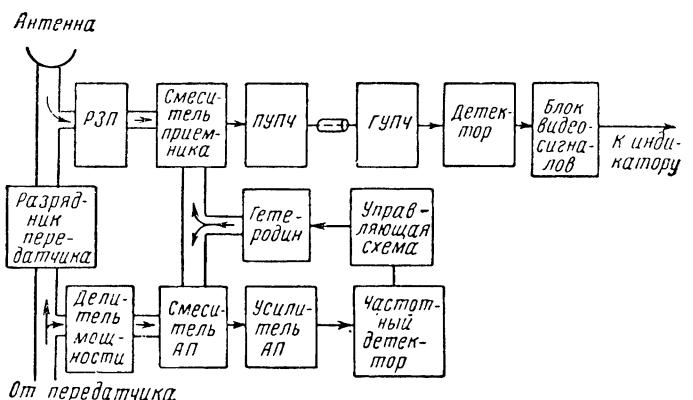
В метровом диапазоне УРЧ выполняют на лампах со штыревыми выводами и применяют контуры со сосредоточенными постоянными. В дециметровом диапазоне используют триоды с дисковыми выводами (маячковые лампы), а в качестве контуров применяют резонансные линии. Для преобразования частоты

в указанных диапазонах используют односеточные преобразователи на триодах или пентодах и диодные смесители.

В нижней части дециметровых волн, на частотах выше 1000  $M\text{гц}$ , для усиления колебаний радиочастоты может быть использована лампа бегущей волны, однако большие габариты этой лампы ограничивают ее применение.

Усиление колебаний промежуточной частоты в приемниках метровых и дециметровых волн осуществляется широкополосными усилителями с одночными и связанными контурами.

Высокочастотный тракт приемников сантиметровых волн характеризуется рядом специфических особенностей.

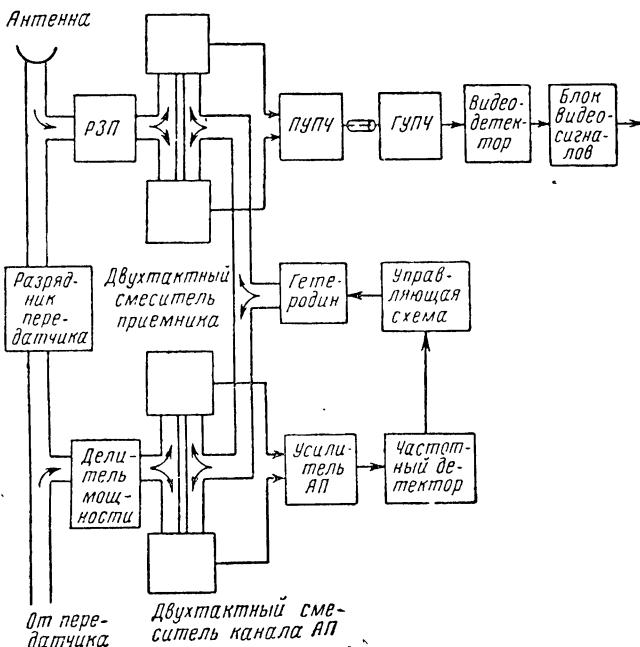


Канализация энергии от антенны ко входу приемника для волн порядка 10 см осуществляется с помощью коаксиальных линий, а для волн короче 5 см — с помощью волноводов. В этом диапазоне УРЧ применяются редко и в составе радиочастотного тракта остается только разрядник (РЗП). Для преобразования частоты в сантиметровом диапазоне используют однотактные или двухтактные полупроводниковые диодные смесители и кристаллические гетеродины.

Коэффициент шума приемников сантиметровых волн уменьшается в усилителе промежуточной частоты, первые каскады которого выполняются по специальной схеме с низким уровнем шума. Усилитель промежуточной частоты в приемниках сантиметровых волн обычно выполняется в виде двух конструктивных блоков: предварительного усилителя ПУПЧ и главного усилителя — ГУПЧ. Необходимость такого разделения УРЧ объясняется особенностями размещения радиолокационной аппаратуры на месте ее установки; в этом случае связь между ПУПЧ и ГУПЧ осуществляется с помощью высокочастотного кабеля.

Помимо упомянутых основных цепей, в радиолокационном приемнике имеются вспомогательные цепи, предназначенные для автоматической подстройки частоты, цепи для ручного и автоматического регулирования усиления, цепи подавления помех и др.

Типовые блок-схемы приемников сантиметровых волн приведены на фиг. 3.1 и 3.2. На обеих схемах, кроме основных цепей, показана система автоматической подстройки частоты. Вторая



Фиг. 3.2. Блок-схема приемника сантиметровых волн с двухтактными смесителями в каналах приема и автоподстройки.

схема отличается от первой наличием двухтактного смесителя как в канале приема, так и в цепи автоподстройки частоты.

После выбора блок-схемы, соответствующей заданному диапазону частот, определяется ряд конкретных показателей приемника, необходимых для расчета отдельных цепей и каскадов.

1. Распределяют времена нарастания импульса  $t_n$  по цепям приемника.
2. Определяют полосу пропускания приемника.
3. Находят минимально допустимые полосы пропускания отдельных блоков и цепей приемника.
4. Выбирают промежуточную частоту.
5. Определяют чувствительность приемника.
6. Вычисляют необходимое усиление высокочастотного тракта приемника.

## 2. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕНИ НАРАСТАНИЯ ИМПУЛЬСА ПО ЦЕПЯМ ПРИЕМНИКА

Полоса пропускания радиолокационного приемника определяется в основном временем нарастания импульса  $t_n$ . Возможность выполнения заданных технических условий при минимальном числе каскадов в значительной степени зависит от правильности распределения времени нарастания по отдельным цепям приемника.

Если принять следующие обозначения:

$t_{n,v}$  — время нарастания импульса в видеоусилителе;

$t_{n,d}$  — время нарастания импульса в детекторе;

$t_{n TVC}$  — время нарастания импульса в высокочастотном тракте, то общее время нарастания импульса  $t_n$  в приемнике можно определить из следующего выражения:

$$t_n = \sqrt{t_{n,v}^2 + t_{n,d}^2 + t_{n TVC}^2}. \quad (3.18)$$

Связь между  $t_{n,v}$  и  $t_{n TVC}$  и между  $t_{n,d}$  и  $t_{n TVC}$  характеризуется следующими оптимальными соотношениями:

$$\frac{t_{n,v}}{t_{n TVC}} \approx 0,4, \quad \frac{t_{n,d}}{t_{n TVC}} \approx 0,3.$$

После соответствующих подстановок получим

$$\begin{aligned} t_{n TVC} &\approx 0,9 t_n, \\ t_{n,d} &\approx 0,27 t_n, \\ t_{n,v} &\approx 0,36 t_n. \end{aligned} \quad (3.19)$$

Полученные соотношения являются исходными при расчете полосы пропускания высокочастотного тракта, видеоусилителя и расчета элементов схемы видеодетектора.

## 3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ПРИЕМНИКА

Полоса пропускания приемника сантиметровых волн, равная полосе пропускания высокочастотного тракта, зависит от назначения радиолокационной станции и тактико-технических требований к ней. В тех случаях, когда первостепенную роль играет дальность действия станции и вопрос точности определения расстояния до цели особо не оговорен, можно выбирать полосу пропускания, равную оптимальной, из формулы

$$2\Delta F'_n = \frac{1 \div 1,37}{\tau_n}. \quad (3.20)$$

Точность определения расстояния до цели зависит от крутизны переднего фронта импульса, которая в свою очередь определяется временем нарастания фронта  $t_n$ , заданного в технических усло-

виях. В этом случае полосу пропускания выбирают значительно шире оптимальной, пользуясь следующим выражением:

$$2\Delta F'_n (\text{Мгц}) \approx \frac{0,75}{t_{\text{н ТВЧ}} (\text{мксек})}. \quad (3.21)$$

Полученное значение полосы пропускания  $2\Delta F'_n$  должно быть увеличено на  $\Delta f_{\text{ист}}$ , учитывающую возможную нестабильность частоты передатчика и гетеродина:

$$2\Delta F_n = 2(\Delta F'_n + \Delta f_{\text{ист}}). \quad (3.22)$$

В приемниках без автоподстройки частоты величина  $\Delta f_{\text{ист}}$  задается руководителем проекта, а в приемниках с автоподстройкой  $\Delta f_{\text{ист}}$  характеризует величину погрешности настройки системы АПЧ, которая может быть взята равной 0,2—0,4 Мгц.

#### 4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ МИНИМАЛЬНО ДОПУСТИМЫХ ПОЛОС ПРОПУСКАНИЯ ОТДЕЛЬНЫХ БЛОКОВ И ЦЕПЕЙ ПРИЕМНИКА

В диапазоне СВЧ полосу пропускания приемника и полосы его отдельных цепей и каскадов принято определять при одинаковых частотных искажениях  $M=0,7$ . При такой методике расчета каждая цепь приемника имеет полосу пропускания, обязательно превышающую общую полосу  $2\Delta F_n$ .

Для установления связи между полосой пропускания системы  $2\Delta F$  и полосами пропускания ее отдельных цепей  $2\Delta F_1$ ,  $2\Delta F_2$ ,  $2\Delta F_3 \dots 2\Delta F_n$  воспользуемся следующим приближенным выражением для времени нарастания импульса в указанной выше системе:

$$t_{\text{н}} \approx \sqrt{t_{\text{н}1}^2 + t_{\text{н}2}^2 + \dots + t_{\text{н}n}^2}. \quad (3.23)$$

При одногорбых резонансных кривых в отдельных блоках и системе в целом, что обычно имеет место, можно полагать

$$t_{\text{н}1} = \frac{0,75}{2\Delta F_1}; \quad t_{\text{н}2} = \frac{0,75}{2\Delta F_2}; \quad t_{\text{н}3} = \frac{0,75}{2\Delta F_3} \dots \quad t_{\text{н}n} = \frac{0,75}{2\Delta F_n}.$$

После соответствующих подстановок получим

$$\frac{1}{(2\Delta F)^2} = \frac{1}{(2\Delta F_1)^2} + \frac{1}{(2\Delta F_2)^2} + \dots + \frac{1}{(2\Delta F_n)^2},$$

откуда общая полоса системы

$$2\Delta F = \frac{2\Delta F_1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta F_1}{2\Delta F_2}\right)^2 + \left(\frac{2\Delta F_1}{2\Delta F_3}\right)^2 + \dots + \left(\frac{2\Delta F_1}{2\Delta F_n}\right)^2}}. \quad (3.24)$$

Для двух цепей с разными полосами пропускания формула (3.24) приобретает следующий вид:

$$2\Delta F_{1,2} = \frac{2\Delta F_1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta F_1}{2\Delta F_2}\right)^2}}. \quad (3.25)$$

Для определения полосы пропускания одной цепи  $2\Delta F_1$  при заданной общей полосе  $2\Delta F_{1,2}$  и известной полосе второй цепи  $2\Delta F_2$  из формулы (3.25) найдем

$$2\Delta F_1 = \sqrt{\frac{(2\Delta F_{1,2})^2 (2\Delta F_2)^2}{2\Delta F_2^2 - 2\Delta F_{1,2}^2}}. \quad (3.26)$$

Для частного случая, когда все  $n_k$  цепей имеют одинаковые полосы пропускания:

$$2\Delta F_1 = 2\Delta F_2 = \dots = 2\Delta F_{n_k},$$

получим

$$2\Delta F = \frac{2\Delta F_1}{\sqrt{n_k}}. \quad (3.27)$$

Если принять число элементарных цепей  $n_k$  радиочастотного тракта равным 6—12, то найдем приближенную формулу для определения полосы пропускания одной из цепей:

$$2\Delta F_1 = (2,5 \div 3,5) 2\Delta F. \quad (3.28)$$

Рассмотрим распределение полосы пропускания высокочастотного тракта между его отдельными цепями в приемниках различных диапазонов.

В приемниках метровых и дециметровых волн с ламповым усилителем радиочастоты полосу пропускания тракта промежуточной частоты  $2\Delta F_{\text{TPЧ}}$  рекомендуется выбирать близкой к общей полосе приемника  $2\Delta F_{\text{п}}$ . Полоса пропускания радиочастотного тракта  $2\Delta F_{\text{TPЧ}}$  в этом случае должна значительно превышать общую полосу  $2\Delta F_{\text{п}}$ .

Если принять во внимание, что усиление и полоса пропускания каскада связаны обратно пропорциональной зависимостью, то при таком распределении полос заданное усиление промежуточной частоты будет обеспечено при минимальном числе каскадов.

Ориентировочно полосу тракта промежуточной частоты выбирают из соотношения

$$2\Delta F_{\text{TPЧ}} = (1 \div 1,2) 2\Delta F_{\text{п}}. \quad (3.29)$$

Задавшись полосой пропускания  $2\Delta F_{\text{TPЧ}}$  и зная полосу  $2\Delta F_{\text{п}}$ , определяем полосу радиочастотного тракта  $2\Delta F_{\text{TPЧ}}$  по формуле (3.26).

В приемниках сантиметровых волн при распределении полос пропускания между его цепями поступают следующим образом.

Находят полосу пропускания разрядника (РЗП) по формуле

$$2\Delta F_p = \frac{f}{Q_p},$$

где  $f$  — частота принимаемого сигнала;

$Q_p$  — добротность контура разрядника, определяемая из табл. 3.3 в зависимости от выбранного типа.

Т а б л и ц а 3.3  
Некоторые данные разрядников

Тип разрядника	Краткая характеристика	Диапазон частот $MHz$	Коэффициент $K_{Pr}$	Добротность $Q_p$
721В	Узкополосный, с внешним резонатором без подстройки	2 750—3 300	0,7	300
1В27	Узкополосный, с внешним резонатором с подстройкой	2 400—3 750	0,7	350
724В	Узкополосный, с внешним резонатором без подстройки	8 600—9 700	0,6	200
1В24	Узкополосный, с внутренним резонатором с подстройкой	8 500—9 600	0,8	300
1В26	Узкополосный, с внутренним резонатором	24 420—24 580	0,7	200

Затем находят полосу пропускания тракта промежуточной частоты по формуле (3.26), пользуясь известным значением полосы пропускания приемника  $2\Delta F_p$  и полосы пропускания разрядника  $2\Delta F_p$ .

### 5. ВЫБОР ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Величина промежуточной частоты играет важную роль в работе всего приемного устройства. При выборе значения  $f_{pr}$  надо руководствоваться следующими основными соображениями:

1. Для достаточной фильтрации сигналов промежуточной частоты после видеодетектора необходимо, чтобы верхняя модулирующая частота  $F_v$  была ниже промежуточной частоты в 5—10 раз.

2. Для лучшего воспроизведения формы импульса период промежуточной частоты должен составлять 0,05—0,1 длительности импульса  $\tau_i$ .

3. Использование низкой промежуточной частоты обеспечивает повышенную устойчивость УПЧ, позволяет уменьшить влияние смены ламп на работу УПЧ и снизить коэффициент шума УПЧ.

Вместе с тем применение более низкой промежуточной частоты требует более совершенной системы автоподстройки частоты.

4. В целях унификации блоков значение промежуточной частоты обычно выбирают равным 30 или 60 Мгц.

## 6. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПРИЕМНИКА

Минимальному значению сигнала на входе радиолокационного приемника соответствует понятие о его предельной (пороговой) чувствительности, которая, как известно, оценивается минимальной мощностью сигнала в антenne при значении коэффициента различимости  $\alpha_p$  на выходе линейной части приемника, равном единице.

Для определения чувствительности пользуются выражением

$$P_{\text{сигн.пр}} = KTN_{\text{ш}} \Delta f, \quad (3.30)$$

где  $K$  — постоянная Больцмана, равная  $1,38 \cdot 10^{-23}$  дж/град;

$T$  — абсолютная температура в  $^{\circ}\text{К}$ ;

$N_{\text{ш}}$  — коэффициент шума приемника;

$\Delta f$  — шумовая полоса приемника, которая может быть принята равной полосе пропускания приемника  $2\Delta F_{\text{п}}$ .

Если  $N_{\text{ш}}$  выразить в относительных единицах,  $\Delta f$  — в Мгц и учесть, что произведение  $KT = 4 \cdot 10^{-15}$  вт/Мгц, то  $P_{\text{сигн.пр}}$  получится в вт.

Таблица 3.4

Ориентировочные значения коэффициента шума

Рабочая частота Мгц	Коэффициент шума $N_{\text{ш}}$	
	в относительных единицах	в дБ
30	2—5	3—7
60	4—6,5	6—8
100	6,5—16	8—12
600	10—32	10—15
3 000	15—100	12—20
10 000	15—150	12—22

приемника по величине напряжения  $U_{\text{сигн.пр}}$ , подводимого к его входной цепи.

При выполнении условий согласования антенны с фидером и фидера с входной цепью приемника или при условиях, близких

В предварительном расчете значением  $N_{\text{ш}}$  задаются в соответствии с ориентировочными данными, приведенными в табл. 3.4.

Полученное значение чувствительности для приемников метровых и дециметровых волн обычно находится в пределах  $(1,5—5) \cdot 10^{-14}$  вт и для приемников сантиметровых волн — в пределах  $10^{-12}—10^{-13}$  вт.

При расчете приемников метровых и дециметровых волн необходимо также определить чувствительность

к согласованию, связь между чувствительностью по мощности и по напряжению определяется выражением

$$P_{\text{сигн.пр}} = \frac{U_{\text{сигн.пр}}^2}{4R},$$

откуда

$$U_{\text{сигн.пр}} = 2\sqrt{P_{\text{сигн.пр}} R_A}, \quad (3.31)$$

где

$$R_A = \rho_\Phi = R_{\text{вх. прием.}}$$

Значения волнового сопротивления фидера  $\rho_\Phi$  приведены в табл. 3.5.

Таблица 3.5

**Основные параметры коаксиальных и двухпроводных экранированных кабелей**

Марка кабеля	Волновое сопротивление фидера $\rho_\Phi$ ом	Погонная емкость $nF/m$	Диаметр $мм$	Рабочее напряжение $U_{\text{раб}}$ кв	Примечание
PK1	75—80	67	7,3	3	Коаксиальный
PK2	90—95	56	9,6	4,5	"
PK3	72—77	69	13	5,5	"
PK6	50—55	100	12,4	4,5	"
РД-13	78—92	60	7,3	1,0	Двухпроводный
РД-15	140—155	35	18,8	4,5	"
КАТВ	300	13	—	—	"

Предельная чувствительность характеризует напряжение, которое должно сниматься с выхода антенны. Сигнал от антенны ко входу приемника передается через фидер и разрядник защиты приемника, коэффициенты передачи мощности которых соответственно характеризуются значениями

$$K_{P\Phi} = 0,8 \div 0,9 \text{ и } K_{Pp} = 0,8 \div 0,9.$$

Поэтому напряжение, подводимое ко входной цепи приемников метровых и дециметровых волн, можно определить выражением

$$E_{\text{вх.ц}} = 2\sqrt{P_{\text{сигн.пр}} \cdot R_A K_{P\Phi} K_{Pp}}.$$

## 7. ОПРЕДЕЛЕНИЕ НЕОБХОДИМОГО УСИЛЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАКТА

В приемниках метровых и дециметровых волн необходимое усиление высокочастотного тракта находится из выражения

$$K_{\text{твч}} = (2 \div 3) \frac{U_{\text{вх.д}}}{E_{\text{вх.и}}}, \quad (3.32)$$

где множитель  $(2 \div 3)$  учитывает необходимый запас усиления;  $U_{\text{вх.д}}$  — напряжение на входе детектора, значение которого для обеспечения режима линейного детектирования выбирается в пределах 1—2 в.

В приемниках сантиметрового диапазона сигнал от антенны к детектору передается по двум разнородным трактам: от антенны до входа УПЧ тракт содержит элементы, передачу сигнала по которым удобнее охарактеризовать коэффициентом передачи мощности, а от входа УПЧ и до детектора сигнал проходит по обычному усилительному тракту, характеризующемуся коэффициентом передачи напряжения

Необходимо в первую очередь определить коэффициент передачи мощности первого тракта, содержащего коаксиальную или волноводную линию, разрядник и кристаллический смеситель. Если соответственно обозначить коэффициенты передачи мощности каждого элемента через  $K_{P\Phi}$ ,  $K_{Pr}$ ,  $K_{Pc}$ , то общий коэффициент передачи первого тракта будет

$$K_P = K_{P\Phi} \cdot K_{Pr} \cdot K_{Pc}. \quad (3.33)$$

Значения коэффициентов передачи мощности разрядника  $K_{Pr}$  и смесителя  $K_{Pc}$  можно взять из табл. 3.3 и 3.6.

Коэффициент передачи фидерной линии примем равным  $K_{P\Phi} = 0,8 \div 0,9$ . Мощность сигнала на входе тракта промежуточной частоты определится выражением

$$P_{\text{вх.тпч}} = P_{\text{сигн.пр}} \cdot K_P.$$

Принимая во внимание соотношение между мощностью и напряжением при согласованной нагрузке

$$P = \frac{U^2}{4R},$$

можно найти напряжение сигнала на входе тракта промежуточной частоты:

$$U_{\text{вх.тпч}} = 2 \sqrt{P_{\text{сигн.пр}} K_P R}. \quad (3.34)$$

Здесь  $R$  — входное сопротивление УПЧ, величина которого при согласовании с выходом преобразователя частоты равна его выходному сопротивлению на промежуточной частоте  $R_{\text{пр.ч}}$ . Значение  $R_{\text{пр.ч}}$  можно найти по табл. 3.6.

Таблица 3.6

Основные электрические параметры смесительных полупроводниковых диодов

Параметры \ Тип	ДГ-С1	ДК-С1	ДГ-С2	ДК-С2	ДГ-С3	ДК-С3	ДГ-С4	ДК-С4
Рабочая длина волны $\lambda$ в см	9,8	9,8	9,8	9,8	3,2	3,2	3,2	3,2
Коэффициент передачи мощности $K_{Pc}$	0,14	0,14	0,22	0,22	0,14	0,14	0,22	0,22
Коэффициент относительной температуры шума $t_{cm}$	3	2,7	3	2	3	2,7	3,2	2,7
Выходное сопротивление на промежуточной частоте $R_{pr.ch}$ в ом	400	400	400	400	400	400	400	400

Коэффициент усиления тракта промежуточной частоты с учетом двух-, трехкратного запаса усиления определяется из выражения

$$K_{TPЧ} = (2 \div 3) \frac{U_{вх.л}}{U_{вх.TPЧ}}. \quad (3.35)$$

Пример. Спроектировать и рассчитать приемник.

#### Основные технические условия

- Приемник входит в состав гипотетической самолетной радиолокационной станции и служит для точного измерения расстояния.
- Станция работает на частоте 9000 Гц.
- Длительность импульсов  $t_{ii}=0,8$  мксек.
- Частота повторения импульсов  $F=800$  гц.
- Время установления импульса  $t_{ii}=0,3$  мксек.
- На выходе приемника устанавливается индикатор с линейной разверткой типа А.

Индикатор выделен в отдельный блок, соединяющийся с приемником с помощью кабеля.

- Напряжение на выходе приемника  $U_{вых}=50$  в.
- В приемнике должна быть предусмотрена система автоподстройки частоты.

#### Решение

- Выбираем супергетеродинную схему приемника без усилителя радиочастоты.

2. Распределяем время нарастания импульса по цепям приемника: для высокочастотного тракта

$$t_{ii.TPЧ} \approx 0,9 t_{ii} = 0,9 \cdot 0,3 = 0,27 \text{ мксек};$$

для видеодетектора

$$t_{\text{н.д}} \approx 0,27 \quad t_{\text{н}} = 0,27 \cdot 0,3 = 0,08 \text{ мксек};$$

для видеоусилителя

$$t_{\text{н.в}} \approx 0,36 \quad t_{\text{н}} = 0,36 \cdot 0,3 = 0,1 \text{ мксек}.$$

3. Определяем полосу пропускания приёмника в соответствии с выражениями (3. 21) и (3. 22):

$$2\Delta F'_{\text{н}} \approx \frac{0,75}{t_{\text{н ТВЧ}}} = \frac{0,75}{0,27} = 2,8 \text{ Мгц}.$$

Принимаем погрешность настройки системы АПЧ

$$\Delta f_{\text{н.ст}} = 0,2 \text{ Мгц}.$$

тогда

$$2\Delta F_{\text{н}} = 2(\Delta F'_{\text{н}} + \Delta f_{\text{н}}) = 2(1,4 + 0,2) = 3,2 \text{ Мгц}.$$

4. Находим минимально допустимые полосы пропускания отдельных блоков и цепей:

а) определяем полосу пропускания разрядника. Выбираем по табл. 3.3 узкополосный разрядник с внутренним резонатором типа 1В24. Его коэффициент передачи  $K_p = 0,8$ ; добротность  $Q_p = 300$ .

$$2\Delta F_p = \frac{f}{Q} = \frac{9000}{300} = 30 \text{ Мгц};$$

б) определяем полосу пропускания тракта промежуточной частоты по формуле (3. 26)

$$2\Delta F_{\text{ТПЧ}} = \sqrt{\frac{(2\Delta F_{\text{н}})^2 (2\Delta F_p)^2}{(2\Delta F_p)^2 - (2\Delta F_{\text{н}})^2}} = \\ = \sqrt{\frac{3,2^2 \cdot 30^2}{30^2 - 3,2^2}} = 3,2 \text{ Мгц}.$$

Полоса тракта промежуточной частоты сохранилась равной полосе пропускания приемника, поскольку его полоса несравненно уже полосы разрядника.

5. Выбираем промежуточную частоту. Полагаем, что верхняя модулирующая частота видеосигнала примерно равна половине полосы пропускания приемника  $\Delta F_{\text{н}} = 1,6 \text{ Мгц}$ .

Для достаточной фильтрации после детектора промежуточная частота должна быть не менее  $10-16 \text{ Мгц}$ .

Для лучшего воспроизведения формы импульса необходимо выполнить следующие условия:

$$T_{\text{пп}} = \frac{1}{f_{\text{пп}}} < (0,05 \div 0,1) \tau_{\text{н}},$$

$$f_{\text{пп}} \geq \frac{1}{(0,05 \div 0,1) \tau_{\text{н}}} = \frac{1}{0,07 \cdot 0,8} \approx 20 \text{ Мгц}.$$

Выбираем  $f_{\text{пп}} = 30 \text{ Мгц}$ .

6. Определяем предельную чувствительность приемника из выражения (3. 30). Для этого задаемся коэффициентом шума в соответствии с табл. 3. 4:

$$N_{\text{ш}} = 15 \text{ дБ или } 31,6 \text{ относительных единиц.}$$

$$P_{\text{сигн.пр}} = K T N_{\text{ш}} \Delta f = 4 \cdot 10^{-15} \cdot 31,6 \cdot 3,2 = 4 \cdot 10^{-13} \text{ вт.}$$

7. Находим коэффициент передачи мощности радиочастотного тракта

$$K_p = K_{\text{р.Ф}} \cdot K_{\text{р.п}} \cdot K_{\text{р.с.}}$$

По табл. 3.6 выбираем в качестве смесителя полупроводниковый диод ДГ-С4 с параметрами  $K_{P\text{c}}=0,22$ ;  $t_c=3,2$ ;  $R_{\text{пр.ч}}=400 \text{ ом}$ .

Для выбранного в п. 4 разрядника значение  $K_{P\text{p}}=0,8$ .

Задаемся коэффициентом передачи фидера  $K_{P\phi}=0,9$ , тогда

$$K_P=0,9 \cdot 0,8 \cdot 0,22=0,16.$$

8. Определяем напряжение сигнала на входе тракта промежуточной частоты

$$U_{\text{вх.ТПЧ}}=2\sqrt{P_{\text{сигн. пр}} \cdot K_P R}=2\sqrt{4 \cdot 10^{-13} \cdot 0,16 \cdot 400}=10 \cdot 10^{-6}=10 \text{ мкв.}$$

9. Определяем необходимое усиление тракта промежуточной частоты

$$K_{\text{ТПЧ (2-3)}} \frac{U_{\text{вх.д}}}{U_{\text{вх. ТПЧ}}} = 2,3 \frac{1,3}{10 \cdot 10^{-6}} = 299\,000,$$

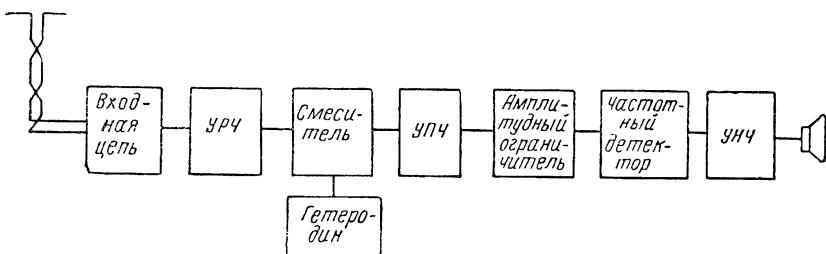
где

$$U_{\text{вх.д}}=1,3 \text{ в.}$$

### § 3.5. ЭСКИЗНЫЙ РАСЧЕТ РАДИОПРИЕМНИКОВ УКВ, ПРЕДНАЗНАЧЕННЫХ ДЛЯ ПРИЕМА СИГНАЛОВ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

#### 1. ВЫБОР И ОБОСНОВАНИЕ БЛОК-СХЕМЫ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАКТА

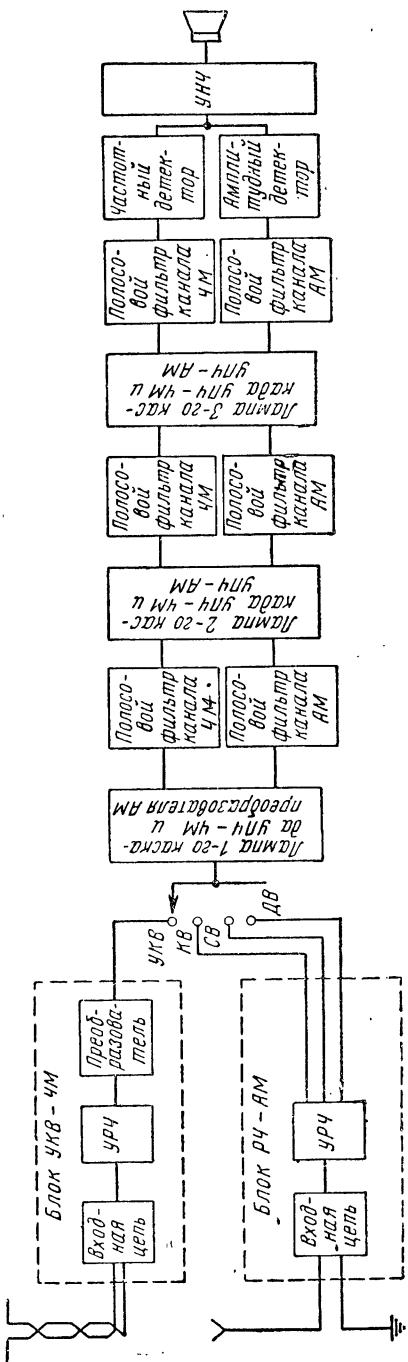
Сигналы частотной модуляции могут принимать приемники, предназначенные только для приема сигналов частотной модуляции, и комбинированные приемники, способные принимать сиг-



Фиг. 3.3. Блок-схема приемника УКВ для приема сигналов частотной модуляции.

налы как частотной, так и амплитудной модуляции (АМ-ЧМ). Приемники первой категории используются в основном для профессионального приема, а приемники второй категории — как радиовещательные.

Блок-схема приемника УКВ, предназначенного для приема сигналов частотной модуляции, приведена на фиг. 3.3. Кроме блоков, присущих обычной супергетеродинной схеме, на фиг. 3.3 показаны амплитудный ограничитель, устраняющий амплитудные изменения сигнала, и частотный детектор, преобразующий сигнал, модулированный по частоте, в колебания низкой частоты. Радио-



Фиг. 3.4. Блок-схема комбинированного АМ—ЧМ приемника радиовещательного типа.

частотный тракт такой схемы проектируется в соответствии с особенностями УКВ диапазона, указанными в § 7.1.

На фиг. 3.4 изображена блок-схема комбинированного АМ-ЧМ приемника радиовещательного типа. Как видно из схемы, для приема сигналов частотной и амплитудной модуляции используются разные антенны, сигналы из которых соответственно поступают к блокам УКВ-ЧМ и РЧ-АМ. Блок УКВ-ЧМ работает в диапазоне 64,5—73 Мгц. Блок РЧ-АМ усиливает сигналы длинных, средних и коротких волн.

Усиление по промежуточной частоте осуществляется также двумя каналами: каналом ЧМ с промежуточной частотой 8,4 Мгц и каналом АМ с промежуточной частотой 465 Мгц. В обоих каналах промежуточной частоты используются одни и те же лампы. Так, лампа преобразователя частоты канала АМ является одновременно усилительной лампой первого каскада УПЧ канала ЧМ; во всех остальных каскадах УПЧ лампы канала АМ служат для усиления в канале ЧМ.

Каждая из ламп нагружается на последовательно соединенные фильтры каналов ЧМ и АМ. Благодаря резкому различию резонансных частот фильтров каждый из них резонирует лишь на ту промежуточную частоту, на которую он настроен, при этом другой фильтр на работу каскадов не влияет.

В большинстве современных комбинированных АМ-ЧМ приемников УПЧ канала АМ является двухкаскадным, а УПЧ канала ЧМ — трехкаскадным. Детекторный каскад такого приемника выполняется или на вакуумных или на полупроводниковых диодах. Частотное детектирование в приведенной блок-схеме осуществлено по схеме дробного детектора, который, как известно, устраниет амплитудные изменения сигнала, в связи с чем отпадает необходимость в отдельном амплитудном ограничителе. Следует заметить, что при проектировании приемников, предназначенных лишь для приема сигналов ЧМ, также можно использовать дробный детектор.

При выборе схемы частотного детектора следует руководствоваться следующими соображениями.

Частотный детектор с настроенными связанными контурами обладает сравнительно невысокой чувствительностью. Для его нормальной работы на вход лампы последнего каскада УПЧ, который обычно работает в режиме амплитудного ограничения, следует подводить напряжение не менее 1—2 в.

Дробный частотный детектор ослабляет амплитудные изменения сигнала на выходе до 40—60 раз на резонансной частоте и до 10—15 раз — на границе полосы пропускания при сравнительно широких пределах изменения входного сигнала от 15—20 мкв до единиц вольт. Дробный частотный детектор более чувствителен, чем детектор с настроенными контурами: минимальное напряжение, которое достаточно подвести на вход лампы последнего каскада УПЧ, составляет 0,05—0,1 в.

Таким образом, применение дробного частотного детектора позволяет снизить усиление тракта промежуточной частоты в 10—20 раз. Следует, однако, учесть, что дробный детектор сложнее в настройке и вносит большие искажения, чем частотный детектор с настроенными контурами. Дробный частотный детектор обычно применяется в приемниках сравнительно высокой чувствительности порядка единиц и десятков микровольт.

Частотный детектор с настроенными контурами используется в приемниках с меньшей чувствительностью, как, например, в телевизионных приемниках в канале звукового сопровождения.

## 2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ПРИЕМНИКА И ПОЛОС ПРОПУСКАНИЯ ЕГО ТРАКТОВ

Расчетная полоса пропускания приемника ЧМ колебаний при условии, когда наибольшее отклонение частоты  $\Delta f_{\max}$  превышает наибольшую (верхнюю) частоту модуляции, определяется следующим выражением:

$$2\Delta F \approx 2,5\Delta f_{\max}. \quad (3.36)$$

При радиовещании частотной модуляцией отклонение частоты  $\Delta f_{\max} = 75 \text{ кгц}$ , а следовательно, расчетная полоса пропускания

радиовещательного приемника может быть принята равной 190—200 кгц.

Полоса пропускания радиочастотного тракта определяется из выражения

$$2\Delta F = \frac{f_0}{Q_a} \sqrt{\frac{1}{n_k \sqrt{M^2}} - 1}.$$

Радиочастотный тракт содержит обычно два колебательных контура ( $n_k=2$ ), эквивалентная добротность которых  $Q_a$  находится в пределах 25—50. Тогда полоса радиочастотного тракта на уровне 0,7 окажется не менее 1 Мгц.

При столь широкой полосе радиочастотного тракта его влияние на общую полосу приемника можно не учитывать, поэтому полосу пропускания тракта промежуточной частоты следует принять равной общей полосе пропускания приемника.

### 3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ НЕОБХОДИМОГО УСИЛЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАКТА

Коэффициент усиления высокочастотного тракта радиоприемника определяется заданным в технических условиях значением чувствительности. В приемниках КВ, и особенно УКВ, высокая реальная чувствительность порядка единиц и десятков микровольт определяется не только усилительными свойствами высокочастотного тракта, но и его шумовыми свойствами. При проектировании таких приемников, прежде чем определить необходимый коэффициент усиления, следует предварительно проверить возможность обеспечения заданного значения чувствительности через реально достижимый коэффициент шума.

Известно, что значение реальной чувствительности  $U_{\text{сигн.р}}$  и коэффициент шума  $N_w$  связаны следующим соотношением:

$$U_{\text{сигн.р}} = 4 \cdot 10^{-3} \sqrt{R_A \Delta f \cdot \alpha_p N_w}, \quad (3.37)$$

где  $U_{\text{сигн.р}}$  — чувствительность в мкв;

$R_A$  — сопротивление эквивалента антенны в ом. Для полуволнового вибратора  $R_A$  составляет 75 ом, а для петлевой антенны примерно 300 ом;

$\Delta f$  — шумовая полоса в кгц, равная (1÷1,1)  $2\Delta F$ ;

$\alpha_p$  — коэффициент, показывающий превышение мощности полезного сигнала над мощностью шумов на выходе линейной части приемника. При радиовещании с частотной модуляцией  $\alpha_p = 3 \div 10$ ;

$N_w$  — коэффициент шума, значение которого в диапазоне до 10 Мгц можно принять равным 2—5.

Полученное из формулы (3.37) значение  $U_{\text{сигн.р}}$  не должно превышать заданного в технических условиях значения чувствительности  $U_{\text{сигн.мин.}}$ . В приемниках с чувствительностью

$U_{\text{сигн min}} \geq 50$  мкв можно не определять коэффициент шума, достаточно найти необходимое усиление высокочастотного тракта.

Коэффициент усиления высокочастотного тракта с учетом двухтрехкратного запаса характеризуется выражением

$$K_{\text{ТВЧ}} = (2 \div 3) \frac{U_{\text{вх.ч.д}}}{U_{\text{сигн min}}},$$

где  $U_{\text{вх.ч.д}}$  — напряжение на входе частотного детектора, подводимое с выхода последней лампы УПЧ.

При использовании схемы частотного детектора с настроенными контурами  $U_{\text{вх.ч.д}}$  равно 1—2 в, а при использовании схемы дробного детектора 0,05—0,1 в.

В процессе окончательного расчета высокочастотного тракта рекомендуется рассчитать реальную чувствительность приемника по значению полученного коэффициента шума.

### § 3.6. ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

При проектировании радиовещательных приемников на полупроводниковых триодах в основном следует сохранять уже уставновившуюся методику, принятую при проектировании ламповых приемников длинных, средних и коротких волн. Прежде чем приступить к эскизному расчету, остановимся на ряде свойств полупроводниковых триодов и особенностей применения их в радиоприемных схемах.

Полупроводниковый триод, выполняя целый ряд функций электронной лампы, отличается от нее некоторыми специфическими свойствами. Сюда относится непостоянство параметров триода, относительно малое входное сопротивление и наличие в нем внутренней обратной связи.

На параметры полупроводниковых триодов в первую очередь влияет температура, а также изменение электрического режима работы триода и рабочей частоты. Если изменение параметров триодов при работе их в интервале температур может быть частично скомпенсировано применением схемы стабилизации рабочей точки, то непостоянство параметров триода, связанное с использованием его на различных частотах и в разных электрических режимах, не может быть скомпенсировано, поэтому при расчетах необходимо знать параметры, отнесенные к определенной рабочей частоте и выбранному режиму.

Следует также отметить, что несовершенство технологии производства полупроводниковых триодов приводит к значительному разбросу их параметров.

Второй специфической особенностью полупроводникового триода является малая величина его входного сопротивления и потребление в его входной цепи мощности большей, чем в электронных лампах.

Достаточно отметить, что для наиболее употребительной схемы включения триода, схемы с общим эмиттером входное сопротивление составляет всего лишь сотни ом или единицы ком. Столь малые значения входных сопротивлений заставляют при построении многокаскадных схем, особенно на высоких частотах, применять специальные межкаскадные связи, с помощью которых удается согласовать малое входное сопротивление последующего каскада с большим выходным сопротивлением предыдущего каскада. Следует также отметить, что не только входное, но и выходное сопротивление полупроводниковых триодов в несколько раз меньше выходного (внутреннего) сопротивления электронных ламп. При этом приходится применять неполную связь цепи коллектора с его нагрузкой, т. е. колебательной системой.

Большое влияние на работу схем с полупроводниковыми триодами оказывает наличие в них внутренней обратной связи и, в первую очередь, обратной связи через емкость коллекторного перехода  $C_k$ . Обратная связь между цепью входа и выхода создает взаимозависимость входного сопротивления каскада от его нагрузки и выходного сопротивления от сопротивления источника сигнала. Так, например, условия согласования, достигнутые на одной частоте, могут оказаться нарушенными при перестройке усилителя на другую частоту, что в конечном счете отразится на основных показателях усилителя и на стабильности его работы. Степень влияния обратной связи зависит от частоты, на которой работает полупроводниковый триод: чем ниже частота по сравнению с граничной, тем слабее проявляется действие обратной связи. В связи с этим при выборе триодов рекомендуется применять те типы, граничная частота которых значительно выше рабочей частоты.

Приводимые в литературных источниках методы анализа и расчета схем на полупроводниковых триодах базируются на использовании различных систем параметров. Наряду с применением системы внутренних (физических) параметров Т-образной эквивалентной схемы широко применяется система  $h$ -параметров и система  $u$ -параметров. При расчете низкочастотных каскадов применяется обычно система  $h$ -параметров, для расчетов на высокой частоте — система  $u$ -параметров. Непостоянство параметров полупроводниковых триодов, обусловленное перечисленными выше причинами, не может не повлиять на точность расчетов отдельных каскадов и всего приемного устройства в целом.

При оценке точности следует также учесть, что расчеты отдельных каскадов, особенно таких, как преобразователь и входная цепь с ферритовой антенной, являются приближенными и требуют дальнейшей доработки и уточнения. Все это позволяет считать, что приводимые ниже расчеты являются менее точными, чем подобные же расчеты на электронных лампах.

Освоение отечественной промышленностью широкой номенклатуры полупроводниковых приборов и увеличение их граничных частот вплоть до 250 Мгц и более открывает широкие возможности

для проектирования радиоприемных устройств в различных диапазонах волн. Малые габариты полупроводниковых приборов, их экономичность и связанное с этим освоение целого комплекса малогабаритных деталей и ферритовых антенн позволяет в значительной степени уменьшить геометрические размеры и массу приемника.

Полупроводниковые приборы могут быть использованы для проектирования приемников прямого усиления и приемников супергетеродинного типа.

Исходными данными для проектирования являются технические условия, содержание которых ничем не должно отличаться от технических условий, задаваемых на проектирование ламповых приемников. Методика и последовательность эскизного расчета приемника на полупроводниковых триодах может быть в основном сохранена такой же, как и для лампового радиоприемника (см. § 3.3).

Переходя к выбору и обоснованию блок-схемы высокочастотного тракта радиоприемника и не останавливаясь на выборе промежуточной частоты, значение которой для выпускаемых промышленностью приемников составляет 465 кГц, рассмотрим в первую очередь соображения, относящиеся к схеме радиочастотного тракта.

Подавляющее большинство радиовещательных приемников на полупроводниковых триодах не имеют усилителя радиочастоты и поэтому в радиочастотном тракте используется лишь одна входная цепь с ферритовой антенной. Такое решение может быть легко обосновано. Действительно, применение УРЧ в диапазонном приемнике потребуетстроенного блока переменных конденсаторов, что до некоторой степени осложняет его малогабаритное оформление при диапазонной настройке; кроме того, из-за проявления внутренней обратной связи УРЧ будет работать недостаточно стablyно.

В то же время входная цепь с ферритовой антенной обладает значительной добротностью и тем самым способна обеспечить избирательность по зеркальному каналу примерно от 26 до 40 дБ.

Добротность таких цепей может находиться в пределах 100—200. При этом следует учесть, что при выполнении условий согласования контура входной цепи со входом первого каскада эквивалентная добротность  $Q_e$  уменьшается в два раза по сравнению с  $Q$ . Эти приближенные данные помогают выяснить значение избирательности приемника по зеркальному каналу.

Все расчеты, определяющие значения частотных искажений для трактов и цепей приемника, следует производить так, как указано в § 3.3.

Переходим к выбору схемы тракта промежуточной частоты.

В приемниках на полупроводниковых приборах, как и в ламповых приемниках, тракт промежуточной частоты редко превышает три каскада, т. е. состоит из двух каскадов УПЧ и преобразова-

теля. Однако в отличие от ламповых приемников в тракте УПЧ, помимо полосовых фильтров, нередко используются одиночные контуры или сочетание двухконтурной системы с одноконтурной; в этом случае двухконтурная система включается как нагрузка преобразователя.

Применение одноконтурных систем рекомендуется лишь при узкой полосе пропускания и небольшой избирательности; так, в приемнике, содержащем тракт УПЧ из трех одиночных контуров при полосе пропускания  $2\Delta F$  не более 4 кГц, может быть получена избирательность по соседнему каналу, не превышающая 20 дБ. При этом значение эквивалентной добротности контуров должно быть не более 40—50. Следует заметить, что при одноконтурных системах несколько возрастает усиление тракта УПЧ и, следовательно, повышается чувствительность приемника.

Эквивалентная добротность одиночных контуров, необходимая для обеспечения заданной полосы, может быть рассчитана по следующей формуле:

$$Q_0 = \frac{f_{\text{пр}}}{2\Delta F} \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{n_k}{\sqrt{M_{\text{тпч}}}}\right)^2} - 1}, \quad (3.38)$$

где  $M_{\text{тпч}}$  — допустимые частотные искажения в тракте промежуточной частоты;

$n_k$  — число одиночных контуров в тракте промежуточной частоты.

Возможность обеспечения избирательности по соседнему каналу  $\sigma$  проверяется по формуле

$$\sigma = \left( \sqrt{1 + \left( \frac{2\Delta f}{f_0} Q_0 \right)^2} \right)^{n_k}. \quad (3.39)$$

Расширение полосы пропускания с одновременным повышением избирательности обеспечивается в тракте промежуточной частоты, содержащем два одиночных контура и полосовой фильтр. При полосе пропускания  $2\Delta F = 6$  кГц избирательность преобразователя составит 15—18 дБ, а избирательность всего тракта возрастет примерно до 24—28 дБ.

При таком варианте схемы эквивалентная добротность одиночных контуров также определяется по формуле (3.38), однако в этом случае предварительно распределяют частотные искажения  $M_{\text{тпч}}$  на преобразователь, содержащий двухконтурную систему и усилитель промежуточной частоты с одиночными контурами. Значение  $M_{\text{преоб}}$  можно задать равным 0,9, тогда

$$M_{\text{упч}} = \frac{M_{\text{тпч}}}{M_{\text{преоб}}}.$$

Когда избирательность приемника по соседнему каналу превышает 30 дБ, во всем тракте промежуточной частоты следует использовать двухконтурные системы. Для окончательного суждения о целесообразности использования того или иного варианта схемы тракта промежуточной частоты необходимо убедиться в получении заданной чувствительности приемника путем определения необходимого коэффициента усиления высокочастотного тракта приемника и возможности реализации такого усиления.

Перед тем как приступить к решению этой задачи, надо определить понятие чувствительности приемника с ферритовой антенной. Чувствительность радиоприемника принято определять величиной сигнала, поступающего на вход приемника, при котором к оконечному аппарату подводится нормальная выходная мощность.

Под величиной сигнала, характеризующего чувствительность большинства приемников, подразумевают напряжение, снимаемое с антенны и подводимое ко входному контуру приемника. В приемнике с ферритовой антенной входной контур и ферритовая антenna являются единым целым и поэтому невозможно определить напряжение сигнала, подводимое ко входному контуру приемника.

Суммарное действие ферритовой антенны с действующей высотой  $h_d'$  и входного контура с добротностью  $Q$  по своему эффекту равнозначно увеличению действующей высоты антенны до значения

$$h_d' = h_d Q, \quad (3.40)$$

где  $h_d'$  — эффективность ферритовой антенны.

Зная  $h_d'$  и напряженность электромагнитного поля в точке приема  $E$ , можно определить напряжение, снимаемое со входного контура:

$$U_k = E h_d'. \quad (3.41)$$

В связи с этим в технических характеристиках радиоприемников на полупроводниковых триодах с ферритовыми антеннами принято величину сигнала, характеризующего чувствительность, определять не напряжением, а напряженностью электромагнитного поля в месте приема, исчисляемой в вольтах на метр действующей высоты антенны ( $в/м$ ). Значение чувствительности для ряда приемников на полупроводниковых приборах, выпускаемых промышленностью, исчисляется от 0,3 до 5  $в/м$ .

При некоторых условиях чувствительность приемников на полупроводниковых приборах может быть сопоставлена с чувствительностью ламповых приемников. Предположим, что входная цепь

с ферритовой антенной заменена обычной антенной и входной цепью, эффективность которых  $h_d = K_{вх.ц} h_d$  численно равна эффективности входной цепи с ферритовой антенной ( $K_{вх.ц}$  — коэффициент передачи входной цепи). При таком условии чувствительность приемника с ферритовой антенной по напряжению определяется выражением

$$E_A = h_d E, \quad (3.42)$$

где  $E$  — чувствительность, выраженная через напряженность поля.

В диапазоне длинных и средних волн эквивалентные параметры антенной цепи относятся к антенне с действующей высотой 4 м. Таким образом, в указанном диапазоне чувствительность приемников на полупроводниковых приборах характеризуется напряжением от 1,2 до 20 мв, в то время как чувствительность ламповых приемников определяется значениями десятков и сотен микровольт. Внешняя антенна может значительно повысить чувствительность приемника с полупроводниковыми приборами, однако это повышение ограничено сравнительно большим уровнем собственных шумов полупроводниковых триодов: Для получения заданной чувствительности приемника надо найти не только его коэффициент усиления, но и предельную чувствительность, величина которой ограничена внутриприемными шумами. Предельную чувствительность приемника с ферритовой антенной определяют при 30%-ной модуляции и при условии, чтобы соотношение сигнал—шум на выходе линейной части приемника составляло 20 дБ.

Предельная чувствительность равна

$$E = \frac{10 \sqrt{K T R_{oe} (2\Delta F) N_{ш}}}{0,3 Q h_d}, \quad (3.43)$$

где  $K$  — постоянная Больцмана, равная  $1,38 \cdot 10^{-23}$  дж/град;

$T$  — абсолютная температура в °К;

$R_{oe}$  — резонансное сопротивление контура с ферритовой антенной;  $2\Delta F$  — полоса пропускания приемника;

$N_{ш}$  — коэффициент шума первого каскада, обычно преобразователя, равный примерно 10;

$Q$  — добротность контура с ферритовой антенной;

$h_d$  — действующая высота ферритовой антенны.

Предельная чувствительность может быть снижена за счет уменьшения резонансного сопротивления входного контура  $R_{oe}$ . Это дает основание при проектировании входного контура так выбирать его элементы  $L$  и  $C$ , чтобы сопротивление контура не оказалось больше  $R_{oe\max}$ , при котором предельная чувствительность соответствует заданной величине.

Выражение (3.43) можно привести к более удобному для расчетов виду, если принять  $T=300^\circ$ :

$$E(\text{мкв}/\text{м}) = \frac{1}{3h_d} (\text{м}) \times \\ \times \sqrt{(2\Delta F)(\text{кгц}) \cdot (2\Delta F_0)(\text{кгц}) \cdot L(\text{кГн}) \cdot N_{\text{ш}}}, \quad (3.44)$$

где  $2\Delta F_0 = f_0/Q$  — полоса входного контура.

Из формулы (3.44) можно найти максимально допустимую индуктивность входного контура  $L_{\text{max}}$ , отвечающую приведенным выше условиям:

$$L_{\text{max}} = \frac{9 \cdot E^2 h_d^2}{(2\Delta F)(2\Delta F_0) N_{\text{ш}}} . \quad (3.45)$$

При выборе элементов входного контура необходимо, чтобы  $L \ll L_{\text{max}}$ .

Переходим к определению необходимого коэффициента усиления высокочастотного тракта приемника:

$$K'_{\text{ТВЧ}} = \frac{U_{\text{вх.д}}}{U_{\text{к}}},$$

где  $U_{\text{вх.д}}$  — напряжение на входе диодного детектора, значение которого для обеспечения режима линейного детектирования не должно быть менее 1 в;

$U_{\text{к}}$  — напряжение на выходе контура с ферритовой антенной.

$$U_{\text{к}} = Eh_d.$$

Здесь  $E$  — заданная чувствительность в  $\text{мв}/\text{м}$ ;

$h_d = h_d Q_a$  — эффективность ферритовой антенны.

Значением действующей высоты ферритовой антенны можно задаться в пределах 0,015—0,005 м.

В приемниках на полупроводниковых триодах при определении эффективности  $h_d'$  следует учитывать уменьшение добротности входного контура  $Q$  до значения  $Q_a$  из-за шунтирующего действия триода первого каскада.

При выполнении условий согласования  $Q_a \approx Q/2$ . Значение  $Q$ , как уже упоминалось, находится в пределах 100—200.

Предусматривая также запас усиления на 20—40%, получим

$$K'_{\text{ТВЧ}} = (1,2 \div 1,4) K'_{\text{ТВЧ}}.$$

Необходимое усиление  $K'_{\text{ТВЧ}}$  следует сопоставить с усилием  $K_{\text{ТВЧ}}$ , которое может быть получено в зависимости от схемы высокочастотного тракта:

$$K_{\text{ТВЧ}} = p_{\text{вх}} \cdot K_{\text{преоб}} \cdot K_{\text{упч1}} \cdot K_{\text{упч2}} \cdot K_{\text{упч3}}. \quad (3.46)$$

Ниже приведены ориентировочные значения коэффициентов, входящих в формулу, которые, однако, еще не являются результатом достаточно полного обобщения многочисленных расчетов и практических исследований и требуют дальнейшего уточнения.

$R_{вх}$  — коэффициент включения триода преобразователя ко входному контуру ( $0,03$ — $0,1$ );

$K_{преоб}$  — коэффициент усиления преобразователя ( $7$ — $15$ );

$K_{УПЧ}$  — коэффициент усиления одного каскада УПЧ, значение которого зависит от типа триода, вида нагрузки в цепи его коллектора и от местоположения каскада в общей схеме УПЧ.

Так, первые каскады УПЧ с полосовыми фильтрами могут дать усиление на каскад примерно  $15$ — $30$  и при использовании одиночных контуров — до  $25$ — $50$ . Последний каскад УПЧ, нагруженный на диодный детектор, из-за его сравнительно большого входного сопротивления может обеспечить усиление примерно  $50$ — $100$ .

Для реализации заданной чувствительности необходимо, чтобы

$$K_{твч} \geq K'_{твч}.$$

Для выбора числа каскадов низкочастотного тракта необходимо определить его общий коэффициент усиления мощности. Полагая, что выходное напряжение детектора

$$U_{вых.д} = K_d U_{вх.д} \approx (0,5 \div 0,6) \text{ в}$$

и считая входное сопротивление каскада УНЧ равным  $500$ — $600$  ом, получим величину мощности, потребляемой входной цепью УНЧ, равную примерно  $0,2$ — $0,25$  мвт. Тогда необходимая величина коэффициента усиления мощности

$$K_{P\text{ тнч}} = \frac{P_{вых}}{P_{вых.д}}.$$

Полагая, что усиление одного каскада равно примерно  $20$  дб, можно определить необходимое число каскадов УНЧ.

В заключение остановимся на рекомендациях о последовательности расчета отдельных каскадов приемника. В первую очередь должны быть рассчитаны входная цепь и детекторный каскад, затем УПЧ и преобразователь. Расчет низкочастотного тракта не связан с расчетом высокочастотного тракта.

### Пример эскизного расчета

#### Технические условия

Спроектировать радиовещательный приемник на полупроводниковых приборах для туристских целей по следующим основным данным:

1. Диапазон частот  $f_{min}=520$  кгц,  $f_{max}=1600$  кгц.

2. Чувствительность в наихудшей точке диапазона  $E=1,5$  мв/м.

3. Избирательность по соседнему каналу  $\sigma = 28 \text{ дБ}$  при расстройке  $\Delta f = 10 \text{ кГц}$ .
4. Избирательность по зеркальному каналу  $\sigma_{\text{зер}} = 24 \text{ дБ}$ .
5. Избирательность по частоте, равной промежуточной,  $\sigma_{\text{пр}} = 18 \text{ дБ}$ .
6. В качестве выходного аппарата используется громкоговоритель с выходной мощностью  $P_{\text{вых}} = 0.1 \text{ вт}$ .
7. Полоса частот модулирующего сигнала  $F_{\text{n}} = 200 \text{ Гц}$ ,  $F_{\text{в}} = 3000 \text{ Гц}$ .
8. Коэффициент частотных искажений приемника  $M = 6 \text{ дБ}$ .
9. В приемнике должна быть применена ферритовая антенна.
10. Питание от батарей или малогабаритных аккумуляторов.

### Решение

1. Выбираем промежуточную частоту  $f_{\text{пр}} = 465 \text{ кГц}$ .
2. В соответствии с ТУ в приемнике используется ферритовая антенна; задаемся ее добротностью  $Q = 100$  и действующей высотой  $h_d = 0.01 \text{ м}$ . В соответствии с указаниями в настоящем параграфе принимаем

$$Q_3 = \frac{Q}{2} = \frac{100}{2} = 50.$$

Тогда эффективность ферритовой антенны

$$h'_d = Q_3 \cdot h_d = 50 \cdot 0.01 = 0.5 \text{ м.}$$

3. Определяем избирательность по зеркальному каналу, которую обеспечивает входная цепь с ферритовой антенной при частоте  $f_{\text{max}} = 1600 \text{ кГц}$ :

$$\sigma_{\text{зер}} = Q_3 \left[ \left( \frac{f_0 + 2f_{\text{пр}}}{f_0} \right)^2 - 1 \right] = 50 \left[ \left( \frac{1600 + 930}{1600} \right)^2 - 1 \right] = 29.2 \text{ дБ.}$$

4. Определяем избирательность входной цепи по соседнему каналу при частоте  $f_{\text{max}} = 1600 \text{ кГц}$

$$\sigma' = \sqrt{1 + \left( \frac{2\Delta f}{f_0} Q_3 \right)^2} = \sqrt{1 + \left( \frac{20}{1600} 50 \right)^2} = 1.18 \text{ (1.4 дБ).}$$

5. Определяем частотные искажения, вносимые входной цепью на границе полосы пропускания  $2\Delta F = 6000 \text{ Гц}$  при минимальной частоте  $f_{\text{min}} = 520 \text{ кГц}$ :

$$M_k = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( Q_3 \frac{2\Delta F}{f_{\text{min}}} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{50 \cdot 6}{520} \right)^2}} = 0.87.$$

6. Распределяем частотные искажения по трактам приемника. Для низкочастотного тракта принимаем

$$M_{\text{THЧ}} = 1.5 \text{ дБ},$$

тогда

$$M_{\text{TBЧ}} = M - M_{\text{THЧ}} = 6 - 1.5 = 4.5 \text{ дБ.}$$

Искажения в тракте радиочастоты

$$M_{\text{TPЧ}} = M_k = 0.87 \text{ (1.2 дБ).}$$

Частотные искажения в тракте промежуточной частоты

$$M_{\text{TPЧ}} = 4.5 - 1.2 = 0.69 \text{ (3.3 дБ).}$$

7. Выбираем схему тракта промежуточной частоты. Останавливаемся предварительно на схеме двухкаскадного усилителя промежуточной частоты с одиночными контурами и преобразователя со связанный системой.

8. Распределяем частотные искажения тракта промежуточной частоты  $M_{\text{TPЧ}}$  на преобразователь и УПЧ.

Полагаем  $M_{\text{преоб}}=0,9$ ,  
тогда

$$M_{\text{УПЧ}} = \frac{M_{\text{TPЧ}}}{M_{\text{преоб}}} = \frac{0,69}{0,9} = 0,77.$$

9. Определяем значение эквивалентной добротности одиночных контуров УПЧ, необходимой для обеспечения заданной полосы пропускания:

$$Q_3 = \frac{f_{\text{np}}}{2\Delta F} \sqrt{\frac{1}{(\sqrt{M_{\text{УПЧ}}})^2} - 1} = \frac{465}{6} \sqrt{\frac{1}{0,77} - 1} = 42.$$

10. Определяем избирательность по соседнему каналу, которую могут обеспечить два каскада УПЧ с одиночными контурами:

$$\sigma_{\text{УПЧ}} = \left( \sqrt{1 + \left( \frac{2\Delta f}{f_0} Q_3 \right)^2} \right)^n_k = \left( \sqrt{1 + \left( \frac{20 \cdot 42}{465} \right)^2} \right)^2 = 4,25 (12,6 \text{ дБ}).$$

11. Определяем значение избирательности, которую должен обеспечить преобразователь. Находим предварительно избирательность тракта промежуточной частоты, приняв во внимание избирательность входной цепи:

$$\sigma_{\text{TPЧ}} = \sigma - \sigma' = 28 - 1,4 = 26,6 \text{ дБ.}$$

Избирательность преобразователя

$$\sigma_{\text{преоб}} = 26,6 - 12,6 = 14 \text{ дБ.}$$

Такое значение избирательности преобразователь с двухконтурной системой может обеспечить.

12. Определяем значение максимально допустимой индуктивности входного контура, при которой обеспечивается чувствительность не менее заданной. Полагаем, что для преобразователя выбран триод П401, коэффициент шума которого на частотах до 2 МГц составляет 10—12 дБ.

Берем  $N_{\text{ш}} = 10$  (10 дБ).

Предварительно находим

$$2\Delta F_0 = \frac{f_{\text{max}}}{Q} = \frac{1600}{100} = 16 \text{ кГц},$$

$$L_{\text{max}} = \frac{9 \cdot E^2 h_{\mu}^2}{(2\Delta F)(2\Delta F_0) N_{\text{ш}}} = \frac{9 \cdot 1,5^2 \cdot 10^6 \cdot 0,01^2}{6 \cdot 16 \cdot 10} = 2,1 \text{ мГн.}$$

Для заданного диапазона получено значение  $L_{\text{max}}$  несколько велико и поэтому его можно снизить.

13. Определяем напряжение на входном контуре приемника:

$$U_k = E h'_{\mu} = 1,5 \cdot 0,5 = 0,75 \text{ мВ.}$$

14. Определяем необходимое усиление высокочастотного тракта приемника. Предварительно задаемся напряжением на входе детектора

$$U_{\text{вх д}} = 0,75 \text{ в},$$

тогда

$$K'_{\text{ТВЧ}} = \frac{U_{\text{вх д}}}{U_k} = \frac{0,75 \cdot 10^3}{0,75} = 1000,$$

предусматриваем запас усиления

$$K'_{\text{ТВЧ}} = 1,2 \cdot 1000 = 1200.$$

В соответствии с выбранной схемой тракта промежуточной частоты полагаем

$$p_{\text{вх}} = 0,06,$$

$$K_{\text{преоб}} = 10,$$

$$K_{\text{УПЧ1}} = 25,$$

$$K_{\text{УПЧ2}} = 85.$$

Тогда

$$K_{\text{ТВЧ}} = p_{\text{вх}} K_{\text{преоб}} K_{\text{УПЧ1}} \cdot K_{\text{УПЧ2}} = 0,06 \cdot 10 \cdot 25 \cdot 85 = 1275.$$

Полученные из эскизного расчета значения ряда величин должны являться исходными для расчетов соответствующих цепей и каскадов приемника.

15. Находим число каскадов УНЧ.

$$K_{P\text{ ТНЧ}} = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вых.л}}} = \frac{0,1}{0,2 \cdot 10^{-3}} = 500 \text{ (27 дБ).}$$

При таком значении  $K_{P\text{ ТНЧ}}$  в УНЧ используется не менее двух каскадов.

---

## *Глава IV*

### **ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ И ИХ ЭСКИЗНЫЙ РАСЧЕТ**

#### **§ 4. 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПРОЕКТИРОВАНИИ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ**

Широкое применение радиопередатчиков для радиовещания, телевидения, служебной и коммерческой связи, радионавигации, радиолокации, телеуправления и телеметрии, для исследования верхних слоев атмосферы и космического пространства приводит к значительному многообразию требований, предъявляемых к передающим устройствам.

Основой для создания эскизного и технического проектов передатчиков служит техническое задание на проектирование.

В техническом задании обычно содержатся следующие основные исходные данные, характеризующие условия работы передатчика.

1. Целевое назначение радиопередающего устройства.
2. Способ передачи полезных сигналов.
3. Мощность передатчика.
4. Рабочая волна (частота) или рабочий диапазон волн.
5. Допустимые отклонения частоты.
6. Электроакустические требования (для радиовещательных передатчиков).
7. Система электропитания передатчика.
8. Конструктивные требования: геометрические размеры, масса, место расположения передатчика, требования вибропрочности.
9. Эксплуатационные требования.

Высокий промышленный коэффициент полезного действия — одно из главных требований, предъявляемых к передатчикам. К передатчикам радиолокационных, телеметрических систем и систем телеуправления предъявляются повышенные требования безотказности и надежности в работе.

Современные передающие устройства выполняются, как правило, на электронных лампах. Однако маломощные передатчики промежуточных и коротких волн с мощностью до нескольких ватт

могут выполняться и на полупроводниковых триодах. Поэтому в задании на проектирование можно дополнительно оговорить требования выполнения передатчика на полупроводниковых триодах.

В соответствии с заданием на проектирование составляются технические условия на проектирование и производство передающего устройства.

## § 4.2. ТЕХНИЧЕСКИЕ УСЛОВИЯ НА ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Передающие устройства проектируют в соответствии с техническим заданием на проектирование и техническими условиями на производство передатчиков.

Основой учебного проектирования обычно служат готовые технические условия, содержащие следующие основные разделы.

### 1. ЦЕЛЕВОЕ НАЗНАЧЕНИЕ ПЕРЕДАТЧИКА

Указывается назначение передатчика в соответствии с принятой классификацией передающих устройств:

1. Передатчик для служебной телеграфной или телефонной связи.
2. Радиовещательный передатчик.
3. Телевизионный передатчик.
4. Передатчик радиорелейных линий.
5. Радионавигационный передатчик.
6. Передатчик радиолокационной станции.
7. Передатчик системы телеуправления.
8. Передатчик системы телеметрии.

### 2. БЛОКИ, ВХОДЯЩИЕ В СОСТАВ ПЕРЕДАТЧИКА

В этом разделе перечисляются все блоки, входящие в комплект передатчика:

1. Блоки высокочастотной части передатчика.
2. Блоки модулятора (модулятор, подмодулятор).
3. Блоки питания и электросиловое распределительное устройство.
4. Система дистанционного управления (если она предусмотрена).
5. Система сигнализации и блокировки.
6. Запасное имущество и приборы, необходимые для эксплуатации передатчика.

### 3. ТРЕБОВАНИЯ К РАДИОТЕХНИЧЕСКИМ ПОКАЗАТЕЛЯМ

В этом разделе должны быть указаны следующие радиотехнические и электрические показатели передатчика:

1. Общий диапазон волн, число поддиапазонов или число фиксированных волн передатчика.

**2. Мощность передатчика и ее допустимые отклонения по диапазону или в пределах каждого из поддиапазонов.**

Для телефонных передатчиков указывается мощность, подводимая к антенне в режиме несущей частоты, а для телеграфного передатчика — мощность в режиме нажатого ключа.

Для радиолокационных передатчиков, работающих в импульсном режиме, указывается или мощность в импульсе, или среднее значение мощности излучаемых колебаний. В этом же пункте оговаривается способ связи передатчика с антенной. Связь с антенной может быть или непосредственной, или с помощью фидера.

В случае связи с антенной при помощи фидера следует установить допустимое значение коэффициента бегущей волны (КБВ).

**3. Допустимое время непрерывной работы.**

**4. Допустимое отклонение частоты и точность установки рабочей частоты.**

**5. Качественные показатели передатчика.**

Для телефонных передатчиков указывается способ модуляции (амплитудная или частотная), глубина модуляции или величина индекса частотной модуляции на верхней частоте полезного сигнала, неравномерность частотной характеристики в заданном диапазоне частот полезного сигнала, допустимые нелинейные искажения во всей полосе частот полезного сигнала или на определенных частотах, уровень паразитного фона.

Для телеграфных передатчиков указывается метод передачи — амплитудная или частотная манипуляция, тональное телеграфирование, скорость телеграфирования, уровень излучения при отжатом ключе.

Для радиолокационных передатчиков указывается длительность импульса, длительность переднего и заднего фронтов импульса (время нарастания и время спада импульса), допустимый перепад плоской части импульса, частота следования импульсов (частота повторения), допустимые отклонения частоты излучаемых колебаний.

Для передатчиков радиорелейных линий, помимо ранее приведенных исходных данных, указывается метод уплотнения канала радиосвязи, количество стволов, допустимое значение перекрестных помех и другие данные, характеризующие условия работы радиорелайной линии связи.

**6. Система электропитания передатчика: первичные источники тока — батареи аккумуляторов, солнечные батареи, генераторы переменного тока, бортсеть постоянного или переменного тока, сеть промышленного тока технической частоты, преобразователи напряжения.**

#### **4. ТРЕБОВАНИЯ К СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ И СИСТЕМЕ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ ПЕРЕДАТЧИКА**

Перечисляются элементы непосредственного или дистанционного управления передатчиком, порядок включения блоков пере-

датчика и электропитания, меры защиты цепей низкого и высокого напряжений, меры механической и электрической блокировок, системы сигнализации нормальной работы и сигнализации о нарушении нормальной работы отдельных блоков.

### 5. КОНСТРУКТИВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ

Определяют геометрические размеры и вес передатчика (последний для подвижных радиостанций), конструктивное оформление всего передатчика и его отдельных блоков, доступ к монтажной схеме для осмотра и ремонта, доступ к предохранителям защиты отдельных цепей передатчика.

Указываются климатические условия работы передатчика: допустимый перепад температуры, допустимая влажность воздуха.

Указываются и такие эксплуатационные требования, как время включения передатчика и его отдельных блоков, время замены отдельных элементов конструкции передатчика.

### 6. МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ПРОВЕРОЧНЫХ ИСПЫТАНИЙ

Определяется порядок проведения проверки соответствия показателей передатчика техническим условиям, метод проверки и перечень приборов, используемых для этой цели; перечисляются пункты контрольных и типовых испытаний.

После подробного ознакомления с техническими условиями переходят к расчету передатчика.

Вначале производится эскизный предварительный расчет, позволяющий составить блок-схему передатчика. Этот расчет дает возможность определить число каскадов передатчика, тип ламп в каждом каскаде, сформулировать предварительные требования к источникам питания и выбрать систему питания передатчика.

В отдельных случаях составляется не один, а два или три варианта эскизного расчета, на основании которых выбирается наиболее экономически выгодное решение.

Эскизный расчет, так же как и технический расчет, ведется в направлении от антенофидерной системы к задающему генератору (возбудителю) передатчика.

После проведения покаскадного эскизного расчета составляется общая блок-схема, в которой каждый из каскадов передатчика изображается в виде условных прямоугольников. На поле прямоугольника указывается тип лампы и число ламп. Затем производят технический расчет каждого каскада передатчика.

Условия работы и принцип построения схем передатчиков различных диапазонов далеко не одинаковы, поэтому рассмотрим последовательность эскизного расчета раздельно для передатчиков каждого из диапазонов волн.

### § 4.3. ЭСКИЗНЫЙ РАСЧЕТ ПЕРЕДАТЧИКОВ ПРОМЕЖУТОЧНЫХ И КОРОТКИХ ВОЛН

Основой для эскизных расчетов служат примерные соотношения между величинами полезной мощности, развивающейся в анодных цепях ламп генераторов, и мощности возбуждения, потребляемой в цепях сеток. Пользуясь этими соотношениями, можно по величине мощности, отдаваемой в антенну, определить необходимое число каскадов передатчика.

Следует, однако, иметь в виду, что необходимое число каскадов передатчика зависит не только от его выходной мощности, но и от требований постоянства частоты, предъявляемых к передатчику данного типа.

В практической радиотехнике нередко используют передатчики, рабочий диапазон волн которых охватывает и короткие и промежуточные волны. Поэтому нет необходимости раздельного расчета передатчиков промежуточных и коротких волн.

Исходными для расчета величинами являются подводимая к антenne мощность  $P_{\sim A}$ , рабочий диапазон волн  $\lambda_{\min}$  и  $\lambda_{\max}$ , требования к постоянству частоты, вид работы передатчика и способ связи передатчика с антенной.

В процессе эскизного расчета требуется определить: расчетную мощность оконечного каскада и тип лампы или ламп оконечного каскада, число промежуточных каскадов, выбрать метод модуляции или манипуляции и сформулировать основные требования, предъявляемые к источникам питания.

#### 1. РАСЧЕТНАЯ МОЩНОСТЬ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА

Расчетная мощность каскада зависит от заданной мощности колебаний в антenne, вида работы передатчика, схемы оконечного каскада и способа его связи с антенной.

Для телеграфных передатчиков обычно задается величина мощности в антenne в режиме нажатого ключа, а для телефонных — мощность в режиме несущей частоты.

Максимальная мощность колебаний в антenne будет больше мощности режима несущей частоты в  $(1+m)^2$  раз:

$$P_{\sim A \max} = P_{\sim A} (1+m)^2.$$

Величина расчетной мощности каскада будет отличаться от максимальной мощности в антenne на величину суммы потерь мощности в фидерном устройстве и промежуточном контуре оконечного каскада:

$$P_{\sim \text{расч}} = P_{\sim A \max} + P_{\sim \phi} + P_{\sim \text{п.к.}}$$

В соответствии с этим величина расчетной мощности телефонного передатчика оказывается равной

$$P_{\sim \text{расч}} = \frac{P_{\sim A \text{ max}} (1 + m)^2}{\eta_{\text{п.к}} \eta_{\phi}}, \quad (4.1)$$

где  $\eta_{\text{п.к}}$  — коэффициент полезного действия промежуточного контура передатчика со сложной схемой;

$\eta_{\phi}$  — коэффициент полезного действия фидера.

Коэффициент полезного действия промежуточного контура каскада зависит от мощности передатчика и требований, предъявляемых к конструкции передатчика. В подвижных радиостанциях к геометрическим размерам и весу передатчика предъявляют довольно жесткие требования, поэтому величины  $\eta_{\text{п.к}}$  в таких передатчиках оказываются меньшими, чем в стационарных передатчиках.

Примерные значения к. п. д. промежуточного контура в зависимости от мощности передатчика приведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1

$P \text{ квт}$	1—5	5—10	10—25	25—100	100
$\eta_{\text{п.к}}$	0,70—0,75	0,75—0,80	0,80—0,85	0,85—0,90	0,9—0,95

В нестационарных передатчиках с мощностью до одного киловатта не следует брать к. п. д. промежуточного контура более, чем 0,7, так как получить большие значения к. п. д. практически очень трудно.

Коэффициент полезного действия фидера зависит от типа фидера, рабочей частоты, протяженности фидера и допустимой или оговоренной величины коэффициента бегущей волны.

Если  $\beta$  (постоянная затухания фидера для наибольшей частоты передатчика) удовлетворяет неравенству

$$\beta < 0,1,$$

то с достаточной для практики точностью к. п. д. фидера можно определить по следующей формуле:

$$\eta_{\phi} \approx \frac{1}{1 + \beta l \left( K_{\text{б.в.ф}} + \frac{1}{K_{\text{б.в.ф}}} \right)}. \quad (4.2)$$

При величинах  $K_{\text{б.в.ф}}$ , близких к единице, к. п. д. фидера можно вычислить по более простой формуле:

$$\eta_{\phi} \approx 1 - 2\beta l. \quad (4.3)$$

## 2. ВЫБОР ТИПА ЛАМП КАСКАДА

Тип ламп оконечного каскада выбирают по величине расчетной мощности и по максимальному значению частоты генерируемых лампой данного типа колебаний.

Для телеграфных передатчиков, передатчиков с сеточной модуляцией в оконечном каскаде и оконечных каскадов, работающих в режиме усиления модулированных колебаний:

$$P_{\sim \text{ном}} \geq P_{\sim \text{расч.}}$$

В случае работы оконечного каскада в режиме анодной или анодно-экранной модуляции величина  $P_{\sim \text{ном}}$  номинальной мощности лампы должна удовлетворять следующему соотношению:

$$P_{\sim \text{ном}} \geq \frac{P_{\sim \text{расч}}}{1+m}.$$

Вторым условием возможности использования выбранного типа лампы в рассчитываемом каскаде является соотношение между рабочими частотами передатчика и предельно допустимой длиной волны или частоты лампы данного типа:

$$\lambda_{\text{раб min}} \geq \lambda_{\text{min пасп}}$$

или

$$f_{\text{раб max}} \leq f_{\text{max пасп.}}$$

Если мощность одной лампы недостаточна для получения расчетной мощности каскада, то выбирают две или четыре лампы, включаемые обычно по двухтактной схеме. При использовании четырех ламп в каждое плечо двухтактного каскада включают две лампы.

Оконечные каскады передатчиков с расчетной мощностью до 10—40 квт можно еще проектировать с использованием тетродов (ГУ-28А, ГУ-28Б, ГУ-36Б).

В передатчиках с расчетной мощностью, превышающей 40—50 квт, оконечные каскады выполняют на триодах по схеме с заземленной сеткой или по схеме с нейтральной сеткой (в двухтактных каскадах).

Схема с заземленной сеткой и схема с нейтральной сеткой обеспечивают возможность устойчивой работы каскада на триоде без применения методов нейтрализации.

## 3. МОЩНОСТЬ ВОЗБУДИТЕЛЯ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА

Величина мощности возбудителя оконечного каскада, как и любого другого каскада, зависит от режима работы каскада и типа используемой в каскаде лампы.

Для определения мощности возбуждения введем понятие коэффициента усиления мощности каскада

$$K_P = \frac{P_{\sim}}{P_{\sim_{\text{св}}}},$$

где  $P_{\sim_{\text{св}}}$  — суммарная мощность потерь в сеточной цепи лампы.

Примерные значения коэффициента усиления мощности для различных режимов работы лампы оконечного каскада приведены в табл. 4. 2.

Таблица 4.2  
Величина коэффициента усиления мощности  $K_P$

Режим работы каскада	Триод		Тетрод	Пентод
	Схема с за-земленным катодом	Схема с за-земленной сеткой		
Усиление немодулированных колебаний	15—25	7—10	20—35	30—50
Усиление модулированных колебаний	15—25	7—10	20—35	30—50
Модуляция смещением	5—10	3—4	7—15	10—20
Модуляция на третью сетку	—	—	—	40
Анодная модуляция	10—20	5—8	—	—
Анодно-экранная модуляция	—	—	30	30

Определив по табл. 4.2 примерную величину коэффициента  $K_P$  усиления мощности, находят мощность возбудителя оконечного каскада:

$$P_{\sim_{\text{возб}}} = \frac{P_{\sim_{\text{расч}}}}{K_P}. \quad (4.4)$$

#### 4. ПРОМЕЖУТОЧНЫЕ КАСКАДЫ ПЕРЕДАТЧИКА

Число промежуточных каскадов передатчика зависит от мощности возбуждения оконечного каскада, режимов работы промежуточных каскадов и мощности задающего генератора (возбудителя) передатчика.

Промежуточные каскады могут работать в режиме усиления модулированных колебаний, в так называемом буферном режиме и в режиме умножения частоты. В отдельных случаях в промежуточном каскаде осуществляется телеграфная манипуляция или амплитудная модуляция.

Задающий генератор может быть выполнен с обычной колебательной системой и с кварцевым контуром.

Выполнение требований стабильности частоты оказывается возможным только тогда, когда мощность задающего генератора не превышает 3—5 вт, а в отдельных случаях — даже десятых долей ватта.

Общий коэффициент усиления мощности промежуточных каскадов, необходимый для получения мощности возбуждения оконечного каскада, будет равен

$$K_{P\text{ об}} = \frac{P_{\sim \text{ возб}}}{P_{\sim \text{ з.г}}},$$

где  $P_{\sim \text{ з.г}}$  — мощность задающего генератора.

Если требование к стабильности частоты недостаточно жесткое и если величина  $K_{P\text{ об}}$  не превышает 30—50, то между задающим генератором и оконечным каскадом достаточно будет иметь всего лишь один промежуточный каскад, выполненный на пентоде или лучевом тетроде.

Для выполнения более жестких требований стабильности частоты задающий генератор выполняется с кварцевым контуром, а после задающего генератора ставится промежуточный каскад, работающий в режиме без сеточных токов. Режим работы генераторной лампы без сеточных токов называется буферным режимом, а каскад передатчика — буферным каскадом.

### Буферный промежуточный каскад

При работе лампы без сеточных токов используется только левая часть ее характеристики, лежащая в области отрицательных напряжений по сетке, поэтому величина полезной мощности, отдаваемой лампой в таком режиме, окажется значительно меньше номинальной мощности лампы. Примерное значение мощности, получаемой в буферном режиме, можно определить по следующей формуле:

$$P_{\sim \text{ буф}} \leqslant \frac{E_a I_0}{5 \div 7},$$

где  $E_a$  — величина выбранного напряжения анодного питания;

$I_0$  — величина анодного тока лампы при нулевом напряжении на сетке лампы  $e_c = 0$ .

Мощность буферного каскада обычно не превышает нескольких ватт. Необходимое усиление мощности в промежуточных каскадах, стоящих между буферным каскадом и оконечным каскадом, можно вычислить по формуле

$$K_{P\text{ и.к.}} = \frac{P_{\sim \text{ возб}}}{P_{\sim \text{ БУФ}}}.$$

В случае, когда найденная величина  $K_{P\text{п.к}}$  не превышает 30—50, ограничиваются тоже всего лишь одним промежуточным каскадом, выполненным на тетроде или пентоде.

### Умножение частоты

В передатчиках промежуточных волн и в особенности в передатчиках коротких волн промежуточные каскады работают в режиме умножения частоты, при котором частота колебаний, создаваемых в анодной цепи генератора, в 2—4 раза отличается от частоты возбудителя сеточной цепи.

Умножители частоты применяются в следующих целях:

- 1) для получения стабилизации частоты кварцем в передатчиках, работающих на более коротких волнах;
- 2) для сужения диапазона частот задающего генератора;
- 3) для увеличения девиации частоты в передатчиках с частотной модуляцией;
- 4) для уменьшения числа каскадов, работающих на одной частоте, с целью повышения устойчивости работы передатчика.

В умножителях частоты контур в анодной цепи генератора настраивается в резонанс с одной из высших гармоник анодного тока лампы.

Амплитуды гармонических составляющих анодного тока лампы значительно меньше амплитуды тока первой гармоники, поэтому и полезная мощность, которую можно получить с помощью данной лампы, работающей в режиме умножения частоты, будет значительно меньше номинальной мощности лампы. Примерное значение полезной мощности лампы, работающей в режиме умножения частоты, можно определить по формуле

$$P_{\sim n} \approx \frac{P_{\sim \text{ном}}}{n}, \quad (4.5)$$

где  $P_{\sim n}$  — мощность, получаемая в режиме умножения частоты;  $n$  — номер, используемый гармонической составляющей анодного тока лампы.

В практических схемах чаще всего применяют режим удвоения и утроения частоты.

Число промежуточных каскадов умножителей частоты будет зависеть от общей величины умножения частоты задающего генератора. Так, например, при умножении частоты в 4 раза потребуется два каскада удвоения частоты. Если требуется увеличить частоту в 6 раз, то в схеме можно использовать один утроитель частоты и один удвоитель частоты.

Нередко и буферный каскад передатчика используется как умножитель частоты.

Примерную полезную мощность буферного умножителя частоты можно определить по формуле

$$P_{\sim \text{буф.п.}} = \frac{P_{\sim \text{буф}}}{n}.$$

В отдельных случаях для сокращения числа ламп в передатчике его задающий генератор выполняется по схеме Шембеля с использованием анодной цепи лампы для удвоения или утроения частоты.

Коэффициент усиления мощности умножителя частоты меньше, чем в каскаде, работающем в режиме усиления колебаний.

При удвоении частоты он уменьшается не менее, чем в три раза, а при утроении частоты не менее, чем в пять раз.

Примерная величина коэффициента усиления мощности каскада при удвоении частоты, выполненного на пенгоде, оказывается равной 20, а при утроении частоты не превышает 10—15.

Таким образом, число промежуточных каскадов передатчика в каждом отдельном случае можно определить только исходя из конкретных условий его работы.

Выбор типа лампы промежуточных каскадов производится по величине рассчитанной мощности и наибольшей частоте, на которой должен работать данный каскад.

В отдельных случаях для уменьшения числа ламп различных типов в промежуточных каскадах, несмотря на различие их полезной мощности, используются лампы одного типа.

##### 5. ВЫБОР ТИПА ЛАМП МОДУЛЯТОРА

Мощность модуляторного каскада зависит от способа модуляции. В схемах с сеточной модуляцией, осуществляющейся в оконечном каскаде, мощность модулятора составляет примерно от 0,5 до 1% от расчетной мощности каскада:

$$P_{\sim \text{мод}} \approx \frac{P_{\sim \text{расч}}}{100 \div 200}.$$

Эта величина может быть исходной для выбора по справочнику необходимого типа лампы.

В схемах с анодной и анодно-экранной модуляцией тип лампы выбирается по величине мощности, отдаваемой модулятором в анодную цепь лампы:

$$P_{\sim \text{мод}} \approx \frac{P_{\sim \text{н.}} m^2}{1,5}.$$

Если модулятор выполнен не по двухтактной, а по однотактной схеме, то тип его лампы выбирается по величине мощности, рассеиваемой на аноде лампы в режиме молчания:

$$P_{\text{а.мод}} \approx (2 \div 2,5) P_{\sim \text{н.}}$$

## 6. ВЫБОР ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Величины напряжений источников анодного питания и напряжений на экранирующих сетках ламп определяются по паспорту выбранных типов ламп.

Приближенное значение токов анодных цепей ламп можно определить из соотношения

$$I_{a\sim} = \frac{P_{\sim h}}{0,7 E_a}.$$

Величины токов экранирующих сеток находятся или по характеристикам, или берутся из паспортов ламп.

При определении общего числа источников питания следует учитывать возможность питания от одного источника одновременно нескольких цепей каскадов передатчика.

### § 4.4. ЭСКИЗНЫЙ РАСЧЕТ ПЕРЕДАТЧИКОВ МЕТРОВОГО И ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНОВ ВОЛН

Передатчики метрового и дециметрового диапазонов волн применяются во многих областях современной радиотехники: радиовещании, телевидении, в радиолокационных станциях и ряде других областей. Работают они как в режиме непрерывного генерирования, так и в импульсном режиме.

В передатчиках этого диапазона волн используются все способы управления колебаниями: амплитудная модуляция, частотная широкополосная модуляция и фазовая модуляция. На наиболее коротких волнах метрового диапазона, в дециметровом и сантиметровом диапазонах возможна многоканальная связь с различными методами уплотнения каждого канала радиосвязи.

Передатчики, работающие в режиме непрерывного генерирования, выполняются преимущественно по многокаскадной схеме. Импульсные передатчики имеют, как правило, один и реже два каскада высокой частоты.

При проектировании многокаскадной схемы УКВ передатчика следует учитывать особенности работы генераторов на сверхвысоких частотах: уменьшение  $R_{oe}$  контура, возрастание потерь энергии в самой лампе и увеличение потерь мощности в сеточной цепи.

Величина коэффициента усиления мощности УКВ генератора значительно меньше, чем генератора более длинных волн.

В триодных УКВ генераторах величина  $K_p$  обычно не превышает 2–5. В генераторах, работающих на тетродах и пентодах, величина  $K_p$ , так же как и в обычных генераторах, возрастает в 2–3 раза.

В передатчиках УКВ в ряде случаев наиболее целесообразно использование в каскаде ламп с повышенной номинальной мощностью, работающих с пониженным анодным напряжением. При таком режиме работы ламп облегчается конструирование колеба-

тельной системы с необходимым значением эквивалентного сопротивления.

Рассмотрим основные случаи эскизного расчета передатчиков УКВ.

### Передатчик УКВ с частотной модуляцией

Общая последовательность расчета передатчика УКВ с частотной модуляцией может быть примерно такой же, как последовательность расчета передатчиков более длинных волн. Расчет ведется в направлении от оконечного каскада к возбудителю.

Число каскадов передатчика с частотной модуляцией зависит не только от его выходной мощности и требований к стабильности частоты, но и от метода осуществления частотной модуляции.

Как известно, частотную модуляцию с достаточной девиацией частоты можно осуществить путем воздействия реактивной лампы на контур автогенератора, но в этом случае уменьшается стабильность частоты.

Стабилизацию частоты в подобных передатчиках производят с помощью канала автоподстройки частоты с использованием в нем кварцевого гетеродина. В таких передатчиках число умножителей частоты оказывается минимальным, но сама схема возбудителя получается более сложной.

Частотную модуляцию с помощью реактивной лампы можно осуществлять и в возбудителе с кварцевым контуром, но девиация частоты при этом оказывается значительно меньше, чем в первом примере. Для получения необходимой девиации частоты потребуется большее число умножителей частоты.

В отдельных случаях частотно-модулированные колебания получают путем фазовой модуляции, производимой в одном из промежуточных каскадов передатчика.

В практической радиотехнике могут встретиться и другие методы получения частотно-модулированных колебаний: например, путем введения в контур возбудителя емкости диода или емкости полупроводникового триода, величины которых зависят от режима работы указанных приборов.

Рассмотрим пример эскизного расчета УКВ передатчика с частотной модуляцией.

#### Пример эскизного расчета

#### Исходные данные

- Мощность в антenne  $P_{\sim A}=4,5 \text{ квт.}$
- Длина волны  $\lambda=4 \text{ м.}$
- Девиация частоты  $\Delta F_{\max}=\pm 80 \text{ кгц.}$

Требуется определить

- Число каскадов передатчика.
- Типы ламп.
- Примерные требования к источникам питания.

## Порядок расчета

1. Определяем расчетную мощность оконечного каскада:

$$P_{\sim \text{расч}} = \frac{P_{\sim A}}{\gamma_{\text{пп.к}} \gamma_{\phi}}.$$

Выбираем  $\gamma_{\text{пп.к}} = 0,8$  и  $\gamma_{\phi} = 0,95$ ;

$$P_{\sim \text{расч}} = \frac{P_{\sim A}}{\gamma_{\text{пп.к}} \gamma_{\phi}} = \frac{4,5}{0,8 \cdot 0,95} = 5,9 \text{ квт.}$$

2. Выбираем для оконечного каскада схему с общей сеткой и определяем расчетную мощность одного плеча.

В каскадах с общей сеткой часть мощности возбудителя переходит непосредственно в контур анодной цепи. Доля этой переходящей мощности обычно лежит в пределах 10–15% от мощности, развиваемой в анодной цепи лампы.

Поэтому расчетную мощность такого каскада следует уменьшить на 10–15%:

$$P_{\sim \text{расч}} = (0,85 \div 0,9) P'_{\sim \text{расч}} = 0,85 \cdot 5,9 \approx 5 \text{ квт.}$$

3. Находим расчетную мощность одного плеча

$$P'_{\sim} = \frac{P_{\sim \text{расч}}}{2} = \frac{5}{2} = 2,5 \text{ квт.}$$

4. Выбираем лампу типа ГУ-37Б—УКВ триод с  $E_a = 3 \text{ кв}$ ,  $I_e = 9 \text{ а}$ ,  $P_{\sim \text{ном}} = 3,5 \text{ квт}$ ,  $P_a = 3,5 \text{ квт}$ ,  $f_{\text{макс}} = 300 \text{ Мгц}$ .

Номинальная мощность лампы превышает расчетную:

$$\begin{aligned} P_{\sim \text{ном}} &> P'_{\sim} \\ 3,5 \text{ квт} &> 2,5 \text{ квт.} \end{aligned}$$

При таком превышении анодное напряжение можно уменьшить до 2,5 кв.

5. Рассчитываем мощность предоконечного каскада:

$$P_{\sim \text{возб}} = \frac{P_{\sim \text{расч}}}{K_P} = \frac{5,9}{3} \approx 2 \text{ квт.}$$

Принимаем и для этого каскада двухтактную схему и выбираем тип лампы. Из имеющегося сортамента ламп наиболее подходящей можно считать лампу ГУ-35Б — лучевой тетрод с  $P_{\sim \text{ном}} = 2 \text{ квт}$ ,  $E_a = 5 \text{ кв}$ ,  $f_{\text{макс}} = 250 \text{ Мгц}$ .

Двухкратное превышение мощности ламп над расчетным значением позволяет снизить величину анодного напряжения с 5 до 2,5 кв, т. е. сделать его таким же, как и в оконечном каскаде.

6. Задаемся величиной длины волны задающего генератора  $\lambda_{з.г} = 96 \text{ м}$  и находим необходимую величину умножения частоты:

$$n_{06} = \frac{\lambda_{з.г}}{\lambda_{\text{раб}}} = \frac{96}{4} = 24.$$

Для получения такой величины умножения частоты необходимо иметь один утроитель и три удвоителя частоты:

$$n_{06} = 3 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 = 24.$$

Таким образом, в передатчике будет всего семь каскадов высокой частоты: задающий генератор, оконечный каскад и пять промежуточных каскадов.

Расчетная мощность шестого каскада и тип его ламп определены.

7. Находим расчетную мощность пятого каскада:

$$P_{\sim V} = \frac{P_{\sim VI}}{K_P} = \frac{2}{5 \div 10} = 0,4 \div 0,2 \text{ квт.}$$

Принимаем мощность пятого каскада

$$P_{\sim V} = 0,3 \text{ квт.}$$

Каскад работает в режиме удвоения частоты, поэтому номинальная мощность лампы должна быть не менее

$$P_{\sim \text{ном}} = n P_{\sim V} = 2 \cdot 0,3 = 0,6 \text{ квт.}$$

Выбираем лампу ГУ-27Б — лучевой тетрод с  $P_{\sim \text{ном}} = 1 \text{ квт}$ ,  $E_a = 3,5 \text{ в}$ ,  $f_{\text{макс}} = 110 \text{ Мгц}$ .

Мощность лампы в режиме удвоения частоты превышает расчетную мощность, поэтому снижаем анодное напряжение по сравнению с его паспортным значением с 3,5 до 2,5 в.

8. Определяем расчетную мощность четвертого каскада

$$P_{\sim IV} = \frac{P_{\sim V}}{K_P} = \frac{0,3}{5 \div 10} = 0,06 \div 0,03 \text{ квт.}$$

Принимаем  $P_{\sim IV} = 0,04 \text{ квт}$ .

Четвертый каскад работает в режиме удвоения частоты, поэтому номинальная мощность его лампы должна быть не менее

$$P_{\sim \text{ном}} = n P_{\sim IV} = 2 \cdot 0,04 = 0,08 \text{ квт.}$$

Выбираем лампу ГУ-29 — двойной лучевой тетрод с  $P_{\sim \text{ном}} = 87 \text{ вт}$ ,  $E_a = 750 \text{ в}$ ,  $f_{\text{макс}} = 200 \text{ Мгц}$ .

9. Находим мощность третьего каскада:

$$P_{\sim III} = \frac{P_{\sim IV}}{K_P} = \frac{40}{5 \div 10} = 8 \div 4 \text{ вт.}$$

Принимаем  $P_{\sim III} = 6 \text{ вт}$  и определяем номинальную мощность лампы:

$$P_{\sim \text{ном}} = n P_{\sim III} = 2 \cdot 6 = 12 \text{ вт.}$$

Выбираем лампу 6П3С

$$P_{\sim \text{ном}} = 20 \text{ вт}, E_a = 375 \text{ в.}$$

Так как  $P_{\sim III} < P_{\sim \text{ном}}$ , понижаем анодное напряжение до  $E_a = 250 \text{ в}$ .

10. Определяем расчетную мощность второго каскада передатчика:

$$P_{\sim II} = \frac{P_{\sim III}}{K_P} = \frac{6}{5 \div 10} = 1,2 \div 0,6 \text{ вт.}$$

Принимаем  $P_{\sim II} = 1 \text{ вт}$ .

Каскад должен работать в режиме утройства частоты. Для повышения стабильности частоты задающего генератора поставим этот каскад в буферный режим работы.

Для второго каскада выбираем ту же лампу 6П3.

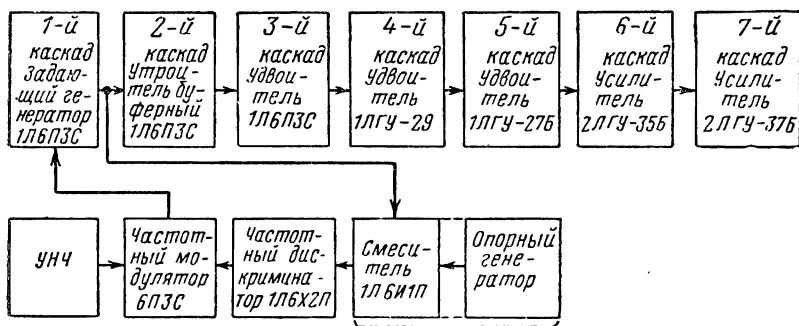
Проверяем возможность ее использования в указанном режиме:

$$P_{\sim \text{БУФ3}} = \frac{P_{\sim \text{БУФ}}}{3} = \frac{S | E'_c | E_a}{6 \cdot n} = \frac{6 \cdot 10^{-3} \cdot 22 \cdot 250}{6 \cdot 3} = 1,83 \text{ вт} > 1 \text{ вт.}$$

11. Для уменьшения числа типов ламп для задающего генератора и частотного модулятора выбираем лампу 6П3.

12. Для поддержания постоянства средней частоты передатчика применяем канал автоподстройки частоты.

В состав канала должен войти кварцевый генератор опорной частоты, смеситель, частотный дискриминатор и фильтр, применяемый для предупреждения демодуляции.



Фиг. 4. 1. Блок-схема передатчика УКВ с частотной модуляцией.

(Первые цифры и буквы обозначают число ламп в каскаде.)

Смеситель и опорный кварцевый гетеродин могут быть выполнены на лампе БИ1П, а в частотном детекторе можно использовать лампу 6Х2П. Блок-схема передатчика изображена на фиг. 4. 1.

#### § 4. 5. ЭСКИЗНЫЙ РАСЧЕТ ИМПУЛЬСНОГО ПЕРЕДАТЧИКА САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

Последовательность эскизного расчета импульсного передатчика, работающего в сантиметровом диапазоне волн, в значительной мере отличается от расчета передатчика более длинных волн.

Передатчик сантиметрового диапазона волн чаще всего содержит лишь один высокочастотный каскад, в котором создаются колебания и заданной частоты и заданной мощности.

Питание анодной цепи генератора импульсного передатчика производится от накопительного устройства, в схеме которого во время паузы между импульсами происходит процесс накопления энергии.

##### Пример эскизного расчета

##### Исходные данные

1. Мощность в импульсе  $P_i$ .
2. Рабочая длина волны  $\lambda_{раб}$  или рабочая частота  $f_{раб}$ .
3. Длительность импульса  $\tau_i$ .
4. Частота повторения импульсов  $F_p$ .
5. Длительность переднего фронта импульса  $\tau_f$ .
6. Допустимое значение перепада плоской части импульса.

## Порядок расчета

1. В соответствии с заданной мощностью и рабочей волной (частотой) выбираем тип лампы для генератора: магнетрон, кристалл, лампу с обратной волной, триод или тетрод.

2. По импульсным рабочим характеристикам определяем основные показатели генератора, характеризующие его работу. Например, при использовании в качестве генератора магнетрона по его рабочим характеристикам находим величину анодного напряжения  $E_a$ , постоянную составляющую анодного тока в импульсе  $I_{a=i}$ , электронный к. п. д.  $\eta$  и магнитную индукцию  $B$ .

Если в качестве накопителя выбрана искусственная линия, работающая в режиме обычного заряда, то величина допустимого напряжения на аноде модуляторной лампы должна быть удвоена:

$$E_{a,m} \approx 2E_a.$$

При выборе типа модуляторной лампы исходными являются величины  $E_{a,m}$  и  $I_{a=i}$ .

Модуляторную лампу выбирают так, чтобы допустимое напряжение на аноде лампы  $E_{a,dop}$  обычно указываемое в паспорте лампы, превышало величину  $E_{a,m}$

$$E_{a,dop} \geq E_{a,m}.$$

Соответственно и ток эмиссии катода модуляторной лампы

$$I_e \geq I_{a=i}.$$

Если ток эмиссии одной лампы недостаточно велик, то в схеме модулятора используются две или три модуляторных лампы, суммарное значение тока эмиссии которых превышает расчетное значение тока модулятора.

3. Выбираем вид накопительного устройства и схему модулятора.

В качестве накопительного устройства обычно используют емкостной накопитель или искусственную линию. Можно использовать и другие виды накопителей.

4. Выбрав вид накопителя и режим его работы, определяем основные требования к импульсному модулятору, величину напряжения на аноде модуляторной лампы во время паузы  $E_{a,m}$  и ток, проходящий через модуляторную лампу во время действия отпирающего импульса  $I_{a,m}$ .

Например, при использовании емкостного накопителя

$$E_{a,m} \approx 1,2E_a,$$

$$I_{a,m} \approx 1,1I_{a=i}.$$

5. После выбора типа модуляторной лампы и вида накопителя определяем по паспортным данным лампы примерные требования к подмодулятору: величины напряжения и тока пускового импульса.

---

## Глава V

### РАСЧЕТ КАСКАДОВ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

#### § 5.1. РАСЧЕТ КАСКАДОВ УСИЛИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ НА ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПАХ

Усилители напряжения применяют для усиления напряжения сигнала до величины, необходимой для возбуждения лампы окончного каскада. Число каскадов усиления зависит от требуемой величины усиления.

Общий коэффициент усиления можно определить из следующего соотношения:

$$K_{\text{об}} = \frac{U_{\text{вх, ок}}}{U_c}.$$

Примерное число каскадов, с помощью которых можно получить необходимый коэффициент усиления, определяется предварительным расчетом схемы.

Усилители напряжения классифицируют по характеру нагрузки и способу ее включения в цепи электродов лампы.

В зависимости от характера анодной нагрузки различают следующие виды каскадов усилителя напряжения:

1) реостатный усилительный каскад или усилитель на сопротивлениях,

2) трансформаторный усилительный каскад или усилитель на трансформаторах.

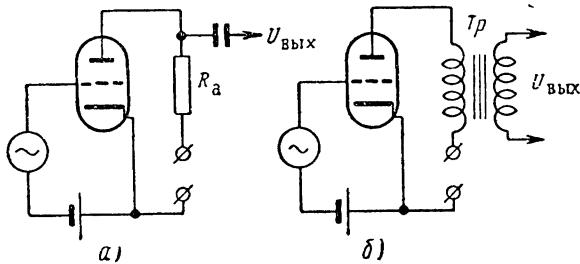
Схемы этих каскадов приведены на фиг. 5.1.

Кроме этих основных видов усилителей, в практике радиотехники иногда применяют реостатно-трансформаторный каскад (фиг. 5.2).

В некоторых усилительных устройствах, используемых для регистрации слабых сигналов низкой частоты, с целью уменьшения помех применяется двухтактная схема усилителя на сопротивлениях (фиг. 5.3).

В зависимости от способа включения сопротивления нагрузки в цепи электродов ламп различают следующие схемы усилительных каскадов:

1. Каскад с анодной нагрузкой (с общим катодом).
  2. Каскад с катодной нагрузкой (с общим анодом).
  3. Каскад с разделенной нагрузкой или инверсный каскад.
- Схемы этих каскадов показаны на фиг. 5.4.

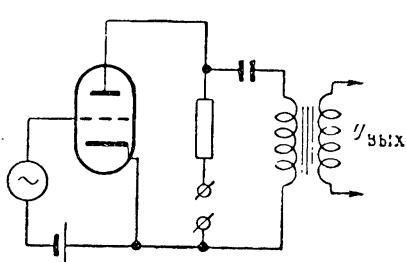


Фиг. 5.1. Схемы усилителей напряжения.  
а—усилитель на сопротивлениях, б—усилитель на трансформаторе.

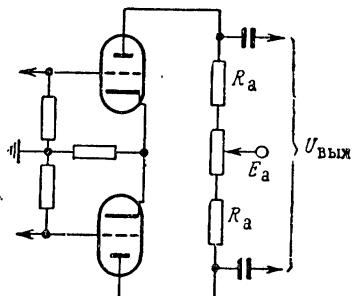
В некоторых случаях инверсные каскады выполняют на двух триодах с анодной или с катодной связью (фиг. 5.5).

В данном параграфе рассматривается лишь расчет каскадов усиления с анодной нагрузкой. Расчет других каскадов рассматривается ниже.

Наиболее распространена схема усилителя напряжения на сопротивлениях.



Фиг. 5.2. Схема реостатно-трансформаторного каскада.



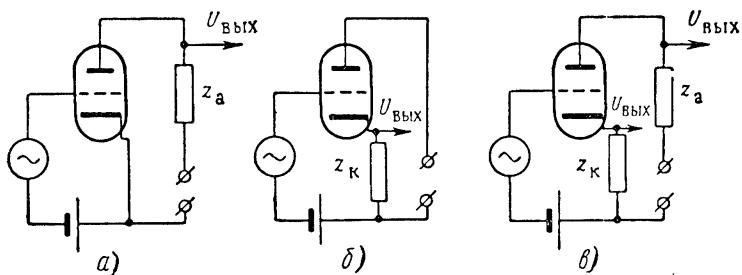
Фиг. 5.3. Двухтактный усилитель на сопротивлениях.

Усилители на сопротивлениях обладают высокими качественными показателями, простой конструкцией и относительно невысокой ее стоимостью.

Коэффициент усиления усилителя на сопротивлениях зависит от величины сопротивления анодной нагрузки, параметров лампы, а для многокаскадных схем и от влияния входной цепи последующего каскада.

Усилители на трансформаторах очень часто используют в устройствах с ограниченной полосой частот усиливаемых колебаний.

В отдельных случаях первичная обмотка трансформатора совместно с подключенным к ней параллельно конденсатором обра-



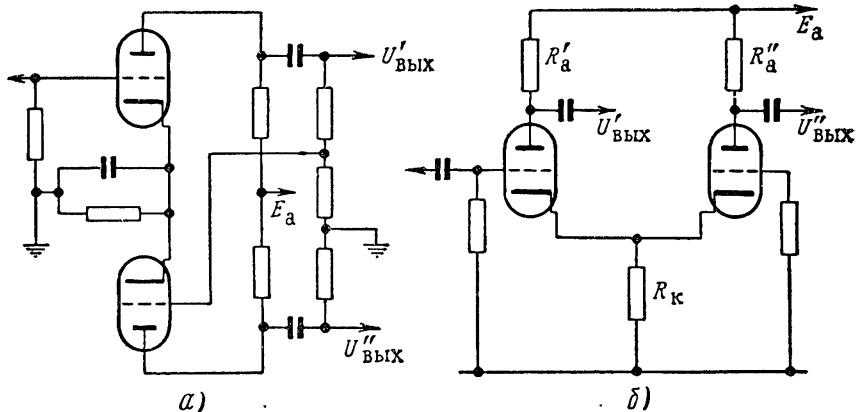
Фиг. 5.4. Схемы усилителей низкой частоты.

*a*—с анодной нагрузкой, *б*—с катодной нагрузкой, *в*—с разделенной нагрузкой.

зуют колебательный контур, настраиваемый на частоту усиливающегося сигнала.

Усилители на трансформаторах по сравнению с усилителями на сопротивлениях обладают следующими преимуществами:

1) почти все напряжение источника анодного напряжения подводится к аноду лампы;



Фиг. 5.5. Схемы инверсных каскадов.

*a*—с анодной связью, *б*—с катодной связью.

2) с помощью трансформатора можно дополнитель но повысить напряжение;

3) применение трансформатора в выходных каскадах облегчает согласование выходного сопротивления каскада с сопротивлением нагрузки, а в промежуточных каскадах — согласование

выходного сопротивления данного каскада со входным сопротивлением последующего каскада. Это имеет большое значение для схем усилителей, выполненных на полупроводниковых триодах.

К недостаткам усилителя на трансформаторах следует отнести увеличение размеров, веса и стоимости конструкции.

Реостатно-трансформаторная схема применяется с целью устранения постоянного намагничивания сердечника трансформатора постоянной составляющей анодного тока лампы или полупроводникового триода.

При устраниении постоянного намагничивания сердечника геометрические размеры и вес трансформатора могут быть заметно уменьшены.

## 1. РАСЧЕТ ОДНОКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ НА СОПРОТИВЛЕНИЯХ

### Исходные данные

1. Напряжение на входе и выходе усилителя, т. е. величина коэффициента усиления, которую должен обеспечивать усилитель.

2. Диапазон частот  $F_{\text{н}}—F_{\text{в}}$ .

3. Допустимые частотные искажения  $M_{\text{н}}$  и  $M_{\text{в}}$  на нижней и верхней границах диапазона.

Требуется определить

1. Тип лампы и режим ее работы.

2. Параметры схемы:

— сопротивление анодной нагрузки  $R_a$ ;

— элементы развязывающего фильтра  $R_f$  и  $C_f$ ;

— сопротивление утечки сетки  $R_c$ ;

— емкость разделительного конденсатора  $C_s$ .

3. Коэффициент частотных искажений  $M$  и коэффициент усиления  $K$  на различных частотах рабочего диапазона.

### Порядок расчета

1. Выбираем лампу в зависимости от величины требуемого усиления и диапазона частот.

Узкополосные усилители и каскады с коэффициентом усиления в области средних частот  $K_0 < 100$  обычно выполняются на триодах, величина  $\mu$  которых находится в пределах 50—100. Широкополосные усилители и усилители с коэффициентом усиления  $K_0 = 100 \div 200$  выполняются на пентодах.

При выборе лампы можно полагать, что коэффициент усиления каскада на триоде

$$K_0 \approx (0,7 \div 0,8) \mu.$$

Величина  $K_0$  должна быть равна или больше требуемой величины коэффициента усиления каскада.

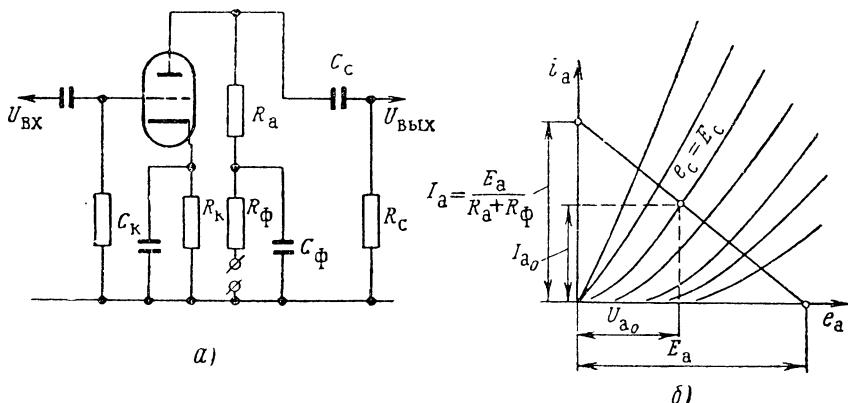
2. После выбора типа лампы определяем максимальную величину эквивалентного сопротивления, при котором завал частотной характеристики в области верхних частот диапазона не превышает допустимой величины

$$R_s = \frac{\sqrt{M_B^2 - 1}}{\Omega_B C_0}.$$

3. Рассчитываем величину сопротивления анодной нагрузки

$$R_a = \frac{R_s R_i}{R_i - R_s}.$$

Если величина внутреннего сопротивления лампы меньше необходимой величины эквивалентного сопротивления, то завал частот-



Фиг. 5.6. К расчету усилителя на сопротивлениях.

а—схема каскада, б—построение динамической характеристики для определения тока покоя.

ной характеристики в области верхних частот не будет превышать допустимой величины при любом значении сопротивления анодной нагрузки.

Внутреннее сопротивление пентода обычно во много раз больше эквивалентного сопротивления  $R_s$ , поэтому расчетная формула для  $R_a$  может быть упрощена:

$$R_a \approx R_s.$$

Выбираем величину сопротивления развязывающего фильтра, (фиг. 5.6, а) (в тех случаях, когда этот фильтр предусмотрен схемой):

$$R_\phi = (0,2 \div 0,5) R_a.$$

Определяем емкость конденсатора фильтра. Если фильтр служит только для устранения паразитной связи, то величина емкости фильтра определяется из соотношения

$$C_{\Phi} \geq \frac{100}{R_{\Phi}\Omega_h}.$$

В каскадах усилителей, в которых анодный фильтр используется для частотной коррекции в области низких частот, емкость конденсатора фильтра определяется по формуле

$$C_{\Phi} = \frac{1}{R_{\Phi}\Omega_h} \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{R_{\Phi}}{R_a}\right)^2 - m^2}{m^2 - 1}},$$

где  $m$  — заданная величина подъема частотной характеристики в области нижней граничной частоты.

6. Определяем величину сопротивления  $R_c$  утечки сетки и емкость конденсатора  $C_c$

$$R_c = (5 \div 10) R_a, \quad C_c \geq \frac{1}{R_c \Omega_h \sqrt{M_h^2 - 1}}.$$

Следует помнить, что найденная величина сопротивления  $R_c$  не должна превышать значения, допустимого по ГОСТу для лампы данного типа.

7. Находим частоту  $\Omega_0$  и коэффициент усиления  $K_0$  на этой частоте:

$$\Omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_c R_c C_0 R_s}},$$

$$K_0 = \mu \frac{1}{1 + \frac{R_t}{R_a} + \frac{R_t}{R_c}}.$$

8. Используя найденные значения  $R_a$  и  $R_{\Phi}$ , строим динамическую характеристику для определения постоянной составляющей анодного тока лампы. Находим ее следующим образом:

а) по оси тока анодных характеристик лампы откладываем величину тока, рассчитанную по формуле

$$I_a = \frac{E_a}{R_a + R_{\Phi}};$$

б) по оси напряжения откладываем величину  $E_a$  выбранного анодного напряжения;

в) соединяя найденные на координатных осях точки, получаем динамическую характеристику лампы;

г) выбираем величину  $E_c$  отрицательного напряжения смещения на управляющей сетке лампы

$$|E_c| \geq U_c.$$

По характеристике лампы, соответствующей этой величине напряжения смещения, находим искомую величину тока  $I_{a0}$ .

На фиг. 5. 6, б показаны анодные характеристики триода и элементы построения динамической характеристики.

При определении тока  $I_{a0}$  пентода, помимо величины напряжения смещения  $E_c$ , следует учитывать и влияние  $E_{c2}$  напряжения на второй сетке (анодные характеристики приводятся в справочниках для определенных величин  $E_{c2}$ ).

9. Определяем величину мощности рассеяния на сопротивлении  $R_a$  и выбираем тип сопротивления:

$$P_{R_a} = I_{a0}^2 R_a.$$

Допустимая мощность рассеяния выбранного типа сопротивления должна удовлетворять соотношению

$$P_R \geq P_{R_a}.$$

10. Рассчитываем коэффициенты частотных искажений и коэффициенты усиления на различных частотах диапазона:

$$M_h = \frac{K_0}{K_h} = \sqrt{1 + \left( \frac{1}{\Omega_h R_c C_c} \right)^2},$$

$$M_b = \frac{K_0}{K_b} = \sqrt{1 + (\Omega_b C_0 R_s)^2},$$

$$K_h = \frac{K_0}{M_h},$$

$$K_b = \frac{K_0}{M_b}.$$

Для построения частотной характеристики следует определить величины частотных искажений не только на крайних частотах диапазона, но и для промежуточных значений частоты усиливаемых сигналов.

11. Определяем сопротивление автоматического смещения в цепи катода лампы

$$R_k = \frac{|E_c|}{I_{a0}}.$$

12. Находим величину емкости  $C_k$ , блокирующей катодное сопротивление:

$$C_k \geq \frac{50 \div 100}{\Omega_h R_k}.$$

13. Для каскадов, выполняемых на пентодах, следует определить величину  $R_{c2}$  гасящего сопротивления в цепи второй сетки и емкость  $C_b$  блокировочного конденсатора:

$$R_{c2} = \frac{E_a - E_{c2}}{I_{c2}},$$

$$C_b = \frac{100 \div 500}{\Omega_h R_{c2}}.$$

**Пример 5.1.** Рассчитать усилитель на сопротивлениях.

#### Исходные данные

1. Напряжение на входе  $U_{вх}=0,2$  в.
2. Напряжение на выходе  $U_{вых}=10$  в.
3. Диапазон частот 50—8000 Гц.
4. Допустимые частотные искажения  $M_{н}=M_{в}=1,05$ .
5. Суммарная емкость  $C_0=200$  нФ.
6. Напряжение источника анодного питания  $E_a=250$  в.

Требуется определить

1. Сопротивление анодной нагрузки  $R_a$ .
2. Сопротивление утечки сетки  $R_c$ .
3. Емкость разделительного конденсатора  $C_c$ .
4. Сопротивление автоматического смещения  $R_k$ .
5. Емкость блокировочного конденсатора  $C_b$ .

#### Решение

1. Определяем необходимую величину коэффициента усиления

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{10}{0,2} = 50.$$

Выбираем лампу 6Н2П и используем одну ее половину.

Параметры лампы 6Н2П:  $S=2$  ма/в,  $\mu=97,5$ ,  $R_i=49$  ком,  $P_{a.доп}=1$  вт,  $U_{в}=6,3$  в,  $I_{в}=0,345$  а.

Основанием для такого выбора служит выполнение соотношения

$$0,7\mu > K.$$

$$0,7 \cdot 97,5 = 68 > 50.$$

2. Определяем величину эквивалентного сопротивления

$$R_9 = \frac{\sqrt{M_{в}^2 - 1}}{\Omega_b C_0} = \frac{\sqrt{1,05^2 - 1}}{2 \cdot 3,14 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-12}} = 31,6 \text{ ком.}$$

3. Находим сопротивление анодной нагрузки

$$R_a = \frac{R_9 \cdot R_t}{R_i - R_9} = \frac{31,6 \cdot 49}{49 - 31,6} = 89 \text{ ком.}$$

Выбираем сопротивление  $R_a=82$  ком типа МЛТ 0,5.

4. Находим сопротивление фильтра

$$R_{\Phi} = (0,2 \div 0,5) R_a = 0,3 \cdot 82 = 24,6 \text{ ком.}$$

Выбираем сопротивление  $R_\phi = 22$  ком типа МЛТ0,5.

5. Определяем емкость конденсатора фильтра

$$C_\phi \geq \frac{100}{R_\phi \Omega_n} = \frac{100}{22 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 14,4 \text{ мкф.}$$

Выбираем конденсатор КЭГ-2 — 20 мкф, 300 в.

6. Определяем величину сопротивления утечки сетки и емкость конденсатора  $C_c$

$$R_c = (5 \div 10) R_a = 7 \cdot 82 = 564 \text{ ком.}$$

Выбираем сопротивление  $R_c = 560$  ком типа МЛТ 0,5

$$C_c = \frac{1}{R_c \Omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}} = \\ = \frac{1}{560 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \sqrt{1,05^2 - 1}} = 17800 \text{ нф.}$$

Выбираем конденсатор  $C_c = 33000$  нф типа БГМ.

7. Находим частоту  $\Omega_0$  и коэффициент усиления  $K_0$  на этой частоте:

$$\Omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_c R_c C_0 R_s}} = \\ = \frac{1}{\sqrt{33 \cdot 10^{-10} \cdot 560 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-12} \cdot 31,6 \cdot 10^3}} = 2920 \text{ 1/сек,} \\ K_0 = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c}} = \frac{97,5}{1 + \frac{49}{82} + \frac{49}{560}} = 58.$$

Полученная величина  $K_0$  несколько больше необходимой, однако такое превышение вполне допустимо.

8. Строим динамическую характеристику и определяем постоянную составляющую анодного тока лампы

$$I_a = \frac{E_a}{R_a + R_\phi} = \frac{250}{82 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^3} = 2,4 \text{ ма.}$$

Откладываем это значение на оси тока характеристики ламп (фиг. 5.7) и получаем точку  $M$ ; соединяем точку  $M$  с точкой  $N$  на оси анодного напряжения, соответствующей напряжению  $E_a = 250$  в. Выбираем величину  $E_c$  отрицательного напряжения смещения

$$E_c = -1,5 \text{ в.}$$

По характеристике лампы в соответствии с величиной выбранного напряжения смещения находим анодный ток лампы

$$I_{a0} = 0,8 \text{ ма,}$$

$$U_{a0} = 165 \text{ в.}$$

9. Проверяем правильность выбора сопротивления анодной нагрузки по величине мощности рассеяния на аноде

$$P_{R_a} = I_{a0}^2 R_a = (0,8 \cdot 10^{-3})^2 82 \cdot 10^3 = 5,2 \cdot 10^{-2} \text{ вт} < 0,5 \text{ вт.}$$

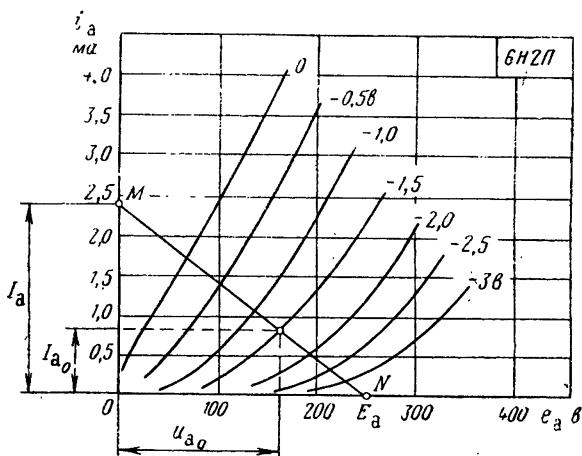
10. Рассчитываем коэффициенты частотных искажений на границах диапазона частот

$$M_{\text{H}} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\Omega_{\text{H}} R_{\text{c}} C_{\text{c}}}\right)^2} =$$

$$= \sqrt{1 + \left(\frac{1}{3,14 \cdot 50 \cdot 5,6 \cdot 10^5 \cdot 3,3 \cdot 10^{-8}}\right)^2} = 1,015 < 1,05,$$

$$M_{\text{B}} = \sqrt{1 + (\Omega_{\text{B}} R_{\text{e}} C_0)^2} =$$

$$= \sqrt{1 + (6,28 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 31,6 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-12})^2} = 1,047 < 1,05.$$



Фиг. 5.7. Характеристики лампы 6Н2П.

Находим коэффициент усиления на крайних частотах диапазона

$$K_{\text{H}} = \frac{K_0}{M_{\text{H}}} = \frac{58}{1,015} \approx 57,$$

$$K_{\text{B}} = \frac{K_0}{M_{\text{B}}} = \frac{58}{1,047} \approx 55,5.$$

11. Определяем сопротивление автоматического смещения

$$R_{\text{K}} = \frac{|E_{\text{c}}|}{I_{\text{a}0}} = \frac{1,5}{0,8 \cdot 10^{-3}} = 1880 \text{ ом.}$$

Выбираем сопротивление

$$R_{\text{K}} = 2000 \text{ ом типа МЛТ 0,5.}$$

12. Находим емкость блокировочного конденсатора

$$C_{\text{K}} = \frac{50 \div 100}{\Omega_{\text{H}} R_{\text{K}}} = \frac{50}{3,14 \cdot 2000} \approx 80 \text{ мкФ.}$$

Выбираем конденсатор  $C_{\text{K}} = 100 \text{ мкФ}$  типа КЭ.

### Исходные данные

Исходными данными для расчета многокаскадного усилителя, так же как и для расчета одного каскада, являются величины входного и выходного напряжений, диапазон частот и допустимые частотные искажения на граничных частотах диапазона.

### Порядок расчета

1. Определяем необходимую величину общего коэффициента усиления

$$K_{\text{об}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}.$$

2. Определяем число каскадов, обеспечивающих необходимое усиление.

Если все каскады схемы одинаковы, то общий коэффициент усиления может быть определен из соотношения

$$K_{\text{об}} = K^N,$$

где  $N$  — число каскадов,

$K$  — коэффициент усиления одного каскада.

Решая это соотношение относительно  $N$ , получим

$$N = \frac{\lg K_{\text{об}}}{\lg K}. \quad (5.1)$$

Таким образом, необходимое число каскадов зависит не только от величины общего коэффициента усиления, но и от коэффициента усиления отдельных каскадов. В свою очередь, коэффициент усиления одного каскада зависит от типа выбранной лампы и диапазона частот усиливаемых сигналов. Чем больше верхняя частота диапазона и чем выше требования к качеству воспроизведения полезного сигнала, тем меньшее усиление может быть получено с помощью одного каскада.

В табл. 5.1 приведены наиболее употребительные для усиления напряжения триоды и пентоды с указанием примерной величины усиления, которое может быть получено от одного каскада при верхней частоте диапазона  $F_v=8000$  гц и допустимых искажениях, не превышающих  $M_v=1,05$ , эквивалентной нагрузке  $R_o=30$  ком и паразитной емкости схемы  $C_0=200$  нФ.

Выбрав из таблицы тип лампы и подставив примерное значение  $K$  в формулу (5.1), находим необходимое число каскадов. Если число каскадов получается дробным, то его следует округлить до ближайшего большего целого числа. Для уточнения числа каскадов нужно определить величину допустимых искажений в одном каскаде усилителя на верхней частоте.

Таблица 5.1

Тип лампы	$S$ ма/в	$\mu$	$R_i$ ком	$K_0$	Тип лампы	$S$ ма/в	$\mu$	$R_i$ ком	$K_0$
6С2П	11,5	48	4,2	42	12Н4П	1,8	40	22	30
6С4П	19,5	50	2,6	46	6Г3П	1,3	63	48	40
6С7Б	4	66	16	50	6Ж2П	3,8	380	100	114
6Н2П	2	97	49	55	6Ж3П	5,0	4000	800	150
6Н4П	1,7	41	23	30	6Ж5П	9,0	450	500	270
6Н17Б	3,8	75	20	56	6Ж8	1,6	3200	2000	50

Общая величина коэффициента  $M_{\text{в.об}}$  частотных искажений в области верхних частот многокаскадного усилителя связана с коэффициентом частотных искажений одного каскада следующим соотношением:

$$M_{\text{в.об}} = M_{\text{в}}^N.$$

Решая это соотношение относительно допустимых искажений для одного каскада, получим

$$M_{\text{в}} = \sqrt[N]{M_{\text{в.об}}}.$$

Если общий коэффициент частотных искажений задан в децибелах, то допустимую величину искажений в одном каскаде находим по формуле

$$M_{\text{в}} \partial\delta = \frac{M_{\text{в.об}} \partial\delta}{N}.$$

3. Определяем необходимый коэффициент усиления каскада при выбранном числе каскадов

$$K = \sqrt[N]{K_{\text{об}}}.$$

4. Рассчитываем величину эквивалентного сопротивления  $R_a$ , сопротивление анодной нагрузки и соответствующий ей коэффициент усиления каскада.

Если величина коэффициента усиления окажется равной или более необходимой, то каждый из каскадов можно будет рассчитать по приведенному ранее порядку расчета. В противном случае выбирается лампа другого типа.

**Пример 5.2.** Рассчитать усилитель.

### Исходные данные

- Напряжение на входе  $U_{вх}=0,2 \text{ мв}.$
- Напряжение на выходе  $U_{вых}=20 \text{ в}.$
- Диапазон частот от 20 до 10 000 гц.
- Допустимые частотные искажения  $M_{н}=M_{в}=1,15.$
- Паразитная емкость схемы  $C_0=180 \text{ пФ}.$

### Требуется определить

- Число каскадов усилителя.
- Тип электронной лампы.
- Элементы схемы и режим работы каскадов.

### Решение

- Определяем необходимую величину общего коэффициента усиления

$$K_{об} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{20}{0,2 \cdot 10^{-3}} = 10^5.$$

- Определяем число каскадов. Предположим, что при заданном диапазоне частот можно получить в отдельных каскадах коэффициент усиления  $K=40 \div 50.$

Подставим эти значения в формулу (5.1):

$$N' = \frac{\lg K_{об}}{\lg K} = \frac{\lg 10^5}{\lg 40} = 3,13,$$

$$N'' = \frac{\lg K_{об}}{\lg K} = \frac{\lg 10^5}{\lg 50} = 2,96.$$

Выбираем  $N=3.$

Для получения в каждом каскаде коэффициента усиления  $K=40 \div 50$  выбираем для первого каскада лампу 6С4П, а для второго и третьего каскадов — лампу 6Н2П, являющуюся двойным триодом.

Проверяем возможности использования этих ламп в усилителе.

Определяем коэффициент частотных искажений  $M_{в}$  для одного каскада:

$$M_{в} = \sqrt[3]{M_{в,об}} = \sqrt[3]{1,15} \approx 1,05.$$

Находим величину  $R_{в}$  для каскадов усилителя:

$$R_{в} = \frac{\sqrt{M_{в}^2 - 1}}{\Omega_{в} C_0} = \frac{\sqrt{1,05^2 - 1}}{6,28 \cdot 10^4 \cdot 180 \cdot 10^{-12}} = 27,8 \text{ ком.}$$

Внутреннее сопротивление лампы 6С4П меньше величины эквивалентного сопротивления, поэтому величина сопротивления анодной нагрузки  $R_a$  будет мало влиять на частотные искажения на верхних частотах.

Выбираем  $R_a=20 \text{ ком}$  и находим коэффициент усиления первого каскада

$$K_{01} \approx \mu_1 \frac{R_{a1}}{R_{i1} + R_{a1}} = 50 \frac{20}{2,6 + 20} = 44.$$

Находим величину  $R_{a2}$  и  $R_{a3}$  для второго и третьего каскадов

$$R_{a2} = R_{a3} = \frac{R_{в} \cdot R_i}{R_i - R_{в}} = \frac{27,8 \cdot 49}{49 - 27,8} = 64,5 \text{ ком.}$$

Выбираем  $R_{a2}=R_{a3}=62$  ком, МЛТ 1,0 и определяем коэффициент усиления второго и третьего каскадов

$$K_{02} = \mu_2 \frac{R_{a2}}{R_l + R_{a2}} = 97 \frac{62}{49 + 62} = 54.$$

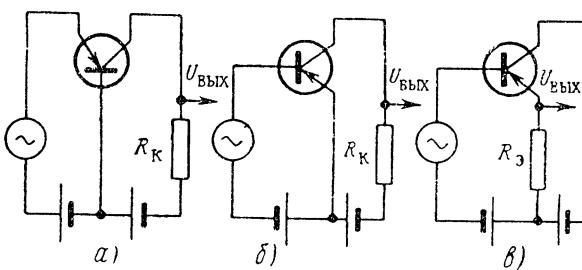
Находим общий коэффициент усиления

$$K_{об} = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 = 44 \cdot 54 \cdot 54 = 1,28 \cdot 10^5.$$

Общий коэффициент усиления оказался всего лишь на 28% больше требуемого. Следует помнить, что фактически коэффициент усиления каскадов будет несколько меньше, так как в динамическом режиме внутреннее сопротивление ламп будет несколько больше их паспортного значения.

### § 5.2. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Для усиления слабых сигналов низкой частоты может быть использована каждая из схем включения полупроводниковых триодов: схема с общей базой, схема с общим эмиттером и схема с общим коллектором. На фиг. 5.8 изображены каскады усиления низкой частоты при различных способах включения триодов.



Фиг. 5.8. Схемы включения полупроводниковых триодов.

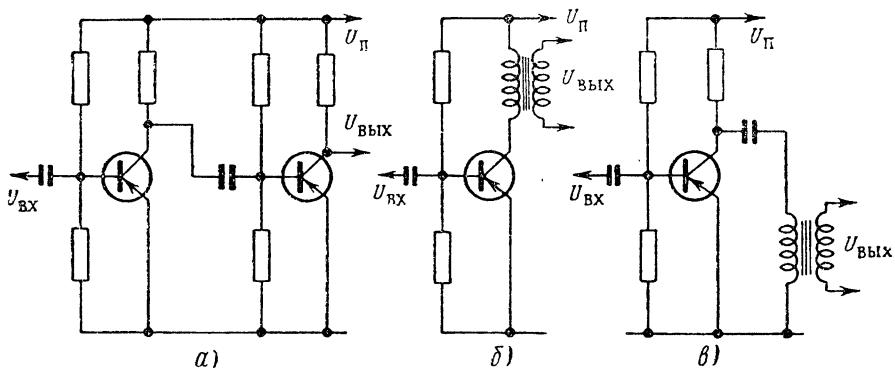
*a*—с общей базой, *b*—с общим эмиттером, *c*—с общим коллектором.

В зависимости от характера нагрузки усилители напряжения на полупроводниковых триодах могут быть выполнены по схемам с реостатно-емкостной связью (фиг. 5.9, *a*) или с трансформаторной связью (фиг. 5.9, *b*). В некоторых случаях, с целью уменьшения геометрических размеров трансформатора связи, используется схема с реостатно-трансформаторной связью (фиг. 5.9, *в*).

Физические свойства каскада усиления на полупроводниковых триодах в значительной степени зависят от способа включения триода в схему. Ниже приводится сравнительная характеристика различных каскадов, табл. 5.2 примерных значений основных показателей работы каскада, табл. 5.3 расчетных формул, в которых основные показатели каскадов выражаются через физические параметры триода, и табл. 5.4 с расчетными соотношениями, опре-

деленными через параметры холостого хода ( $z$ -параметры) и смешанные или гибридные параметры ( $h$ -параметры).

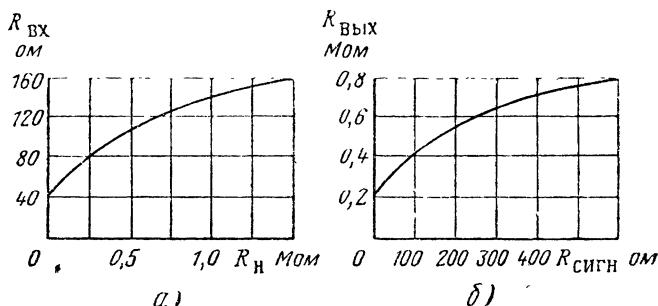
**Каскад с общей базой.** Коэффициент усиления по току всегда меньше единицы. Коэффициент усиления напряжения значителен



Фиг. 5.9. Схемы межкаскадной связи.

а—реостатно-емкостная связь, б—трансформаторная связь, в—реостатно-трансформаторная связь.

и может достигать величины порядка тысячи. Входное сопротивление мало, а выходное сопротивление наибольшее в сравнении со схемами других включений триодов.



Фиг. 5.10. Зависимость входного сопротивления от сопротивления нагрузки (а) и выходного сопротивления от сопротивления источника сигнала (б) для схемы включения с общей базой.

Зависимость этих величин от сопротивления нагрузки и сопротивления источника изображена на фиг. 5.10. Каскад отличается большей температурной устойчивостью.

Таблица 5.2

Основные показатели каскада при оптимальном сопротивлении нагрузки $r_g=30 \text{ ом}$ , $r_b=200 \text{ ом}$ , $r_k=1 \text{ Мом}$ , $R_f=0,96 \text{ Мом}$	Способ включения		
	с общей базой	с общим эмиттером	с общим коллектором
Входное сопротивление	100 $\text{ом}$	450 $\text{ом}$	30 $\text{ком}$
Выходное сопротивление	400 $\text{ком}$	80 $\text{ком}$	1,2 $\text{ком}$
Коэффициент усиления по току	-0,68	8	-24
Коэффициент усиления по напряжению	3000	1 300	0,97
Коэффициент усиления по мощности	2000	11 000	24

Полярность усиленного сигнала не изменяется.

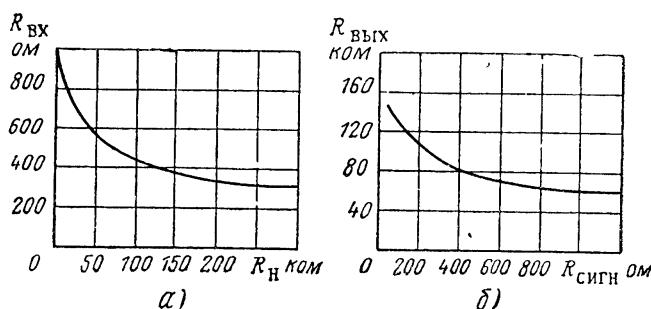
**Каскад с общим эмиттером.** Коэффициент усиления по току значительно больше единицы и может достигать величины порядка нескольких десятков, коэффициент усиления напряжения несколько меньше, чем в схеме с общей базой.

Полярность усиливаемого сигнала обратна полярности входного сигнала. Величина входного сопротивления по сравнению с предыдущей схемой включения несколько возрастает, а вели-

	Схема с общей базой
Коэффициент усиления по току	$K_I = \frac{r_b + R_f}{r_k + r_b + R_h}$
Входное сопротивление	$R_{bx} = r_g + r_b - \frac{r_b(r_b + R_f)}{r_b + r_k + R_h}$
Выходное сопротивление	$R_{vых} = r_k + r_b - \frac{r_b(r_b + R_f)}{R_{сигн} + r_g + r_b}$
Коэффициент усиления по напряжению	$K_u = \frac{(r_b + R_f) R_h}{(r_k + r_b + R_h)(R_{сигн} + r_g + r_b) - r_b(r_b + R_f)}$

чина выходного сопротивления уменьшается. Их зависимость от условий работы каскада показана на фиг. 5.11.

Коэффициент усиления мощности в схеме с общим эмиттером достигает наибольшего значения. Температурная устойчивость ниже, чем в схеме с общей базой.



Фиг. 5.11. Зависимость входного сопротивления от сопротивления нагрузки (а) и выходного сопротивления от сопротивления источника сигнала (б) для схемы включения с общим эмиттером.

**Каскад с общим коллектором.** Коэффициент усиления по току каскада достигает наибольшей величины, причем полярность уси-

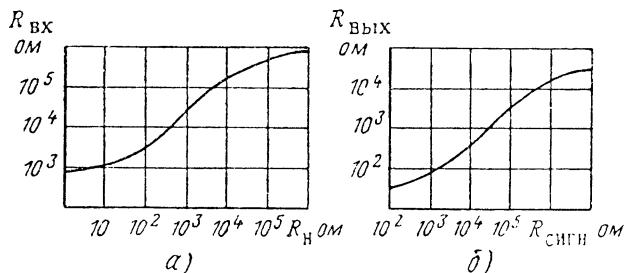
Таблица 5.3

Схема с общим эмиттером	Схема с общим коллектором
$K_i = \frac{r_e - R_f}{R_h + r_e + r_k - R_f}$	$K_i = \frac{r_k}{R_h + r_e + r_k - R_f}$
$R_{вх} = r_e + r_b - \frac{r_e(r_e - R_f)}{r_e + r_k - R_f + R_h}$	$R_{вх} = r_b + r_k - \frac{(r_k - R_f)r_k}{r_e + r_k - R_f + R_h}$
$R_{вых} = r_e + r_k - R_f - \frac{r_e(r_e - R_f)}{R_{сигн} + r_e + r_b}$	$R_{вых} = r_e + r_k - R_f - \frac{(r_k - R_f)r_k}{r_b + r_k + R_{сигн}}$
$= \frac{K_i = (r_e - R_f)R_h}{(R_h + r_e + r_k - R_f)(R_{сигн} + r_e + r_b) - r_e(r_e - R_f)}$	$= \frac{K_i = r_k R_h}{(R_h + r_e + r_k - R_f)(R_{сигн} + r_b + r_k) - r_k(r_k - R_f)}$

Таблица 5.4

	В $z$ -параметрах	В $h$ -параметрах
Коэффициент усиления по току	$K_i = \frac{R_{21}}{R_{22} + R_h}$	$K_i = -\frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_h}$
Входное сопротивление	$R_{вх} = R_{11} - \frac{R_{12}R_{21}}{R_{22} + R_h}$	$R_{вх} = \frac{h_{11} + \Delta R_h}{1 + h_{22}R_h}$
Выходное сопротивление	$R_{вых} = R_{22} - \frac{R_{12}R_{21}}{R_{11} + R_{сигн}}$	$R_{вых} = \frac{h_{21}}{\Delta - h_{22}R_a}$
Коэффициент усиления по напряжению	$K_u = \frac{R_{21}R_h}{(R_{11} + R_{сигн})(R_{22} + R_h) - R_{12}R_{21}}$	$K_u = -\frac{h_{21}R_h}{h_{11} + \Delta R_h}$ где $\Delta = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$

ленного тока изменяется на обратную. Коэффициент усиления меньше единицы. Полярность выходного напряжения не изменяется. Входное сопротивление каскада наибольшее и может достигать нескольких сотен тысяч ом. Выходное сопротивление невелико. Зависимость этих величин от условий работы каскада показана на фиг. 5.12.

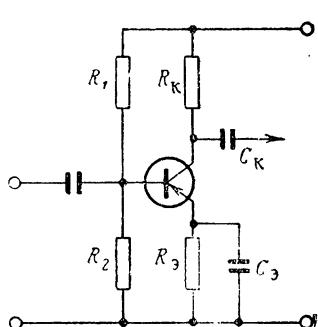


Фиг. 5.12. Зависимость входного сопротивления от сопротивления нагрузки (а) и выходного сопротивления от сопротивления источника сигнала (б) для схемы включения с общим коллектором.

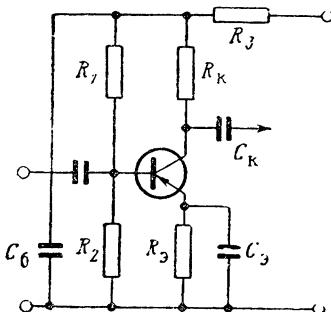
Коэффициент усиления мощности значительно меньше, чем в первых двух случаях включения триодов. Каскад часто применяется для согласования работы источника с большим внутренним сопротивлением с малым сопротивлением нагрузки потребителя.

Одна из особенностей работы каскада усиления с полупроводниковым триодом — значительная температурная нестабильность, вызываемая зависимостью от температуры начального тока коллектора и величины коэффициента усиления по току.

Поэтому в любом каскаде усилителя принимают меры температурной стабилизации. Стабилизация рабочей точки триода достигается с помощью отрицательной обратной связи по постоянному току и введением в схему специальных цепей смещения.



Фиг. 5.13. Схема каскада с цепью смещения и отрицательной последовательной связью по постоянному току.



Фиг. 5.14. Схема каскада с цепью смещения и отрицательной параллельной и последовательной обратной связью по постоянному току.

На фиг. 5.13 показана схема каскада с цепью смещения и отрицательной последовательной связью по постоянному току.

На фиг. 5.14 приведена схема стабилизации каскада с использованием и последовательной и параллельной отрицательной обратной связи.

Цепь стабилизации рабочей точки по постоянному току данного каскада является дополнительной нагрузкой предыдущего каскада по переменной составляющей тока.

### 1. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ С РЕОСТАТНО-ЕМКОСТНОЙ СВЯЗЬЮ

Рассмотрим последовательность расчета каскада усиления, выполненного по схеме с общим эмиттером, наиболее часто встречающейся в практических устройствах. Схема такого каскада приведена на фиг. 5.13.

#### Исходные данные

- Напряжение  $U_{\text{вых}}$  на выходе каскада, равное напряжению на входе последующего каскада.
- Сопротивление нагрузки  $R_n$ .
- Нижняя граничная частота  $F_n$ .

4. Допустимое значение коэффициента частотных искажений в области низких частот  $M_n$ .
5. Напряжение источника питания  $U_{\pi}$ .
6. Тепловые условия работы усилителя.

### Требуется определить

1. Тип полупроводникового триода и режим его работы.
2. Сопротивление  $R_k$  в цепи коллектора.
3. Сопротивление  $R_\alpha$  в цепи эмиттера.
4. Сопротивление делителя напряжения в цепи базы  $R_1$  и  $R_2$ .
5. Емкость переходного (разделительного) конденсатора  $C_k$ .
6. Емкость блокировочного конденсатора в цепи эмиттера  $C_\alpha$ .

### Порядок расчета

1. Выбираем тип полупроводникового триода. В каскадах усиления напряжения низкой частоты используются преимущественно маломощные плоскостные триоды типа П6, П13—П15 с  $p-n-p$ -переходом и в отдельных случаях триоды типа П101—П103 с  $n-p-n$ -переходом.

Тип триода выбирается в зависимости от величины напряжения источника питания, тока во входной цепи последующего каскада и тепловых условий работы каскада.

Допустимое напряжение между коллектором и эмиттером выбранного триода должно заведомо превышать напряжение источника питания. Если это условие не выполняется, то питание каскада следует осуществлять от делителя напряжения или от стабилизатора напряжения, выполненного на полупроводниковом стабилитроне.

Величина допустимого тока коллектора триода должна более чем в два раза превышать входной ток последующего каскада.

Влияние тепловых условий на выбор триода заключается в том, что при повышении температуры окружающей среды допустимые величины напряжений между электродами резко уменьшаются. Так, например, для триодов тока П6 величина допустимого напряжения между коллектором и эмиттером уменьшается на 6% при увеличении температуры на каждые  $10^\circ$  относительно температуры эксплуатации триода, указываемой в справочнике.

2. Определяем величину сопротивления в цепи коллектора  $R_k$  и сопротивление в цепи эмиттера  $R_\alpha$ .

При расчете сопротивления следует учитывать особенности работы цепи коллектора каскада.

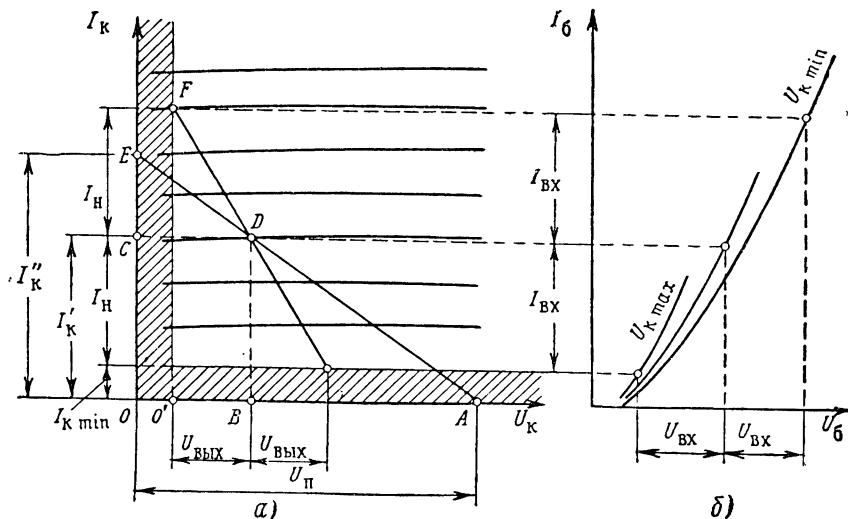
Величина эквивалентного сопротивления в цепи коллектора переменному току будет заметно меньше сопротивления постоянному току, так как для переменной составляющей тока сопротивление  $R_k$  оказывается шунтированным входным сопротивлением последующего каскада и эквивалентным сопротивлением термо-стабилизирующей цепочки  $R_1-R_2$ .

Величина сопротивления  $R_k$  должна быть рассчитана так, чтобы при данном сопротивлении в цепи коллектора постоянная составляющая тока коллектора была бы заведомо больше, чем амплитуда переменной составляющей в цепи нагрузки каскада

$$I_k > I_{bx},$$

где  $I_{bx}$  — амплитудное значение тока во входной цепи.

Несоблюдение этого неравенства приведет к отсечке коллекторного тока.



Фиг. 5.15. К расчету каскада на полупроводниковом триоде.

*a*—характеристика тока коллектора, *б*—входная характеристика.

На величину постоянной составляющей тока цепи коллектора влияет не только сопротивление  $R_k$ , но и сопротивление  $R_\alpha$  в цепи эмиттера. Поэтому целесообразно прежде всего определить суммарное значение этих сопротивлений, а затем, задавшись величиной одного из них, рассчитать и другое сопротивление.

Для расчета суммарной величины сопротивлений  $R_k$  и  $R_\alpha$  воспользуемся следующим графическим построением на характеристиках тока коллектора

$$I_k = F(U_k, I_B).$$

На фиг. 5.15, *а* приведена характеристика тока коллектора, а на фиг. 5.15, *б* — характеристика тока базы. Заштрихованные области являются областями запрещенной работы. Эти области определяют минимальное значение напряжения между коллектором и эмиттером, за пределами которого характеристики станов-

вятся нелинейными, и минимальное значение тока коллектора, которое должно всегда превышать величину неуправляемого тока  $I_{k0}$  коллектора. Величина  $I_{k0}$  всегда приводится в паспорте триода.

По оси напряжения  $U_k$  откладывается величина напряжения питания (отрезок  $OA$ ) и величина амплитуды выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  — напряжения на нагрузке каскада (отрезок  $O'B$ ).

По оси тока откладывается величина тока  $I'_k$ , равная сумме амплитудного значения тока нагрузки  $I_n$  и минимально допустимого тока цепи коллектора  $I_{k \min}$ , выбранного заведомо большим величины тока  $I_{k0}$ :

$$I'_k = I_n + I_{k \min}.$$

Величине тока  $I'_k$  соответствует отрезок  $OC$ .

Через точку  $C$  проводим линию, параллельную оси напряжения, а через точку  $B$  — линию, параллельную оси тока. Точка  $D$  пересечения этих линий будет рабочей точкой триода. Соединим точку  $A$  с точкой  $D$  прямой линией и продолжим ее до пересечения с осью тока (точка  $E$ ).

Разделив напряжение источника питания на величину тока  $I'_k$ , определяем отрезком  $OE$ , получим суммарное значение сопротивлений  $R_k$  и  $R_\alpha$

$$R_\alpha = R_k + R_\alpha = \frac{U_n}{I'_k}.$$

Выбираем

$$R_\alpha = (0,15 \div 0,2) R_k$$

и определяем каждое из этих сопротивлений:

$$R_k = \frac{R_\alpha}{1,15 \div 1,2},$$

$$R_\alpha = R_\alpha - R_k.$$

3. Определяем амплитуду тока и амплитуду напряжения в цепи базы.

Проводим через точку  $D$  под углом  $\arctg \frac{1}{R_n}$  нагрузочную характеристику до пересечения с вертикальной линией, проведенной через точку  $O'$ . Точка  $F$  пересечения этих линий будет верхней граничной точкой динамической характеристики, определяющей величину управляющего тока базы  $I_b$ .

Используя входные характеристики триода (фиг. 5.15, б) по величине найденного тока  $I_b$  и минимальному напряжению коллектор—эмиттер, находим графическим путем амплитудное значение входного напряжения.

4. Находим входное сопротивление каскада

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_6}.$$

5. Определяем величины сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ .

Для уменьшения шунтирующего действия цепочки  $R_1-R_2$  на входную цепь величины этих сопротивлений следует выбирать так, чтобы эквивалентное сопротивление цепочки  $R_{1,2}$  переменному току было больше входного сопротивления каскада

$$R_{1,2} = (2 \div 3) R_{\text{вх}}.$$

Используя это соотношение, находим сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ :

$$R_1 \approx \frac{|U_{\text{п}}| R_{1,2}}{I_k R_3},$$

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_{1,2}}{R_1 - R_{1,2}}.$$

Определив величины сопротивлений, обуславливающих режим работы каскада, проверим стабильность работы каскада.

Величина коэффициента нестабильности вычисляется по формуле

$$\varepsilon = \frac{R_3 (R_1 + R_2) + R_1 \cdot R_2}{R_3 (R_1 + R_2) + R_1 R_2 (1 - \alpha)},$$

где  $\alpha$  — коэффициент усиления триода по току.

Для получения стабильной работы необходимо, чтобы величина  $\varepsilon$  не превышала нескольких единиц.

6. Определяем величину емкости конденсатора  $C_k$

$$C_k \geqslant \frac{1}{\Omega_h R'_h \sqrt{M_{h,k}^2 - 1}}, \quad (5.2)$$

где  $M_{h,k}$  — величина допустимых частотных искажений для цепи связи одного каскада с другим;

$R'_h$  — эквивалентное сопротивление выходной цепи каскада, определяемое из соотношения

$$R'_h = \frac{R_{\text{вых}} \cdot R_k}{R_{\text{вых}} + R_k} + R_{\text{вх2}} = \frac{R_{\text{вых}} \cdot R_k}{R_{\text{вых}} + R_k} + R_h.$$

7. Находим величину емкости конденсатора  $C_s$

$$C_s > \frac{1}{\Omega_h R'_s \sqrt{M_{h,s}^2 - 1}}, \quad (5.3)$$

где  $M_{h,s}$  — величина допустимых частотных искажений, обусловленных влиянием на величину коэффициента усиления емкостного сопротивления конденсатора, блокирующего сопротивление цепи эмиттера,  $R_s = R_{\text{вх}} + R_{\text{сигн.}}$

8. Определяем коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K_U = \frac{h_{21\alpha}R_H}{h_{11\alpha} + \Delta_\alpha R_H},$$

где  $h_{21\alpha}$  и  $h_{11\alpha}$  — параметры триода для схемы с общим эмиттером;

$$\Delta_\alpha = h_{11\alpha}h_{22\alpha} - h_{12\alpha}h_{21\alpha}$$

$R_H$  — величина эквивалентного сопротивления нагрузки, определяемая из соотношения

$$\frac{1}{R_H} = \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_{VH_2}} + \frac{1}{R_{1,2}}.$$

Приведенный выше порядок расчета каскада может быть использован тогда, когда в исходных данных не указываются требования стабильности работы в заданных условиях. Однако в ряде случаев это требование является основным.

Для удовлетворения его элементы схемы каскада следует расчитывать в следующей последовательности.

### Исходные данные

1. Напряжение источника питания  $U_\pi$ .
2. Амплитуда напряжения на нагрузке, равная амплитуде входного напряжения последующего каскада  $U_\pi = U_{VH}$ .
3. Амплитуда тока в нагрузке, равная амплитуде выходного тока с учетом величины тока, проходящего через цепь смещения последующего каскада:

$$I_H = I'_{VH}.$$

4. Величина статического коэффициента усиления по току  $a_t$  для заданной температуры  $t$ .
5. Величина неуправляемого тока коллектора  $I_{K0}$ .
6. Допустимое относительное увеличение неуправляемого тока коллектора  $\delta_{IK}$  в процентах.

### Порядок расчета

1. Задаемся величиной минимального тока коллектора  $I_{Kmin}$ .
2. Определяем величину постоянной составляющей тока коллектора

$$I_K = I_H + I_{Kmin}.$$

3. Задаемся минимальным напряжением между коллектором и эмиттером  $U_{K,\alpha min} \approx 1$  в и допустимым отклонением напряжения между коллектором и эмиттером

$$\Delta U_{K,\alpha} = 0,2 \div 0,5 \text{ в.}$$

4. Определяем напряжение между коллектором и эмиттером

$$U_{\text{к.э}} = U_{\text{n}} + U_{\text{к.э min}} + \Delta U_{\text{к.э}}.$$

5. Задаемся величиной напряжения на сопротивлении  $R_9$ :

$$U_{R_9} = 0,15 \div 0,2 U_{\text{n}}.$$

6. Определяем сопротивление в цепи коллектора:

$$R_{\text{k}} = \frac{U_{\text{n}} - U_{R_9} - U_{\text{к.э}}}{I_{\text{k}}}.$$

7. Учитывая влияние сопротивления  $R_{\text{k}}$  на величину амплитуды переменной составляющей тока на выходе каскада, определяем более точное значение тока в цепи коллектора

$$I_{\text{k}} = I_{\text{k min}} + U_{\text{n}} : \frac{R_{\text{k}} R_{\text{n}}}{R_{\text{k}} + R_{\text{n}}}.$$

8. Находим величину сопротивления в цепи эмиттера

$$R_9 = \frac{U_{R_9}}{I_{\text{k}}}.$$

9. Определяем величину изменения начального неуправляемого тока коллектора

$$\Delta I_{\text{k0}} = (I_{\text{k0}})_{t=20^\circ} \left( 1,85^{\frac{t}{10}-2} - 1 \right).$$

10. Находим коэффициент нестабильности каскада

$$\varepsilon = \frac{\delta I_{\text{k}}}{\frac{\Delta I_{\text{k0}}}{I_{\text{k0}}} + \frac{\Delta a}{a^2}}.$$

11. Определяем сопротивление  $R_1$  делителя напряжения в цепи базы

$$R_1 = \frac{U_{\text{n}} (\varepsilon - 1)}{I_{\text{k}} - \varepsilon I_{\text{k0}}}.$$

12. Рассчитываем сопротивление  $R_2$  той же цепи делителя

$$R_2 = \frac{R_9 R_1 (\varepsilon - 1)}{a \varepsilon R_1 - (R_9 + R_1) (\varepsilon - 1)}.$$

Емкость конденсатора связи  $C_{\text{k}}$  и конденсатора  $C_9$  рассчитывается по формулам (5.2) и (5.3).

## 2. РАСЧЕТ КАСКАДОВ УСИЛЕНИЯ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ СВЯЗЬЮ

Одна из особенностей работы каскада с трансформаторной связью (см. фиг. 5.9, б) — возможность согласования относительно большого выходного сопротивления предыдущего каскада с малым входным сопротивлением последующего каскада схемы. Согласование этих сопротивлений производится с помощью понижающего трансформатора, применение которого позволяет увеличить в  $1/n$  коэффициенты усиления по напряжению и по току и в  $1/n^2$  — коэффициент усиления мощности. Сопротивление первичной обмотки трансформатора невелико, поэтому почти все напряжение источника подводится к коллектору. Уменьшение падения напряжения в цепи коллектора позволяет увеличить напряжение на сопротивлении, вводимом в цепь эмиттера, что обеспечивает более стабильную работу каскада. Поэтому в тех случаях, когда нет значительных ограничений по весу, размерам и стоимости устройства, целесообразно применение схемы усилителей с трансформаторной связью.

### Исходные данные

1. Мощность, потребляемая во входной цепи последующего каскада  $R_n$ .
2. Величина входного сопротивления последующего каскада

$$R_{\text{вх}} = R_n.$$

3. Нижняя граничная частота  $F_n$ .
4. Допустимые искажения на нижней граничной частоте  $M_n$ .

### Требуется определить

1. Тип триода.
2. Напряжение источника питания  $U_n$ .
3. Сопротивление нагрузки в цепи коллектора  $R_k$ .
4. Выходное сопротивление каскада  $R_{\text{вых}}$ .
5. Постоянную составляющую тока коллектора  $I_k$ .
6. Мощность рассеяния на коллекторе  $P_k$ .
7. Индуктивность первичной обмотки трансформатора  $L_1$ .
8. Коэффициент трансформации трансформатора  $n_{\text{тр}}$ .

### Порядок расчета

1. Выбираем тип триода по величине мощности в нагрузке, допустимой мощности рассеяния на коллекторе, допустимому напряжению между электродами триода. В отдельных случаях следует обращать внимание и на граничную частоту, но в усилителях низкой частоты, выпускаемых нашей промышленностью, практически может быть использован почти каждый тип триода.

2. Определяем напряжение источника питания

$$U_{\text{п}} = U_{\text{в}} + \frac{1}{2} U_{\text{к.э.доп}},$$

где  $U_{\text{в}}$  — напряжение на сопротивлении, вводимом в цепь эмиттера;  $U_{\text{к.э.доп}}$  — паспортная величина допустимого напряжения между эмиттером и коллектором.

3. Выбираем величину к. п. д. трансформатора и рассчитываем оптимальное сопротивление нагрузки в цепи коллектора

$$R_{\text{к.опт}} = \eta_{\text{т}} \frac{U_{\text{к}}^2}{2P_{\text{н}}} = \eta_{\text{т}} \frac{(U_{\text{п}} - U_{\text{к.э.доп}} - \Delta U_{\text{э.к}} - U_{\text{в}})^2}{2P_{\text{н}}}.$$

4. Определяем выходное сопротивление каскада при заданной величине сопротивления источника сигнала

$$R_{\text{вых}} = \frac{h_{21\alpha}}{\Delta_{\text{в}} + h_{22\alpha} R_{\text{сигн}}},$$

где

$$\Delta_{\text{в}} = h_{11\alpha} h_{22\alpha} - h_{12\alpha} h_{21\alpha};$$

$R_{\text{сигн}}$  — сопротивление источника сигнала в цепи базы.

Полученную величину выходного сопротивления следует сравнить с сопротивлением нагрузки цепи коллектора; последняя должна быть равна или быть меньше выходного сопротивления. Если это соотношение не выполняется, то надлежит выбрать сопротивление  $R_{\text{к}}$  заведомо меньшим, чем выходное сопротивление каскада.

5. Определяем величину постоянной составляющей тока коллектора

$$I_{\text{к}} = I_{\text{к.мин}} + \sqrt{\frac{2P_{\text{н}}}{\eta_{\text{т}} R_{\text{к}}}}.$$

6. Находим мощность рассеяния на коллекторе

$$P_{\text{к}} = (U_{\text{п}} - U_{\text{в}}) I_{\text{к}} < P_{\text{к.доп}}.$$

7. Рассчитываем индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$L_1 = \frac{R_{\text{к.в}}}{\Omega_{\text{н}} \sqrt{M_{\text{н}}^2 - 1}},$$

где

$$R_{\text{к.в}} = \frac{R_{\text{к}} R_{\text{вых}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{вых}}}.$$

8. Находим коэффициент трансформации

$$n_{\text{tp}} = \sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{\eta_{\text{т}} R_{\text{к}}}}.$$

Для расчета других элементов схемы могут быть использованы соотношения, приведенные в расчете элементов схемы каскадов с реостатно-емкостной связью.

### § 5.3. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ НА ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПАХ

В современных усилителях мощности с полезной мощностью в нагрузке не более 3—5 вт используются, как правило, лучевые тетроды и пентоды.

В усилителях мощности до 1,0—1,5 вт нередко те же лампы используются в триодном включении электродов.

Усилители с мощностью более нескольких ватт выполняются, как правило, по двухтактной схеме, на мощных тетродах, пентодах или триодах. Для повышения к. п. д. выходного каскада лампы в двухтактных каскадах ставятся обычно в режимы работы колебаниями второго рода (классы АВ, В). (В ряде случаев для более полного использования характеристик ламп выбирается режим работы с сеточными токами (классы АВ<sub>2</sub>, В<sub>2</sub>).

Каскады усиления мощности выполняются, как правило, по схеме с трансформаторным выходом, позволяющим согласовать выходное сопротивление каскада с сопротивлением нагрузки.

Форма ламповых характеристик триодов и пентодов (лучевых тетролов) далеко неодинакова. Анодные характеристики триодов оказываются более линейными, чем те же характеристики пентодов и лучевых тетролов.

Линейность характеристик триодов облегчает расчет электрического режима работы ламп усилителя, так как в этом случае расчет можно проводить аналитическим методом. Расчет электрического режима работы тетролов и пентодов производится, как правило, графоаналитическим способом.

Рассмотрим последовательность расчета усилителей мощности, выполненных на триодах и пентодах (лучевых тетродах).

#### 1. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА ПЕНТОДЕ И ЛУЧЕВОМ ТЕТРОДЕ В РЕЖИМЕ КЛАССА А

Анодные характеристики пентодов и тетролов отличаются значительной нелинейностью. Идеализация характеристики может вызвать заметные погрешности при расчете. Поэтому расчет усилителя на пентоде производится графическим методом, изложенным в целом ряде работ советских ученых и инженеров Л. Б. Слепянина, Г. В. Войшвилло, Н. С. Кризе и др.

Этот метод не отличается большой степенью точности, однако результаты, получаемые при его использовании, в большинстве случаев удовлетворяют запросам практики.

## Исходные данные

1. Полезная мощность на выходе  $P_{\text{вых}}$ .
2. Сопротивление нагрузки  $R_{\text{n}}$ .
3. Индуктивность нагрузки  $L_{\text{n}}$ .
4. Диапазон частот  $F_{\text{n}}—F_{\text{в}}$ .
5. Допустимые частотные искажения на граничных частотах  $M_{\text{n}}$  и  $M_{\text{в}}$ .
6. Допустимое значение коэффициента нелинейных искажений  $\gamma$ .

Требуется определить

1. Тип лампы и напряжение источника анодного питания  $E_{\text{а.п}}$ .
2. Напряжение сигнала  $U_{\text{сигн}}$ .
3. Напряжение смещения  $E_{\text{c}}$ .
4. Постоянную составляющую анодного тока  $I_{\text{а.с.}}$ .
5. Мощность рассеяния на аноде лампы  $P_{\text{а}}$ .
6. Сопротивление первичной обмотки трансформатора  $r_1$ .
7. Сопротивление автоматического смещения  $R_{\text{к}}$ .
8. Индуктивность первичной обмотки трансформатора  $L_1$ .
9. Коэффициент трансформации  $n_{\text{тр}}$ .
10. Элементы корректирующего контура  $R$  и  $C$ .

## Порядок расчета

1. Находим полезную мощность лампы

$$P = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_{\text{т}}}.$$

Значение  $\eta_{\text{т}}$  выбираем из табл. 5.5.

Таблица 5.5

Мощность усилителя $P$	До 1 вт	От 1 до 10 вт	От 10 до 100 вт	От 100 до 1000 вт	От 1 до 10 квт	Свыше 10 квт
Коэффициент полезного действия $\eta_{\text{тр}}$	0,7—0,8	0,75—0,85	0,84—0,93	0,92—0,96	0,95—0,98	0,97

2. Определяем мощность рассеяния на аноде лампы

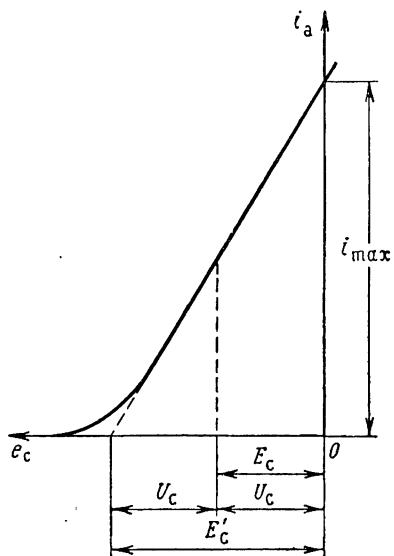
$$P_{\text{а}} = 4P.$$

3. По справочнику выбираем тип лампы, удовлетворяющей условию

$$P_{\text{а.доп}} \geq P_{\text{а}}.$$

4. Рассчитываем примерную величину постоянного напряжения на аноде лампы. С этой целью предварительно определяем значение тока  $i_{\max}$ .

При работе пентода в классе А максимальное значение анодного тока  $i_{\max}$  ограничивается напряжением на сетке лампы  $E_c = 0$ . Это значение тока легко может быть найдено по характеристикам пентода на фиг. 5. 16.



Фиг. 5. 16. График для определения сеточных напряжений.

Выразим полезную мощность усилителя через максимальное значение анодного тока  $i_{\max}$  и напряжение на аноде лампы  $E_a$ :

$$P = \frac{1}{2} U_a I_1. \quad (5.4)$$

Из фиг. 5. 17 видно, что

$$i_{\max} = I_{a-} + I_1,$$

но

$$I_{a-} = \frac{I_1}{1 - \beta},$$

где  $\beta$  — величина, характеризующая минимальное значение анодного тока.

Подставляя значение  $I_{a-}$  и решая уравнение относительно  $I_1$ , получим

$$I_1 = \frac{1 - \beta}{2 - \beta} i_{\max}.$$

При обычных для пентодов значениях  $\beta = 0,2 \div 0,3$

$$I_1 \approx 0,4 i_{\max}.$$

Как известно:

$$U_a = \xi E_a,$$

где коэффициент использования анодного напряжения  $\xi = 0,65 \div 0,75$ . После подстановки значений  $I_1$  и  $U_a$  в формулу (5.4), получим

$$P = \frac{1}{2} U_a I_1 = \frac{1}{2} 0,65 E_a \cdot 0,4 i_{\max}.$$

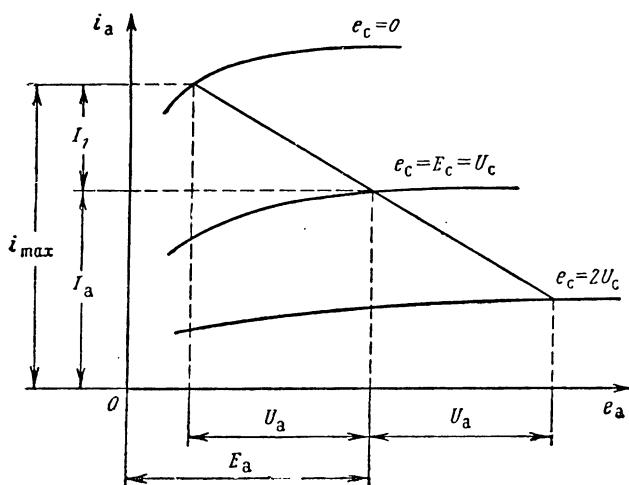
Поэтому

$$P \approx \frac{E_a i_{\max}}{8}. \quad (5.5)$$

В табл. 5. 6 приведены значения  $E_{a\max}$ ,  $P_{a\text{доп}}$ ,  $i_{\max}$  и ориентировочная величина сопротивлений нагрузки  $R_a$  для наиболее распространенных

Таблица 5.6

Марка лампы	Тип	$E_{a\max}$ в	$P_{a, \text{доп}}$ вт	$i_{\max}$ ма	$R_a$ ом
2П1П	Тетрод лучевой	100	1,5	20	10 000
6П3С	Тетрод лучевой	400	20	130—180	3 500
6П6С	Тетрод лучевой	300	13	100	6 500
6П9	Пентод	300	9	60	10 000
6П1П	Тетрод лучевой	300	12	100	5 500
30П1С	Тетрод лучевой	220	6	100	1 800
6П13С	Тетрод лучевой	200	14	150	5 000
6П14П	Пентод	250	12	130	5 200
6П15П	Пентод	300	12	60	8 000
6П18П	Пентод	300	12	160	2 500



Фиг. 5.17. График для определения максимального значения анодного тока.

странных пентодов и тетродов. Зная величину максимального анодного тока, можно определить необходимое напряжение на аноде лампы

$$E_a = \frac{8P}{i_{\max}}.$$

5. Находим напряжение смещения и амплитуду напряжения возбуждения. Напряжение смещения и переменное напряжение

на сетке лампы определяются графическим путем по идеализированной характеристике лампы  $i_a = F(e_c)$ . Идеализируя эту характеристику, находят напряжение  $E_c'$  (см. фиг. 5.16). Рабочую точку располагаем на середине идеализированной характеристики:

$$E_c' = \frac{E_c'}{2}.$$

Амплитуду сеточного напряжения берем равной напряжению смещения или несколько меньше его:

$$U_c \leq |E_c'|.$$

Идеализированная характеристика совпадает с линейной частью статической характеристики лампы. Поэтому величину  $E_c'$  можно выразить через максимальный анодный ток и крутизну характеристики лампы:

$$|E_c'| = \frac{i_{\max}}{S}.$$

Последнее соотношение является исходным для определения  $E_c$  и  $U_c$  аналитическим путем

$$|E_c| = U_c = \frac{i_{\max}}{2S}.$$

6. По характеристике лампы определяем ток покоя  $I_{a0}$  (фиг. 5.17) и находим мощность рассеяния на аноде лампы

$$P_a = E_a I_{a0} < P_{a, \text{доп.}}$$

7. Строим динамическую характеристику лампы и определяем сопротивление нагрузки  $R_a$ . Если рассчитанный режим работы близок к рекомендуемому в паспорте лампы, то величину сопротивления нагрузки  $R_a$  можно взять из справочника.

При значительном расхождении рассчитанного режима работы, что обычно наблюдается в случае неполного использования лампы, следует определить оптимальное сопротивление нагрузки графическим путем. В этом случае на семейство анодных характеристик накладывается линейка с делениями. Вращая линейку вокруг выбранной рабочей точки (фиг. 5.18), находим такое ее положение, при котором длина отрезков  $a$  и  $b$  окажется равной.

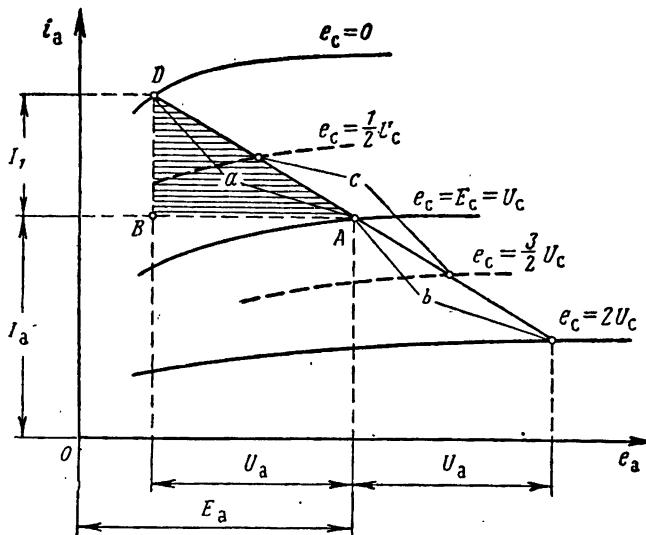
Равенство этих отрезков свидетельствует о симметричности изменений анодного тока, т. е. о минимальном значении второй гармоники анодного тока. Фиксируя это положение линейки точками на характеристике, находим графическим путем амплитуду первой гармоники тока  $I_1$ , амплитуду переменного напряжения на аноде лампы  $U_a$  и примерное значение полезной мощности

$$P = \frac{1}{2} I_1 U_a.$$

Величина полезной мощности ориентировочно равна площади треугольника  $ABD$

$$P = \frac{1}{2} I_1 U_a = \frac{AB \cdot BD}{2}.$$

Если полученное значение полезной мощности меньше заданной, то несколько увеличивают анодное напряжение, а иногда и напряжение на сетке лампы ( $U_c$  и  $E_c$ ) и определяют новые значения токов, напряжений и полезной мощности.



Фиг. 5 18. Диаграмма для графического расчета усилителя мощности.

### 8. Находим коэффициент нелинейных искажений

$$\gamma = \gamma_3 = \frac{1}{2} \frac{2c - (a + b)}{a + b + c}.$$

Если полученное значение  $\gamma$  превышает заданное, то следует несколько уменьшить амплитуду переменного напряжения на сетке лампы.

### 9. Рассчитываем сопротивление анодной нагрузки

$$R_a = \frac{U_a}{I_1}.$$

### 10. Находим сопротивление первичной обмотки трансформатора

$$r_1 = \frac{R_a}{2} (1 - \eta_t).$$

## 11. Определяем сопротивление автоматического смещения

$$R_k = \frac{|E_c|}{I_{a_0} + I_{c2}}.$$

Величина тока экранной сетки  $I_{c2}$  берется из справочника или определяется по характеристикам лампы.

## 12. Находим напряжение источника анодного питания

$$E_{a,u} = E_a + I_{a_0} r_1 + |E_c|.$$

## 13. Определяем эквивалентное сопротивление

$$R_s = \frac{R_a (R_i + 2r_1)}{R_a + R_i + 2r_1} \approx R_a,$$

так как

$$R_i \gg R_a.$$

## 14. Рассчитываем индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$L_1 = \frac{R_s}{\Omega_h \sqrt{M_h^2 - 1}}.$$

## 15. Находим индуктивность рассеяния

$$L_s = \frac{R_i + R_a}{\Omega_b} \sqrt{M_b^2 - 1}.$$

## 16. Определяем коэффициент трансформации

$$n_{tp} = \sqrt{\frac{R_h}{\eta_t R_a}}.$$

## 17. Рассчитываем элементы корректирующей цепи

$$R = (1 \div 2) R_a,$$

$$C = \frac{L_s + \frac{L_h}{n_{tp}^2}}{R^2}.$$

Пример 5.3. Рассчитать усилитель мощности.

### Исходные данные

- Полезная мощность на выходе  $P_{вых}=2,25 \text{ вт.}$
- Сопротивление нагрузки  $R_h=5 \text{ ом.}$
- Индуктивность нагрузки  $L_h=0,003 \text{ гн.}$
- Диапазон частот  $F_h=80 \text{ герц}, F_b=6000 \text{ герц.}$
- Допустимые частотные искажения  $M_h=1,25, M_b=1,25.$
- Коэффициент нелинейных искажений  $\gamma=8\%.$

### Решение

1. Принимаем  $\eta_t = 0,75$  и находим расчетную полезную мощность лампы

$$P = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_t} = \frac{2,25}{0,75} = 3 \text{ вт.}$$

2. Определяем мощность рассеяния в режиме отсутствия сигнала на сетке  
 $P_a = 4P = 4 \cdot 3 = 12 \text{ вт.}$

3. Выбираем пентод 6П14П.

Данные пентода:  $U_{\text{н}} = 6,3 \text{ в; } I_{\text{n}} = 0,76 \text{ а; } I_{\text{c2}} = 5 \text{ ма; } E_{\text{c2}} = 250 \text{ в; } S = 11,3 \text{ ма/в; }$   
 $\mu = 226; R_i = 20 \text{ ком; } P_{\text{а.доп}} = 12 \text{ вт.}$

4. Принимаем  $i_{\text{max}} = 130 \text{ ма}$  и определяем напряжение на аноде лампы

$$E_a = \frac{8P}{i_{\text{max}}} = \frac{8 \cdot 3}{0,13} = 184 \text{ в.}$$

$$E_a = 200 \text{ в.}$$

5. Находим напряжение смещения и амплитуду переменного напряжения на сетке лампы

$$|E_c| = \frac{i_{\text{max}}}{2S} = \frac{130}{2 \cdot 11,3} = 5,77 \text{ в.}$$

Принимаем

$$U_c = |E_c| = 6 \text{ в.}$$

6. По характеристике лампы (фиг. 5.19) определяем ток покоя  
 $I_a = 48 \text{ ма.}$

7. Строим динамическую характеристику, находим, что  $I_1 = 48 \text{ ма}$  и  $U_a = 184 \text{ в.}$   
Определяем мощность, отдаваемую лампой:

$$P = \frac{1}{2} U_a I_1 = \frac{1}{2} 184 \cdot 0,04 = 3,68 \text{ вт} > P_{\text{расч.}}$$

8. Находим коэффициент нелинейных искажений (по динамической характеристике определяем длины отрезков  $a$ ,  $b$ ,  $c$ :  $a = 19,2$ ,  $b = 19,2$ ,  $c = 24$ ):

$$\gamma_3 = \frac{1}{2} \frac{2c - (a + b)}{a + b + c} = \frac{1}{2} \frac{2 \cdot 24 - (19,2 + 19,2)}{19,2 + 19,2 + 24} = 0,077;$$

$$\gamma_3 = 7,7\% < 8\%.$$

9. Определяем сопротивление анодной нагрузки

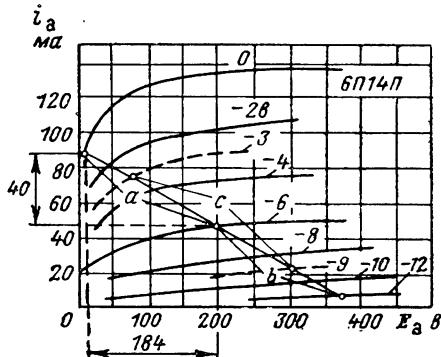
$$R_a = \frac{U_a}{I_1} = \frac{184}{0,04} = 4600 \text{ ом.}$$

10. Находим сопротивление первичной обмотки трансформатора

$$r_1 = R_a \frac{1 - \eta_t}{2} = 4600 \frac{1 - 0,75}{2} = 575 \text{ ом.}$$

11. Определяем сопротивление автоматического смещения

$$R_k = \frac{|E_c|}{I_{a\pm} + I_{c2}} = \frac{6}{(48 + 6) \cdot 10^{-3}} = 113 \text{ ом.}$$



Фиг. 5.19. К расчету усилителя на лампе 6П14П.

12. Находим напряжение источника анодного питания

$$E_{a,u} = E_a + I_a \cdot r_1 + |E_c| = 200 + 0,048 \cdot 575 + 6 \approx 234 \text{ в.}$$

13. Рассчитываем  $R_\vartheta$  и индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$R_\vartheta = \frac{R_a (R_l + 2r_1)}{R_a + R_l + 2r_1} = \frac{4600 (20\,000 + 2 \cdot 575)}{4600 + 20\,000 + 2 \cdot 575} \approx 3800 \text{ ом,}$$

$$L_1 = \frac{R_\vartheta}{\Omega_h \sqrt{M_h^2 - 1}} = \frac{3800}{6,28 \cdot 80 \sqrt{1,25^2 - 1}} = 10 \text{ гн.}$$

14. Находим индуктивность рассеяния

$$L_S = \frac{R_l + R_a}{\Omega_b} \sqrt{M_b^2 - 1} = \frac{20\,000 + 4600}{6,28 \cdot 6000} \sqrt{1,25^2 - 1} = 0,49 \text{ гн.}$$

15. Определяем коэффициент трансформации

$$n_{tp} = \sqrt{\frac{R_h}{\eta_t R_a}} = \sqrt{\frac{5}{0,75 \cdot 4600}} = 0,038.$$

16. Рассчитываем элементы корректирующей цепи

$$R = 2R_a = 2 \cdot 4600 = 9200 \text{ ом,}$$

$$C = \frac{L_h + \frac{L_h}{n_{tp}^2}}{R^2} = \frac{0,49 + \frac{0,003}{(0,038)^2}}{(9200)^2} = 3,04 \cdot 10^{-8} \text{ ф.}$$

Выбираем  $C = 0,03 \text{ мкф.}$

## 2. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА ТРИОДЕ

### Исходные данные

1. Полезная мощность на выходе  $P_{\text{вых.}}$ .
2. Сопротивление нагрузки  $R_h$ .
3. Диапазон частот  $F_h - F_b$ .
4. Допустимые частотные искажения  $M_h$  и  $M_b$  на крайних частотах диапазона.
5. Допустимое значение коэффициента нелинейных искажений  $\gamma$ .

Требуется определить

1. Тип лампы.
2. Сопротивление анодной нагрузки  $R_a$ .
3. Амплитуду переменной составляющей анодного тока  $I_1$ .
4. Величину максимального  $I_{\max}$  и минимального значений анодного тока  $I_{\min}$ .
5. Напряжение смещения  $E_c$  и амплитуду напряжения сигнала  $U_{\text{сигн.}}$ .
6. Постоянную составляющую анодного тока  $I_{a=}$ .
7. Напряжение источника анодного питания и мощность  $P_0$ , потребляемую в анодной цепи лампы.

8. Мощность рассеяния на аноде  $P_a$ .
9. Сопротивление первичной обмотки трансформатора  $r_1$ .
10. Сопротивление автоматического смещения  $R_{ik}$ .
11. Индуктивность первичной обмотки трансформатора  $L_1$ .
12. Индуктивность рассеяния  $L_s$ .
13. Коэффициент трансформации  $n_{tr}$ .

### Порядок расчета

1. По табл. 5.5 находим коэффициент полезного действия трансформатора  $\eta_t$  и определяем расчетную мощность каскада

$$P = \frac{P_{вых}}{\eta_t}.$$

2. Определяем примерную величину мощности рассеяния на аноде

$$P_a \approx (4 \div 6) P,$$

и по ее значению выбираем по справочнику тип такой лампы, чтобы

$$P_a \leq P_{a, \text{доп.}}$$

3. Задаемся значением  $\alpha$  и находим сопротивление анодной нагрузки

$$R_a = \alpha R_i.$$

4. Определяем амплитуду переменной составляющей анодного тока

$$I_1 = \sqrt{\frac{2P}{R_a}}.$$

5. Вычисляем максимальную величину анодного тока

$$I_{\max} = I_0 + I_1 = I_1(1 + \beta) + I_1 = I_1(2 + \beta),$$

$$I_{\min} = I_0 - I_1 = \beta I_1,$$

где  $\beta = 0,15 \div 0,2$ .

На оси тока анодной характеристики лампы (фиг. 5.20) откладываем значение  $I_{\max}$  и проводим прямую, параллельную оси напряжения, до пересечения с характеристикой  $e_c = 0$ . Точка пересечения  $A$  является начальной точкой динамической характеристики. Из этой точки опускаем перпендикуляр на ось напряжения. Отрезок  $OA'$  соответствует минимальному анодному напряжению  $e_{a \min}$ .

От точки  $A'$  откладываем отрезок  $A'B'$

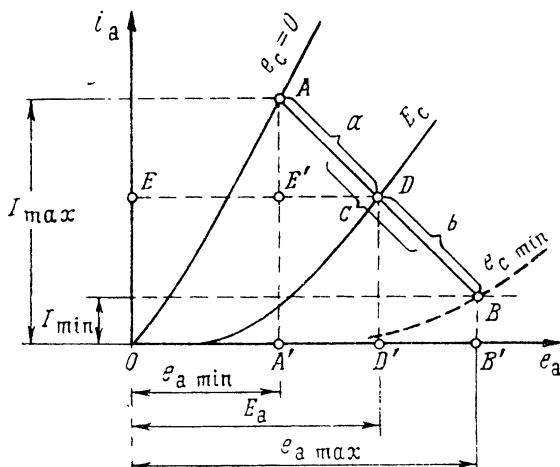
$$A'B' = 2U_a = 2I_1 R_a.$$

Отрезок  $OB'$  соответствует максимальному анодному напряжению  $e_{a \max}$ .

Из точки  $B'$  восстанавливаем перпендикуляр до пересечения с линией  $I_{\min}$  в точке  $B$ .

Соединив точки  $A$  и  $B$ , получаем динамическую характеристику лампы  $AB$ .

По характеристикам лампы определяем величину  $e_{c \min}$ .



Фиг. 5.20. Диаграмма для графического расчета усилителя мощности на триоде.

7. Находим напряжение смещения и амплитуду напряжения возбуждения  $U_c$ :

$$|E_c| = U_c = \frac{|e_{c \min}|}{2}.$$

Отложив на динамической характеристике величину  $E_c$ , определяем положение рабочей точки  $D$ .

8. Определяем постоянную составляющую анодного тока, численно равную длине отрезка  $OE$  на оси тока, и постоянное напряжение на аноде  $E_a$  лампы, выраженное длиной отрезка  $OD'$ .

9. Находим мощность рассеяния на аноде в режиме покоя

$$P_a = E_a I_{a0} \ll P_{a, \text{доп.}}$$

Заметим, что величина  $P_a$  численно равна площади прямоугольника  $OEDD'$ , а полезная мощность — площади треугольника  $AE'D$ .

10. Определяем значение коэффициента нелинейных искажений  $\gamma$ :

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \frac{a - b}{a + b},$$

$$\gamma_3 = \frac{1}{2} \frac{2c - (a + b)}{a + b + c},$$

$$\gamma = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2} < \gamma_{\text{доп.}}$$

Если коэффициент нелинейных искажений  $\gamma$  оказался больше допустимого, то следует или выбрать большее значение  $\beta$  или увеличить сопротивление анодной нагрузки  $R_a$  и произвести новый расчет.

11. Находим сопротивление первичной обмотки трансформатора

$$r_1 = aR_i \frac{1 - \eta_T}{2}.$$

12. Определяем напряжение источника анодного питания

$$E_{a.u} = E_a + r_1 I_a + |E_c|.$$

Если напряжение смещения подается не автоматическим способом, а от постороннего источника, то

$$E_{a.u} = E_a + r_1 I_{a..}.$$

13. Рассчитываем сопротивление смещения  $R_k$  и выделяемую в нем мощность, величина которой  $P_{R_k}$  служит основанием для выбора типа сопротивления

$$R_k = \frac{|E_c|}{I_{a..}}, \quad P_{R_k} = |E_c| I_{a..}.$$

14. Определяем индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$L_1 = \frac{R_s}{\Omega_B \sqrt{M_B^2 - 1}},$$

где

$$R_s = \frac{R_a (R_i + 2r_1)}{R_a + R_i + 2r_1}.$$

15. Находим допустимую максимальную индуктивность рассеяния

$$L_S = \frac{R_i}{\Omega_B} (1 + a) \sqrt{M_B^2 - 1}.$$

16. Рассчитываем коэффициент трансформации

$$n_{tp} = \sqrt{\frac{R_h}{R_a \eta_T}}.$$

**Пример 5.4.** Рассчитать усилитель мощности на триоде.

#### Исходные данные

1. Полезная мощность на выходе  $P_{вых} = 2,6 \text{ вт.}$
2. Сопротивление нагрузки  $R_h = 4 \text{ ом.}$
3. Диапазон частот  $F_n = 80 \text{ гц}, F_v = 6000 \text{ гц.}$

4. Допустимые частотные искажения на крайних частотах диапазона  $M_a = M_b = 1,05$ .

5. Допустимое значение коэффициента нелинейных искажений  $\gamma = 0,06$ .

Требуется определить

1. Тип лампы.
2. Сопротивление анодной нагрузки  $R_a$ .
3. Амплитуду переменной составляющей анодного тока  $I_1$ .
4. Величину максимального  $I_{max}$  и минимального  $I_{min}$  значений анодного тока.
5. Напряжение смещения  $E_c$  и амплитуду напряжения сигнала  $U_{сигн}$ .
6. Постоянную составляющую анодного тока лампы  $I_a =$ .
7. Напряжение  $E_a$  источника анодного питания и мощность  $P_0$ , потребляемую в анодной цепи лампы.
8. Мощность рассеяния на аноде лампы  $P_a$ .
9. Сопротивление первичной обмотки трансформатора  $r_1$ .
10. Сопротивление автоматического смещения  $R_k$  и емкость блокировочного конденсатора  $C_k$ .
11. Индуктивность первичной обмотки  $L_1$ .
12. Индуктивность рассеяния  $L_s$ .
13. Коэффициент трансформации  $n_{tr}$ .

Решение

1. Находим из табл. 5.5 коэффициент полезного действия трансформатора  $\eta_t = 0,7$

и определяем расчетную мощность каскада

$$P = \frac{P_{вых}}{\eta_t} = \frac{2,6}{0,7} \approx 3,7 \text{ вт.}$$

2. Определяем примерную величину мощности рассеяния на аноде

$$P_a = (4 \div 6) P = 4 \cdot 3,7 = 14,8 \text{ вт.}$$

Выбираем лампу 6С4С

$$P_{a, \text{доп}} = 15 \text{ вт} > 14,8 \text{ вт.}$$

Параметры лампы  $R_i = 840 \text{ ом}$ ,  $S = 5,4 \text{ ма/в}$ ,  $\mu = 4,15$ .

3. Выбираем коэффициент  $\alpha = 3$  и находим сопротивление анодной нагрузки

$$R_a = \alpha R_i = 3 \cdot 840 = 2520 \text{ ом.}$$

4. Определяем амплитуду переменной составляющей анодного тока

$$I_1 = \sqrt{\frac{2P}{R_a}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 2,3}{2520}} = 0,055 \alpha$$

и амплитуду переменного напряжения на аноде лампы

$$U_a = R_a I_1 = 2520 \cdot 0,055 \approx 140 \text{ в.}$$

5. Принимаем  $\beta = 0,2$  и вычисляем максимальную величину анодного тока лампы

$$I_{max} = I_1(2 + \beta) = 55(2 + 0,2) = 121 \text{ ма.}$$

Находим минимальную величину анодного тока лампы

$$I_{min} = \beta I_1 = 0,2 \cdot 55 = 11 \text{ ма.}$$

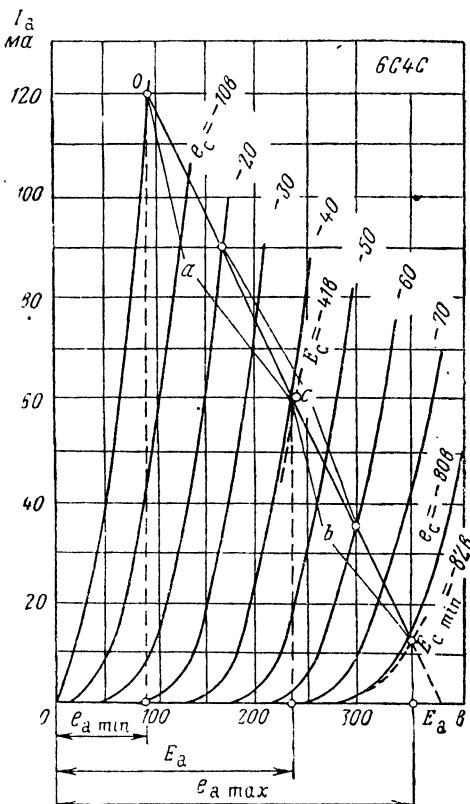
6. Строим динамическую характеристику лампы (фиг. 5.21). После построения находим по характеристике  $e_a \text{ min} = 85 \text{ в}$ ,  $e_a \text{ max} = 365 \text{ в}$ ,  $E_a = 240 \text{ в}$ ,  $E_c \text{ min} = -82 \text{ в}$ .

7. Находим напряжение смещения и амплитуду напряжения возбуждения

$$|E_c| = U_c = \frac{E_{c\ min}}{2} = \frac{82}{2} = 41 \text{ в.}$$

8. По динамической характеристике определяем постоянную составляющую анодного тока

$$I_a = -60 \text{ мА.}$$



Фиг. 5.21. График к расчету усилителя мощности на триоде.

9. Находим мощность рассеяния на аноде лампы

$$P_a = E_a \cdot I_a = 240 \cdot 60 \cdot 10^{-3} = 14,4 \text{ вт} < 15 \text{ вт.}$$

10. Определяем коэффициент нелинейных искажений. По характеристике на фиг. 5.21 находим длины отрезков  $a$ ,  $b$  и  $c$ :  $a=44,5$ ,  $b=36$ ,  $c=40,5$

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \frac{a-b}{a+b} = \frac{1}{2} \frac{44,5-36}{44,5+36} = 0,054,$$

$$\gamma_3 = \frac{1}{2} \frac{2c-(a+b)}{a+b+c} = \frac{1}{2} \frac{2 \cdot 40,5 - (44,5+36)}{44,5+36+40,5} \approx 0,003,$$

$$\gamma = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2} = \sqrt{0,054^2 + 0,003^2} = 0,054 < 0,06.$$

11. Находим сопротивление первичной обмотки трансформатора

$$r_1 = aR_i \frac{1 - \eta_t}{2} = 3 \cdot 840 \frac{1 - 0,7}{2} = 368 \text{ ом.}$$

12. Определяем напряжение источника анодного питания

$$E_{a..} = E_a + r_1 I_a + |E_c| = 240 + 368 \cdot 0,06 + 41 = 300 \text{ в.}$$

13. Рассчитываем сопротивление автоматического смещения

$$R_K = \frac{|E_c|}{I_{a..}} = \frac{41}{0,06} = 683 \text{ ом.}$$

Определяем мощность, расходуемую в сопротивлении смещения:

$$P_{R_K} = |E_c| I_{a..} = 41 \cdot 0,06 = 2,46 \text{ вт.}$$

Выбираем блокировочный конденсатор КЭ2, 20 мкФ, 50 в.

14. Находим эквивалентное сопротивление  $R_3$

$$R_3 = \frac{R_a (R_i + 2r_1)}{R_a + R_i + 2r_1} = \frac{2520 (840 + 2 \cdot 368)}{2520 + 840 + 2 \cdot 368} \approx 1000 \text{ ом.}$$

определяем индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$L_1 = \frac{R_3}{\Omega_h \sqrt{M_h^2 - 1}} = \frac{1000}{6,28 \cdot 80 \cdot \sqrt{1,05^2 - 1}} = 6,3 \text{ гн.}$$

15. Находим допустимую индуктивность рассеяния

$$L_S = \frac{R_i}{\Omega_b} (1 + a) \sqrt{M_b^2 - 1} = \frac{840}{6,28 \cdot 600} (1 + 3) \sqrt{1,05^2 - 1} = 0,0286 \text{ гн.}$$

16. Определяем коэффициент трансформации

$$n_{tp} = \sqrt{\frac{R_h}{r_{it} R_a}} = \sqrt{\frac{4}{0,7 \cdot 2520}} = 0,0475.$$

## § 5.4. РАСЧЕТ ДВУХТАКТНЫХ КАСКАДОВ НА ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПАХ

Величина мощности оконечного каскада усилителя низкой частоты, как уже указывалось ранее, может измеряться как десятыми долями ватта, так и десятками киловатт. Усилители, мощность которых не превышает 3—5 вт, обычно выполняют по однотактной схеме на триоде, тетроде или пентоде. Большая часть типов приемно-усилительных ламп низкой частоты, выпускаемых вакуумной промышленностью, предназначена для получения сравнительно небольшой мощности, поэтому в каскадах усилителей с мощностью порядка 5—6 вт и более приходится использовать не одну, а несколько ламп. При использовании в одном каскаде нескольких ламп их соединяют или параллельно или последовательно. Однако параллельное соединение ламп используется сравнительно редко.

Увеличение мощности в таких условиях достигается увеличением тока в анодной цепи параллельно соединенных ламп. Но одновременно с переменной составляющей суммарного тока возрастает и постоянная составляющая тока, что, как правило, создает дополнительные трудности при конструировании транс-

форматора и, кроме того, может привести к возникновению дополнительных цепионных искажений в цепи самого трансформатора. Наиболее распространенной схемой соединения ламп для совместной работы в одном каскаде является последовательная схема соединения или двухтактная схема (фиг. 5. 22).

Если расчетная мощность усилителя превышает величину мощности, которую могут создать две лампы в двухтактной схеме, то в каждое из плеч схемы включается не одна, а две или три лампы. Использование в каскаде большого числа ламп для получения заданной мощности обычно не рекомендуется. Если четырех или шести ламп оказывается недостаточно, то каскад рассчитывают на двух более мощных лампах.

Условия работы ламп в двухтактных каскадах усилителей отличаются от условий их работы в однотактных каскадах следующими особенностями:

1) лампы каскада могут работать не только колебаниями первого рода (класс А), но и колебаниями второго рода с углом отсечки анодного тока, превышающим  $90^\circ$  (классы АВ и АВ<sub>2</sub>) и равным  $90^\circ$  (классы В и В<sub>2</sub>). Режим работы с сеточными токами (классы АВ<sub>2</sub>, В<sub>2</sub>) применяется главным образом в мощных каскадах, в которых используются мощные модуляторные и генераторные лампы с характеристиками, лежащими в области положительных напряжений на управляющей сетке лампы. Использование в двухтактных каскадах режима работы колебаниями второго рода позволяет в значительной мере повысить к. п. д. усилителя;

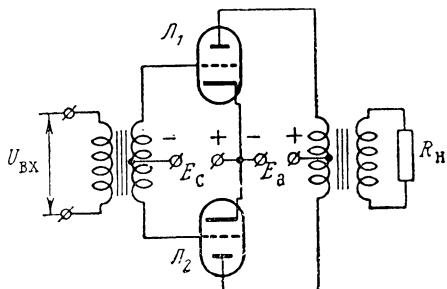
2) при работе ламп усилителя в классе А может быть использован не только линейный участок характеристики, но и ее нижний искривленный участок. Таким образом, в двухтактной схеме лампа используется более полно, чем в однотактном каскаде;

3) полезная мощность и коэффициент полезного действия двухтактного каскада могут быть повышенены и путем более полного использования напряжения источника анодного питания.

Рассмотрим особенности расчета двухтактных усилителей мощности, работающих в различных режимах.

#### 1. УСИЛИТЕЛИ НА ТРИОДАХ, РАБОТАЮЩИХ В КЛАССЕ А

Если плечи двухтактного каскада симметричны, то его эквивалентную схему для области средних частот можно представить так, как это показано на фиг. 5. 23, а. Пунктиром показана цепь



Фиг. 5. 22. Двухтактная схема усилителя.

источника анодного питания, через которую не проходят переменные составляющие нечетных гармоник. Схему с двумя источниками переменного тока можно заменить схемой с одним источником тока, имеющим в два раза большее напряжение и внутреннее сопротивление (фиг. 5.23, б). Подобная схема ничем не отличается от эквивалентной схемы однотактного каскада, поэтому расчетные формулы, полученные для однотактной схемы, можно использовать и при расчете двухтактного каскада. Двухтактный усилитель на триодах, работающий в режиме класса А, обычно рассчитывают в следующей последовательности.

1. В соответствии с исходными данными определяют расчетную мощность одного плеча

$$P' = \frac{P_{\text{вых}}}{2\eta_{\text{г}}}$$

2. Выбирают тип лампы и рассчитывают режим работы одного плеча в последовательности, указанной для однотактного каскада на триоде.

При расчете одного плеча двухтактного усилителя следует учитывать некоторые особенности его работы. Как уже

Фиг. 5.23. Эквивалентная схема двухтактного каскада в области средних частот (а), приведенная эквивалентная схема каскада (б).

указывалось выше, лампы двухтактного усилителя более полно используются по току. Если принять  $\beta=0$ , то расчетная формула для определения максимальной мощности рассеяния на аноде триода при отсутствии сигнала на сетке примет вид

$$P_{a\max} = 2P' \frac{2+\alpha}{\alpha}.$$

Полученная величина мощности рассеяния позволяет определить число ламп  $m$  в одном плече

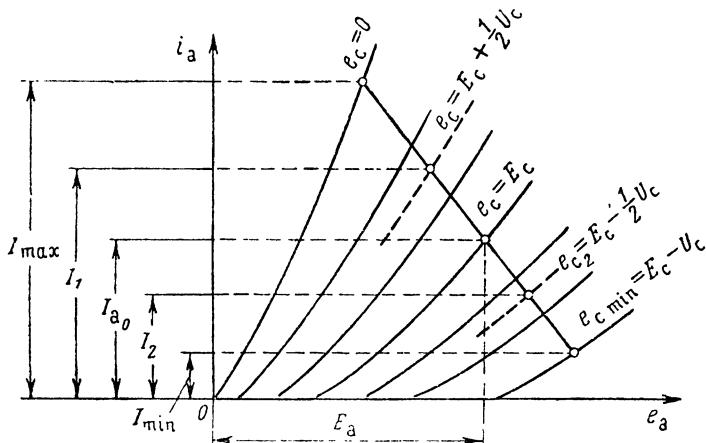
$$m = \frac{P_{a\max}}{P_{a\text{адоп}}}.$$

При полном использовании лампы по току в процессе работы захватывается нижний криволинейный участок характеристики лампы. При этом действующее значение внутреннего сопротивления лампы  $R_i$  оказывается на 10–15% большим значения  $R_i$ , указанного в паспорте.

Возрастание действующей величины внутреннего сопротивления лампы следует учитывать при определении  $R_a$ ,  $r_1$  и напряжения источника анодного питания.

Более полное использование ламп по току, при котором захватываются нижние искривленные участки характеристики, приводит к изменению соотношений между составляющими анодного тока. Поэтому их следует определять более точным методом, которым считается метод пяти отсчетов. Сущность этого метода определения составляющих анодного тока состоит в следующем:

1) по динамической характеристике лампы (фиг. 5.24) графическим способом находим величины токов  $I_{\max}$  и  $I_{\min}$ , соответствующие максимальному и минимальному напряжениям на сетке



Фиг. 5.24. К графическому методу определения составляющих анодного тока.

лампы. При полном использовании левой части характеристики лампы ток  $I_{\max}$  соответствует напряжению на сетке  $e_c=0$ , ток  $I_{\min}=0$ ;

2) по величине напряжения смещения находим ток покоя лампы  $I_{a0}$ ;

3) определяем величины тока  $I_1$  и  $I_2$ , соответствующие напряжениям на сетке

$$e_{c1} = E_c + \frac{1}{2} U_c,$$

$$e_{c2} = E_c - \frac{1}{2} U_c.$$

Составляющие анодного тока лампы определяем по следующим расчетным формулам:

первая гармоника анодного тока

$$I_{a1} = \frac{(I_{\max} - I_{\min}) + (I_1 - I_2)}{3};$$

вторая гармоника анодного тока

$$I_{a2} = \frac{0.5(I_{\max} + I_{\min}) - I_{a0}}{2};$$

третья гармоника анодного тока

$$I_{a3} = \frac{(I_{\max} - I_{\min}) - 2(I_1 - I_2)}{2};$$

четвертая гармоника анодного тока

$$I_{a4} = \frac{(I_{\max} + I_{\min}) - 4(I_1 + I_2) + 6I_{a0}}{12};$$

постоянная составляющая тока

$$I_a = \frac{(I_{\max} + I_{\min}) + 2(I_1 + I_2)}{6}.$$

Несколько изменяется и расчетная формула для определения коэффициента нелинейных искажений. Действие второй и четвертой гармоник тока плеч каскада будет вследствие симметричности схемы взаимно компенсироваться. Поэтому коэффициент нелинейных искажений определяется только по третьей гармонике:

$$\gamma = \gamma_3 = \frac{I_{a3}}{I_{a1}}.$$

Однако полная симметрия плеч получается довольно редко, лишь при тщательном подборе ламп. Из практики эксплуатации двухтактных усилителей известно, что подобрать совершенно одинаковые лампы для плеч усилителя крайне затруднительно, поэтому плечи усилителя, как правило, несимметричны. Неравноточность ламп для плеч усилителя принято выражать коэффициентом асимметрии  $\delta$

$$i_a'' = i_a' (1 + \delta).$$

Если асимметрией ламп пренебречь нельзя, то коэффициент нелинейных искажений следует рассчитывать по формуле

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{\delta}{2-\delta} \gamma_2\right)^2 + \gamma_3^2}.$$

3. По данным, полученным при расчете одного плеча, определяют общие показатели всего каскада:

1) постоянная составляющая тока анодного питания

$$I_a = 2I_a';$$

2) мощность, подаваемая источником анодного питания:

$$P_0 = 2P_0';$$

3) сопротивление анодной нагрузки

$$R_a = 2R'_a;$$

4) напряжение на зажимах первичной обмотки трансформатора

$$U_a = 2U'_a;$$

5) суммарная амплитуда напряжения возбуждения

$$U_c = 2U'_c;$$

6) сопротивление первичной обмотки трансформатора

$$r_1 = 2r'_1;$$

7) индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$L_1 = \frac{2R'_a}{\Omega_h \sqrt{M_h^2 - 1}};$$

8) коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n_{tp} = \sqrt{\frac{R_h}{2R'_a \eta_t}}.$$

## 2. РАСЧЕТ ДВУХТАКТНОГО УСИЛИТЕЛЯ НА ПЕНТОДАХ И ЛУЧЕВЫХ ТЕТРОДАХ, РАБОТАЮЩИХ В КЛАССЕ А

Общая последовательность расчета двухтактного каскада на лучевых тетродах и пентодах может быть такой же, как и последовательность расчета каскада на триодах:

- определяется расчетная мощность одного плеча;
- рассчитывается режим работы лампы одного плеча;
- рассчитываются суммарные показатели всего каскада.

При расчете режима работы одного плеча следует учитывать особенности работы лампы в двухтактной схеме.

При построении динамической характеристики положение верхней ее точки выбирают обычно на верхнем изгибе анодной характеристики лампы при напряжении на сетке

$$e_c = 0.$$

Величина  $\xi$  коэффициента использования анодного напряжения может быть увеличена до 0,7—0,8, а коэффициент  $\beta$  может быть принят равным нулю. При таком значении коэффициентов  $\xi$  и  $\beta$  расчетная формула для определения анодного напряжения принимает вид

$$E_a \approx \frac{5P}{i_{max}}.$$

Увеличение коэффициентов  $\xi$  и  $\beta$  позволяет повысить к. п. д. каскада до 30—35%.

**Пример 5.5.** Рассчитать усилитель мощности.

### Технические условия

- Полезная мощность на выходе  $P_{\text{вых}} = 10 \text{ вт}$ .
- Сопротивления нагрузки  $R_n = 5 \text{ ом}$ .
- Индуктивность нагрузки  $L_n = 0,003 \text{ гн}$ .
- Диапазон частот  $F_n = 80 \text{ гц}, F_b = 7000 \text{ гц}$ .
- Допустимые частотные искажения  $M_n = M_b = 1,1$ .
- Коэффициент нелинейных искажений  $\gamma = 5\%$ .

### Решение

- Принимаем  $\eta_T = 0,8$  и находим расчетную полезную мощность одного плеча

$$P' = \frac{P_{\text{вых}}}{2 \cdot \eta_T} = \frac{10}{2 \cdot 0,8} = 6,25 \text{ вт.}$$

- Определяем мощность рассеяния на аноде лампы

$$P_a' = 3P' = 3 \cdot 6,25 = 18,75 \text{ вт.}$$

- Выбираем по справочнику лампу 6П3С — лучевой тетрод (см. табл. 5.6)

Данные тетрода 6П3С:  $U_n = 6,3 \text{ в}$ ,  $I_n = 0,9 \text{ а}$ ,  $I_{c_2} = 5 \text{ ма}$ ,  $E_{c_2} = 250 \text{ в}$ ,  $R_i = 22 \text{ ком}$ ,  $S = 6 \text{ ма/в}$ ,  $\mu = 135$ ,  $P_{a,\text{доп}} = 20 \text{ вт}$ .

- Принимаем  $i_{\max} = 150 \text{ ма}$  и определяем напряжение на аноде лампы

$$E_a = \frac{5P'}{i_{\max}} = \frac{5 \cdot 6,25}{0,15} \approx 208 \text{ в.}$$

Увеличиваем  $E_a$  до практически удобного значения  $E_a = 225 \text{ в}$ .

- Находим напряжение смещения  $E_c$  и амплитуду напряжения возбуждения

$$|E_c| = \frac{i_{\max}}{2S} = \frac{150}{2 \cdot 6} = 12,5 \text{ в.}$$

Принимаем

$$U_c = 12,5 \text{ в.}$$

- Строим динамическую характеристику (фиг. 5.25) и определяем графическим путем значение токов и напряжений

$$e_{a \min} = 40 \text{ в},$$

$$U_a' = E_a - e_{a \min} = 225 - 40 = 185 \text{ в},$$

$$I_{\max} = 150 \text{ ма},$$

$$I_1 = 120 \text{ ма},$$

$$I_2 = 45 \text{ ма},$$

$$I_{a0} = 78 \text{ ма},$$

$$I_{a \min} = 18 \text{ ма.}$$

Составляющие анодного тока лампы определяем по следующим расчетным формулам:

первая гармоника тока

$$I_{a1} = \frac{(I_{\max} - I_{\min}) + (I_1 - I_2)}{3} = \frac{(150 - 18) + (120 - 45)}{3} = 69 \text{ ма};$$

вторая гармоника тока

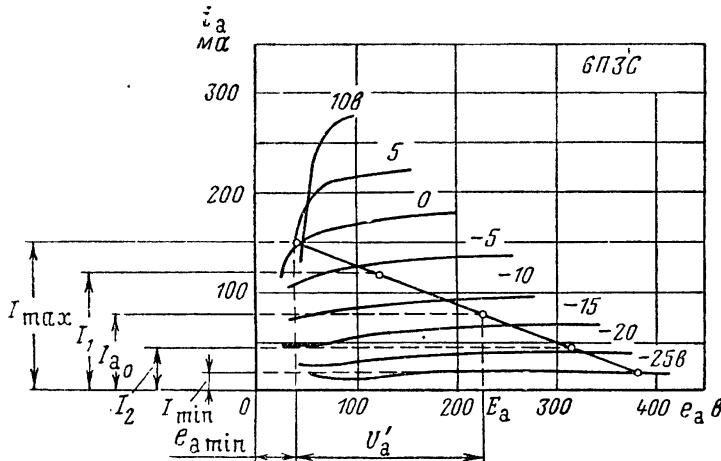
$$I_{a2} = \frac{0,5(I_{\max} + I_{\min}) - I_{a0}}{2} = \frac{0,5(150 + 18) - 78}{2} = 3 \text{ мА};$$

третья гармоника тока

$$I_{a3} = \frac{(I_{\max} - I_{\min}) - 2(I_1 - I_2)}{6} = \frac{(150 - 18) - 2(120 - 45)}{6} = 3 \text{ мА};$$

постоянная составляющая тока одного плеча каскада

$$I'_+ = \frac{(I_{\max} + I_{\min}) + 2(I_1 + I_2)}{6} = \frac{(150 + 18) 2 + (120 + 45)}{6} = 8,3 \text{ мА.}$$



Фиг. 5. 25. К примеру расчета двухтактного каскада.

7. Определяем полезную мощность, отдаваемую лампой одного плеча, и мощность рассеяния в режиме покоя

$$P'_{\sim} = \frac{1}{2} U'_a \cdot I_{a1} = \frac{1}{2} 185 \cdot 0,069 = 6,4 \text{ вт} > P'_{\text{расч}}$$

$$P_a = E_a \cdot I_{a0} = 225 \cdot 0,078 = 17,5 \text{ вт} < 20 \text{ вт.}$$

8. Находим коэффициент нелинейных искажений

$$\gamma_2 = \frac{I_{a2}}{I_{a1}} = \frac{3}{69} = 0,0435,$$

$$\gamma_3 = \frac{I_{a3}}{I_{a1}} = \frac{3}{69} = 0,0435.$$

Полагаем коэффициент асимметрии  $\delta = 0,2$

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{\delta}{2 - \delta} \gamma_2\right)^2 + \gamma_3^2} = \sqrt{\left(\frac{0,2}{2 - 0,2} 4,35\right)^2 + 4,35^2} \approx 4,4\%.$$

$$\gamma = 4,4\% < 5\%$$

9. Определяем сопротивление анодной нагрузки одного плеча

$$R_a' = \frac{U_a'}{I_{a1}} = \frac{185}{0,069} = 2680 \text{ ом.}$$

10. Находим сопротивление одной половины первичной обмотки трансформатора

$$r' = R_a' \frac{1 - \eta_T}{2} = 2680 \frac{1 - 0,8}{2} = 268 \text{ ом.}$$

11. Находим напряжение источника анодного питания

$$E_{a..} = E_a + |E_c| + I'_a \cdot r' = 225 + 12,5 + 0,083 \cdot 268 = 260 \text{ в.}$$

При непосредственном соединении экранирующей сетки с положительным полюсом источника анодного питания напряжение на этой сетке будет равно

$$E_{c2} = E_{a..} - |E_c| = 260 - 12,5 = 248,5 \text{ в.}$$

Полученная величина близка к расчетной.

12. Рассчитываем эквивалентное сопротивление  $R_9'$  одного плеча каскада

$$R_9' = \frac{R_a (R_i + 2r')}{R_a + R_i + 2r'} = \frac{2680 (22000 + 2 \cdot 268)}{2680 + 22000 + 2 \cdot 268} \approx 2400 \text{ ом.}$$

13. Определяем показатели всего каскада.

Постоянная составляющая тока питания

$$I_0 = 2I'_a = 2 \cdot 83 = 166 \text{ мА.}$$

Мощность, потребляемая от источника питания:

$$P_0 = E_{a..} (I_0 + 2I_{c2}) = 260 (0,166 + 2 \cdot 0,005) = 45,9 \text{ вт.}$$

Сопротивление автоматического смещения

$$R_k = \frac{|E_c|}{I_0 + 2I_{c2}} = \frac{12,5}{0,166 + 2 \cdot 0,005} = 71 \text{ ом.}$$

Суммарное напряжение на зажимах первичной обмотки

$$U_a = 2U_a' = 2 \cdot 185 = 370 \text{ в.}$$

Суммарное напряжение возбуждения, подводимое к сеткам ламп:

$$U_c = 2U_c' = 2 \cdot 12,5 = 25 \text{ в.}$$

14. Находим индуктивность первичной обмотки

$$L_1 = \frac{2 \cdot R_9'}{\Omega_h \sqrt{M_h^2 - 1}} = \frac{2 \cdot 2400}{6,28 \cdot 80 \sqrt{1,12 - 1}} = 21,6 \text{ гн.}$$

15. Определяем индуктивность рассеяния

$$L_s = \frac{2(R_i + R_9')}{\Omega_b} \sqrt{M_b^2 - 1} = \frac{2(22000 + 2400)}{6,28 \cdot 7000} \sqrt{1,1^2 - 1} = 0,5 \text{ гн.}$$

16. Находим коэффициент трансформации

$$n_{tp} = \sqrt{\frac{R_h}{2R_a \eta_T}} = \sqrt{\frac{5}{2 \cdot 2680 \cdot 0,8}} = 0,034.$$

### *3. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ, РАБОТАЮЩЕГО В РЕЖИМЕ КЛАССА В*

Энергетические преимущества двухтактных каскадов наиболее полно проявляются при использовании в усилителях режима работы колебаниями второго рода.

В практике эксплуатации радиоустройств наиболее часто применяется режим работы класса В ( $\theta = 90^\circ$ ).

В усилителях относительно малой мощности используются преимущественно только левые участки характеристик ламп, лежащие в области отрицательных напряжений на сетке. Мгновенное напряжение на сетке лампы в таких режимах всегда отрицательно, поэтому лампы работают без сеточных токов.

В усилителях большей мощности используются лампы, значительная часть характеристик которых лежит в области положительных напряжений на сетке. Поэтому при полном использовании характеристик ламп усилительный каскад будет работать с сеточными токами (класс В<sub>2</sub>).

Рассмотрим последовательность расчета усилителя.

### *4. РАСЧЕТ ДВУХТАКТНОГО КАСКАДА, РАБОТАЮЩЕГО В РЕЖИМЕ КЛАССА В*

#### **A. Расчет каскада, работающего на триодах**

##### **Исходные данные**

1. Полезная мощность на выходе  $P_{\text{вых}}$ .
2. Сопротивление нагрузки  $R_h$ .
3. Индуктивность нагрузки  $L_h$ .
4. Диапазон частот  $F_h \div F_b$ .
5. Допустимые частотные искажения на граничных частотах  $M_h$  и  $M_b$ .
6. Допустимое значение коэффициента нелинейных искажений  $\gamma$ .

Требуется определить

1. Тип лампы и напряжение источника анодного питания.
2. Сопротивление анодной нагрузки.
3. Напряжение возбуждения  $U_c$ .
4. Напряжение смещения  $E_c$ .
5. Постоянную составляющую анодного тока лампы  $I_{a=}$ .
6. Мощность рассеяния на аноде  $P_a$ .
7. Требования к выходному трансформатору ( $r_1$ ,  $L_1$ ,  $L_s$  и  $n$ ).

##### **Порядок расчета**

1. Выбираем к. п. д. выходного трансформатора и определяем расчетную мощность одного плеча

$$P' = \frac{P_{\text{вых}}}{2\eta_T} = \frac{P}{2}.$$

2. Находим примерную величину мощности рассеяния на аноде лампы каждого числа

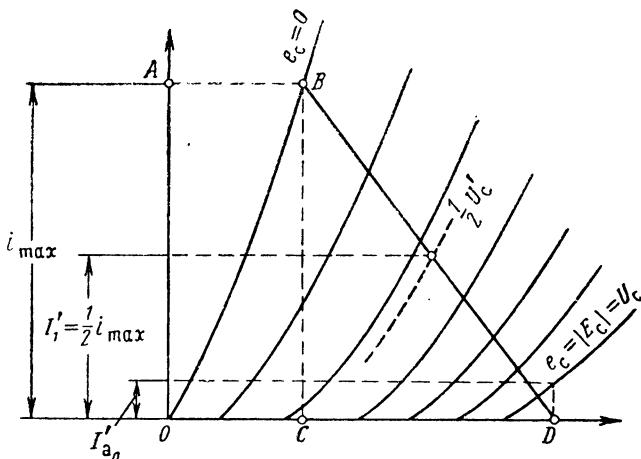
$$P_a = (0,5 \div 1) P'.$$

3. По полученному значению мощности рассеяния на аноде выбираем тип лампы

$$P_{a,\text{доп}} > P_a.$$

4. Выбираем величину сопротивления анодной нагрузки одного плеча

$$R_a = (1,5 \div 2,5) R_i.$$



Фиг. 5.26. К графическому методу расчета двухтактного каскада на триоде.

5. Рассчитываем высоту импульса анодного тока лампы

$$i_{\text{max}} = \sqrt{\frac{2P}{R_a}},$$

где  $P$  — полная мощность каскада.

6. Величину импульса тока откладываем на оси анодного тока (отрезок  $OA$  на фиг. 5.26). Ординату точки  $A$  переносим на характеристику лампы при напряжении на сетке  $e_c=0$  (точка  $B$ ). Из точки  $B$  на ось анодного напряжения опускаем перпендикуляр  $BC$ . В соответствии с выбранным сопротивлением анодной нагрузки строим динамическую характеристику лампы  $BD$ :  $\arg \operatorname{tg} ODB = R_a$ .

Отрезок  $OD$  будет соответствовать необходимой величине постоянного напряжения на аноде лампы, а отрезок  $CD$  — величине  $U_a$  амплитуды напряжения на сопротивлении нагрузки одного плеча схемы.

7. Определяем амплитуду первой гармоники анодного тока и величину постоянной составляющей тока

$$I_{a1} = \alpha_1 i_{\max},$$

$$I_a = \alpha_0 i_{\max},$$

где  $\alpha_1$  и  $\alpha_0$  — коэффициенты разложения импульсов тока в ряд Фурье для угла отсечки анодного тока  $\theta = 90^\circ$ .

8. Рассчитываем величину полезной мощности плача усилителя

$$P' = \frac{1}{2} I_{a1} U'_a \geq P'_{\text{расч.}}$$

9. Определяем мощность рассеяния на аноде лампы. Анализ работы триодного каскада в режиме класса В показывает, что мощность рассеяния на аноде достигает наибольшего значения при коэффициенте использования анодного напряжения  $\xi = 0,637$ . Поэтому следует предварительно определить величину  $\xi$ . Если  $\xi$  окажется больше указанной величины, то следует по динамической характеристике определить высоту импульса анодного тока для анодного напряжения

$$e_a = E_a - 0,637 U'_a.$$

Затем определяются составляющие анодного тока, полная и полезная мощность каскада. После расчета указанных выше величин определяем мощность рассеяния на аноде

$$P'_a = P'_0 - P' \leq P_{a,\text{доп.}}$$

Если же рабочее значение коэффициента использования анодного напряжения менее  $\xi = 0,637$ , то величина мощности рассеяния находится для случая работы с максимальными по высоте импульсами тока

$$P'_a = P'_0 - P' = E_a I'_a - \frac{1}{2} U'_a I_{a1} \leq P_{a,\text{доп.}}$$

или

$$P''_a = E_a \alpha_0 i_{\max} - \frac{1}{4} i_{\max}^2 R_a \leq P_{a,\text{доп.}}$$

10. Определяем амплитуду напряжения полезного сигнала и величину отрицательного смещения. Расчет этих напряжений целесообразнее производить исходя из требования получения наименьших нелинейных искажений. С этой целью задаемся величиной анодного тока при  $U_c = \frac{1}{2} U'_c$ , равной половине высоты импульса тока (фиг. 5.26)  $I'_1 = \frac{1}{2} i_{\max}$ , и находим по динамической характеристике численное значение  $\frac{1}{2} U'_c$ , а затем амплитуду напряжения возбуждения и величину напряжения смещения

$$|E_c| = U_c.$$

При таком методе определения сеточных напряжений величина напряжения смещения может оказаться несколько большей напряжения запирания и в анодной цепи лампы будет проходить ток покоя  $I_{a0}$ , определяемый по величине  $E_a$  анодного напряжения и фактическому напряжению смещения на сетке. После определения тока покоя следует рассчитать мощность рассеяния на аноде лампы в режиме покоя

$$P'_{a\cdot\text{пок}} = E_a \cdot I'_{a0}.$$

11. При расчете коэффициента нелинейных искажений следует учитывать несимметрию плеч каскада. В каскадах мощных усилителей применяют специальные меры для уменьшения естественной несимметрии, вызываемой разбросом параметров ламп. С целью улучшения симметричности плеч величину напряжения смещения каждой лампы делают обычно регулируемой. Симметричность плеч каскада проверяют по показаниям измерительных приборов, включаемых в анодные цепи ламп. Такой метод симметрирования позволяет снизить несимметричность до величины  $\delta=0,05-0,07$ . Для определения гармонических составляющих токов плеч можно воспользоваться методом пяти отсчетов, изменяя величину токов плеч соответственно в  $(1+\delta)$  и в  $(1-\delta)$  раз. При определении токов лампы другого плеча следует учитывать направление тока

$$\begin{aligned}I_{\max} &= (1+\delta) i_{\max}, \\I_{\min} &= -(1-\delta) i_{\max}, \\I_1 &= I'_1 (1+\delta), \\I_2 &= -I'_1 (1-\delta), \\I_0 &= 2\delta I'_{a0}.\end{aligned}$$

Если величина коэффициента нелинейных искажений оказывается больше заданной, следует увеличить сопротивление анодной нагрузки и произвести новый вариант расчета.

### **Б. Расчет двухтактного каскада с тетродами или пентодами**

Двухтактный каскад, выполненный на тетродах или пентодах, можно рассчитывать в той же последовательности, что и каскад с триодами, с учетом особенностей работы ламп с экранирующими сетками. Величина мощности рассеяния на аноде ламп в таких каскадах меньше, чем в каскадах с триодами. Поэтому при выборе типа лампы по величине мощности рассеяния следует пользоваться следующим соотношением:

$$P_a = (0,3 \div 0,6) P.$$

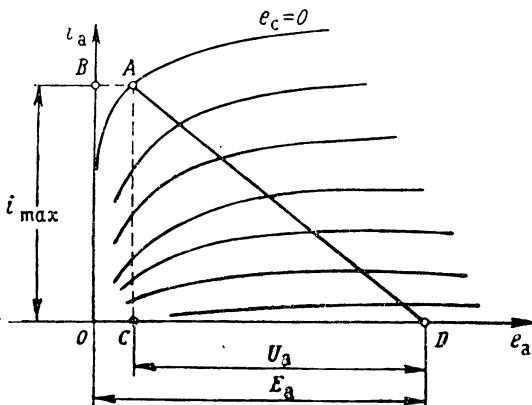
Для уменьшения нелинейных искажений верхнюю точку  $A$  динамической характеристики обычно располагают на середине сгиба

характеристики анодного тока для сеточного напряжения  $e_c=0$  (фиг. 5.27). Проектируя точку  $A$  на ось тока и ось напряжения, находят величину импульса анодного тока (отрезок  $OB$ ) и величину минимального напряжения на аноде  $e_{a\min}$  (отрезок  $OC$ ).

Затем определяют амплитуду напряжения на нагрузке

$$U'_a = \frac{4P'}{i_{\max}}.$$

Откладывают величину  $U'_a$  вправо от точки  $C$  и находят напряжение источника анодного питания  $E_a$  (отрезок  $OD$ ). Соединив точки  $A$  и  $D$ , строят динамическую характеристику ламп  $AD$ .



Фиг. 5.27. Динамическая характеристика пентода, работающего в режиме класса В.

Величина среднего значения тока второй сетки лампы определяется по методу пяти отсчетов для максимальной величины управляющего сигнала. Постоянное напряжение смещения и напряжение на вторую сетку лампы следует подавать от отдельных источников тока.

**Пример 5.6.** Рассчитать электрический режим работы усилителя мощностью  $P_{\text{вых}}=90 \text{ вт}$ , выполненного на пентодах. Допустимые нелинейные искажения  $\gamma=5\%$ .

#### Решение

1. Определяем расчетную мощность каскада и мощность одного плеча

$$P_{\text{расч}} = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_t} = \frac{90}{0,9} = 100 \text{ вт},$$

$$P' = \frac{P_{\text{расч}}}{2} = \frac{100}{2} = 50 \text{ вт}.$$

2. Находим примерную величину мощности рассеяния и выбираем тип лампы

$$P_a = (0,3 \div 0,6) P' = (0,3 \div 0,6) 50 = 15 \div 30 \text{ вт}.$$

Выбираем лампу ГУ50

$$E_a = 1000 \text{ в}, E_{c2} = 250 \text{ в}, P_{a,\text{доп}} = 40 \text{ вт}, P_{c2} = 5 \text{ вт}.$$

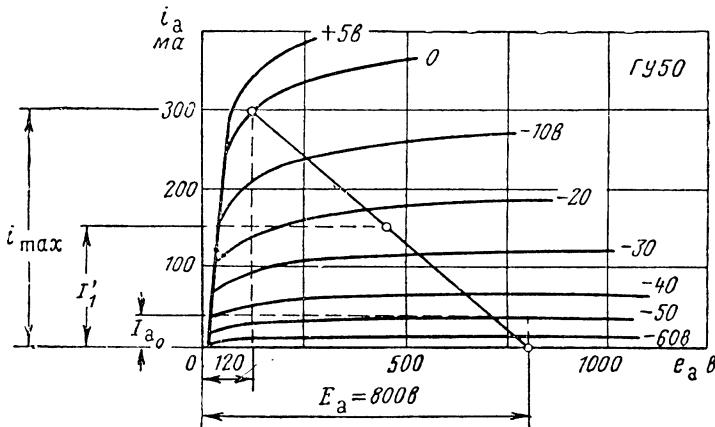
3. Выбираем рабочую точку на сгибе характеристики лампы (фиг. 5.28)

$$i_{\max} = 300 \text{ мА},$$

$$e_{a \min} = 120 \text{ в}.$$

4. Находим амплитуду напряжения на нагрузке

$$U'_a = \frac{4P'}{i_{\max}} = \frac{4 \cdot 50}{0,3} = 667 \text{ в.}$$



Фиг. 5.28. К примеру расчета двухтактного каскада на пентоде, работающем в режиме класса В.

5. Находим напряжение источника анодного питания

$$E_a = e_{a \min} + U'_a = 120 + 667 = 787 \text{ в.}$$

Округляем величину  $E_a$  до 800 в и строим динамическую характеристику.

6. Определяем сопротивление анодной нагрузки одного плеча

$$R'_a = \frac{U'_a}{i_{\max}} = \frac{667}{0,3} \approx 2220 \text{ о.м.}$$

7. Определяем составляющие анодного тока лампы

$$I'_{a1} = \alpha_1 i_{\max} = 0,5 \cdot 300 = 150 \text{ мА},$$

$$I'_{a2} = \alpha_2 i_{\max} = 0,318 \cdot 300 \approx 95 \text{ мА.}$$

8. Находим полезную мощность

$$P' = \frac{1}{2} I'_{a1} U'_a = \frac{1}{2} 0,15 \cdot 667 = 50 \text{ вт.}$$

9. Выбираем величину тока при  $e_c = 0.5 U_c$

$$I'_1 = \frac{1}{2} i_{\max} = \frac{1}{2} 300 = 150 \text{ мА.}$$

Находим по динамической характеристике

$$\frac{U_c}{2} = 25 \text{ в},$$

$$U_c = 50 \text{ в.}$$

Выбираем величину напряжения смещения, равную амплитуде сигнала, и по характеристике лампы для  $e_c = -50 \text{ в}$  определяем ток покоя:

$$E_c = -50 \text{ в},$$

$$I_{a0} = 40 \text{ ма.}$$

10. Проверяем возможность использования лампы по величине мощности рассеяния в режиме покоя

$$P_{a0} = E_a \cdot I_{a0} = 800 \cdot 0,04 = 32 \text{ вт} < 40 \text{ вт.}$$

Проверяем возможность использования лампы по величине мощности рассеяния при напряжении на нагрузке

$$U_{a,\text{пр}} = 0,637 U'_a = 0,637 \cdot 667 = 425 \text{ в},$$

где  $U_{a,\text{пр}}$  — амплитуда напряжения в проверяемом режиме. По динамической характеристике находим высоту импульса тока в проверяемом режиме и постоянную составляющую тока

$$I_n = 180 \text{ ма.},$$

$$I_{a,\text{пр}} = a_0 \cdot I_n = 0,318 \cdot 180 = 57 \text{ ма.},$$

$$I_{a1,\text{пр}} = a_1 I_n = 0,5 \cdot 180 = 90 \text{ ма.}$$

Находим мощность рассеяния на аноде

$$P_{a,\text{пр}} = E_a I_{a,\text{пр}} - \frac{1}{4} i_{\text{пр}}^2 R'_a = 800 \cdot 0,057 - \frac{1}{4} 0,18^2 \cdot 2220 \approx 28 \text{ вт} < 40 \text{ вт.}$$

11. Рассчитываем коэффициент нелинейных искажений

Принимаем  $\delta = 0,1$ , находим величины токов для пяти точек

$$I_0 = 2\delta I'_{a0} = 2 \cdot 0,1 \cdot 40 = 8 \text{ ма.},$$

$$I_1 = I'_1 (1 + \delta) = 150 (1 + 0,1) = 165 \text{ ма.},$$

$$I_2 = -I'_1 (1 - \delta) = -150 (1 - 0,1) = -135 \text{ ма.},$$

$$I_{\max} = (1 + \delta) I_{\max} = (1 + 0,1) \cdot 300 = 330 \text{ ма.},$$

$$I_{\min} = -(1 - \delta) I_{\max} = -(1 - 0,1) \cdot 300 = -270 \text{ ма.}$$

Амплитуда первой гармоники

$$I_{a1} = \frac{(I_{\max} - I_{\min}) + (I_1 - I_2)}{2} = \frac{(330 + 270) + (165 + 135)}{3} = 300 \text{ ма.}$$

Амплитуда второй гармоники

$$I_{a2} = \frac{0,5 (I_{\max} + I_{\min}) - I_0}{2} = \frac{0,5 (330 - 270) - 8}{2} = 11 \text{ ма.}$$

Амплитуда третьей гармоники

$$I_{a3} = \frac{(I_{\max} - I_{\min}) - 2(I_1 - I_2)}{6} = \frac{(330 + 270) - 2(165 + 135)}{6} = 0.$$

Амплитуда четвертой гармоники

$$I_{a4} = \frac{(I_{\max} + I_{\min}) - 4(I_1 + I_2) + 6I_0}{12} = \\ = \frac{(330 - 270) - 4(165 - 135) + 6 \cdot 8}{12} = 1 \text{ ма.}$$

Амплитуды второй и четвертой гармоник можно выразить через коэффициент разложения в ряд Фурье и коэффициент асимметрии:

$$I_{a2} \approx 2\alpha_2 i_{\max} = 2 \cdot 0,1 \cdot 0,2 \cdot 300 = 12 \text{ ма,}$$

$$I_{a4} \approx 2\alpha_4 i_{\max} = 2 \cdot 0,1 \cdot 0,02 \cdot 300 = 1,2 \text{ ма.}$$

Определяем коэффициент нелинейных искажений

$$\gamma = \frac{\sqrt{I_{a2}^2 + I_{a4}^2}}{I_{a1}} = \frac{\sqrt{11^2 + 1}}{300} = 0,037, \\ \gamma = 3,7 \% < \gamma_3 = 5 \text{ %.}$$

Если в схеме будут отсутствовать симметрирующие устройства, то величину  $\delta$  коэффициента асимметрии следует увеличить до  $\delta = 0,2$ . В этом случае коэффициент нелинейных искажений, как показывает расчет, окажется вдвое больше:

$$\gamma = 7,4 \text{ %.}$$

12. Величину постоянной составляющей тока второй сетки с достаточной для практических расчетов точностью можно определить по следующей формуле:

$$I_{c2} = 0,7 \alpha_0 i_{\max},$$

где  $i_{\max}$  — высота импульса тока второй сетки при максимальном напряжении на управляющей сетке;

$\alpha_0$  — коэффициент разложения импульсов сеточного тока в ряд Фурье. Если  $\theta = 90^\circ$ , то  $\alpha_0 = 0,318$ .

Множителем 0,7 учитывают различие формы импульса сеточного тока от косинусоидального импульса.

По характеристику тока  $I_{c2}$  находим

$$i_{\max} = 60 \text{ ма,}$$

$$I_{c2} = 0,7 \alpha_0 i_{\max} = 0,7 \cdot 0,318 \cdot 60 = 13,2 \text{ ма.}$$

13. Определяем мощность рассеяния на второй сетке

$$P_{c2} = E_{c2} \cdot I_{c2} = 250 \cdot 0,0132 = 3,3 \text{ вт} < P_{c2\text{доп.}}$$

### Расчет двухтактного каскада, работающего с сеточными токами

Для более полного использования характеристик лампы мощных каскадов усилителей низкой частоты, как правило, работают с сеточными токами.

Увеличение анодного тока ламп позволяет понизить напряжение источника анодного питания, что облегчает условия эксплуатации радиотехнических устройств.

Режим работы анодных цепей рассчитывается так же, как и в каскадах, работающих в режиме без сеточных токов. После вы-

бора типа лампы обычно выбирают величину импульса анодного тока лампы:

$$i_{\max} = (0,7 \div 0,8) I_e,$$

где  $I_e$  — величина тока эмиссии катода.

Затем выбирают верхнюю точку динамической характеристики и рассчитывают режим работы анодной цепи лампы в последовательности, приведенной ранее для режима работы класса В.

Высоту импульса сеточного тока определяют графическим методом по величине максимального напряжения на управляющей сетке  $E_{c\max}$  и минимального напряжения на аноде лампы  $E_{a\min}$ . Составляющие сеточного тока находят путем разложения импульсов тока в ряд Фурье:

$$I'_{cl} = a_{1c} i_{c\max},$$

$$I'_{c\equiv} = a_{0c} i_{c\max}.$$

Угол отсечки сеточного тока определяют из соотношения

$$\cos \theta_c = - \frac{E_c}{U'_c}.$$

Мощность, потребляемую цепью сетки выходного каскада от предмощной ступени, находят обычным расчетным путем:

$$P_{\sim c} = \frac{1}{2} U_c I'_{cl}.$$

Мощность, расходуемая в источнике отрицательного напряжения смещения:

$$P_{0c} = - E_c I_{c\equiv}.$$

Мощность рассеяния на сетке

$$P_c = P'_{\sim c} - P'_{0c}.$$

Одним из основных требований, предъявляемых к предмощному каскаду и источнику напряжения смещения, является требование малого внутреннего сопротивления этих источников напряжения.

## § 5.5. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

### Исходные данные

1. Мощность на выходе  $P_{\text{вых}}$ .
2. Сопротивление нагрузки  $R_n$ .
3. Нижняя граничная частота  $F_n$ .
4. Коэффициент частотных искажений на нижней граничной частоте  $M_n$ .

Требуется определить

1. Тип прибора.
2. Напряжение источника питания цепи коллектора  $U_{\pi}$ , мощность, потребляемую от источника, и ток коллектора  $I_k$ .
3. Сопротивление нагрузки цепи коллектора  $R_k$ .
4. Ток эмиттера и входное напряжение.
5. Входное сопротивление каскада и мощность, потребляемую на входе.
6. Коэффициент нелинейных искажений.
7. Индуктивность первичной обмотки.
8. Коэффициент трансформации выходного трансформатора.

### Порядок расчета

1. Определяем расчетную мощность каскада

$$P = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_{\text{т}}}.$$

2. По величине полезной мощности выбираем тип полупроводникового прибора

$$P \geq P_{\text{спр.}}$$

3. Выбираем напряжение на коллекторе

$$U_k \leq \frac{U_{k\max}}{2}.$$

4. Выходные характеристики триода имеют линейный характер, что позволяет увеличить значение коэффициента использования коллекторного напряжения  $\xi$  почти до единицы, а коэффициент использования тока коллектора  $\beta$  уменьшить до значения 0,01—0,02. Значение к. п. д. обычно выбирается в пределах 0,45—0,48. Выбрав значение к. п. д., определяем мощность, отдаваемую источником в цепь коллектора:

$$P_0 = \frac{P}{\eta}.$$

5. Определяем ток коллектора

$$I_k = \frac{P_0}{U_k}.$$

6. Находим примерное сопротивление нагрузки цепи коллектора

$$R_k \approx \frac{U_k}{I_k} \approx R'_h.$$

7. По системе статических выходных характеристик строим динамическую характеристику триода. Динамическая характеристи-

стика должна проходить через точку с координатами  $U_k$ ,  $I_k$  и точку с координатами  $2U_k$ ,  $I_k=0$ .

8. Отмечая величину тока эмиттера для нескольких значений напряжения на коллекторе, переносим их на входные статические характеристики и строим по ним входную динамическую характеристику.

9. По динамической входной характеристике графическим путем находим удвоенные значения тока эмиттера ( $2I_9$ ) и величины входного напряжения ( $2U_9$ ).

10. Определяем среднее значение входного сопротивления

$$R_{bx} = \frac{(2U_9)}{(2I_9)}$$

и величину мощности, потребляемой во входной цепи:

$$P_{bx} = \frac{(2U_9)(2I_9)}{8}.$$

11. Для определения коэффициента нелинейных искажений, обусловленных нелинейностью входной цепи, следует предварительно рассчитать и построить характеристику зависимости тока коллектора от э. д. с. источника входного сигнала  $F_{\text{сигн}}$ . Необходимость расчета этой характеристики вызывается тем, что часть напряжения источника будет падать на его внутреннем сопротивлении  $R_{\text{сигн}}$

$$E_{\text{сигн}} = U_9 + I_9 R_{\text{сигн}},$$

что приведет к зависимости входного напряжения от тока эмиттера и к фактическому искривлению динамической характеристики.

Характеристику  $E_{\text{сигн}} = F(I_9)$  рассчитываем в следующей последовательности. Задаемся величиной сопротивления источника  $R_{\text{сигн}} = 50 \div 100 \text{ ом}$  и определяем э. д. с. источника для расчетных значений тока эмиттера  $I_9$  и тока коллектора  $I_k$

$$E_{\text{сигн}1} = U_{s1} + I_{s1} R_{\text{сигн}},$$

$$E_{\text{сигн}2} = U_{s2} + I_{s2} R_{\text{сигн}}.$$

Построив характеристику  $E_c = F(I_9)$ , определяем одним из графических методов составляющие тока коллектора и по их значению коэффициент нелинейных искажений

$$\gamma = \frac{\sqrt{I_{k2}^2 + I_{k3}^2 + I_{k4}^2}}{I_{k1}}.$$

12. Рассчитываем индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$L_1 = \frac{R_9}{\Omega_h \sqrt{M_h^2 - 1}} \approx \frac{R_k}{\Omega_h \sqrt{M_h^2 - 1}}.$$

Так как  $R_{\text{вых}} \gg R_k$ , то величину эквивалентного сопротивления можно полагать равной сопротивлению нагрузки

$$R_o \approx R_k.$$

13. Находим коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n = \sqrt{\frac{R_h}{R_k \eta_t}}.$$

Пример 5.7.

#### Исходные данные

$$P_{\text{вых}} = 0,6 \text{ вт.}$$

$$R_h = 5 \text{ ом.}$$

$$F_h = 100 \text{ гц,}$$

$$M_h = 1,1.$$

#### Решение

1. Принимая  $\eta_t = 0,7$ , находим расчетную мощность каскада

$$P = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_t} = \frac{0,6}{0,7} = 0,857 \text{ вт.}$$

2. По справочнику выбираем выходной триод типа П3А: полезная мощность  $P=1 \text{ вт}$ , ток коллектора предельный  $I_{\text{к,пред}} = 150 \text{ мА}$ , напряжение на коллекторе  $U_{\text{k, max}} = -50 \text{ в}$ , мощность рассеяния на коллекторе  $P_k = 1 \div 3,5 \text{ вт}$  (в зависимости от условий работы).

Выходные и входные характеристики П3А приведены на фиг. 5.29.

3. Определяем напряжение на коллекторе

$$U_k < \frac{U_{\text{max}}}{2} = \frac{-50}{2} = -25 \text{ в.}$$

Выбираем

$$U_k = -20 \text{ в.}$$

4. Задаемся величиной  $\eta = 0,475$  и находим  $P_0$

$$P_0 = \frac{P}{\eta} = \frac{0,857}{0,475} \approx 1,8 \text{ вт.}$$

5. Определяем ток коллектора

$$I_k = \frac{P_0}{U_k} = \frac{1,8}{20} = 0,09 \text{ а.}$$

6. Рассчитываем сопротивление нагрузки цепи коллектора

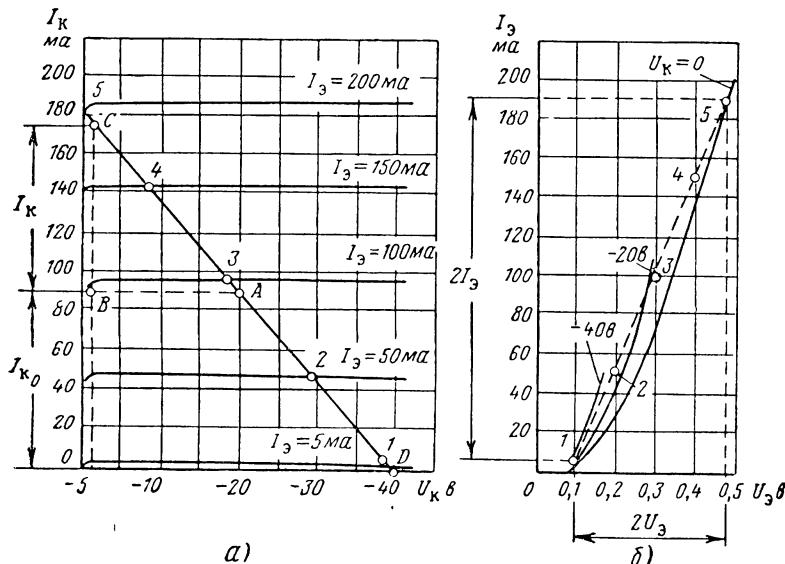
$$R_h \approx \frac{U_k}{I_k} = \frac{20}{0,09} = 222 \text{ ом.}$$

7. Строим динамическую характеристику триода (прямая  $DAC$  на фиг. 5.29, а). Координаты точки  $A$ :  $U_k = 20 \text{ в}$  и  $I_k = 90 \text{ мА}$ ; координаты точки  $D$ :  $U_k = 40 \text{ в}$ ,  $I_k = 0$ ; точка  $C$  лежит на прямой  $CB$ , ограничивающей использование

искривленных участков выходных характеристик. Полезная мощность каскада может быть выражена как площадь треугольника  $ABC$

$$P = \frac{1}{2} AB \cdot BC = \frac{1}{2} 19,2 \cdot 88 \cdot 10^{-3} \approx 0,85 \text{ вт.}$$

8. Помеченные цифрами точки на динамической выходной характеристике, имеющие координаты: 1—( $U_K=39 \text{ в}, I_3=5 \text{ ма}$ ); 2—( $U_K=29 \text{ в}, I_3=50 \text{ ма}$ ); 3—( $U_K=18,5 \text{ в}, I_3=100 \text{ ма}$ ); 4—( $U_K=8 \text{ в}, I_3=150 \text{ ма}$ ); 5—( $U_K=1 \text{ в}, I_3=190 \text{ ма}$ ), переносим на семейство входных статических характеристик. Пунктирная кривая (см. фиг. 5.29, б), проведенная через эти точки, является динамической входной характеристикой.



Фир. 5.29. Выходные и входные характеристики ПЗА.

9. Определяем удвоенные значения амплитуд тока эмиттера и напряжения эмиттера

$$2I_3=186 \text{ ма},$$

$$2U_3=0,37 \text{ в.}$$

10. Находим среднее значение  $R_{bx}$  входного сопротивления и входной мощности

$$R_{bx}=\frac{2U_3}{2I_3}=\frac{0,37}{0,186}\approx 2 \text{ ом.}$$

$$P_{bx}=\frac{2I_3 \cdot 2U_3}{8}=\frac{0,186 \cdot 0,37}{8}=0,0086 \text{ вт.}$$

11. Задаемся величиной сопротивления источника  $R_{сигн}=50 \text{ ом}$  и строим график зависимости тока коллектора от э. д. с. источника входного сигнала  $E_{сигн}$ .

Точка 1:  $I_{k1}=4 \text{ ма}, I_{e1}=5 \text{ ма}, U_{e1}=0,1 \text{ в},$

$$E_{сигн1}=U_{e1}+I_{e1}R_{сигн}=0,1+0,005 \cdot 50=0,35 \text{ в.}$$

Точка 2:  $I_{k2}=48 \text{ мА}$ ,  $I_{s2}=50 \text{ мА}$ ,  $U_{s2}=0.2 \text{ в}$ ,

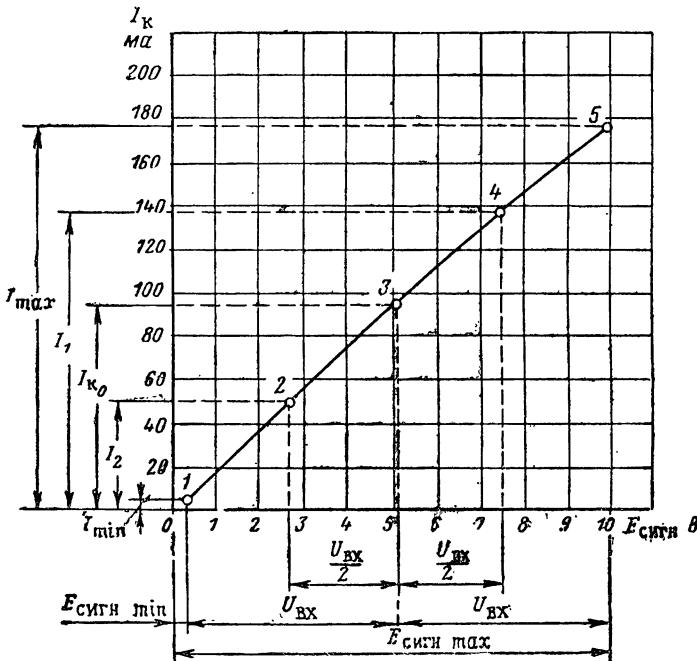
$$E_{\text{сигн}2}=0.2+0.05 \cdot 50=2.7 \text{ в.}$$

Точка 3:  $I_{k3}=97 \text{ мА}$ ,  $I_{s3}=100 \text{ мА}$ ,  $U_{s3}=0.31 \text{ в}$ ,

$$E_{\text{сигн}3}=0.31+0.1 \cdot 50=5.31 \text{ в.}$$

Точка 4:  $I_{k4}=143 \text{ мА}$ ,  $I_{s4}=150 \text{ мА}$ ,  $U_{s4}=0.38 \text{ в}$ ,

$$E_{\text{сигн}4}=0.38+0.15 \cdot 50=7.88 \text{ в.}$$



Фиг. 5. 30. К расчету усилителя мощности на полупроводниковом триоде.

Точка 5:  $I_{k5}=177 \text{ мА}$ ,  $I_{s5}=190 \text{ мА}$ ,  $U_{s5}=0.47 \text{ в}$ ,

$$E_{\text{сигн}5}=0.47+0.19 \cdot 50=9.97 \text{ в.}$$

Характеристика  $E_{\text{сигн}}=F(I_k)$ , построенная по полученным в расчете данным, изображена на фиг. 5. 30.

Для определения составляющих токов находим

$$2U_{\text{вх}}=E_{\text{сигн max}}-E_{\text{сигн min}}=9.97-0.35=9.62 \text{ в.}$$

По характеристикам определяем ток коллектора:

$$I_{\text{min}}=4 \text{ мА при напряжении } E_{\text{сигн min}},$$

$$I_{\text{max}}=177 \text{ мА при напряжении } E_{\text{сигн max}},$$

$I_{k0} = 93 \text{ мА}$  при напряжении  $E_{\text{сигн min}} + U_{\text{вх}}$ ,

$$I_1 = 138 \text{ мА} \text{ при напряжении } E_{\text{сигн min}} + \frac{3}{2} U_{\text{вх}},$$

$$I_2 = 52 \text{ мА} \text{ при напряжении } E_{\text{сигн min}} + \frac{1}{2} U_{\text{вх}}.$$

Составляющие тока коллектора определяются в соответствии с методом пяти отсчетов:

$$I_{k1} = \frac{(I_{\max} - I_{\min}) + (I_1 - I_2)}{3} = \frac{(177 - 4) + (138 - 52)}{3} = 86 \text{ мА},$$

$$I_{k2} = \frac{0,5(I_{k\max} + I_{k\min}) - I_{k0}}{2} = \frac{0,5(177 + 4) - 93}{2} = -1,25 \text{ мА},$$

$$I_{k3} = \frac{(I_{k\max} - I_{k\min}) - 2(I_1 - I_2)}{6} = \frac{(174 - 4) - 2(138 - 52)}{6} = -0,15 \text{ мА},$$

$$I_{k4} = \frac{(I_{\max} + I_{\min}) - 4(I_1 + I_2) - 6I_{k0}}{12} = \frac{(177 + 4) - 4(138 + 52) - 6 \cdot 93}{12} \approx 1,7 \text{ мА},$$

$$I_{cp} = \frac{(I_{\max} + I_{\min}) + 2(I_1 + I_2)}{6} = \frac{(177 + 4) + 2(138 + 52)}{6} = 93,5 \text{ мА.}$$

Подставив полученные значения токов в формулу для  $\gamma$ , найдем

$$\gamma = \frac{\sqrt{I_{k2}^2 + I_{k3}^2 + I_{k4}^2}}{I_{k1}} = \frac{\sqrt{1,25^2 + 0,15^2 + 1,7^2}}{86} = 0,0244,$$

$$\gamma = 2,44\%.$$

12. Определяем индуктивность первичной обмотки

$$L_1 = \frac{R_k}{\Omega_h \sqrt{M_h^2 - 1}} = \frac{222}{6,28 \cdot 100 \sqrt{1,1^2 - 1}} = 0,77 \text{ ГН.}$$

13. Находим коэффициент трансформации

$$n_{tp} = \sqrt{\frac{R_h}{R_{k\tau_{tp}}}} = \sqrt{\frac{5}{222 \cdot 0,7}} = 0,18.$$

### Расчет двухтактных каскадов на полупроводниковых триодах

В двухтактных каскадах, выполняемых на полупроводниковых триодах, используются и режим работы класса А и режим работы класса В. Режим работы класса В обеспечивает более высокую величину к. п. д. каскада, поэтому он является экономически более целесообразным, чем режим работы класса А.

При выборе режима работы двухтактного каскада следует учитывать, что коэффициент нелинейных искажений в режиме класса В оказывается, как правило, более высоким, чем в режиме класса А. Величина коэффициента нелинейных искажений зависит

и от способа включения триодов в схему и от величины выходного сопротивления предыдущего каскада. Чем меньше выходное сопротивление предварительного каскада по сравнению со входным сопротивлением двухтактного каскада, тем меньше возникает нелинейных искажений во входной цепи каскада. Наименьшую величину коэффициента нелинейных искажений можно получить в каскадах с включением триодов по схеме с общим коллектором.

В схеме включения с общей базой коэффициент нелинейных искажений сравнительно в меньшей степени зависит от выходного сопротивления предварительного каскада. Эта же схема оказывается менее чувствительной к замене одного образца триода другим. Наибольшее влияние величины  $R_{\text{вых}}$  на коэффициент нелинейных искажений наблюдается в схеме включения с общим эмиттером. Кроме того, при использовании схемы включения с общим эмиттером оказывается меньшим по величине коэффициент усиления мощности.

Расчет двухтактного каскада с триодами, работающими в режиме класса А, производится в той же последовательности, что и расчет однотактного каскада: определяется расчетная мощность одного плеча, выбирается тип триода, рассчитывается режим его работы и вычисляется с учетом особенностей работы двухтактного каскада коэффициент нелинейных искажений.

Каскад, работающий в режиме класса В, рассчитывается в следующей последовательности.

### Исходные данные

1. Выходная мощность  $P_{\text{вых}}$ .
2. Сопротивление нагрузки  $R_h$ .
3. Допустимая величина частотных искажений в области нижних частот  $M_h$ .
4. Допустимая величина коэффициента нелинейных искажений  $\gamma$ .
5. Температурные условия работы каскада.

### Порядок расчета

1. Определяем расчетную мощность каскада

$$P_{\text{расч}} = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_t}.$$

2. Находим мощность одного плеча

$$P' = \frac{P_{\text{расч}}}{2}.$$

3. Выбираем тип прибора. При выборе типа прибора следует исходить не только из величины полезной мощности и мощности рассеяния на коллекторе, но и из величины имеющегося в нали-

чию источника питания. Допустимая величина напряжения между электродами триода (коллектор—база или коллектор—эмиттер) должна не менее, чем в два раза превышать напряжение источника питания  $U_{\text{п}}$ :

$$\frac{U_{\text{доп}}}{2} > U_{\text{п}}.$$

4. Выбираем схему включения триода.

5. Выбираем величину напряжения источника питания

$$U_{\text{п}} = (0,4 \div 0,5) U_{\text{доп}}.$$

6. Находим сопротивление нагрузки одного плеча

$$R' = \frac{1}{4} \frac{U_{\text{п}}^2}{P'}.$$

7. Определяем высоту импульса тока

$$i_{\text{max}} = \frac{U_{\text{п}}}{R'}$$

и сравниваем с максимально допустимым током электрода.

8. Рассчитываем величину максимальной мощности рассеивания для амплитуды сигнала, равной 0,637  $U_{\text{сигн max}}$ :

$$P_{\text{k}} = \frac{1}{\pi^2} i_{\text{max}} U_{\text{п}}.$$

9. Определяем максимально допустимое сопротивление теплоотвода (радиатора)

$$R_t = \frac{0,9t_{\text{max}} - t_{\text{окр}}}{P} - R_{t \text{ к}},$$

где  $t_{\text{max}}$  — максимально допустимая для триода температура;

$t_{\text{окр}}$  — температура окружающей среды;

$R_{t \text{ к}}$  — тепловое сопротивление между переходом и корпусом прибора в градусах на 1  $W$  мощности рассеяния, указываемое обычно в справочниках.

10. Находим площадь поверхности теплоотвода

$$S_{\text{окл}} = \frac{1400}{R_t}.$$

Величину поверхности теплоотвода следует взять с запасом на 10—20 %, так как в расчетных формулах не учитывалась мощность рассеяния на других электродах триода.

11. Строим динамические выходную и входную характеристики, по которым определяем необходимую величину амплитуды входного напряжения и тока и входное сопротивление каскада:

$$R_{bx} = \frac{U_{rx}}{I_{bx}}.$$

13. Находим коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n_{tp} = \sqrt{\frac{R_h}{\eta_t \cdot 2R'}},$$

где  $R'$  — сопротивление нагрузки одного плеча каскада.

13. Рассчитываем величину сопротивлений первичной и вторичной обмоток трансформатора:

$$r_1 = 1,16(1 - \eta_t)R',$$

$$r_2 = 0,42 \frac{1 - \eta_t}{\eta_t} R_h.$$

14. Определяем индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$L_1 = \frac{R_s}{\Omega_h \sqrt{M_h^2 - 1}},$$

где

$$R_s = \frac{R_h + r_2}{n_{tp}^2}.$$

## § 5.6. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В современных усилителях низкой частоты широко применяется отрицательная обратная связь. В усилителях с обратной связью на вход подается некоторая часть выходного напряжения, фаза которого отличается от фазы входного напряжения на угол  $180^\circ$  или близкий к нему.

Величина напряжения, подаваемого на вход усилителя через цепь обратной связи, может зависеть или от выходного напряжения, или от токов нагрузки, или одновременно и от напряжения на выходе и тока в нагрузке.

В соответствии с этим принято различать следующие виды отрицательной обратной связи:

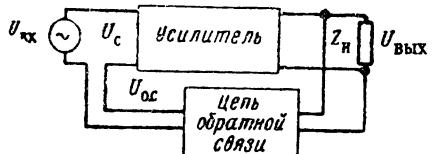
- 1) отрицательную обратную связь по напряжению;
- 2) отрицательную обратную связь по току;
- 3) смешанную отрицательную обратную связь.

Блок-схемы усилителей с обратной связью показаны на фиг. 5.31, 5.32 и 5.33.

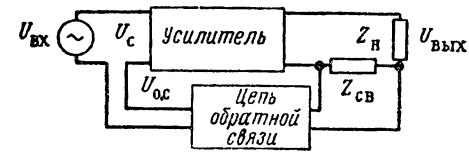
В схеме на фиг. 5.31 на вход усилителя, помимо напряжения сигнала  $U_{\text{вх}}$ , через цепь обратной связи подается напряжение  $U_{\text{o.c.}}$  величина которого пропорциональна напряжению на выходе:

$$\dot{U}_{\text{o.c.}} = \beta \cdot \dot{U}_{\text{вых.}}$$

Величина  $\beta$ , называемая коэффициентом передачи цепи обратной связи, в общем случае может быть комплексной.



Фиг. 5.31. Блок-схема усилителя с обратной связью по напряжению.



Фиг. 5.32. Блок-схема усилителя с обратной связью по току.

В схеме на фиг. 5.32 напряжение обратной связи  $U_{\text{o.c.}}$  пропорционально току в цепи нагрузки и сопротивлению связи

$$\dot{U}_{\text{o.c.}} = \beta Z_{\text{cv}} \dot{I}_{\text{H.}}$$

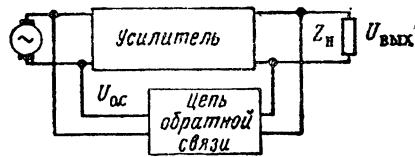
Величина напряжения обратной связи в схеме на фиг. 5.33 зависит и от выходного напряжения и от тока в нагрузке

$$\dot{U}_{\text{o.c.}} = \beta (\dot{U}_{\text{вых.}} + Z_{\text{cv}} \dot{I}_{\text{H.}}).$$

В рассмотренных примерах напряжение обратной связи вводилось во входную цепь последовательно с первичным источником



Фиг. 5.33. Блок-схема усилителя со смешанной обратной связью.



Фиг. 5.34. Блок-схема усилителя с параллельной обратной связью по напряжению.

напряжения. Подобные схемы называются схемами с последовательной обратной связью.

В некоторых усилителях напряжение обратной связи подается непосредственно на входные зажимы (фиг. 5.34). Подобные схемы называются схемами с параллельной связью.

Введение в усилитель отрицательной обратной связи в значительной мере изменяет все расчетные соотношения, определяющие

его физические свойства: коэффициент усиления, частотную и фазовую характеристики, коэффициент нелинейных искажений, уровень напряжения шума, входное и выходное сопротивления каскада.

Ниже приведены расчетные соотношения для определения основных показателей работы каскада с отрицательной обратной связью.

### Коэффициент усиления

Величина коэффициента усиления каскада с обратной связью в общем случае рассчитывается по следующей формуле:

$$\dot{K}_{o.c} = \frac{\dot{K}}{1 - \beta \dot{K}}.$$

Величина  $\beta K$  называется фактором обратной связи. Если фактор обратной связи отрицателен, что соответствует случаю отрицательной обратной связи, то коэффициент усиления каскада будет меньше коэффициента усиления того же каскада без обратной связи

$$\dot{K}_{o.c} = \frac{\dot{K}}{1 + \beta \dot{K}} < K.$$

Если фактор обратной связи положителен, коэффициент усиления каскада возрастает и при  $\beta K = 1$  работа каскада становится неустойчивой. Если коэффициент передачи цепи обратной связи не зависит от частоты, то коэффициент усиления каскада на средних частотах рассчитывается по следующей формуле:

$$K_{o.c} = \frac{K_0}{1 + \beta K_0}.$$

В общем случае, когда коэффициент усиления и коэффициент передачи являются комплексными величинами и зависят от частоты сигнала

$$K_0 = \frac{K}{\sqrt{1 + 2\beta K \cos(\varphi_k + \varphi_\beta) + (\beta K)^2}},$$

где  $\varphi_k$  — угол сдвига фаз в цепи усилителя;

$\varphi_\beta$  — угол сдвига фаз в цепи обратной связи;

$K$  — модуль коэффициента усиления;

$\beta$  — модуль коэффициента передачи цепи обратной связи.

### *Коэффициент частотных искажений*

$$M_{o.c} = \frac{M}{1 + \beta K_0} \sqrt{1 + 2\beta K \cos(\varphi_\kappa + \varphi_\beta) + (\beta K)^2}.$$

В частном случае, когда

$$\varphi_\beta = 0 \quad \text{и} \quad \cos \varphi_\kappa \approx 1,$$

$$M_{o.c} = M \frac{1 + \beta K}{1 + \beta K_0}.$$

Угол сдвига фаз в каскаде с отрицательной обратной связью

$$\varphi_{o.c} = \arctg \frac{\sin \varphi_\kappa - \beta K \sin \varphi_\beta}{\cos \varphi_\kappa + \beta K \cos \varphi_\beta}.$$

В частном случае, когда коэффициент передачи обратной связи не зависит от частоты ( $\varphi_\beta = 0$ ):

$$\varphi_{o.c} \approx \frac{\varphi_\kappa}{1 + \beta K}.$$

Из приведенных выше формул следует, что в усилителях с отрицательной обратной связью и коэффициент частотных искажений, и угол сдвига фаз уменьшаются. Можно показать, что если усилительный каскад не имеет частотных и фазовых искажений, то такие появятся при введении в его цепь частотнозависимой отрицательной связи, но они будут противоположны тем, которыми обладает сама цепь обратной связи:

$$M_{cb} = 1 - (M_\beta - 1) \frac{\beta K}{1 + \beta K},$$

$$\varphi_{cb} = -\varphi_\beta \frac{\beta K}{1 + \beta K},$$

где  $M_\beta$  и  $\varphi_\beta$  — частотные искажения и угол сдвига фаз в цепи обратной связи.

### *Коэффициент нелинейных искажений*

$$\gamma_{o.c} = \frac{\gamma}{1 + \beta K_0}.$$

### *Напряжение шумов*

$$U_{w.o.c} = \frac{U_w}{1 + \beta K_0}.$$

### *Входное сопротивление каскада*

Влияние отрицательной обратной связи на входное сопротивление зависит от величины напряжения  $U_{o.c}$  обратной связи и от способа его введения в цепь входа каскада.

При последовательной обратной связи

$$\dot{Z}_{\text{вх.о.с}} = \dot{Z}_{\text{вх}} \left( 1 + \frac{\dot{U}_{\text{o.с}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} \right),$$

т. е. величина входного сопротивления возрастает.

Параллельное введение напряжения обратной связи вызывает увеличение входной проводимости, что соответствует уменьшению входного сопротивления

$$\dot{Y}_{\text{вх.о.с}} = \dot{Y}_{\text{вх}} + \dot{Y}_{\text{вх}} \left( 1 + \frac{\dot{U}_{\text{o.с}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} \right).$$

### Выходное сопротивление каскада

Степень влияния отрицательной обратной связи на выходное сопротивление каскада зависит от вида обратной связи.

В усилителях с обратной связью по напряжению выходное сопротивление каскада уменьшается:

$$\dot{Z}_{\text{вых.о.с}} = \dot{Z}_{\text{вых}} \frac{\dot{U}_{\text{вх}} - \dot{U}_{\text{o.с.х.х}}}{\dot{U}_{\text{вх}}},$$

где  $\dot{U}_{\text{вх}}$  — напряжение входного сигнала;

$\dot{U}_{\text{o.с.х.х}}$  — напряжение обратной связи при разомкнутом выходе каскада (напряжение в режиме холостого хода).

В усилителях с отрицательной обратной связью по току выходное сопротивление каскада увеличивается:

$$\dot{Z}_{\text{вых.о.с}} = \dot{Z}_{\text{вых}} \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{\dot{U}_{\text{вх}} - \dot{U}_{\text{o.с.кз}}},$$

где  $\dot{U}_{\text{o.с.кз}}$  — напряжение обратной связи при коротко-замкнутом выходе каскада.

Рассмотрим примеры практических схем каскадов с отрицательной обратной связью.

На фиг. 5.35 изображена часто встречающаяся схема отрицательной обратной связи в оконечном каскаде усилителя.

Цепь отрицательной обратной связи в ней состоит из разделительного конденсатора  $C_\beta$ , сопротивления  $R_\beta$  и сопротивления  $R_2$ , включенного последовательно с сопротивлением  $R_1$  утечки сетки лампы  $L_2$ . Разделительный конденсатор следует выбирать так, чтобы его сопротивление на самой низкой частоте диапазона было в 5—10 раз меньше суммы сопротивлений  $R_\beta$  и  $R_2$ .

Приближенное значение коэффициента  $\beta$  можно определить из соотношения

$$\beta \approx \frac{R_2}{R_2 + R_\beta}.$$

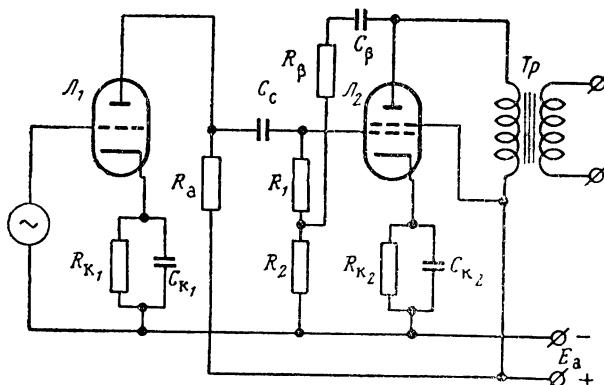
Если сопротивление нагрузки  $R_a$  и внутреннее сопротивление лампы относительно невелики, то для вычисления величины  $\beta$  следует пользоваться более точной формулой:

$$\beta = \frac{R_2}{R_2 + R_\beta} \frac{R_\beta}{R_\beta + R_1}.$$

Величина эквивалентного сопротивления  $R_\beta$  находится из соотношения

$$\frac{1}{R_\beta} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_1}.$$

На фиг. 5.36 показана схема усилителя, в котором отрицательной обратной связью охвачены два каскада.



Фиг. 5.35. Схема оконечного каскада с отрицательной обратной связью.

Коэффициент передачи  $\beta$  в этой схеме зависит от соотношения числа витков дополнительной обмотки  $W_\beta$  и числа витков первичной обмотки трансформатора  $W_1$ :

$$\beta = \frac{W_\beta}{W_1}.$$

Необходимое соединение концов обмотки  $W_\beta$  с элементами схемы находится опытным путем.

На фиг. 5.37 изображена схема усилителя с параллельной обратной связью по напряжению.

Напряжение обратной связи из анодной цепи лампы  $L_2$  подается через сопротивление  $R_\beta$  на вход той же лампы.

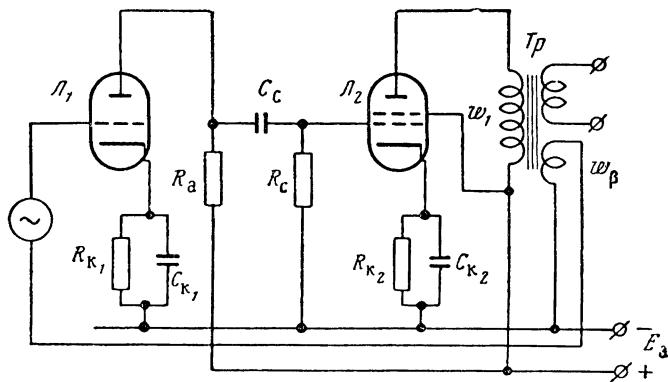
Фактор обратной связи для этой схемы вычисляется по формуле

$$\beta_0 K_0 = (1 + K_0) \frac{R_\beta}{R_\beta},$$

где  $K_0$  — коэффициент усиления второго каскада.

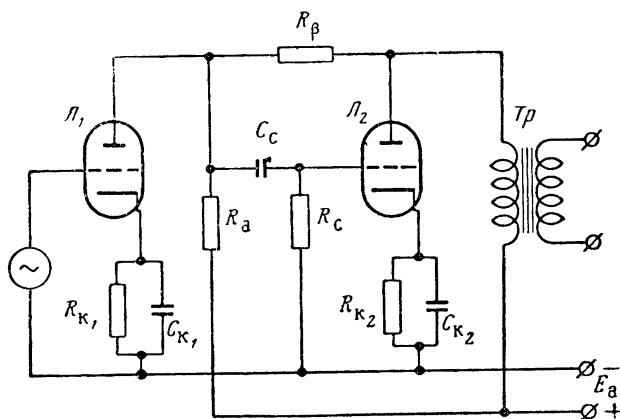
Если первый каскад усилителя выполнен на пентоде, то параллельная обратная связь дает наилучшие результаты.

На фиг. 5.38 приведена схема с отрицательной обратной связью, охватывающей два каскада усилителя на сопротивлениях.



Фиг. 5.36. Двухкаскадный усилитель с отрицательной обратной связью.

Напряжение на выходе второго каскада совпадает по фазе со входным напряжением, поэтому напряжение обратной связи вводится в цепь катода.



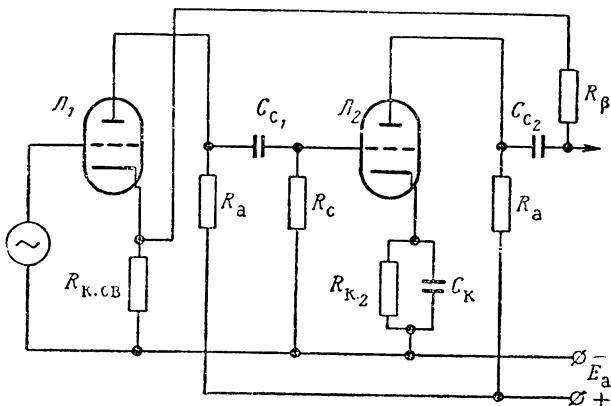
Фиг. 5.37. Схема с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению.

Величину коэффициента передачи цепи обратной связи в такой схеме с достаточной для практики точностью можно определить из соотношения

$$\beta = \frac{R_{K,CB}}{R_\beta + R_{K,CB}}.$$

Для уменьшения влияния конденсатора  $C_{c2}$  на работу цепи обратной связи величину емкости этого конденсатора следует выбирать несколько большей обычной расчетной величины.

В этой схеме, помимо отрицательной обратной связи, охватывающей оба каскада, действует обратная связь только в первом



Фиг. 5.38. Схема с введением напряжения отрицательной обратной связи в цепь катода.

каскаде (последовательная обратная связь по току). Величина фактора обратной связи первого каскада намного меньше фактора обратной связи:

$$\beta_1 K_{01} \ll \beta_2 K_{01} \cdot K_{02},$$

поэтому она не может в значительной мере повлиять на свойства всего устройства.

#### Расчет оконечного каскада усилителя с отрицательной обратной связью

В содержание расчета входит получение такого режима работы усилителя, при котором выходная мощность, отдаваемая лампой оконечного каскада после введения обратной связи, сохраняется такой же, как и без обратной связи.

#### Исходные данные

1. Расчетная выходная мощность, отдаваемая лампой  $P_{\text{вых}}$ .
2. Допустимое значение коэффициента нелинейных искажений  $\gamma_{\text{o.c.}}$

#### Порядок расчета

1. Выбираем тип лампы по величине  $P_{\text{вых}}$  и выписываем ее основные параметры при типовом режиме:  $R_a$ ,  $R_i$ ,  $\mu$ ,  $E_a$ , коэффициент нелинейных искажений  $\gamma$  и др.

2. Находим напряжение возбуждения на сетке без учета обратной связи (см. порядок расчета выходного каскада усилителя).

3. Вычисляем коэффициент усиления без обратной связи

$$K = \frac{U_a}{U_c} = \frac{\sqrt{2R_a P_{\text{вых}}}}{\sqrt{\gamma_{\text{т}}} U_c}.$$

4. Находим напряжение на первичной обмотке выходного трансформатора

$$U_a = K U_c.$$

5. Определяем фактор обратной связи  $\beta K$  из условия получения заданного коэффициента нелинейных искажений  $\gamma_{\text{o.c}}$

$$\beta K = \frac{\gamma - \gamma_{\text{o.c}}}{\gamma_{\text{o.c}}}.$$

6. Рассчитываем коэффициент передачи обратной связи

$$\beta = \frac{\beta K}{K}.$$

7. Определяем коэффициент усиления каскада при наличии обратной связи

$$K_{\text{o.c}} = \frac{K}{1 + \beta K}.$$

8. Находим напряжение на входе, необходимое для получения заданного значения  $P_{\text{вых}}$  при действии обратной связи:

$$U_{\text{вх}} = \frac{U_a}{K_{\text{o.c}}}.$$

9. Находим значение эквивалентного внутреннего сопротивления лампы, необходимого при определении параметров выходного трансформатора:

$$R_i = \frac{R_l}{1 + \beta \mu},$$

где  $\mu$  — коэффициент усиления лампы.

10. Рассчитываем элементы цепи обратной связи.

### § 5.7. РАСЧЕТ ИНВЕРСНЫХ КАСКАДОВ

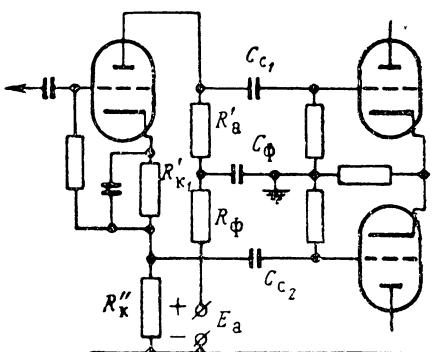
Инверсными каскадами называются каскады усиления, преобразующие однофазное напряжение в два равных по величине напряжения, сдвинутых по фазе на угол  $180^\circ$ . Инверсные каскады применяются как переходные устройства между однотактными и двухтактными усилителями или как выходные каскады, питающие отклоняющую систему электронных осциллографов.

На фиг. 5.39, 5.40 и 5.41 приведены наиболее часто употребляемые схемы инверсных каскадов. Схема на фиг. 5.39 называется схемой с разделенной нагрузкой. Сопротивление анодной нагрузки в этой схеме разделено на две равные части. Одна его часть  $R'_a$  включается между анодом лампы и плюсом источника анодного питания, а другая — между минусом источника анодного напряжения и катодом лампы.

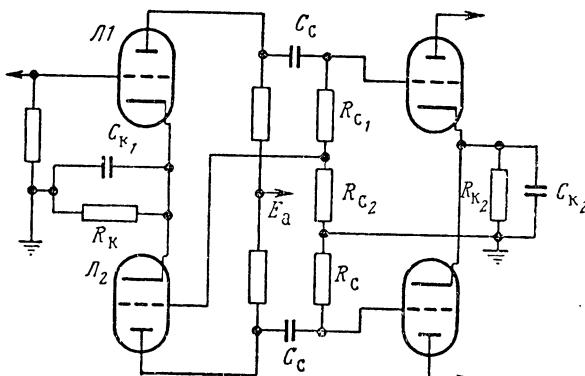
Схема отличается простотой и достаточно высокой симметричностью в области средних и верхних частот. Симметрия схемы несколько нарушается в области низких частот, так как к сопротивлению  $R'_a$  в этом случае добавляется величина  $R_\Phi$  сопротивления развязывающего фильтра.

Величина коэффициента усиления  $K$  каскада с разделенной нагрузкой всегда меньше двух.

Элементы схемы каскада можно рассчитывать в обычной для усилителя на сопротивлениях последовательности. Сопротивле-



Фиг. 5.39. Инверсный каскад с разделенной анодной нагрузкой.



Фиг. 5.40. Инверсный каскад с общим катодом.

ние  $R_K$  в цепи катода следует разделить на две части:  $R'_K$  и  $R''_K$ . Сопротивление  $R'_K$  служит для создания напряжения смещения на сетке лампы. Величина этого сопротивления рассчитывается обычным методом:

$$R'_K = \frac{|E_c|}{I_{a0}}.$$

Для уменьшения влияния развязывающего фильтра на симметрию в области низких частот емкость этого фильтра следует выбирать так, чтобы сопротивление конденсатора фильтра для самой низкой частоты сигнала было бы в 10—20 раз меньше сопротивления анодной нагрузки:

$$\frac{1}{\Omega_h C_\Phi} \leq \frac{R'_a}{10 \div 20}.$$

В соответствии с этим необходимую величину емкости конденсатора можно рассчитать по следующей формуле:

$$C_\Phi \geq \frac{10 \div 20}{\Omega_h R_a}.$$

Инверсный каскад, выполненный по схеме, показанной на фиг. 5. 40, называется инверсным каскадом с общим катодом.

Лампа  $L_2$  в этой схеме используется для получения противофазного напряжения. Напряжение возбуждения на сетку лампы подается с сопротивления  $R_{c2}$  делителя напряжения  $R_{c1} - R_{c2}$ .

Для получения на сопротивлении  $R_{c2}$  напряжения, равного напряжению на выходе каскада с лампой  $L_1$ , величина сопротивления  $R_{c2}$  должна удовлетворять следующему условию:

$$R_{c2} = \frac{R_c}{K_0},$$

Фиг. 5. 41. Инверсный каскад с катодной связью или с общей сеткой.

где  $R_c$  — сопротивление утечки сетки последующего каскада.

$$R_c = R_{c1} + R_{c2},$$

$K_0$  — коэффициент усиления верхнего плеча на средних частотах.

В схеме с общим катодом на низких частотах полезного сигнала в переходной цепи лампы  $L_2$  могут возникнуть дополнительные фазовые искажения, так как в нижнем плече схемы до сетки лампы последующего каскада будет не один, а два участка емкостно-реостатной связи. Поэтому даже при симметрии схемы по модулю напряжения возможна асимметрия по фазе. Для уменьшения последней следует увеличивать постоянную времени переходной цепи так, чтобы угол сдвига фаз на самой нижней частоте

не превышал 3—4°. Это позволит получить следующую расчетную формулу для переходных конденсаторов:

$$C_c \geq \frac{15 - 20}{Q_a R_c}.$$

Для проверки симметричности плеч каскада следует соединить вместе сетки ламп  $L_1$  и  $L_2$  и измерить напряжение между сетками и катодом. При полной симметрии схемы это напряжение должно быть равно нулю.

Для удовлетворительной работы схемы необходимо, чтобы величина измеренного напряжения не превышала 5—10% от напряжения на выходе каждого плеча каскада.

Остальные элементы схемы рассчитываются в той же последовательности, что и обычные усилители на сопротивлениях. Сопротивление  $R_k$ , стоящее в цепи катода ламп, можно не блокировать конденсатором. Это лишь улучшит симметричность каскада. Величина сопротивления  $R_k$  рассчитывается по формуле

$$R_k = \frac{|E_c|}{2I_{a0}},$$

где  $I_{a0}$  — ток покоя.

Инверсный каскад, изображенный на фиг. 5.41, называется каскадом с катодной связью или каскадом с общей сеткой. Эта разновидность инверсного каскада используется в схемах катодных осциллографов, в импульсных симметричных усилителях и в ряде других устройств. Напряжение сигнала на сетку лампы  $L_2$  подается с сопротивления  $R_k$ , включенного в цепь катодов ламп. Полярность напряжения на этом сопротивлении совпадает с полярностью напряжения на сетке лампы  $L_1$ . Сетка лампы  $L_2$  соединена с корпусом устройства, поэтому ее потенциал будет противоположен потенциальну сетки первой лампы.

Величина противофазного напряжения сетки второй лампы будет меньше напряжения на сетке лампы  $L_1$ . Поэтому напряжения на выходе ламп по величине не будут равными, т. е. схема не будет симметричной.

Коэффициент усиления плеч на средних частотах можно рассчитать по следующим формулам:

$$K_{01} = \frac{U_{\text{вых}1}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\mu R'_a (\mu R_k + R_k + R_t + R'_a)}{2R_k (1 + \mu) (R_t + R'_a) + (R_t + R'_a)^2},$$

$$K_{02} = \frac{U_{\text{вых}2}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\mu R'_a (\mu R_k + R_k)}{2R_k (1 + \mu) (R_t + R'_a) + (R_t + R'_a)^2},$$

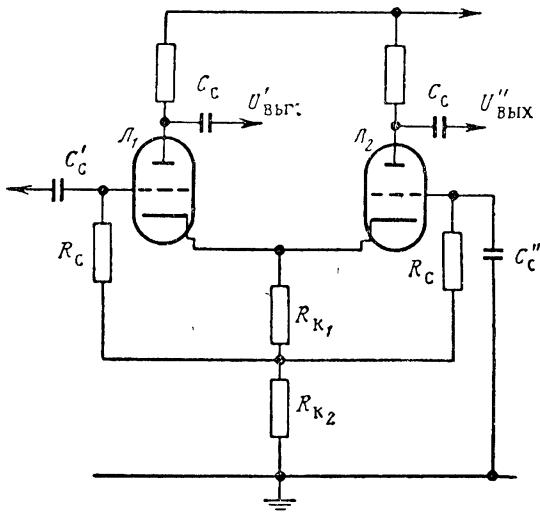
где  $R'_a$  — эквивалентное сопротивление анодной нагрузки на средних частотах;

$$R'_a = \frac{R_a R_c}{R_a + R_c}.$$

Коэффициент асимметрии плеч  $K_{ac}$ , равный отношению выходных напряжений плеч каскада, определяется по следующей формуле:

$$K_{ac} = \frac{U_{\text{вых}1}}{U_{\text{вых}2}} = \frac{(\mu + 1) R_k + R_t + R_a'}{(\mu + 1) R_k}.$$

Для уменьшения асимметрии следует увеличивать сопротивление в цепи катода  $R_k$ , но это может привести к излишнему смещению на сетках ламп. Для сохранения напряжения смещения неизменным катодное сопротивление следует разделить на две части:  $R_{k1}$  и  $R_{k2}$  (фиг. 5.42). В этой схеме величина напряжения смеще-



Фиг. 5.42. Инверторный каскад с улучшенной симметрией плеч.

ния на сетках ламп будет зависеть лишь от величины сопротивления  $R_{k1}$ , определяемого по формуле

$$R_{k1} = \frac{|E_c|}{2I_{a0}}.$$

Конденсатор  $C_c'$ , включенный в схеме на фиг. 5.42 между сеткой и корпусом, служит для соединения этой сетки по переменному току с корпусом устройства так же, как и в схеме на фиг. 5.41. Емкость этого конденсатора должна быть в несколько раз больше, чем емкость  $C_c$  на входе первой лампы. Величину емкости можно определить также по формуле

$$C_c' \geq \frac{15 \div 20}{Q_h R_c}.$$

Необходимую величину катодного сопротивления  $R_k = R_{k1} + R_{k2}$  определяют исходя из выбранного значения коэффициента асимметрии:

$$R_k = \frac{R_l + R'_a}{(1 + \mu)(K_{ac} - 1)},$$

где

$$K_{ac} \leq 1,1 \div 1,2.$$

Следует, однако, помнить, что общее падение напряжения на сопротивлении  $R_k$  не должно превышать допустимого значения напряжения между подогревателем и катодом лампы. Если каскад выполняется на экранированных лампах, то величины коэффициентов усиления на средних частотах для каждого плеча рассчитываются по следующим формулам:

$$K_{01} = SR'_a \frac{1 + S_k R_k}{1 + 2SR_k},$$

$$K_{02} = SR'_a \frac{S_k R_k}{1 + 2S_k R_k}.$$

Коэффициент асимметрии при этом оказывается равным

$$K_{ac} = \frac{U_{\text{вых1}}}{U_{\text{вых2}}} \approx \frac{1 + S_k R_k}{S_k R_k},$$

где  $S_k$  — крутизна характеристики катодного тока.

Выбирая допустимое значение  $K_{ac}$ , можно определить необходимую величину катодного сопротивления

$$R_k = \frac{K_{ac}}{S_k(1 - K_{ac})}.$$

## § 5.8. СПЕЦИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ВЫХОДНЫХ КАСКАДОВ

### Ультралинейный выходной каскад

В выходных каскадах современных маломощных усилителей низкой частоты, выполняемых на лучевых тетродах и пентодах, очень часто применяется ультралинейная двухтактная схема (фиг. 5.43). Экранирующая сетка лампы в таких каскадах не блокируется на катод, а соединяется с промежуточной точкой первичной обмотки трансформатора. При таком способе включения экранирующих сеток заметно снижается коэффициент нелинейных искажений. Положение промежуточных точек выбирается экспериментальным путем.

Так, например, для ламп типа 6П6С и 6П1П для включения экранирующих сеток делается отвод от  $0,22 w_1$  при отсчете от средней точки обмотки. Для ламп типа 6П3С и 6П14П этот отвод делается от  $0,434 w_1$ .

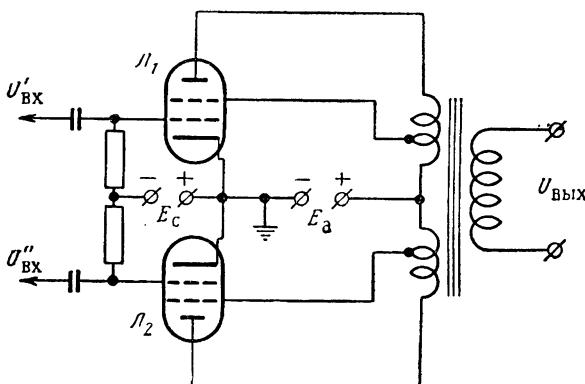
При расчете величины напряжения на управляющей сетке ламп в таких каскадах следует учитывать реакцию цепи экранирующей сетки, так как необходимая величина возбуждения цепи сеток возрастает.

Ориентировочное значение необходимого добавочного напряжения цепи сетки можно определить из соотношения

$$\Delta U_c \approx p D_2 U_a'$$

где  $p$  — коэффициент включения экранной сетки в первичную обмотку;

$D_2$  — проницаемость лампы по второй сетке.



Фиг. 5.43. Схема ультралинейного усилителя.

Для ламп типа 6П6С и 6П1П величина  $\Delta U_c$  оказывается равной

$$\Delta U_c' \approx 0,02 U_a'$$

а для лампы 6П14П

$$\Delta U_c' \approx 0,01 U_a'$$

где  $U_a'$  — амплитуда напряжения на половине первичной обмотки трансформатора.

### Бестрансформаторные выходные каскады

Схемы бестрансформаторных выходных каскадов радиоприемников, магнитофонов и других устройств, предназначенных для воспроизведения звука, применяются для уменьшения нелинейных и частотных искажений, возникающих в выходном трансформаторе.

В радиоприемниках на полупроводниковых триодах исключение из схемы выходного трансформатора позволяет снизить вес и размеры устройства.

Непосредственное включение нагрузки в анодные цепи ламп или в коллекторные цепи полупроводниковых триодов в ряде случаев оказывается невозможным из-за трудностей получения оптимального сопротивления нагрузки. Кроме того, при прохождении постоянных составляющих токов через нагрузку будут возникать дополнительные потери мощности источников питания. Бестрансформаторный выход применяется преимущественно в двухтактных каскадах. В связи с этим схема двухтактного каскада видоизменяется так, что постоянные составляющие токов через нагрузку не проходят.

Для удобства согласования выходных сопротивлений электронных приборов с сопротивлением нагрузки применяются специальные двухтактно-параллельные схемы, в которых по постоянному току электронные приборы оказываются соединенными последовательно, а по переменному току — параллельно. При таком соединении электронных приборов необходимая величина оптимального сопротивления нагрузки оказывается в четыре раза меньшей, чем в обычных двухтактных схемах.

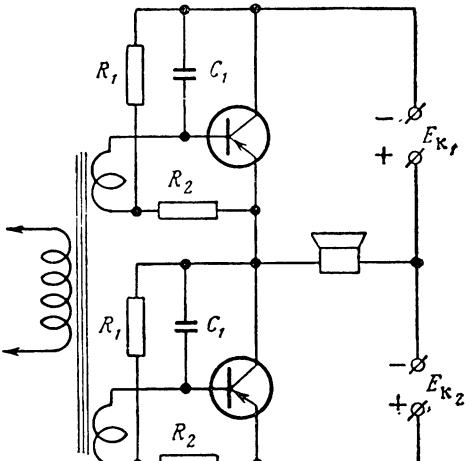
На фиг. 5.44 изображена схема усилителя с двумя источниками питания. По постоянному току триоды соединены последовательно.

Постоянныесоставляющие токов коллекторных цепей в громкоговорителе имеют встречное направление. Поэтому в симметричной схеме результирующее падение напряжения, создаваемое на сопротивлении громкоговорителя постоянными токами плеч, будет равно нулю.

Напряжение возбуждения в цепи базы подается как в обычных двухтактных каскадах — в противофазе.

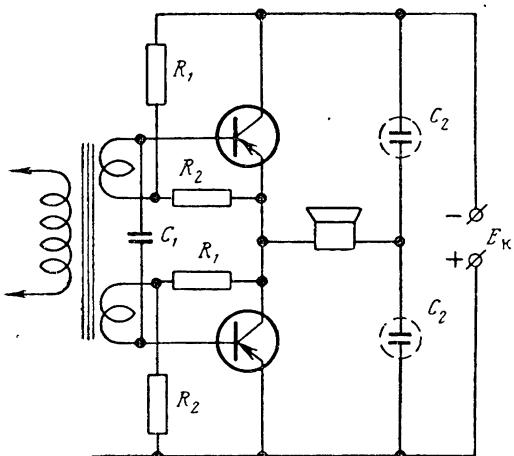
В схеме, изображенной на фиг. 5.45, громкоговоритель включен между общей точкой эмиттеров и искусственной средней точкой. При таком включении отпадает необходимость в двух источниках тока.

На фиг. 5.46 показана схема двухтактного каскада на триодах с различным типом переходов, имеющих равнозначные электрические свойства.



Фиг. 5.44. Двухтактно-параллельная схема оконечного каскада с двумя источниками тока.

Напряжение сигнала в цепи базы триодов подается в одинаковой фазе. Такое включение позволяет упростить схему предоконечного каскада и, кроме того, осуществить питание цепей коллекторов от одного источника тока.



Фиг. 5.45. Двухтактно-параллельная схема с одним источником тока.

На фиг. 5.47 показана схема двухтактно-параллельного каскада, выполненного на электронных лампах.

По постоянному току электронные лампы и источники анодного питания соединены последовательно, а по переменной составляющей тока — параллельно. Напряжения возбуждения цепи сеток ламп должны быть сдвинуты по фазе на угол  $\varphi = 180^\circ$ .

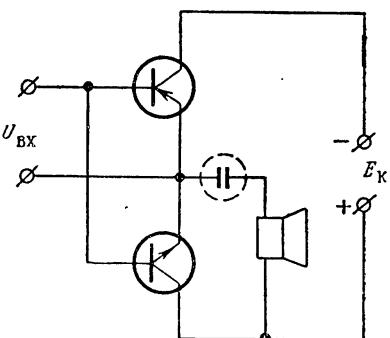
На фиг. 5.48 изображена схема каскада с несимметричным входом.

Необходимое напряжение возбуждения на сетку лампы  $L_1$  подается с сопротивления  $R_{k2}$ . При таком построении схемы каскада анодные цепи ламп можно питать от одного источника тока.

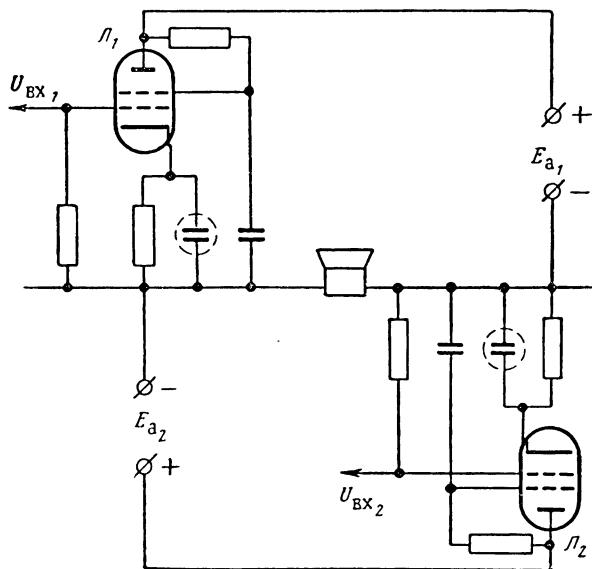
Возбуждение каскада производится от обычной ступени предварительного усиления.

Снижение необходимой величины сопротивления нагрузки в ряде случаев дает возможность включать громкоговорители обычного типа в качестве нагрузки полупроводниковых выходных каскадов. В большинстве же случаев для бестрансформаторных выходных каскадов изготавливаются специальные громкоговорители с повышенным сопротивлением звуковой катушки.

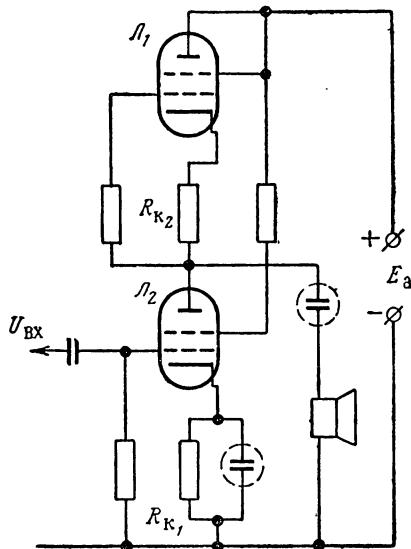
Режим работы электронных приборов в таких каскадах рассчитывается в той же последовательности, что и для двухтактного каскада.



Фиг. 5.46. Двухтактно-параллельная схема с триодами  $p-n-p$  и  $n-p-n$ -переходами.



Фиг. 5.47. Двухтактно-параллельная схема на лампах с двумя источниками анодного питания.



Фиг. 5.48. Двухтактно-параллельная схема на лампах с одним источником диодного питания.

Для уменьшения напряжения источника анодного питания величину рабочего напряжения для каждой лампы каскада выбирают несколько меньше обычной, указываемой в паспорте лампы.

### § 5.9. РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

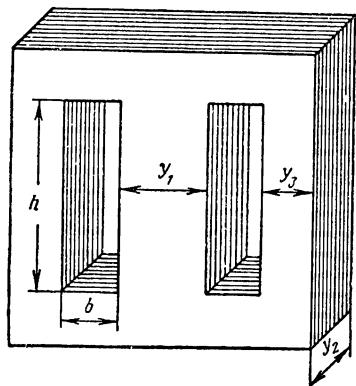
При конструктивном расчете определяются геометрические размеры сердечника трансформатора, число витков первичной и вторичной обмоток и размещение обмоток на каркасе трансформатора.

Трансформаторы малой и средней мощности выполняются, как правило, на сердечнике броневого типа, собранном из Ш-образных пластин.

Внешний вид сердечника броневого типа показан на фиг. 5.49.

При такой форме сердечника первичная и вторичная обмотки трансформатора располагаются в непосредственной близости друг от друга, в результате чего заметно уменьшается индуктивность рассеяния  $L_s$ .

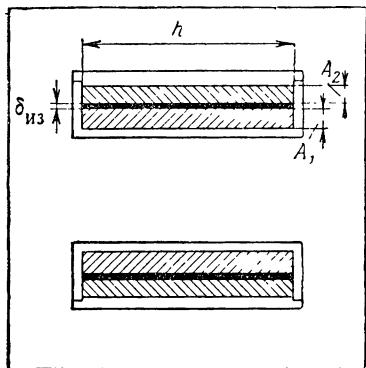
В трансформаторах низкой частоты применяются два вида и дисковая (секционированная). При применении дисковой или секционированной обмотки витки вторичной обмотки можно располагать между витками пер-



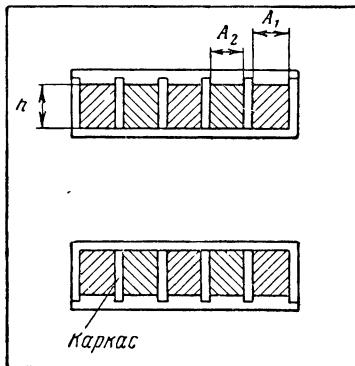
Фиг. 5.49. Сердечник броневого типа.

обмоток: цилиндрическая

При применении дисковой или секционированной обмотки витки вторичной обмотки можно располагать между витками пер-



Фиг. 5.50. Трансформатор с цилиндрическими обмотками.



Фиг. 5.51. Выходной трансформатор с секционированными обмотками.

вичной. Подобное размещение обмоток позволяет в значительной мере уменьшить индуктивность рассеивания.

Размещение обмоток на каркасе трансформатора показано на фиг. 5.50 и 5.51.

Чем большее число секций имеет каждая обмотка, тем меньше индуктивность рассеивания.

Порядок расчета трансформатора зависит от условий его работы.

Различают два режима работы трансформатора в схеме усилиителя: режим работы без постоянного подмагничивания (трансформатор в реостатно-трансформаторной схеме и двухтактной схеме) и режим работы с постоянным подмагничиванием (трансформатор однотактного каскада).

Ниже приведен порядок расчета трансформатора для обоих режимов работы.

### *Последовательность расчета трансформатора без подмагничивания*

#### *Исходные данные*

1. Индуктивность первичной обмотки трансформатора  $L_1$ .
2. Сопротивление первичной обмотки трансформатора  $r_1$ .
3. Коэффициент трансформации  $n_{\text{тр}}$ .
4. Амплитуда напряжения на зажимах первичной обмотки трансформатора  $U_a$ .
5. Коэффициент индуктивности рассеивания  $L_s$ .

Требуется определить

1. Тип и размеры сердечника.
2. Число витков первичной обмотки  $w_1$ .
3. Число витков вторичной обмотки  $w_2$ .
4. Диаметр провода первичной обмотки  $d_1$ .
5. Диаметр провода вторичной обмотки  $d_2$ .
6. Размещение обмоток в окне трансформатора.
7. Индуктивность рассеивания  $L_s$ .

#### *Порядок расчета*

1. Тип пластин сердечника и его геометрические размеры выбираем или по постоянной времени трансформатора  $\tau = L_1/r_1$ , или по величине необходимого объема стали:

$$V_c \geqslant \frac{10}{L_1} \left( \frac{U_a \cdot 10^4}{F_n B_{\max}} \right)^2,$$

где  $V_c$  — объем стали в сердечнике в  $\text{см}^3$ ;

$L_1$  — индуктивность в  $\text{гн}$ ;

$U_a$  — напряжение на зажимах первичной обмотки;

$F_n$  — наименьшая частота диапазона;

$B_{\max}$  — максимальная допустимая амплитуда магнитной индукции ( $6000 \div 8000 \text{ Гс}$ ).

Полученные значения  $\tau$  или  $V_c$  позволяют выбрать по табл. 5.7 подходящий тип сердечника.

Т а б л и ц а 5.7

Марка сердеч- ника	Основные данные сердечников					Основные данные трансформаторов								
	$y_1$ мм	$y_2$ мм	$y_3$ мм	$b$ мм	$h$ мм	$Q_c$ см $^2$	$l_c$ см	$V_c$ см $^3$	$Q_{OK}$ см $^4$	$Q_m$ (см $^2$ )	Изоляция проводка	$I_m$ см	$\tau$ сек	
											эмаль	шелк	Изоляция проводка	эмаль
Ш-12×18	12	18	12	12	50	1,83	16,1	30	11	0,6	0,36	9,4	0,017	0,01
Ш-20×20	20	20	13	18	30	3,4	11,2	44	18,4	0,54	0,324	13,1	0,029	0,017
Ш-20×30	20	30	13	18	30	5,1	11,2	66	27,6	0,54	0,324	15,1	0,038	0,023
Ш-20×20	20	20	13	18	56	3,4	15,8	62	34,2	1,0	0,6	13,1	0,038	0,023
Ш-20×30	20	30	13	18	56	5,1	15,8	92	51,4	1,0	0,6	15,1	0,049	0,03
Ш-19×20	19	20	11	17	46	3,23	14,5	52	25,2	0,78	0,47	12,6	0,032	0,019
Ш-25×35	25	35	15	25	60	7,43	19,1	156	111,2	1,5	0,9	19,1	0,07	0,042
Ш-25×50	25	50	15	25	60	10,6	19,1	223	159	1,5	0,9	22,1	0,086	0,052
Ш-25×65	25	65	15	25	60	13,8	19,1	290	207	1,5	0,9	25,1	0,1	0,059

После выбора сердечника необходимо проверить величину магнитной индукции

$$B_{\max} = \frac{U_a \cdot 10^4}{F_h} \sqrt{\frac{10}{L_1 V_c}}.$$

2. Определяем число витков первичной обмотки

$$w_1 = 10^4 \sqrt{\frac{L_1 l_c}{0,4 \mu_0 Q_c}},$$

где  $l_c$  — средняя длина магнитной силовой линии в сердечнике в см;

$\mu_0$  — начальная магнитная проницаемость (350 — 400);

$Q_c$  — сечение сердечника в см $^2$ .

3. Определяем число витков вторичной обмотки

$$w_2 = n_{tp} w_1.$$

4. Необходимый диаметр провода первичной обмотки можно определить из двух условий:

а) из условия получения расчетного значения сопротивления

$$d_1 = 0,015 \sqrt{\frac{l_m w_1}{r_1}},$$

где  $d_1$  — диаметр провода в  $мм$ ;

$l_m$  — средняя длина одного витка в  $см$ ;

б) из условия получения допустимой величины плотности тока

$$d = 1,13 \sqrt{\frac{I}{\Delta}},$$

где  $I$  — эффективное значение тока в  $а$ ;

$\Delta$  — допустимая плотность тока в  $а$  (для первичной обмотки  $2-3 а/мм^2$  и для вторичной  $4-5 а/мм^2$ ).

Если через обмотку протекает и постоянная и переменная составляющие тока, то эффективное значение тока находится по формуле

$$I = \sqrt{I_{a-}^2 + \frac{I_l^2}{2}}.$$

Получив два значения диаметра провода, выбираем для трансформатора наибольшее значение  $d_1$ .

5. Определяем диаметр провода вторичной обмотки

$$d_2 = \frac{d_1}{\sqrt{n_{tr}}}.$$

6. Проверяем размещение обмотки на каркасе трансформатора.

7. Находим индуктивность рассеивания

$$L_s = \frac{0.4\pi l_m w_1^2}{10^8 h (m-1)^2} \left( \delta + \frac{A_1 + A_2}{3} \right),$$

где  $l_m$  — средняя длина витка в  $см$ ;

$w_1$  — число витков первичной обмотки;

$h$  — длина обмотки в  $см$ ;

$m$  — число секций;

$\delta$  — толщина прокладок между секциями в  $см$ ;

$A_1$  — толщина первичной обмотки в  $см$ ;

$A_2$  — толщина вторичной обмотки в  $см$ .

Если обмотки не секционированы, а величина индуктивности рассеивания  $L_s$  оказалась больше допустимой расчетной, то следует применить секционированное размещение обмоток.

Общее число секций первичной и вторичной обмоток должно быть нечетным.

Пример 5.8. Расчет трансформатора без подмагничивания.

Рассчитать выходной трансформатор двухтактного каскада.

### Исходные данные

$$I_a' = 62 \text{ мА}, \quad I_1 = 73 \text{ мА}, \quad U_a = 360 \text{ в}, \quad r_1 = 500 \text{ ом}, \\ L_1 = 15,7 \text{ гн}, \quad L_S = 0,81 \text{ гн}, \quad F_h = 60 \text{ гц}, \quad n_{tp} = 0,05.$$

### Решение

1. Определяем постоянную времени первичной обмотки трансформатора и по таблице выбираем тип сердечника

$$\tau = \frac{L_1}{r_1} = \frac{15,7}{500} = 0,0314 \text{ сек.}$$

Выбираем сердечник Ш-20×20.

$$y_1 = 20 \text{ мм}, \quad y_2 = 20 \text{ мм}, \quad y_3 = 13 \text{ мм}, \quad b = 18 \text{ мм}, \quad h = 53 \text{ мм}, \\ Q_c = 3,4 \text{ см}^2, \quad l_c = 15,8 \text{ см}, \quad l_m = 13,1 \text{ см}, \quad V_c = 62 \text{ см}^3, \\ \tau = 0,038 \text{ сек.}$$

Проверяем значение магнитной индукции

$$B_{\max} = \frac{U_a \cdot 10^4}{F_h} \sqrt{\frac{10}{L_1 V_c}} = \frac{360 \cdot 10^4}{60} \sqrt{\frac{10}{15,7 \cdot 62}} = 6100 \text{ Гс.}$$

2. Определяем число витков первичной обмотки

$$w_1 = 10^4 \sqrt{\frac{L_1 l_c}{0,4\pi\mu_0 Q_c}} = 10^4 \sqrt{\frac{15,7 \cdot 15,8}{1,256 \cdot 400 \cdot 3,4}} = 3770.$$

3. Определяем число витков вторичной обмотки

$$w_2 = w_1 n_{tp} = 3770 \cdot 0,05 = 188,5.$$

4. Вычисляем диаметр провода первичной обмотки.

Находим эффективное значение тока первичной обмотки

$$I = \sqrt{I_a + \frac{I_a^2}{2}} = \sqrt{62^2 + \frac{73^2}{2}} = 81 \text{ мА},$$

$$\Delta = 2,5 \text{ а/мм}^2,$$

$$d_1' = 1,13 \sqrt{\frac{I}{\Delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,081}{2,5}} = 0,2 \text{ мм.}$$

$$d_1'' = 0,015 \sqrt{\frac{l_m w_1}{r_1}} = 0,015 \sqrt{\frac{13,1 \cdot 3770}{500}} \approx 0,15 \text{ мм.}$$

Выбираем большее из этих значений  $d_1 = 0,20 \text{ мм}$  ПЭЛ.

5. Определяем диаметр провода вторичной обмотки

$$d_2 = \frac{d_1}{\sqrt{n_{tp}}} = \frac{0,2}{\sqrt{0,05}} = 0,9 \text{ мм.}$$

Выбираем  $d_2 = 0,93 \text{ ПЭЛ}$ .

6. Проверяем размещение обмоток в окне трансформатора.

Принимаем толщину щек каркаса  $\delta_k = 1 \text{ мм}$ .

Находим длину обмоток

$$h' = h - 2\delta_k = 56 - 2 = 54 \text{ мм.}$$

В соответствии с выбранным диаметром провода находим число витков в слое для первичной и для вторичной обмоток.

Для первичной обмотки число витков в одном слое

$$n_{01} = 46,5 \cdot h' = 46,5 \cdot 5,4 = 250.$$

Для вторичной обмотки

$$n_{02} = 10,2h' = 10,2 \cdot 5,4 = 55.$$

Находим число слоев первичной и вторичной обмоток:

$$N_1 = \frac{w_1}{n_{01}} = \frac{3770}{250} = 15,$$

$$N_2 = \frac{w_2}{n_{02}} = \frac{188,5}{55} = 3,4.$$

Выбираем толщину изоляционных прокладок  $\delta_{из}$  между слоями каждой обмотки 0,1 мм, а толщину прокладки  $\delta_0$  между обмотками 0,5 мм. Находим полную толщину первичной и вторичной обмоток:

$$A_1 = N_1 d_1 + N_1 \delta_{из} = 15 \cdot 0,2 + 15 \cdot 0,1 \approx 4,5 \text{ мм},$$

$$A_2 = N_2 d_2 + N_2 \delta_{из} = 4 \cdot 0,93 + 4 \cdot 0,1 = 4,1 \text{ мм}.$$

Полная толщина обмоток

$$A_1 + A_2 + \delta_0 = 4,5 + 4,1 + 0,5 = 9,1 \text{ мм},$$

$$9,1 < b = 18 \text{ мм}.$$

## 7. Определяем индуктивность рассеивания

$$L_S = \frac{0,4 \pi l_m w_1^2}{10^8 h^1 (m-1)^2} \left( \delta_0 + \frac{A_1 + A_2}{3} \right) =$$
$$= \frac{1,256 \cdot 13,1 \cdot 3770^2}{10^8 \cdot 5,4 \cdot 1} \left( 0,05 + \frac{0,45 + 0,41}{3} \right) = 0,16 \text{ гн} < 0,81 \text{ гн}.$$

## Последовательность расчета трансформатора с подмагничиванием

Основной особенностью режима работы трансформатора с подмагничиванием является зависимость магнитной проницаемости  $\mu$  от числа постоянных ампервитков.

С увеличением числа ампервитков на единицу длины магнитопровода магнитная проницаемость резко уменьшается.

Уменьшение магнитной проницаемости влечет за собой снижение постоянной времени трансформатора и необходимость увеличения его геометрических размеров.

Если в цепь магнитопровода ввести воздушный зазор, то влияние постоянного подмагничивания несколько уменьшается. Но введение воздушного зазора увеличивает сопротивление магнитной цепи, для сохранения постоянной величины которого приходится увеличивать сечение железного сердечника. Поэтому для сердечника данного типа при заданном значении ампервитков всегда существует некоторое наивыгоднейшее значение воздушного зазора, при котором возрастание сопротивления магнитопровода отчасти компенсируется увеличением магнитной проницаемости.

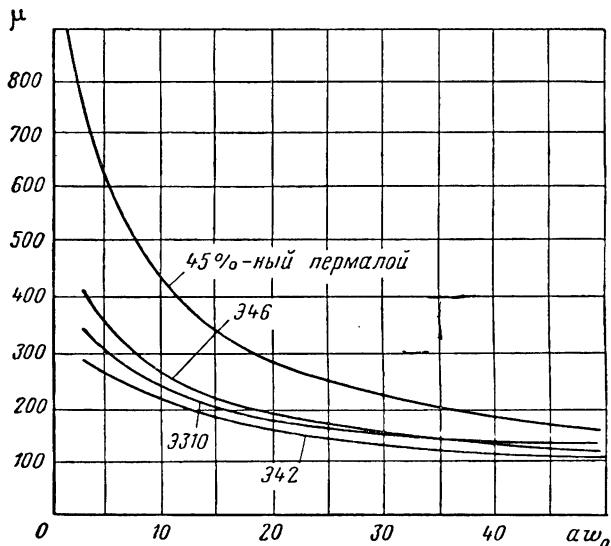
Приближенное значение оптимального воздушного зазора можно определить по формуле

$$l_b \approx \frac{w_1 I_a}{800},$$

где  $l_b$  — длина зазора в  $мм$ ;

$I_a$  — ток в  $a$ .

Зависимость магнитной проницаемости от числа постоянных ампервитков показана на фиг. 5.52.



Фиг. 5.52. Диаграмма зависимости магнитной проницаемости различных материалов от числа ампервитков.

В начале расчета трансформатора мы еще не знаем числа витков его первичной обмотки, поэтому мы не можем пользоваться этим графиком.

Для определения примерного значения магнитной проницаемости сердечника с оптимальным воздушным зазором  $\mu_b$  пользуются зависимостью ее от величины  $L/I_a^2$ , пропорциональной энергии, запасаемой в магнитном поле трансформатора.

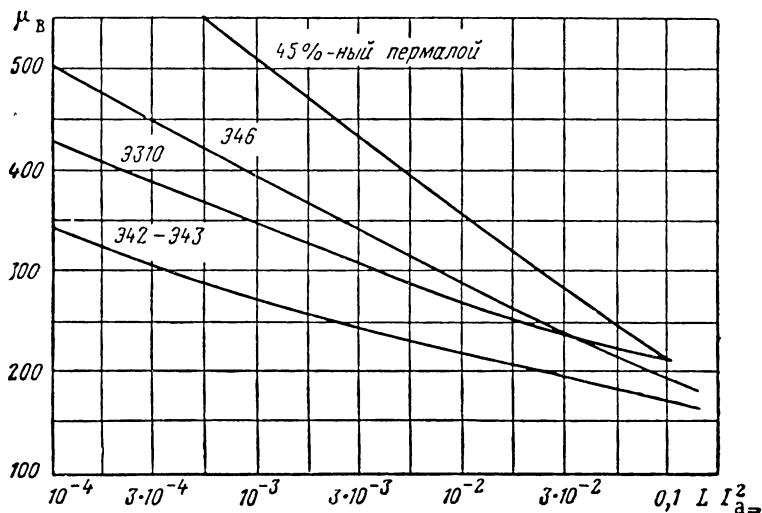
Примерная зависимость  $\mu_b$  для различных материалов изображена на фиг. 5.53.

Полученное из этого графика значение  $\mu_b$  позволяет определить постоянную времени трансформатора:

$$\tau = \frac{L_1}{r_1} \frac{\mu_0}{\mu_b}.$$

Определив постоянную времени и выбрав по  $\tau$  размеры сердечника, находим приближенное число витков первичной обмотки трансформатора  $w_1$ , а затем проверяем значения  $\mu_B$ .

Определяем число ампер-витков ( $a\omega_0$ ) и по их числу находим по графику на фиг. 5.52 величину  $\mu$ . Если последняя значительно отличается от ранее найденной, то подставляем новое значение  $\mu$ .



Фиг. 5.53. Диаграмма зависимости магнитной проницаемости различных материалов от произведения  $L I_a^2$ .

в формулу для определения числа витков первичной обмотки. Обычно оказывается достаточно одного уточнения.

Дальнейший расчет трансформатора производится в последовательности, указанной для расчета трансформатора без подмагничивания.

Ниже приведен пример расчета выходного трансформатора для однотактного каскада.

**Пример 5.9.** Рассчитать выходной трансформатор с подмагничиванием.

#### Исходные данные

$I_a = 37 \text{ ма}$ ,  $I_1 = 45 \text{ ма}$ ,  $r_1 = 681 \text{ ом}$ ,  $L_1 = 7,5 \text{ гн}$ ,  $L_s = 0,18 \text{ гн}$ ,  $n_{tp} = 0,0307$ .

Требуется определить

1. Тип сердечника.
2. Число витков первичной и вторичной обмоток.
3. Диаметр провода этих обмоток.
4. Размещение обмоток.

### Решение

1. Определяем величину  $L_1 I_a^2$ :

$$L_1 I_a^2 = 7,5 (0,037)^2 = 1,03 \cdot 10^{-2}.$$

По графику на фиг. 5. 53 для стали ЭЧ2 находим

$$\mu_b = 220.$$

2. Находим постоянную времени

$$\tau = \frac{L_1}{r_1} \frac{\mu_0}{\mu_b} = \frac{7,5}{681} \frac{340}{220} = 0,017.$$

3. Выбираем сердечник Ш-20×30

$$\tau = 0,038 > 0,017.$$

$$y_1 = 20 \text{ мм}, y_2 = 30 \text{ мм}, y_3 = 13 \text{ мм}, b = 18 \text{ мм},$$

$$h = 30 \text{ мм}, Q_c = 5,1 \text{ см}^2, l_c = 11,2 \text{ см}, l_m = 15,1 \text{ см},$$

$$V_c = 66 \text{ см}^3.$$

4. Вычисляем число витков первичной обмотки

$$w_1 = 10^4 \sqrt{\frac{L_1 l_c}{0,4 \pi \mu_b Q_c}} = 10^4 \sqrt{\frac{7,5 \cdot 11,2}{1,256 \cdot 220 \cdot 5,1}} = 2440.$$

Находим число постоянных ампервитков на 1 см магнитопровода

$$(aw_0) = \frac{w_1 I_a}{l_c} = \frac{2440 \cdot 0,037}{11,2} = 8 \text{ aw/cm.}$$

По графику на фиг. 5. 52 находим

$$\mu = 215.$$

Определяем более точное число витков первичной обмотки

$$w_1 = 10^4 \sqrt{\frac{L_1 l_c}{0,4 \pi \mu_b Q_c}} = 10^4 \sqrt{\frac{7,5 \cdot 11,2}{1,256 \cdot 215 \cdot 5,1}} = 2453.$$

5. Находим число витков вторичной обмотки

$$w_2 = w_1 n_{Tp} = 2453 \cdot 0,0307 = 75,3.$$

6. Рассчитываем диаметр провода первичной обмотки по заданной плотности тока:

определяем эффективное значение тока

$$I = \sqrt{I_{a-}^2 + \frac{I_1^2}{2}} \approx \sqrt{37^2 + \frac{45^2}{2}} = 50 \text{ мА,}$$

принимаем плотность тока  $\Delta = 3 \text{ а/мм}$

$$d'_1 = 1,13 \sqrt{\frac{I}{\Delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,05}{3}} = 0,15 \text{ мм.}$$

Находим диаметр провода по заданному сопротивлению первичной обмотки:

$$d''_1 = 0,015 \sqrt{\frac{l_m w_1}{r_1}} = 0,015 \sqrt{\frac{15,1 \cdot 2453}{681}} \approx 0,112 \text{ мм.}$$

Выбираем  $d_1=0,15$  ПЭЛ.

7. Определяем диаметр провода вторичной обмотки

$$d_2 = \frac{d_1}{\sqrt{n_{tp}}} = \frac{0,15}{\sqrt{0,0307}} = 0,855 \text{ мм.}$$

Выбираем  $d_2=0,86$  мм ПЭЛ.

8. Находим оптимальную длину зазора

$$l_b = \frac{w_1 I_{a-m}}{800} = \frac{26 \cdot 0 \cdot 0,037}{800} = 0,12 \text{ мм.}$$

9. Проверяем размещение обмоток на каркасе трансформатора.

Принимаем толщину стенок каркаса  $\delta_k=1$  мм, толщину прокладок между слоями обмоток  $\delta_{из}=0,1$  мм и толщину прокладки между обмотками  $\delta_0=0,5$  мм.

Находим длину намотки

$$h' = h - 2\delta_k = 30 - 2 \cdot 1 = 28 \text{ мм.}$$

По справочнику определяем число витков  $N_0$  на 1 см длины обмотки и число витков в слое

$$n_{01} = N_{01} h' = 60,6 \cdot 2,8 = 170,$$

$$n_{02} = N_{02} h' = 10,99 \cdot 2,8 = 30.$$

Находим число слоев первичной и вторичной обмоток:  
первичная обмотка

$$N_1 = \frac{w_1}{n_{01}} = \frac{2453}{170} = 14,5 \approx 15,$$

вторичная обмотка

$$N_2 = \frac{w_2}{n_{02}} = \frac{75}{30} = 2,5.$$

Определяем толщину первичной обмотки

$$A_1 = N_1 d_1 + N \delta_{из} = 15 \cdot 0,17 + 15 \cdot 0,1 = 4,05 \text{ мм.}$$

Определяем толщину вторичной обмотки

$$A_2 = N_2 \cdot d_2 + N_2 \delta_{из} = 3 \cdot 0,92 + 3 \cdot 0,1 = 3,1 \text{ мм.}$$

Суммарная толщина двух обмоток

$$A_1 + A_2 + \delta_0 = 4,05 + 3,1 + 0,5 = 7,65 \text{ мм}$$

$$7,65 < b = 18 \text{ мм.}$$

Общее размещение обмоток и каркаса в окне трансформатора показано на фиг. 5.50.

Рассчитываем индуктивность рассеивания

$$\begin{aligned} L_s &= \frac{0,4 \pi l_m w_1^2}{108 h' (m-1)^2} \left( \delta_0 + \frac{A_1 + A_2}{3} \right) = \\ &= \frac{1,256 \cdot 15,1 \cdot 2620^2}{108 \cdot 2,8 \cdot 1} \left( 0,05 + \frac{0,42 + 0,31}{3} \right) = 0,046. \end{aligned}$$

Величина индуктивности рассеивания меньше допустимой.

## *Глава VI*

### **РАСЧЕТ РАДИОЧАСТОТНОГО ТРАКТА ПРИЕМНИКОВ ДЛИННЫХ, СРЕДНИХ И КОРОТКИХ ВОЛН**

#### **§ 6.1. РАСЧЕТ КОНТУРОВ РАДИОЧАСТОТНОГО ТРАКТА**

Радиочастотный тракт приемника состоит из входной цепи и усилителя радиочастоты (УРЧ), который в свою очередь имеет несколько каскадов усиления. Входная цепь и каждый усилительный каскад содержат колебательную систему, настраиваемую на частоту принимаемого сигнала.

В качестве колебательных систем радиочастотного тракта используются преимущественно одиночные колебательные контуры и лишь в отдельных случаях во входной цепи применяются двухконтурные системы.

Настройка радиочастотного тракта может быть фиксированной или плавной, при этом фиксированной настройкой может быть охвачен ряд точек диапазона. При плавной настройке весь диапазон или отдельные его участки плавно перекрываются с помощью переменных конденсаторов и гораздо реже — переменными катушками индуктивности.

Рассмотрим методику расчета контуров при плавной настройке.

#### **Исходные данные**

1. Поддиапазоны частот  $f_{1\min}—f_{1\max}$ ;  $f_{2\min}—f_{2\max}$  и т. д.
2. Коэффициенты поддиапазонов  $K_{\text{пд1}}$ ;  $K_{\text{пд2}}$  и т. д.

#### **Требуется определить**

1. Емкость переменных конденсаторов блока  $C_{\kappa\min}—C_{\kappa\max}$ .
2. Емкости подстроечных конденсаторов  $C_{\text{п1}}$ ;  $C_{\text{п2}}$  и т. д.
3. Индуктивность контура  $L$ .

#### **Порядок расчета**

1. Выбираем блок переменных конденсаторов.

При проектировании профессиональных приемников с одним диапазоном рекомендуется пользоваться табл. 6.1.

Таблица 6.1

Частота $f$ кгц	$C_{\text{к max}}$ $n\phi$	$C_{\text{к min}}$ $n\phi$	Частота $f$ кгц	$C_{\text{к max}}$ $n\phi$	$C_{\text{к min}}$ $n\phi$
До 300	450—700	12—25	1500—6000	150—250	8—12
300—1500	250—500	10—15	6000—30 000	50—150	6—10

Для радиовещательных приемников с несколькими поддиапазонами обычно используются типовые блоки переменных конденсаторов. Следует отметить, что радиовещательные приемники с диапазоном УКВ имеют двойной блок с разными конденсаторами переменной емкости: для длинных, средних и коротких волн с  $C_{\text{к max}}=500 \text{ n}\phi$  и для УКВ с  $C_{\text{к max}}=30 \div 50 \text{ n}\phi$ .

2. Определяем емкость схемы  $C_{\text{сх}}$ , необходимую для получения заданного коэффициента поддиапазона:

$$C_{\text{сх}} = \frac{C_{\text{к max}} - K_{\text{пп}}^2 C_{\text{к min}}}{K_{\text{пп}}^2 - 1}. \quad (6.1)$$

Полученное значение должно быть положительным и находиться в пределах 20—70  $n\phi$ . Если значение  $C_{\text{сх}}$  превышает 70  $n\phi$ , то необходимо применить другой блок переменных конденсаторов.

3. Определяем для каждого поддиапазона емкость подстроичного конденсатора, который включается параллельно переменному конденсатору:

$$C_{\text{п}} = C_{\text{сх}} - (C_0 + C_m). \quad (6.2)$$

Здесь  $C_0$  — собственная емкость катушки и  $C_m$  — емкость монтажа. Их значения находят по табл. 6.2.

Таблица 6.2

Диапазон	$C_0 + C_m \text{ n}\phi$
Длинные волны	25—30
Средние волны	15—20
Короткие волны	8—15

4. Определяем индуктивность контура для каждого поддиапазона

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{C_{\text{к max}} - C_{\text{к min}}} \cdot \frac{f_{\text{max}}^2 - f_{\text{min}}^2}{f_{\text{max}}^2 \cdot f_{\text{min}}^2}. \quad (6.3)$$

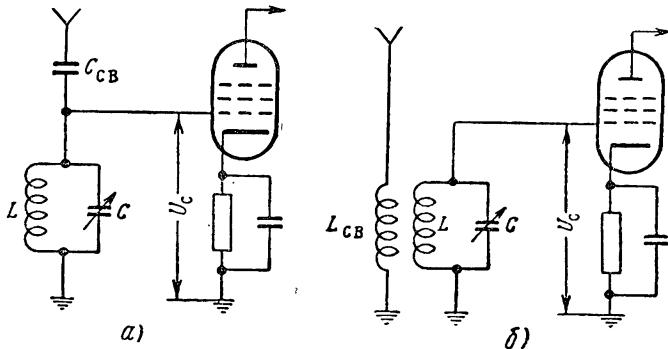
Здесь индуктивность  $L$  выражена в  $\text{мкГн}$ , емкость  $C$  — в  $n\phi$  и частота  $f$  — в  $\text{кгц}$ .

## § 6.2. РАСЧЕТ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ

Входные цепи предназначены для связи антенно-фидерной системы со входом первого каскада радиоприемника. Входные цепи обеспечивают передачу полезного сигнала из антенны ко входу первого каскада и способствуют ослаблению мешающих приему сигналов.

Основными показателями входной цепи являются:

- коэффициент передачи напряжения, равный отношению напряжения на входе первого каскада к э. д. с., подводимой из антенны;
- закон изменения коэффициента передачи в диапазоне принимаемых частот;



Фиг. 6.1. Схема одноконтурных входных цепей.

*a*—с емкостной связью с антенной, *б*—с индуктивной связью с антенной.

в) полоса пропускания входной цепи и ее избирательность.

Следует отметить, что радиочастотный тракт супергетеродинного приемника, т. е. его входная цепь и УРЧ, обеспечивает в основном избирательность приемника по зеркальному каналу; однако величина избирательности не является отправной при работе радиочастотного тракта и не определяется в процессе его расчета.

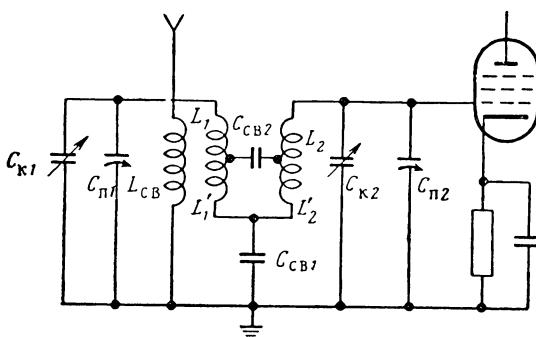
Избирательность по зеркальному каналу, с помощью которой определяется состав радиочастотного тракта и эквивалентная добротность его контуров, является исходной величиной для предварительного расчета приемника.

Из схем входных цепей наибольшее распространение получили схемы с емкостной связью контура с антенной (фиг. 6.1, *a*) и с индуктивной связью контура с антенной (фиг. 6.1, *б*).

Схема с индуктивной связью при удлиненной антенной цели, т. е. при условии, когда собственная резонансная частота эквивалентной антенной цепи выбрана меньше любой частоты принимаемого сигнала, характеризуется относительной равномерностью коэффициента передачи по диапазону и поэтому находит широкое применение в практике.

В схеме с емкостной связью наблюдается сравнительно резкое изменение коэффициента передачи по диапазону, поэтому применение этой схемы целесообразно при работе приемника на фиксированной частоте или в узком диапазоне частот.

В радиовещательных приемниках высших классов, а также в некоторых профессиональных приемниках, в диапазонах длинных и средних волн используется схема двухконтурной входной цепи.



Фиг. 6.2. Схема двухконтурной входной цепи.

Двухконтурная входная цепь обеспечивает относительное постоянство полосы пропускания по диапазону и более высокую избирательность по сравнению с одноконтурной входной цепью.

На фиг. 6.2 приведена схема двухконтурной входной цепи с двойной емкостной связью между контурами с индуктивной связью с антенной.

Переходя к расчету входных цепей, следует заметить, что расчет входной цепи с индуктивной связью в диапазоне длинных и средних волн отличается от расчета на коротких волнах различием параметров антennы в указанных диапазонах.

### Расчет входной цепи с емкостной связью (фиг. 6.1, а)

#### Исходные данные

1. Поддиапазон частот  $f_{\min}$ — $f_{\max}$ .
2. Максимальная емкость переменного конденсатора  $C_{k \max}$ .
3. Добротность эквивалентного контура  $Q_0$ .
4. Параметры антennы  $C_A$ ,  $r_A$ .

Для стандартной радиовещательной антennы с  $h_d=4$  м среднее значение емкости  $C_A$  может быть взято равным  $200 \text{ n}\mu$ , а сопротивление  $r_A=25 \text{ ом}$ .

Требуется определить

1. Емкость связи  $C_{cb}$ .
2. Коэффициент передачи входной цепи для трех точек поддиапазона.

### Порядок расчета

1. Задаемся емкостью конденсатора  $C_{cb}$  в пределах 10—30  $n\mu$ .
2. Определяем емкость контура с учетом влияния антенны для трех точек каждого поддиапазона:

для  $f_{min}$

$$C_{max} = C_{k max} + C'_A = C_{k max} + \frac{C_A C_{ca}}{C_A + C_{cb}}; \quad (6.4)$$

для  $f_{cp} = \frac{f_{max} + f_{min}}{2}$

$$C_{cp} = C_{max} \left( \frac{f_{min}}{f_{cp}} \right)^2; \quad (6.5)$$

для  $f_{max}$

$$C_{min} = C_{max} \left( \frac{f_{min}}{f_{max}} \right)^2. \quad (6.6)$$

3. Определяем коэффициент передачи напряжения для трех точек каждого поддиапазона по формуле

$$K_{vkh} = Q_s \frac{C'_A}{C}. \quad (6.7)$$

4. Строим график изменения коэффициента передачи напряжения по каждому поддиапазону.

### Расчет входной цепи с индуктивной связью с антенной (фиг. 6.1, б)

#### Исходные данные

1. Поддиапазон частот  $f_{min}$ — $f_{max}$ .
2. Индуктивность контура  $L$ .
3. Добротность эквивалентного контура  $Q_s$ .
4. Параметры антенны  $r_A$ ,  $X_A$ .

Для диапазона длинных и средних волн достаточно знать минимальное и максимальное значения емкости антенны  $C_{A min}$ ,  $C_{A max}$ , которые для типовой антенны с  $h_d = 4$  м имеют значения 100—300  $n\mu$ .

В диапазонах коротких волн реактивная составляющая сопротивления антенны  $X_A$  в зависимости от частоты может принимать как емкостный, так и индуктивный характер и изменяться в пределах 100—600 ом.

Активная составляющая сопротивления антенны  $r_A$  изменяется в пределах 50—200 ом.

## Требуется определить

1. Коэффициент связи  $k$ .
2. Индуктивность катушки связи  $L_{\text{св}}$ .
3. Коэффициент передачи для трех точек каждого поддиапазона.

### Порядок расчета для диапазона средних и длинных волн

(для случая удлиненной антенной цепи)

1. Определяем максимальную и минимальную частоты эквивалентного антенного контура при крайних значениях емкости антенны:

$$f_{A \max} = (0,5 \div 0,8) f_{\min}. \quad (6.8)$$

(наибольшее значение коэффициента следует использовать при наиболее длинной волне диапазона)

$$f_{A \min} = \sqrt{\frac{1}{\frac{C_{A \min}}{C_{A \max}}}} f_{A \max}. \quad (6.9)$$

2. Определяем допустимый коэффициент связи контура с антенной с таким расчетом, чтобы эквивалентный антенный контур не вносил в контур входной цепи расстройку, превышающую величину  $\beta$ :

$$k_{\text{доп}} = 2 \sqrt{\frac{\beta(1-A)(1-B)}{B-A}}. \quad (6.10)$$

Здесь  $\beta \approx 0,5 \frac{1}{Q_s}$  — допустимая расстройка;

$$A = \left(\frac{f_{A \min}}{f_{\max}}\right)^2;$$

$$B = \left(\frac{f_{A \max}}{f_{\min}}\right)^2.$$

Коэффициент связи  $k$  для последующих расчетов выбирают так, чтобы  $k < k_{\text{доп}}$  и не превышал своего конструктивно выполнимого значения, т. е. при универсальной намотке

$$k < 0,5 \div 0,6$$

и при однослоиной цилиндрической намотке

$$k < 0,4 \div 0,5.$$

3. Определяем индуктивность катушки связи

$$L_{\text{св}} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{C_{A \min} f_{A \max}^2}. \quad (6.11)$$

Здесь  $L$  измеряется в  $\mu\text{Гн}$ ,  $C$  — в  $n\Phi$  и  $f_A$  — в  $\text{кГц}$ .

4. Определяем коэффициент передачи напряжения входной цепи в трех точках поддиапазона

$$K_{\text{вх.ц}} = Q_s \frac{k}{1 - \left( \frac{f_A \text{ min}}{f} \right)^2} \sqrt{\frac{L}{L_{cb}}}. \quad (6.12)$$

Расчет производим при  $f_A = f_A \text{ min}$ , так как в этом случае  $K_{\text{вх.ц}}$  приобретает свое наименьшее значение.

5. Строим график изменения коэффициента передачи напряжения для каждого поддиапазона.

### Порядок расчета для диапазона коротких волн

1. Определяем индуктивность катушки связи с таким расчетом, чтобы на низкой частоте диапазона она компенсировала емкостное сопротивление антенны.

В этом случае

$$L_{cb} = \frac{X_A}{2\pi f_{\text{min}}}. \quad (6.13)$$

2. Определяем коэффициент связи, исходя из двух условий:

а) чтобы вносимая из антенны в контур расстройка не превышала  $\beta = 0,5 \frac{1}{Q_s}$ :

$$k' \leq \sqrt{1 - \frac{\frac{X_A}{2\pi f_{\text{max}} \cdot L_{cb}}}{Q_s}}. \quad (6.14)$$

Расчет  $k'$  ведется на максимальной частоте, так как на минимальной частоте реактивное сопротивление антенны скомпенсировано и в контур расстройка не вносится.

При  $f_{\text{max}}$  значение  $X_A$  может быть взято равным 100—200 ом;

б) чтобы вносимое в контур активное сопротивление было минимальным:

$$k'' \leq 0,5 \sqrt{\frac{r_A}{2\pi f_{\text{min}} L_{cb} Q_s}}. \quad (6.15)$$

Выбирается наименьшее значение  $k$ .

3. Определяем коэффициент передачи входной цепи в трех точках диапазона

$$K_{\text{вх.ц}} = k Q_s \frac{2\pi f \sqrt{L \cdot L_{cb}}}{\sqrt{r_A^2 + X_A^2}}. \quad (6.16)$$

Если принять для диапазона 5—10 Мгц  $r_A=125$  ом и  $X_A=500$  ом, а для диапазона 15—20 Мгц  $r_A=200$  ом и  $X_A=150$  ом, то получим: для диапазона 5—10 Мгц

$$K_{\text{вх.п}} \approx 1,22 \cdot 10^{-2} kQ_s f \sqrt{LL_{\text{св}}}; \quad (6.17)$$

для диапазона 15—20 Мгц

$$K_{\text{вх.п}} \approx 2,5 \cdot 10^{-2} kQ_s f \sqrt{LL_{\text{св}}}. \quad (6.18)$$

4. Строим график коэффициента передачи напряжения для данного диапазона.

### Расчет двухконтурной входной цепи для диапазона длинных и средних волн

#### Исходные данные

1. Поддиапазон частот  $f_{\min}—f_{\max}$ .
2. Коэффициент поддиапазона  $K_{\text{пп}}$ .
3. Полоса пропускания  $2\Delta F$ .
4. Коэффициент частотных искажений  $M_{\text{вх.п}}$ .
5. Минимальная емкость переменного конденсатора  $C_{k\min}$ .
6. Емкость схемы  $C_{\text{сх}}$ .
7. Параметры антенны  $C_{A\min}—C_{A\max}$ .

#### Требуется определить

1. Добротность эквивалентных контуров на границах диапазона.
2. Емкости конденсаторов связи  $C_{\text{св.1}}$  и  $C_{\text{св.2}}$ .
3. Индуктивность катушки связи  $L_{\text{св}}$ .
4. Коэффициент передачи входной цепи для трех точек диапазона.
5. Избирательность (для проверки).

#### Порядок расчета

1. Определяем добротность  $Q_{\text{в1}}$  эквивалентных контуров из условия обеспечения заданной полосы пропускания на минимальной частоте поддиапазона с помощью расчетного графика, изображенного на фиг. 6.3.

Для этого необходимо задаться параметром связи  $\eta_1$ , который характеризует связь между контурами.

В целях получения резонансной кривой без резко выраженной двугорбости параметр  $\eta$  выбирается в пределах 1,3—1,5.

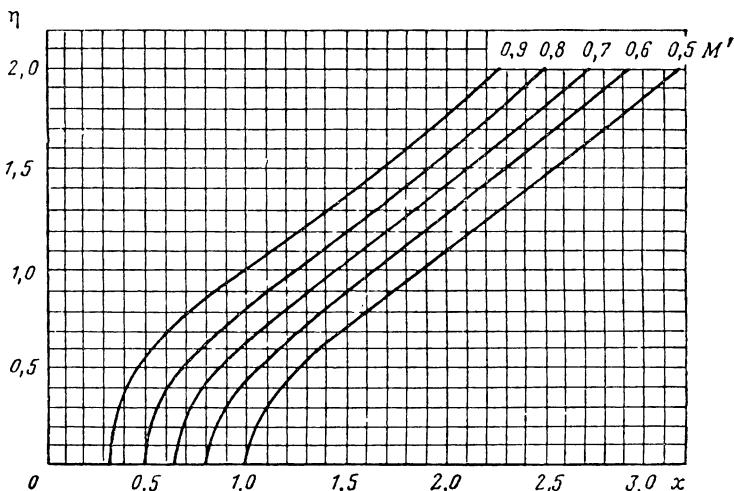
По заданному значению коэффициента частотных искажений  $M_{\text{вх.п}}$  и выбранному значению  $\eta_1$  находят по графику значение обобщенной расстройки

$$\chi_1 = \frac{2\Delta F}{f_{\min}} Q_{\text{в1}}.$$

Добротность эквивалентных контуров находим из выражения

$$Q_{\vartheta 1} = \frac{f_{\min} x_1}{2\Delta F}. \quad (6.19)$$

Здесь  $2\Delta F$  характеризует полосу пропускания. С увеличением частоты связь между контурами уменьшается и уменьшаются вносимые из одного контура в другой активные сопротивления, что в свою очередь приводит к увеличению добротности контуров. Как показывают расчеты, при коэффициенте поддиапазона порядка 3 добротность возрастает примерно в 1,5 раза.



Фиг. 6. 3. График для расчета связанных контуров.

На основании этого полагаем добротность контуров на максимальной частоте

$$Q_{\vartheta 2} = 1,5 Q_{\vartheta 1}.$$

2. Определяем параметр связи  $\eta_2$  для максимальной частоты поддиапазона.

Предварительно находим соответствующее значение обобщенной расстройки

$$x_2 = \frac{Q_{\vartheta 2}}{Q_{\vartheta 1}} \frac{x_1}{K_{\text{пл}}}. \quad (6.20)$$

По значению  $x_2$  при прежнем значении  $M_{\text{вх.п}}$  определяем из графика значение  $\eta_2$ .

3. Определяем емкость конденсатора внутренней связи

$$C_{\text{св1}} = \frac{Q_{\vartheta 2} (K_{\text{пл}}^4 - 1) C_{\min}}{K_{\text{пл}}^2 \frac{Q_{\vartheta 2}}{Q_{\vartheta 1}} \eta_1 - \eta_2}. \quad (6.21)$$

Здесь  $C_{\min}$  — минимальная емкость контуров.

$$C_{\min} = C_{\kappa \min} + C_{\text{ex}}.$$

4. Определяем емкость конденсатора внешней неполной связи

$$C_{\text{св2}} = \frac{K_{\text{пл}}^2 C_{\min}}{p^2 Q_{\vartheta 1} (K_{\text{пл}}^4 - 1)} \left( K_{\text{пл}}^2 \eta_2 \frac{Q_{\vartheta 1}}{Q_{\vartheta 2}} - \eta_1 \right). \quad (6.22)$$

Здесь  $p$  — коэффициент включения (параметр связи) конденсатора  $C_{\text{св2}}$  со стороны контурных катушек  $L_1$  и  $L_2$  (см. фиг. 6.2);

$$p \approx \frac{L'_1}{L_1} = \frac{L'_2}{L_2}.$$

Задаемся значением  $p$  так, чтобы в итоге расчета емкость  $C_{\text{св2}}$  была конструктивно выполнимой (практически не менее  $2 \text{ пФ}$ ).

5. Определяем коэффициент связи  $k$ , индуктивность катушки связи  $L_{\text{св}}$  и связанные с ними величины по формулам (6.8), (6.9), (6.10), (6.11).

6. Определяем коэффициент передачи для крайних точек диапазона

$$K_{\text{вх.ц1}} = \frac{\eta_1}{1 + \eta_1^2} \frac{Q_{\vartheta 1} k}{1 - \frac{f_{A \min}^2}{f_{\min}^2}} \sqrt{\frac{L}{L_{\text{св}}}}, \quad (6.23)$$

$$K_{\text{вх.ц2}} = \frac{\eta_2}{1 + \eta_2^2} \frac{Q_{\vartheta 2} k}{1 - \frac{f_{A \min}^2}{f_{\max}^2}} \sqrt{\frac{L}{L_{\text{св}}}}. \quad (6.24)$$

7. Определяем избирательность входной цепи, как избирательность полосового фильтра, по формуле

$$\sigma = \frac{\sqrt{(1 - x^2 + \eta^2)^2 + 4x^2}}{2\eta}. \quad (6.25)$$

Указанное выражение характеризует уравнение двугорбой кривой при  $\eta > 1$ .

При определении  $\sigma$  на минимальной и максимальной частотах диапазона следует использовать соответствующие значения  $\eta$ .

Значение обобщенной расстройки  $x$  определяется выражением

$$x = \frac{2\Delta f}{f_0} Q.$$

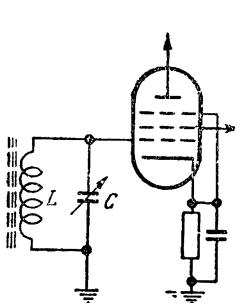
Здесь  $\Delta f$  — абсолютная расстройка, при которой определяется избирательность.

### § 6.3. РАСЧЕТ ВХОДНОЙ ЦЕПИ С ФЕРРИТОВОЙ АНТЕННОЙ

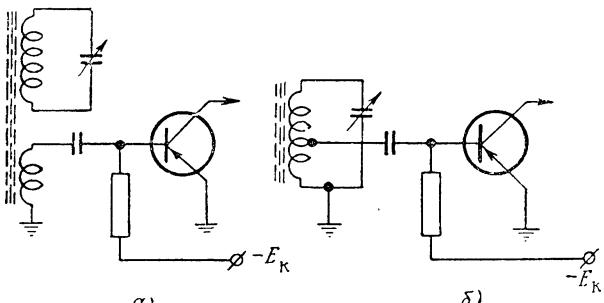
Входная цепь с ферритовой антенной, являясь входным контуром приемника, содержит конденсатор и катушку индуктивности, внутри которой помещен ферритовый стержень.

Ферритовая антenna обладает направленными свойствами рамочной антенны, что позволяет осуществлять пространственную избирательность путем изменения ее ориентировки.

При небольшой действующей высоте ферритовой антенны, 0,005—0,015 м, входная цепь с ферритовой антенной обладает добротностью  $Q$  порядка 100—300, благодаря чему напряжение, снимаемое с входного контура, оказывается вполне достаточным для нормальной работы радиоприемника.



Фиг. 6.4. Схема входной цепи с ферритовой антенной с полным включением контура в цепь сетки лампового усилителя.



Фиг. 6.5. Схемы включения входной цепи с ферритовой антенной ко входу полупроводниковых приемников.

а — трансформаторная связь, б — автотрансформаторная связь.

Одним из основных показателей входной цепи с ферритовой антенной является ее «эффективность», или «приведенная действующая высота»  $h'_d$  (см. § 3.6):

$$h'_d = h_d \cdot Q,$$

где  $h_d$  — действующая высота ферритовой антенны;

$Q$  — добротность контура с ферритовой антенной.

Таким образом, в задачу расчета входной цепи с ферритовой антенной, наряду с определением ряда общих показателей, входит определение ее действующей высоты, которая зависит от числа витков катушки индуктивности и ее устройства.

Входная цепь с ферритовой антенной используется как в ламповых радиоприемниках, так и в приемниках на полупроводниковых приборах.

Входные цепи с ферритовой антенной различаются способом связи контура с первым каскадом приемника. В ламповых прием-

никах входной контур обычно включается в цепь сетки полностью, как это показано на фиг. 6. 4.

В приемниках на полупроводниковых приборах связь контура с базой полупроводникового триода бывает трансформаторной (фиг. 6. 5, а) или автотрансформаторной (фиг. 6. 5, б).

Неполное включение контура со стороны входа каскада уменьшает шунтирующее действие на контур малого входного сопротивления полупроводникового триода.

Иногда для повышения чувствительности приемника и реализации высокой добротности контура с ферритовой антенной целесообразно между входной цепью и первым каскадом включить в качестве согласующего устройства эмиттерный повторитель (каскад с общим коллектором, фиг. 6. 6).

Входное сопротивление такого каскада в  $\frac{1}{1-a}$  раз больше сопротивления его нагрузки, т. е. входного сопротивления следующего каскада (где  $a$  — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой).

В приемниках, имеющих диапазоны длинных и средних волн, индуктивность входного контура обычно выполняется из двух катушек; на длинных волнах катушки соединяются последовательно, а на средних волнах одна из катушек замыкается накоротко.

Для катушек используются провода ПЭШО и ПШД 0,15—0,2 или литцендрат.

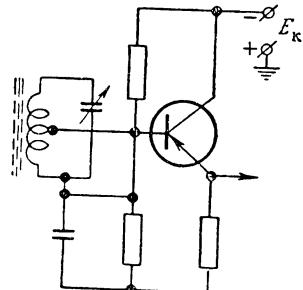
Переходим к изложению методики расчета входной цепи с ферритовой антенной.

### Исходные данные

1. Диапазон частот  $f_{\min} - f_{\max}$  или рабочая частота  $f_0$  (при фиксированной настройке).
2. Индуктивность контура  $L$ .
3. Ориентировочное значение добротности контура с ферритовой антенной  $Q$ .

### Требуется определить

1. Число витков катушки с ферритовым сердечником  $\omega$ .
2. Действующую высоту ферритовой антенны  $h_d$ .
3. Эффективность ферритовой антенны  $h_a'$ .



Фиг. 6. 6. Схема включения входной цепи с ферритовой антенной к эмиттерному повторителю.

## Порядок расчета

1. Определяем число витков катушки по методу, предложенному Б. И. Рязановым<sup>1</sup> для односекционной катушки со сплошной намоткой.

Предварительно выбираем тип сердечника и его размеры: длину  $l$  и диаметр  $d$ .

В приемниках длинных и средних волн в основном применяются сердечники с начальной магнитной проницаемостью  $\mu_0 = 600 \text{ Гс/э}$  (маркировка Ф-600). Значения диаметра и длины их приведены в табл. 6.3.

Таблица 6.3

Диаметр $d$ мм	Длина $l$ мм	Диаметр $d$ мм	Длина $l$ мм
7,6	140	8,0	160
8,0	140	8,4	160
8,4	140	8,4	80
7,6	160		

Находим значение эффективной магнитной проницаемости  $\mu_e$  по известному отношению длины сердечника к его диаметру, пользуясь графиком, приведенным на фиг. 6.7.

Число витков катушки определяем по формуле

$$w = \sqrt{\frac{L}{L' D_k \mu_k}}, \quad (6.26)$$

где  $L$  — индуктивность контура в  $\mu\text{Гн}$ ;

$D_k$  — средний диаметр катушки в  $см$ ;

$L'$  — коэффициент формы катушки; значение этого коэффициента зависит от отношения длины катушки  $l_k$  к ее среднему диаметру  $D_k$ , значениями которых следует задаваться (фиг. 6.8);

$\mu_k$  — коэффициент, определяемый по формуле:

$$\mu_k = \mu_e m_L p_L q_L. \quad (6.27)$$

Значение  $m_L$  зависит от отношения длины катушки  $l_k$  к длине сердечника  $l$  (фиг. 6.9).

$p_L$  определяется по графику на фиг. 6.10 в зависимости от параметра  $\frac{b}{0,5l}$ , характеризующего смещение катушки по отношению к сердечнику;

<sup>1</sup> Б. И. Рязанов, Выбор наивыгоднейших размеров и расчет ферритовых антенн, «Электросвязь», 1958, № 2, стр. 25—28.

$q_L$  находится из выражения

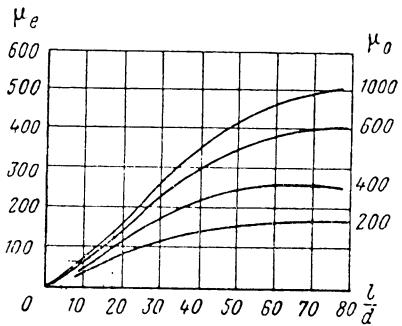
$$q_L = \left( \frac{d}{D_k} \right)^2.$$

2. Находим действующую высоту ферритовой антенны

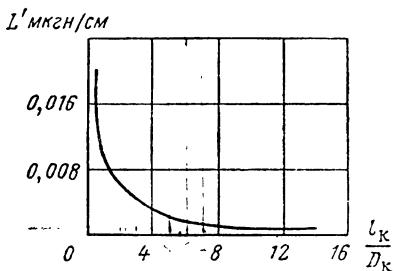
$$h_d = \frac{2\pi w S}{\lambda} \cdot \mu_e, \quad (6.28)$$

где  $S$  — площадь сечения сердечника в  $m^2$ ;

$\lambda$  — длина волны в  $m$ .



Фиг. 6.7. График для определения эффективной магнитной проницаемости  $\mu_e$  ферритового сердечника по отношению  $l/d$ .



Фиг. 6.8. График для определения коэффициента  $L'$  формы катушки с ферритовым сердечником по отношению  $l_k/D_k$ .

3. Определяем добротность эквивалентного входного контура:

a) для приемников с ламповым входом

$$Q_a = Q;$$

б) если входная цепь с ферритовой антенной используется в приемнике на полупроводниковых триодах, то в этом случае для обеспечения наибольшей передачи напряжения и получения возможно большей чувствительности приемника целесообразно связь между входной цепью и первым каскадом сделать согласованной; тогда добротность эквивалентного контура уменьшится по сравнению с собственной в два раза:

$$Q_a = \frac{Q}{2}.$$

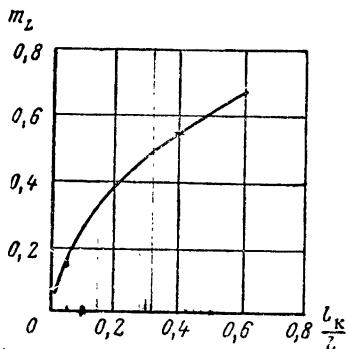
Коэффициент включения контура ко входу каскада на полупроводниковом триоде определяется при расчете этого каскада.

4. Определяем эффективность ферритовой антенны:

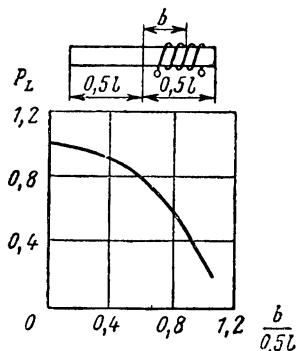
a) для приемников с ламповым входом

$$h_d' = h_d Q; \quad (6.29)$$

б) для приемников на полупроводниковых триодах значение  $Q$  в формуле (6.29) следует заменить на  $Q_0$ .



Фиг. 6.9. График для определения коэффициента  $m_L$  по отношению  $l_k/l$ .



Фиг. 6.10. График для определения коэффициента  $P_L$  в зависимости от места расположения катушки на ферритовом стержне.

Пример 6.1. Рассчитать входную цепь приемника на полупроводниковых триодах с ферритовой антенной.

#### Исходные данные

1. Рабочая частота  $f_0=600 \text{ кгц}$  ( $\lambda=500 \text{ м}$ ).
2. Индуктивность контура  $L=750 \text{ мкгн}$ .
3. Ориентировочное значение добротности контура с ферритом  $Q \approx 150$ .

#### Решение

1. Выбираем сердечник марки Ф-600 и из табл. 6.3 находим  $l=160 \text{ мм}$  и  $d=7,6 \text{ мм}$ .

По графику на фиг. 6.7 находим  $\mu_e=150$ . Задаемся диаметром  $D_k=8 \text{ мм}$ , длиной намотки  $l_k=40 \text{ мм}$  ( $l_k/D_k=5$ ), смещаем катушку от середины сердечника на  $b=40 \text{ мм}$  ( $\frac{b}{0,5l}=0,5$ ).

Определяем по графикам (см. фиг. 6.8—6.10)  $L'=0,0016$ ,  $m_L=0,4$  и  $P_L=0,85$ .

Определяем коэффициент  $q_L$ :

$$q_L = \left( \frac{d}{D_k} \right)^2 = \left( \frac{7,6}{8,0} \right)^2 = 0,9.$$

Рассчитываем коэффициент  $\mu_k$ :

$$\mu_k = \mu_e m_L P_L \cdot q_L = 150 \cdot 0,4 \cdot 0,85 \cdot 0,9 = 46.$$

Находим число витков катушки

$$w = \sqrt{\frac{L}{L' D_k \mu_k}} = \sqrt{\frac{750}{0,0016 \cdot 0,8 \cdot 46}} = 113.$$

2. Находим действующую высоту

$$h_d = \frac{2\pi w S}{\lambda} \quad \mu_e = \frac{6,28 \cdot 113 \cdot 0,45 \cdot 10^{-4}}{500} \cdot 150 = 0,0096 \text{ м}.$$

3. Определяем добротность эквивалентного контура

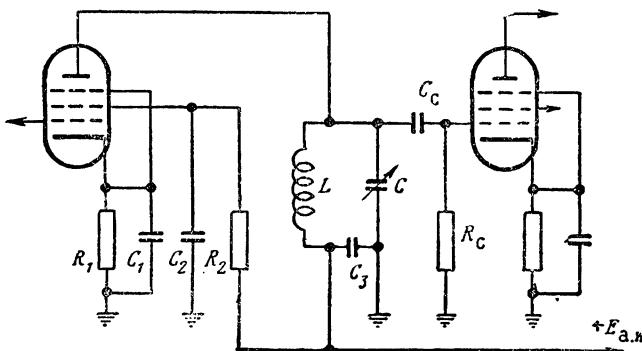
$$Q_e = \frac{Q}{2} = \frac{150}{2} = 75.$$

4. Находим эффективность ферритовой антенны

$$h'_d = h_d \cdot Q_e = 0,0096 \cdot 75 = 0,72 \text{ м.}$$

#### § 6.4. РАСЧЕТ ЛАМПОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОЧАСТОТЫ

В диапазонах длинных, средних и коротких волн для усиления колебаний радиочастоты применяются резонансные усилители с последовательным питанием. Разновидности схем усилительных каскадов различаются в основном способом включения колебательного контура в анодную цепь лампы. На фиг. 6.11 и 6.12 показаны схемы каскадов с полным, автотрансформаторным и трансформаторным включением контура в анодную цепь лампы.



Фиг. 6.11. Схема усилителя радиочастоты с полным включением контура в анодную цепь.

В радиовещательных приемниках, имеющих двухконтурную входную цепь, усилитель радиочастоты на длинных и средних волнах выполняется как апериодический усилитель, т. е. вместо контура в цепь анода включается анодное сопротивление. Такое выполнение схемы связано с использованием стандартных трехсекционных блоков переменных конденсаторов. Основными показателями усилителя радиочастоты являются:

резонансный коэффициент усиления напряжения  $K_0$ ;

закон изменения коэффициента усиления по диапазону  $K_0 = \Phi(f)$ ;

устойчивость усилителя;

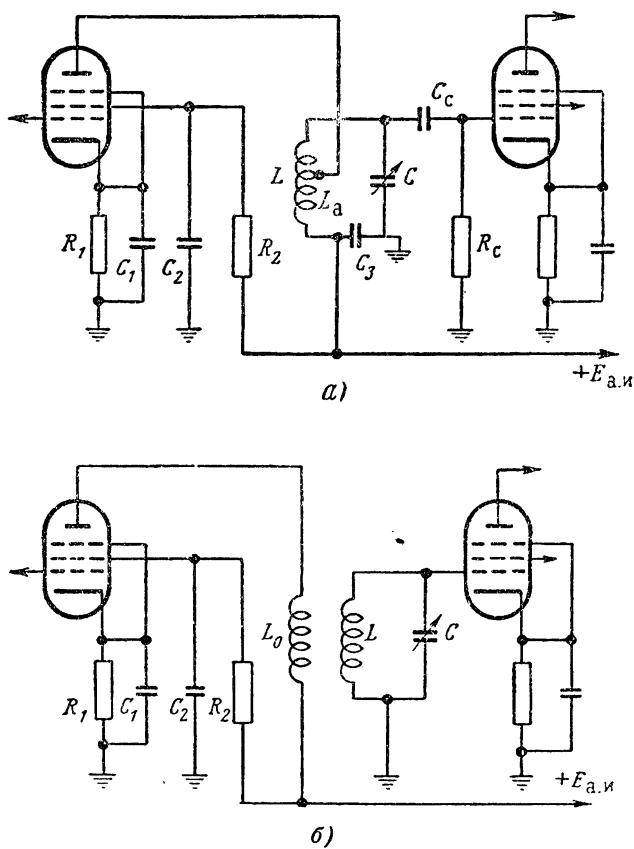
избирательные свойства и полоса пропускания.

При прочих равных условиях наибольший коэффициент усиления обеспечивается в схеме с полным включением контура.

Степени равномерности усиления по диапазону частот можно судить по графикам  $K_0 = \Phi(f)$ . Эта зависимость для схемы с пол-

ным включением контура приведена на фиг. 6.13, а и для схем с автотрансформаторным и трансформаторным включением — на фиг. 6.13, б.

В двух последних схемах удается несколько выровнять изменения коэффициента усиления по поддиапазонам, используя различную степень связи на каждом из поддиапазонов.



Фиг. 6.12. Схема усилителя радиочастоты с неполным включением контура в анодную цепь.

*а*—автотрансформаторное включение, *б*—трансформаторное включение.

Схемы усилителей с трансформаторным и автотрансформаторным включением характеризуются большей устойчивостью по сравнению со схемой усилителя с полным включением контура. Однако целесообразность применения той или иной схемы решается в процессе самого расчета усилителя. И, наконец, избирательные свойства всех трех схем можно в основном считать одинаковыми.

выми, поскольку влияние шунтирующих элементов на контур в указанных диапазонах может быть сведено к минимуму. Кроме того, следует заметить, что методика расчета УРЧ не зависит от разновидности схемы.

### Исходные данные

1. Поддиапазон частот  $f_{\min} - f_{\max}$ .
2. Коэффициент усиления  $K_0$ .
3. Добротность эквивалентного контура  $Q_0$ , значение которой по диапазону принимается постоянным.
4. Индуктивность контура  $L$ .
5. Число каскадов  $n_k - 1$ , где  $n_k$  — число контуров радиочастотного тракта.

Требуется определить

1. Тип лампы.
2. Схему усилителя.

Если выбрана схема с трансформаторным или автотрансформаторным включением, то определяются параметр связи (коэффициент включения)  $r$  и индуктивность катушки  $L_a$ .

3. Минимальный коэффициент усиления  $K_{0\min}$ .

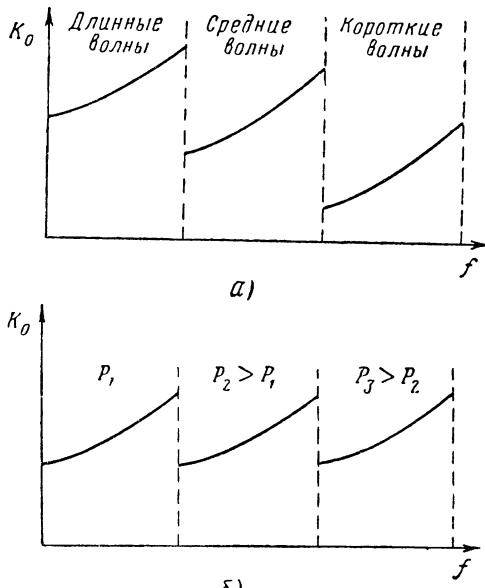
### Порядок расчета

1. Выбираем тип лампы. В качестве ламп для усиления в рассчитываемом диапазоне применяются исключительно высокочастотные пентоды с переменной крутизной, так, например, 6К3, 6К4, 6К9, 6К1П, 6К4П, 1К1П и др.

При выборе типа лампы следует исходить из величины усиления, которую должен дать один каскад. Величина усиления на один каскад находится по формуле

$$K'_0 = \sqrt[n_k-1]{K_0}. \quad (6.30)$$

В табл. 6.4 приведены некоторые данные указанных типов ламп, в частности, величина устойчивого усиления на один каскад  $K_{уст}$ , которая должна быть отправной величиной при выборе типа



Фиг. 6.13. Зависимость коэффициента усиления по диапазону для различных схем усилителей.

Таблица 6.4

Тип лампы	$S$ ма/в	$\frac{S/C_{a.c}}{\frac{a}{\theta \cdot \phi}}$	$K_{уст} = 0,42 \sqrt{\frac{S}{\omega \cdot C_{a.c}}}$		
			150 кгц	1,5 Мгц	15 Мгц
6К1П	1,85	$1,85 \cdot 10^{11}$	185	49	15
6К3	2,0	$6,7 \cdot 10^{11}$	353	111	35
6К4	4,7	$9,4 \cdot 10^{11}$	420	136	42
6К4П	4,4	$12,5 \cdot 10^{11}$	486	157	48
1К1П	0,75	$0,75 \cdot 10^{11}$	118	37	12

ламп. Не рекомендуется выбирать лампу с большим запасом усиления  $K_{уст}$ .

## 2. Выбираем схему усилительного каскада.

Основным критерием выбора схемы является условие устойчивости. Для схемы с полным включением это условие определяется выражением

$$K'_{0\max} = R_{oe\max} S \leq 0,42 \sqrt{\frac{S}{\omega_{\max} C_{a.c}}} = K_{уст}, \quad (6.31)$$

где

$$R_{oe\max} = \omega_{\max} L Q_s;$$

$C_{a.c}$  — емкость анод—сетка.

Однако выполнение этого условия еще не значит, что следует выбрать именно схему с полным включением; если, например, приемник имеет несколько поддиапазонов и желательно на каждом из поддиапазонов выровнять изменение коэффициентов усиления, то можно применить и схемы с трансформаторным или автотрансформаторным включением. При этом надо предварительно проверить выполнение неравенства

$$K'_{0\min} = S R_{oe\min} > K'_0, \quad (6.32)$$

где

$$R_{oe\min} = \omega_{\min} L Q_s.$$

Если условие (6.32) выполняется, то находят параметр связи  $p$ :

$$p \geq \frac{K'_0}{K'_{0\min}}.$$

В том случае, когда  $K'_{0\min} = K'_0$  или незначительно его превосходит (т. е.  $p \approx 1$ ), выбор схемы с полным включением является единственным возможным.

При невыполнении условия (6.31) каскад с полным включением самовозбудится.

3. Определяем параметр связи  $p$  для схемы с трансформаторным или автотрансформаторным включением:

$$p \leq \frac{K_{\text{уст}}}{K_{0\max}}.$$

4. Определяем индуктивность анодной катушки  $L_a$ :

а) для схемы с автотрансформаторным включением  $L_a = pL$ ,

б) для схемы с трансформаторным включением  $L_a = \left(\frac{p}{k}\right)^2 L$ ,

где  $k$  — коэффициент связи, равный 0,4—0,6.

5. Определяем минимальный коэффициент усиления всего усилителя

$$K_{0\min} = (SR_{oe} \ln p)^{n_k - 1}. \quad (6.33)$$

Если  $K_{0\min}$  будет меньше  $K_0$ , то следует применить другой тип лампы и произвести соответствующий пересчет.

6. Строим резонансную кривую радиочастотного тракта.

Уравнение резонансной кривой радиочастотного тракта при использовании одноконтурной входной цепи характеризуется выражениями:

а) в области малых расстроек

$$\sigma = (\sqrt{1+x^2})^{n_k}; \quad (6.34)$$

б) в области больших расстроек

$$\sigma = x^{n_k} \frac{f + \Delta f}{f}. \quad (6.35)$$

При использовании двухконтурной входной цепи:

а) в области малых расстроек

$$\sigma = \frac{\sqrt{(\eta^2 - x^2 + 1)^2 + 4x^2}}{2\eta} (\sqrt{1+x^2})^{n_k - 1}; \quad (6.36)$$

б) в области больших расстроек

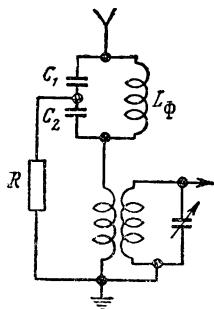
$$\sigma = \frac{1}{2\eta} \left( \frac{f + \Delta f}{f} \right)^2 x^{n_k + 1}. \quad (6.37)$$

Во всех выражениях  $x = \frac{2\Delta f}{f} Q_s$  — обобщенная расстройка.

Резонансную кривую следует рассчитывать так, чтобы по ней можно было оценить избирательность приемника по зеркальному каналу, которая, как известно, определяется при расстройке  $\Delta f = 2f_{\text{пр}}$ . При построении резонансной кривой рекомендуется использовать полулогарифмический масштаб; для этого по оси ординат откладывают значение избирательности, выраженной

в децибелах, а по оси абсцисс — значения расстроек в логарифмическом масштабе.

При использовании логарифмического масштаба наносятся деления, соответствующие десятичному логарифму числа; против отложенных делений подписывается само число. Для логарифмического масштаба можно использовать и готовые масштабы, нанесенные на шкалах логарифмической линейки.



Фиг. 6.14. Схема включения фильтр-пробки.

Задаемся емкостью  $C_1 = C_2 = C$  в пределах 500—1000  $\mu\text{F}$ . Индуктивность фильтра находим по формуле

$$L_\Phi = \frac{2.53 \cdot 10^{10}}{\frac{C}{2} f_{\text{пр}}^2}. \quad (6.38)$$

$$\text{Сопротивление } R \text{ определяем по формуле } R = \frac{Q_\Phi}{4\pi C f_{\text{пр}}}. \quad (6.39)$$

Значением добротности фильтра  $Q_\Phi$  задаемся исходя из условий конструктивного выполнения катушки.

### § 6.5. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ РАДИОЧАСТОТЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Усилитель радиочастоты на полупроводниковых триодах, так же как и ламповый усилитель, может состоять из одного или нескольких каскадов.

Каскады такого усилителя выполняют преимущественно по схеме с общим эмиттером на плоскостных триодах. В качестве резонансной системы используется одиничный колебательный контур.

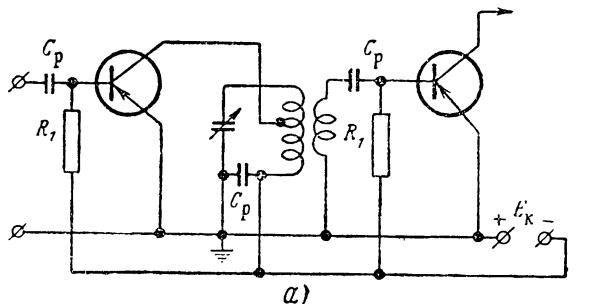
На фиг. 6.15 приведены две схемы каскадов усилителя с общим эмиттером.

Нагрузкой коллекторной цепи в обеих схемах является колебательный контур, напряжение с которого подается на вход последующего каскада трансформаторным (фиг. 6.15, а) или автотрансформаторным путем (фиг. 6.15, б).

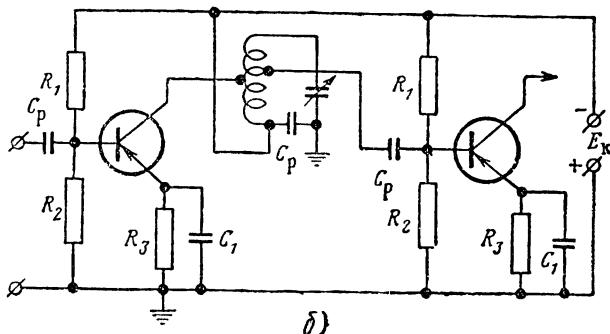
Такая межкаскадная связь позволяет согласовывать большое выходное сопротивление каскада с малым входным сопротивлением последующего каскада.

Автотрансформаторное включение контура в цепь коллектора используется для ослабления шунтирующего действия триода на контур.

Смещение в цепи эмиттера схемы на фиг. 6.15, а обеспечивается током эмиттера, величина которого зависит от сопротивления  $R_1$ .



а)



б)

Фиг. 6.15. Схемы каскадов усилителя радиочастоты на полупроводниковых триодах.

а—с трансформаторной связью, б—с автотрансформаторной связью.

В схеме на фиг. 6.15, б напряжение смещения (между эмиттером и базой) задается как разность двух напряжений: одного, снимаемого с сопротивления  $R_2$  делителя напряжения ( $R_1R_2$ ), и другого, возникающего на цепочке  $R_3C_1$ . Такой способ подачи смещения обеспечивает температурную стабилизацию положения рабочей точки, так как цепочка  $R_3C_1$  осуществляет обратную связь по постоянному току между цепью эмиттера и коллектора.

В основу расчета схем усилителей на полупроводниковых триодах положена методика Н. И. Чистякова, сущность которой заключается в том, что полупроводниковый триод уподобляется эквивалентной электронной лампе с параметрами  $S'$  и  $R'$ , характери-

зующими ее крутизну и внутреннее сопротивление. Такая эквивалентная замена позволяет производить расчет схемы усилителя подобно расчету ламповых схем.

Определение значений  $S'$  и  $R'$ , справедливых на частотах, меньших граничной частоты используемого триода, производится через низкочастотные параметры триода.

Напомним, что граничной частотой  $f_a$ , обычно задаваемой в справочниках, называется частота, при которой коэффициент усиления по току  $a$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз по сравнению со своим значением при низких частотах.

Возможны два варианта расчета усилителя: в первом варианте, используя схему с полным включением контура со стороны коллектора ( $p_1=1$ ), удается обеспечить наибольшее усиление, но зато не удается получить заданную добротность  $Q_a$ , которая, как известно, определяет полосу пропускания и избирательность радиочастотного тракта. Во втором варианте, используя схему с неполным включением контура со стороны коллектора, удается получить заданную добротность, однако коэффициент усиления получается меньше, чем в первом случае.

Переходя к расчету, следует заметить, что расчет усилителя производится для каждого каскада отдельно и начинается с расчета последнего каскада.

### Исходные данные

1. Диапазон частот  $f_{\min}—f_{\max}$ .
2. Коэффициент усиления.
3. Добротность эквивалентного контура  $Q_a$ , значение которой по диапазону принимается постоянным.
4. Индуктивность контура  $L$ .
5. Число каскадов усилителя.
6. Входное сопротивление каскада, следующего за усилителем  $R_{\text{вх}\ 2}$ .

### Требуется определить

1. Тип полупроводникового триода.
2. Параметры включения контура  $p_1$  и  $p_2$ .
3. Минимальный коэффициент усиления  $K_{\min}$ .
4. Входное сопротивление каждого каскада.

### Порядок расчета для первого варианта

1. Выбираем тип полупроводникового триода.

Для усиления сигналов высокой частоты до  $1,6\text{ M}\Gamma\text{ц}$  используем германиевые сплавные триоды  $p-n-p$  типов П14 и П15. Усиление сигналов более высоких частот (до  $20\text{ M}\Gamma\text{ц}$ ) осуществляется германиевыми сплавными триодами  $p-n-p$  типов П12, П406 и П407. Более высоким частотным пределом обладают германиевые диффузионные триоды типов П401, П402 и П403.

Приводимая ниже методика позволяет рассчитывать усилители по внутренним параметрам триода.

Внутренние параметры в справочниках приводятся редко и могут быть определены через известные  $h$ -параметры.

Для нахождения внутренних параметров по известным  $h$ -параметрам, заданным для схемы с общей базой, используются следующие формулы:

сопротивление коллектора

$$r_k = \frac{1}{h_{22}}; \quad (6.40)$$

коэффициент усиления по току

$$a = h_{21}; \quad (6.41)$$

сопротивление базы

$$r_6 = h_{12} r_k; \quad (6.42)$$

сопротивление эмиттера

$$r_9 = h_{11} - r_6(1-a). \quad (6.43)$$

2. Определяем параметры электронной лампы, эквивалентной полупроводниковому триоду, для схемы с общим эмиттером:  
крутизна

$$S' = \frac{a}{r_9 + r_6(1-a)}; \quad (6.44)$$

внутреннее сопротивление

$$R' = r_k \left( 1 - \frac{ar_6}{r_9 + r_6} \right). \quad (6.45)$$

3. Определяем волновое сопротивление контура на минимальной и максимальной частотах диапазона:

$$\begin{aligned} \rho_{\min} &= 2\pi f_{\min} L, \\ \rho_{\max} &= 2\pi f_{\max} L. \end{aligned} \quad (6.46)$$

4. Определяем коэффициент автотрансформаторного или трансформаторного включения контура со стороны последующего каскада из условия получения наибольшего усиления напряжения:

$$p_2 = \sqrt{\frac{R_{bx2}}{\rho} \left( d + p_1^2 \frac{\rho}{R'} \right)}, \quad (6.47)$$

где  $d$  — собственное затухание контура, значением которого задаются порядка 0,01.

Для диапазонного усилителя условия согласования выполняются только для одной частоты диапазона. В целях повышения уси-

ления на минимальной частоте, на которой оно является наименьшим, обеспечим согласование на минимальной частоте, т. е.  $\rho = \rho_{\min}$ :  $p_1$  принимается равным единице.

5. Определяем индуктивность катушки связи:

а) при трансформаторном включении (фиг. 6. 15, а)

$$L_{cb} = \left( \frac{p_2}{k} \right)^2 L, \quad (6.48)$$

где коэффициент связи  $k$  задается в пределах 0,4—0,6;

б) при автотрансформаторном включении (фиг. 6. 15, б).

$$L_{cb} = P_2 L. \quad (6.49)$$

6. Определяем эквивалентную добротность контура на крайних частотах диапазона

$$Q_s = \frac{1}{d_s} = \frac{1}{d + p_1^2 \frac{\rho}{R'} + P_2^2 \frac{\rho}{R_{bx2}}}, \quad (6.50)$$

7. Определяем коэффициент усиления каскада на крайних частотах диапазона

$$K = S' Q_s \rho p_1 p_2. \quad (6.51)$$

8. Определяем входное сопротивление каскада на крайних частотах диапазона

$$R_{bx1} = r_s + r_o + \frac{\alpha r_s \cdot r_k}{R'_{oe} + r_k(1 - \alpha)}, \quad (6.52)$$

где  $R'_{oe}$  — эквивалентное сопротивление контура при резонансе, пересчитанное к точкам коллектор — база:

$$R'_{oe} = p_1^2 Q_s \rho.$$

Полученные значения входного сопротивления будут являться исходными при расчете предыдущего каскада или входной цепи радиочастотного тракта.

После расчета всех каскадов находят коэффициент усиления всего усилителя

$$K_{ob} = K_1 \cdot K_2 \dots$$

**Порядок расчета для второго варианта**

1. Выбор типа триода, определение его эквивалентных параметров  $S'$  и  $R'$ , а также волнового сопротивления контура  $\rho$  производится так же, как при расчете первого варианта.

2. Определяем коэффициент включения контура со стороны коллектора  $p_1$  из условия получения заданного затухания контура  $d_3$

$$p_1 = \sqrt{\frac{R'}{\rho}} \left( \frac{d_3}{2} - d \right). \quad (6.53)$$

Приведенная формула соответствует согласованному коэффициенту включения контура  $p_2$  со входом последующего каскада.

Как и в первом варианте, согласование обеспечиваем на минимальной частоте диапазона.

Индуктивность катушки связи находим по формуле

$$L_{\text{св}} = p_1 L.$$

3. Определяем коэффициент включения  $p_2$  и индуктивность связи  $L_{\text{св}}$  по формулам (6.47), (6.48), (6.49).

4. Определяем эквивалентную добротность на максимальной частоте по формуле (6.50); на минимальной частоте  $Q_3$  соответствует заданному значению.

5. Коэффициент усиления  $K$  и входное сопротивление  $R_{\text{вх1}}$  определяем по формулам (6.51) и (6.52).

Пример 6.2. Требуется рассчитать усилитель на полупроводниковом триоде.

#### Исходные данные

1. Диапазон частот 400—1300 кГц.

2. Коэффициент усиления  $K \geq 40$ .

3. Индуктивность контура  $L = 300 \text{ мкГн}$ .

4. Усилитель имеет один каскад.

5. Входное сопротивление каскада, следующего за усилителем,  $R_{\text{вх2}} = 500 \text{ ом}$

#### Решение (по первому варианту)

1. Выбираем триод типа П-14 с параметрами  $r_6 = 150 \text{ ом}$ ,  $h_{22} = 3,3 \text{ мкмо}$ ,  $h_{21} = 0,95$ ,  $h_{11} \approx 40 \text{ ом}$ .

Находим недостающие внутренние параметры

$$r_k = \frac{1}{h_{22}} = \frac{10^6}{3,3} = 300 \text{ коМ},$$

$$\alpha = h_{21} = 0,95,$$

$$r_3 = h_{11} - r_6(1 - \alpha) = 40 - 150(1 - 0,95) \approx 33 \text{ ом}.$$

2. Определяем параметры  $S'$  и  $R'$ :

$$S' = \frac{\alpha}{r_3 + r_6(1 - \alpha)} = \frac{0,95}{33 + 150(1 - 0,95)} = 23,8 \text{ ма/б},$$

$$R' = r_k \left( 1 - \frac{\alpha r_6}{r_3 + r_6} \right) = 300 \left( 1 - \frac{0,95 \cdot 150}{33 + 150} \right) = 66 \text{ коМ}.$$

3. Определяем волновое сопротивление

$$\rho_{\text{min}} = 2\pi f_{\text{min}} L = 6,28 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 300 \cdot 10^{-6} = 750 \text{ ом},$$

$$\rho_{\text{max}} = 6,28 \cdot 1300 \cdot 10^3 \cdot 300 \cdot 10^{-6} = 2430 \text{ ом}.$$

4. Определяем коэффициент включения

$$p_2 = \sqrt{\frac{R_{bx2}}{\rho} \left( d + p_1^2 \frac{\rho}{R'} \right)} = \sqrt{\frac{500}{750} \left( 0,01 + 1 \frac{750}{66 \cdot 10^3} \right)} = 0,12.$$

5. Определяем индуктивность катушки связи.  
Выбираем трансформаторное включение

$$L_{cb} = \left( \frac{p_2}{k} \right)^2 L = \left( \frac{0,12}{0,4} \right)^2 300 = 27 \text{ мкГн.}$$

6. Определяем эквивалентную добротность:  
на частоте  $f_{min} = 40 \text{ кГц}$

$$Q'_s = \frac{1}{d + p_1^2 \frac{\rho}{R'} + p_2^2 \frac{\rho}{R_{bx2}}} = \frac{1}{0,01 + 1 \frac{750}{66 \cdot 10^3} + 0,12^2 \frac{750}{500}} = 24,$$

на частоте  $f_{max} = 1300 \text{ кГц}$

$$Q''_s = \frac{1}{0,01 + 1 \frac{2430}{72 \cdot 10^3} + 0,12^2 \frac{2430}{500}} = 8,8.$$

7. Определяем коэффициент усиления:  
на частоте  $f_{min}$

$$K' = S' Q_s \rho p_1 p_2 = 23,8 \cdot 10^{-3} \cdot 24 \cdot 750 \cdot 0,12 \approx 50;$$

на частоте  $f_{max}$

$$K'' = 23,8 \cdot 8,8 \cdot 2430 \cdot 1 \cdot 0,12 = 61.$$

8. Определяем входное сопротивление каскада:

на частоте  $f_{min}$

$$R'_{bx1} = r_s + r_6 + \frac{a r_s r_k}{R'_{oe} + r_k (1 - a)} = 33 + 150 + \\ + \frac{0,95 \cdot 33 \cdot 300 \cdot 10^3}{18 \cdot 10^3 + 300 \cdot 10^3 (1 - 0,95)} = 465 \text{ ом},$$

где  $R'_{oe} = p_1^2 Q_s \rho = 1 \cdot 24 \cdot 750 = 18,0 \text{ ком};$

на частоте  $f_{max}$

$$R''_{bx1} = 33 + 150 + \frac{0,95 \cdot 33 \cdot 300 \cdot 10^3}{21 \cdot 10^3 + 300 \cdot 10^3 (1 - 0,95)} = 445 \text{ ом},$$

где  $R'_{oe} = 8,8 \cdot 2430 = 21 \text{ ком}.$

## *Глава VII*

### **РАСЧЕТ РАДИОЧАСТОТНОГО ТРАКТА ПРИЕМНИКОВ МЕТРОВЫХ И ДЕЦИМЕТРОВЫХ ВОЛН**

#### **§ 7.1. ВЫБОР СХЕМЫ РАДИОЧАСТОТНОГО ТРАКТА**

К приемникам СВЧ относятся приемники метровых, дециметровых и сантиметровых волн.

В состав радиочастотного тракта приемников метровых и дециметровых волн входят разрядник защиты приемника, входная цепь и усилитель радиочастоты.

Радиочастотный тракт приемников сантиметровых волн обычно состоит лишь из разрядника защиты приемника, откуда сигнал поступает на преобразователь.

Основное различие между радиочастотными трактами диапазонов метровых и дециметровых волн, как уже упоминалось в эскизном расчете приемника, определяется типами применяемых ламп и колебательных контуров.

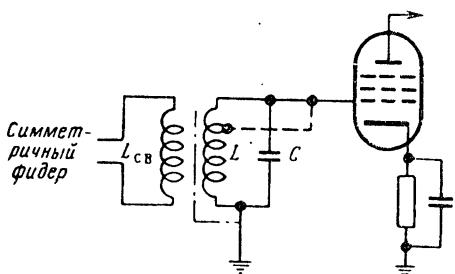
В диапазоне метровых волн во входной цепи обычно используется одноконтурная колебательная система с сосредоточенными постоянными. Передача энергии от антенны ко входу приемника осуществляется с помощью фидерной линии.

В качестве фидерной линии применяется двухпроводная симметрическая линия или концентрическая линия. Двухпроводные линии рекомендуется использовать на волнах не короче 3 м, а концентрические линии — на всем метровом и даже дециметровом диапазонах.

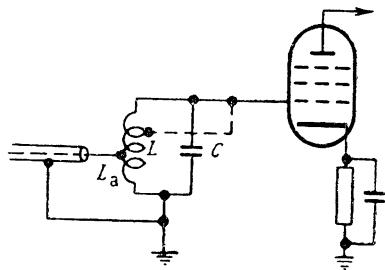
Выбор схемы входной цепи определяется способом связи контура с фидером. Различают две основные схемы связи входной цепи с фидером — трансформаторную и автотрансформаторную. Трансформаторная схема связи применяется в сочетании только с симметричной фидерной линией, автотрансформаторная схема — в сочетании с концентрической фидерной линией.

Колебательный контур входной цепи может быть выполнен по схеме с параллельным или последовательным включением индуктивности. Контур с последовательной индуктивностью применяется в нижней части метровых и верхней части дециметровых волн в сочетании только с концентрической фидерной линией.

Таким образом, возможны три схемы входных цепей: схема с трансформаторным входом (фиг. 7.1), схема с автотрансформаторным входом (фиг. 7.2) и схема с последовательным включением индуктивности (фиг. 7.3).



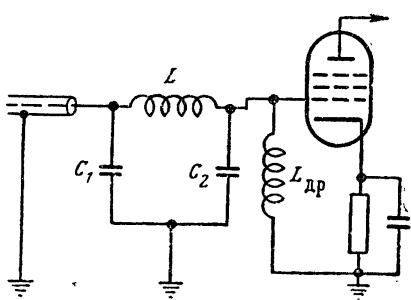
Фиг. 7.1. Схема входной цепи с трансформаторным входом.



Фиг. 7.2. Схема входной цепи с автотрансформаторным входом

В некоторых случаях в целях ослабления влияния входа лампы на контур прибегают к неполному включению контура со стороны входа последующего каскада. Такое включение показано на фиг. 7.1 и 7.2 пунктиром.

Следует отметить, что схема входной цепи с последовательным включением индуктивности по своим свойствам относится к схе-



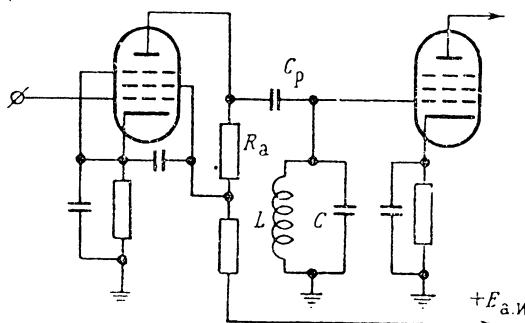
**Фиг. 7.3. Схема входной цепи с последовательным включением индуктивности.**

фициент шума радиочастотного тракта приемника. Режим согласования для входной цепи является более предпочтительным.

Усилители радиочастоты (УРЧ) диапазона метровых волн выполняются по схемам резонансного усиления с параллельным питанием.

Колебательный контур при таком способе питания оказывается включенным непосредственно в цепь сетки последующего каскада, благодаря чему можно избежать запирания лампы последующего каскада мощными мешающими сигналами.

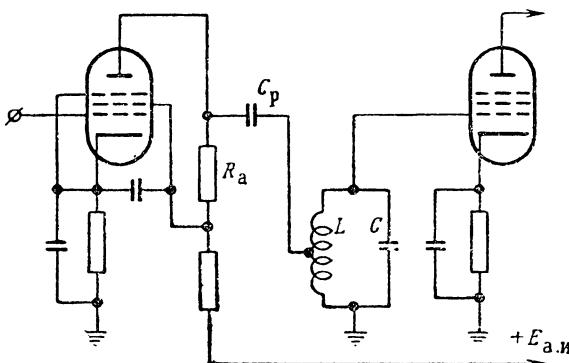
В верхней части метрового диапазона усилитель высокой частоты выполняется на пентодах по схеме с общим катодом. Ниже приведены три варианта такой схемы, отличающиеся друг от друга способом связи контура с анодной и сеточной цепями.



Фиг. 7.4. Схема усилителя радиочастоты с полным включением контура.

На фиг. 7.4 показана схема с полным включением контура, которая практически наиболее легко осуществима; по возможности ей следует отдавать предпочтение.

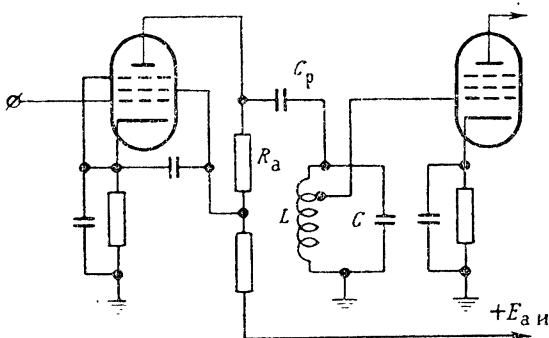
Схема с автотрансформаторным включением со стороны анода лампы (фиг. 7.5) применяется для уменьшения коэффициента усиления каскада при невыполнении условия устойчивости.



Фиг. 7.5. Схема усилителя радиочастоты с автотрансформаторным включением контура со стороны анода.

Схема с автотрансформаторным включением со стороны входа последующего каскада (фиг. 7.6) по сравнению со схемой с полным включением контура позволяет ослабить влияние входа лампы последующего каскада на контур. Благодаря этому уменьшается

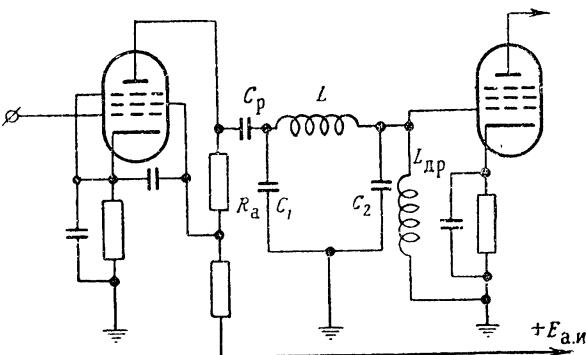
результатирующая емкость контура и сужается полоса пропускания. Кроме того, такая связь контура со входом каскада позволяет осуществить режим согласования одного каскада с другим и тем самым повысить его коэффициент усиления.



Фиг. 7.6. Схема усилителя радиочастоты с авто-трансформаторным включением контура со стороны последующего каскада.

Решение вопроса о выборе той или иной схемы принимается в процессе самого расчета усилителя.

УРЧ в нижней части метровых волн, так же как и входная цепь, может быть выполнен по схеме с последовательным включением индуктивности (фиг. 7.7).



Фиг. 7.7. Схема усилителя радиочастоты с последовательным включением индуктивности.

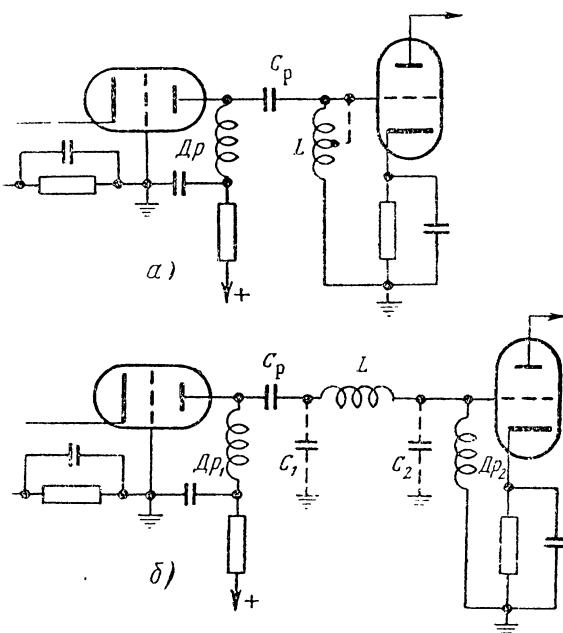
Усилитель радиочастоты обычно состоит из двух каскадов. В нижней части метрового диапазона, ограниченной частотами порядка от 100 до 300—350 Мгц, для обеспечения низкого коэффициента шума усилителя используются триоды.

Усилители на триодах выполняются по схеме с общей сеткой (фиг. 7.8), по комбинированной схеме, известной под названием

«заземленный каскад—заземленная сетка» (фиг. 7.9) и по схеме с общей промежуточной точкой (фиг. 7.10).

Усилитель на триоде с общей сеткой выполняется, как правило, по однокаскадной схеме; последующим каскадом в этом случае является смеситель.

Применение многокаскадных схем с общей сеткой незелесообразно, так как входное активное сопротивление таких каскадов ха-



Фиг. 7.8. а—схема усилителя радиочастоты с общей сеткой; б—схема усилителя радиочастоты с общей сеткой и последовательным включением индуктивности.

рактеризуется значением порядка сотен ом и контур сильно шунтируется входом последующего каскада.

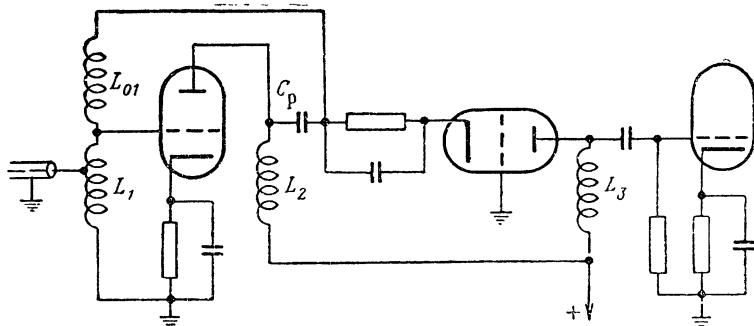
Усилитель на триоде с общей сеткой представлен двумя схемами.

На фиг. 7.8, а показана схема, в которой катушка индуктивности включена обычным способом. При этом связь контура с сеткой последующего каскада может быть полной или автотрансформаторной, во втором случае сетка последующего каскада соединяется не со всей катушкой, а с ее частью (показано пунктиром).

Другой вариант схемы с общей сеткой (фиг. 7.8, б) характеризуется последовательным включением индуктивности. Такое вклю-

чение индуктивности позволяет использовать ее, как и схему на фиг. 7.7, на более высоких частотах.

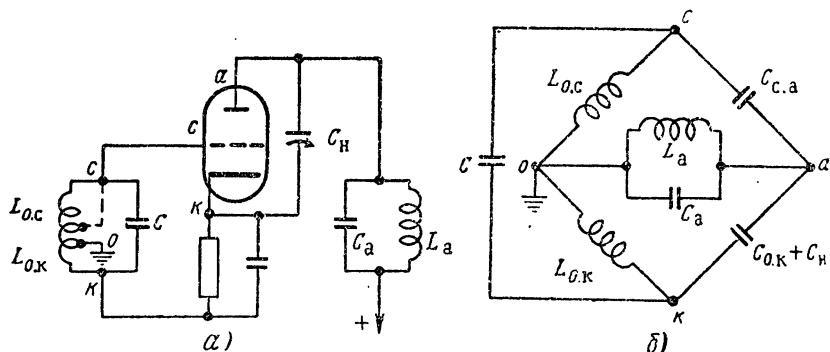
В усилителе по схеме «заземленный катод—заземленная сетка» (фиг. 7.9) используются два триода, причем у первого триода заземлен катод, а у второго — сетка. Индуктивностями контуров



Фиг. 7.9. Комбинированная схема усилителя «заземленный катод—заземленная сетка».

являются катушки  $L_1$ ,  $L_2$  и  $L_3$ . Для повышения устойчивости первого каскада параллельно анод—сетка через конденсатор  $C_p$  подключена катушка  $L_{01}$ . Полученный параллельный контур настраивают на частоту сигнала.

Усилитель по такой схеме характеризуется малым коэффициентом шума и находит широкое применение в радиоприемниках СВЧ.

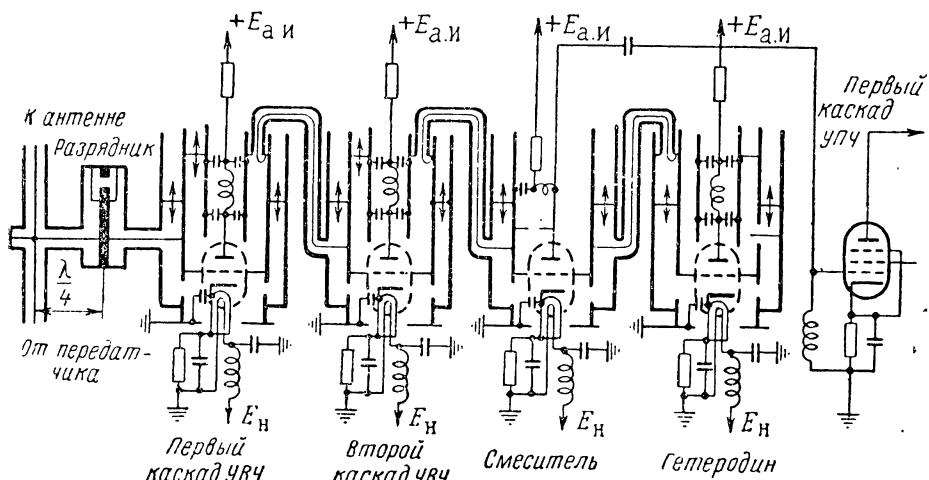


Фиг. 7.10.  $\alpha$  — схема усилителя с общей промежуточной точкой;  $\delta$  — эквивалентная схема усилителя с общей промежуточной точкой.

Усилитель с общей промежуточной точкой, схема которого показана на фиг. 7.10,  $\alpha$ , занимает промежуточное положение между усилителем с общей сеткой и усилителем с общим катодом. В этой схеме усилителя общая точка расположена на отводе катушки

входного контура между сеткой и катодом лампы. Основным преимуществом схемы является возможность нейтрализации обратных связей, возникающих через междуэлектродные емкости  $C_{a.c}$  и  $C_{a.k}$ . Эта задача решается путем присоединения между катодом и анодом лампы подстроичного конденсатора  $C_{ll}$ .

На фиг. 7.10, б показана эквивалентная схема, имеющая вид моста. Балансировка моста осуществляется изменением емкости  $C_{ll}$ , включенной параллельно емкости  $C_{a.k}$ . При достижении баланса моста обратная связь между цепями входа и выхода оказывается нейтрализованной. Следует также заметить, что входная проводимость каскада в схеме с общей промежуточной точкой уменьшает-



Фиг. 7.11. Схема радиочастотного тракта и преобразователя приемника дециметровых волн.

ся по сравнению со схемой с общей сеткой, тем самым снижается шунтирующее действие каскада на входной контур. Объясняется это тем, что анодный ток в такой схеме протекает только через часть входного контура, в то время как в схеме с общей сеткой анодный ток протекает через весь входной контур.

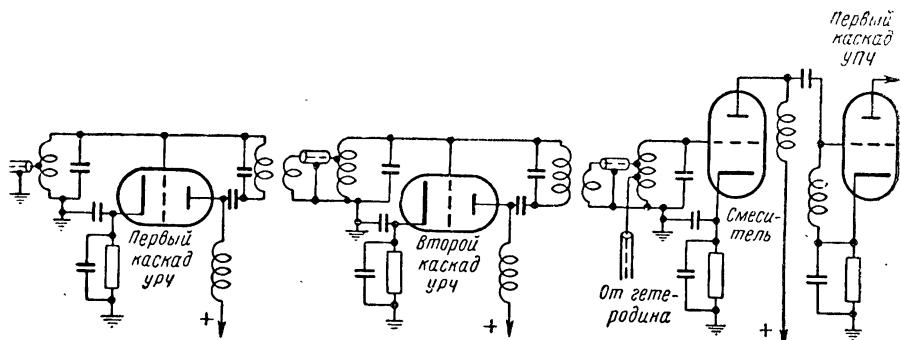
Усилитель с общей промежуточной точкой чаще всего применяется в телевизионных приемниках.

Усилители радиочастоты приемников дециметровых волн выполняются только по схеме с общей сеткой на дисковых триодах с применением в качестве контуров резонансных линий. Усилитель такого типа содержит обычно два каскада. По конструктивным соображениям в каждом каскаде используется двухконтурная система.

На фиг. 7.11 приведена типовая схема радиочастотного тракта приемника дециметровых волн вместе с преобразователем, а на фиг. 7.12 дана ее упрощенная схема. Входная цепь в этом диапа-

зоне также является резонансной линией и конструктивно сочетается с усилительным каскадом. Связь между входным и выходным контуром каждого каскада осуществляется через коаксиальный кабель, один конец которого через петлю связи помещен в выходном контуре, а другой конец соединен автотрансформаторно с входным контуром.

Помимо рассмотренных выше схем усилителей радиочастоты, предназначенных для усиления сигналов в метровом и дециметровом диапазонах, следует остановиться на созданных в последние годы новых по принципу действия параметрических усилителях,



Фиг. 7.12. Упрощенная эквивалентная схема радиочастотного тракта и преобразователя приемника дециметровых волн.

которые могут быть использованы не только в метровом и дециметровом, но и в сантиметровом диапазоне.

Вопросы, связанные с принципом действия параметрических усилителей и их использованием в приемниках различных диапазонов, рассмотрены в § 7.7.

После того, как выбрана схема радиочастотного тракта и установлено число каскадов УРЧ, необходимо определить полосы пропускания входной цепи и каждого каскада УРЧ по найденной в эскизном расчете полосе пропускания радиочастотного тракта  $2\Delta F_{\text{трч}}$ . Полагая полосы пропускания каждой из упомянутых цепей одинаковыми, используем формулу (3.27); тогда полоса пропускания каждой цепи будет

$$2\Delta F_1 = \sqrt{n_k} \cdot 2\Delta F_{\text{трч}}. \quad (7.1)$$

Для двухкаскадного УРЧ число элементарных цепей с учетом входной цепи равно 3, откуда полоса пропускания каждой цепи

$$2\Delta F_1 = 1,73(2\Delta F_{\text{трч}}). \quad (7.2)$$

Для однокаскадного УРЧ  $n_k=2$  и полоса пропускания каждой цепи

$$2\Delta F_1 = 1,41 \cdot 2\Delta F_{\text{трч}}. \quad (7.3)$$

В заключение отметим, что расчет входных цепей следует производить после расчета УРЧ, так как на расчет входной цепи влияет режим работы первого каскада УРЧ и величина его входного сопротивления.

## § 7.2. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ РАДИОЧАСТОТЫ МЕТРОВЫХ ВОЛН С ОБЩИМ КАТОДОМ

### Исходные данные

1. Рабочая частота  $f_0$  в  $M\text{гц}$ .
2. Число каскадов усилителя.
3. Полоса пропускания  $2\Delta F$  в  $M\text{гц}$ .
4. Напряжение источника питания  $E_{\text{а.и.}}$ .
5. Тип лампы смесителя.

Требуется определить

1. Тип лампы.
2. Параметры контура  $L$  и  $C$ .
3. Эквивалентное затухание контура  $d_\alpha$ .
4. Эквивалентное резонансное сопротивление контура  $R_{oe}'$ .
5. Сопротивление анодной цепи  $R_a$ .
6. Сопротивление в цепи сетки  $R_c$  (если оно имеется).
7. Коэффициент включения  $p$ , который в зависимости от схемы характеризует связь контура с анодной цепью или со входом следующего каскада.
8. Коэффициент усиления напряжения  $K$ .

### Порядок расчета

- I. Схема с полным или автотрансформаторным включением контура (фиг. 7.4, 7.5, 7.6)

1. Выбираем тип лампы. При выборе типа лампы следует стремиться к получению наибольшего усиления и обеспечению широкой полосы пропускания. Первое условие обеспечивается при больших значениях крутизны  $S$ , а второе — при малой емкости контура, которая в основном определяется емкостями  $C_{\text{вых}}$  и  $C_{\text{вх}}$  лампы. Таким образом, следует выбирать лампы с наибольшим отношением  $\frac{S}{C_{\text{вых}} + C_{\text{вх}}}$ . Этому условию удовлетворяют пентоды 6Ж1П, 6Ж1Б, 6Ж2П, 6Ж3П, 6Ж9П, 6Ж4 и др.

2. Выбираем схему включения контура из условий устойчивости и обеспечения заданной полосы пропускания  $2\Delta F$ , для чего:

определяем значение коэффициента устойчивого усиления каскада

$$K_{\text{уст}} = 0,42 \sqrt{\frac{S}{\omega C_{\text{а.с}}}}; \quad (7.4)$$

находим максимальное усиление напряжения при полном включении контура со стороны анода ( $p_a=1$ ) и со стороны сетки ( $p_c=1$ ) при минимально возможном значении емкости контура  $C_{\min}$

$$K_{\max} = \frac{S}{2\pi C_{\min}(2\Delta F)}, \quad (7.5)$$

где

$$C_{\min} = C_k + C_{\text{вых}} p_a^2 + C_m + C_{\text{вх}} p_c^2. \quad (7.6)$$

Емкость монтажа  $C_m$  для ламп с октальным цоколем может быть взята порядка  $10 \text{ n}\phi$ , а для миниатюрных и сверхминиатюрных ламп —  $4 \text{ n}\phi$ . Емкость конденсатора  $C_k$  принимаем равной чулю.

Если условие устойчивости выполняется, т. е.  $K_{\max} < K_{\text{уст}}$ , то можно переходить к следующему пункту расчета.

Если условие устойчивости не выполняется, то следует:

а) при отсутствии специальных требований к избирательности усилителя уменьшить коэффициент усиления напряжения до значения  $K_{\text{уст}}$  путем расширения полосы пропускания, которая определяется из выражения

$$2\Delta F' = \frac{S}{2\pi C_{\min} K_{\text{уст}}}; \quad (7.7)$$

б) увеличить емкость контура до значения

$$C = \frac{S}{2\pi(2\Delta F) K_{\text{уст}}}. \quad (7.8)$$

Однако увеличение емкости  $C$  ограничено значением  $C_{\max}$ , при котором минимальная индуктивность контура  $L_{\min}$  в достаточной мере должна превышать индуктивность ламповых вводов и монтажа. Практически принимают  $L_{\min} \geq 0,05 \text{ мкГн}$ ; тогда

$$C_{\max} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f_0^2 L_{\min}}, \quad (7.9)$$

где  $C$  определяется в  $\text{n}\phi$ ,  $L$  — в  $\text{мкГн}$  и  $f$  — в  $\text{кГц}$ ;

в) если  $C > C_{\max}$ , выбирают значение

$$C = C_{\max},$$

а для уменьшения усиления использовать неполное включение контура со стороны анода и определить коэффициент включения  $p_a$ :

$$p_a = \frac{K_{\text{уст}} \cdot 2\pi(2\Delta F) C_{\max}}{S}. \quad (7.10)$$

3. Определяем индуктивность контура (для случая  $C = C_{\max}$  индуктивность определять не следует, так как  $L = L_{\min}$ )

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f_0^2 C}, \quad (7.11)$$

где  $C$  --- одно из значений емкости контура, найденное в п. 2.

Здесь индуктивность  $L$  измеряется в  $\text{мкГн}$ , емкость  $C$  --- в  $\text{nF}$  и частота  $f$  --- в  $\text{кГц}$ .

Следует помнить, что  $L \geq 0,05 \text{ мкГн}$ ; в противном случае емкость  $C$  надо уменьшить, не нарушая условия устойчивости.

4. Определяем эквивалентное затухание контура  $d_3 = 1/Q_a$  из условия получения заданной полосы пропускания  $2\Delta F$  или более широкой ---  $2\Delta F'$  (в соответствии с п. 2а расчета):

$$d_3 = \frac{2\Delta F}{f_0}. \quad (7.12)$$

Эквивалентное затухание  $d_3$  слагается из собственного затухания контура  $d_k$  и затуханий, вносимых выходным сопротивлением лампы  $R_i$ , сопротивлением шунта  $R_a$  и входным сопротивлением последующего каскада  $R_{bx2}$ . В общем случае при неполном включении контура как со стороны анода, так и со стороны сетки

$$d_3 = d_k + p_a^2 \left( \frac{\omega_0 L}{R_i} + \frac{\omega_0 L}{R_a} \right) + p_c^2 \frac{\omega_0 L}{R_{bx2}}$$

затуханием, вносимым со стороны выхода лампы  $R_i$ , можно пренебречь за его малостью; тогда

$$d_3 = d_k + p_a^2 \frac{\omega_0 L}{R_a} + p_c^2 \frac{\omega_0 L}{R_{bx2}}. \quad (7.13)$$

5. Определяем эквивалентное резонансное сопротивление контура

$$R'_{oe} = \frac{\omega_0 L}{d_3}. \quad (7.14)$$

6. Определяем сопротивление  $R_a$  из условия, чтобы вносимое им затухание обеспечивало необходимое значение  $d_3$ , полагая при этом  $p_c = 1$ :

$$R_a = \frac{\omega_0 L}{d_3 - d_k - \frac{\omega_0 L}{R_{bx2}}} = \frac{\omega_0 L}{p_a^2}. \quad (7.15)$$

Значением  $d_k$  задаются порядка 0,01---0,005.

В этом выражении  $R_{bx2}$  характеризует входное сопротивление последующего каскада, поэтому при определении  $R_a$  для последнего каскада усилителя следует учесть, что  $R_{bx2}$  определяет входное

сопротивление смесителя. Для пентодного смесителя входное сопротивление следует принять равным удвоенному значению его входного сопротивления в режиме усиления.

Полученное значение  $R_a'$  не должно превышать значения  $R_a$ , при котором на аноде лампы получается необходимое постоянное напряжение  $U_{a0}$ :

$$R_a' = \frac{E_{a,i} - U_{a0}}{I_{a0}}, \quad (7.16)$$

где  $E_{a,i}$  — напряжение источника;

$I_{a0}$  — постоянная составляющая анодного тока в заданном режиме.

Если  $R_a > R_a'$ , то возможны два решения: либо сопротивление  $R_a$  блокируется дросселем с большой индуктивностью  $L_{dp} \approx (10 \div 20) L$ , либо выбирается схема с неполным включением контура со стороны сетки.

Для второго решения коэффициент включения со стороны сетки  $p_c$  принимается таким же, каким он был рассчитан в п. 2 в); этим самым обеспечивается условие устойчивости. Сопротивление  $R_a$  определяется из выражения

$$R_a = \frac{\omega_0 L}{d_s - d_k - p_c^2 \frac{\omega_0 L}{R_{bx2}}}. \quad (7.17)$$

Если снова  $R_a > R_a'$ , то используется любая схема с неполным включением со стороны анода или со стороны сетки, а сопротивление  $R_a$  блокируется дросселем.

7. Определяем емкость конденсатора  $C_k$  для любой из выбранных схем

$$C_k = C - C_{bx} p_a^2 - C_m - C_{bx} p_c^2, \quad (7.18)$$

где  $C$  — выбранное значение емкости контура.

## II. Схема с последовательным включением индуктивности (см. фиг. 7.7)

1. Тип лампы выбираем так же, как и для предыдущей схемы.

2. Определяем коэффициенты включения контура со стороны анода  $p_a$  и со стороны сетки  $p_c$ . В соответствии со схемой на фиг. 7.7 связь контура с анодной и сеточной цепями осуществляется через емкостный делитель напряжения, состоящий из емкостей  $C_1$  и  $C_2$ .

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= C_{a1} + C_{bx} + C_{m1}, \\ C_2 &= C_{a2} + C_{bx} + C_{m2}. \end{aligned} \right\} \quad (7.19)$$

Коэффициенты включения определяются выражениями

$$p_a = \frac{C_2}{C_1 + C_2}, \quad (7.20)$$

$$p_c = \frac{C_1}{C_1 + C_2}. \quad (7.21)$$

Значения емкостей дополнительных конденсаторов  $C_{d1}$  и  $C_{d2}$  первоначально принимаем равными нулю. Емкость монтажа принимаем  $C_{m1} = C_{m2} = C_m/2$ ; при этом емкостью  $C_m$  задается такой же, как в п. 2 разд. I расчета.

3. Определяем коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K = \frac{S p_a p_c}{2\pi C (2\Delta F)}, \quad (7.22)$$

где  $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$  — емкость контура.

4. Проверяем условие устойчивости каскада

$$K < K_{yct} = 0,42 \sqrt{\frac{S}{\omega C_{a.c}}}. \quad (7.23)$$

Если это условие не выполняется, то коэффициент усиления должен быть уменьшен до значения  $K_{ust}$ . Этого можно достичь за счет увеличения емкости контура  $C$ , которая определится выражением

$$C' = \frac{S p_a p_c}{K_{ust} 2\pi (2\Delta F)}. \quad (7.24)$$

Для того чтобы емкость контура имела значение  $C'$ , достаточно включить в схему один из дополнительных конденсаторов  $C_{d1}$  или  $C_{d2}$ .

Полагаем емкость  $C_2$  прежней, тогда

$$C_1 = \frac{C_2 C'}{C_2 - C'},$$

откуда

$$C_{d1} = C_1 - (C_{max} + C_{m1}). \quad (7.25)$$

После определения  $C_{d1}$  находят новые значения коэффициентов включения  $p_a$  и  $p_c$ , определяется коэффициент усиления напряжения и снова проверяется условие устойчивости.

5. Определяем индуктивность контура  $L$  так же, как в п. 3 разд. I расчета.

6. Определяем эквивалентное затухание контура  $d_a$  из условия получения заданной полосы  $2\Delta F$

$$d_a = \frac{2\Delta F}{f_0}.$$

Эквивалентное затухание для рассматриваемой схемы определяется выражением

$$d_3 = d_k + p_a^2 \left( \frac{\omega_0 L}{R_i} + \frac{\omega_0 L}{R_a} \right) + p_c^2 \left( \frac{\omega_0 L}{R_c} + \frac{\omega_0 L}{R_{bx2}} \right). \quad (7.26)$$

В приведенной формуле, кроме величин, указанных в п. 4 разд. I, добавлено затухание, вносимое в контур сеточным сопротивлением  $R_c$ .

7. Определяем сопротивление  $R_a$  так, чтобы вносимое им затухание обеспечивало необходимое значение  $d_3$ :

$$R_a = \frac{\omega_0 L}{\frac{d_3 - d_k - p_c^2 \left( \frac{\omega_0 L}{R_c} + \frac{\omega_0 L}{R_{bx2}} \right)}{p_a^2} - \frac{\omega_0 L}{R_i}}. \quad (7.27)$$

Так же как и в п. 5 разд. I, должно выполняться условие

$$R_a \leq R_a'.$$

В противном случае сопротивление  $R_a$  блокируют дросселем.

Значением сопротивления  $R_c$  задаются в пределах 0,5—1 Мом.

**Пример 7.1.**

#### Исходные данные

1. Рабочая частота  $f=100$  Мгц.
2. Число каскадов — 2.
3. Полоса пропускания каждого каскада  $2\Delta F=8$  Мгц.
4. Минимальный коэффициент усиления напряжения всего усилителя  $K_{min}=30$ .
5. Напряжение источника питания  $E_{a..i}=150$  в.
6. Смеситель собран на таком же типе лампы, как и усилитель.

#### Решение

Для заданной частоты выбираем схему с полным или автотрансформаторным включением контура (фиг. 7.5, 7.6, 7.7).

1. Выбираем сверхминиатюрный пентод типа 6Ж1Б с параметрами

$$S = 4,8 \text{ мА/в, } R_i = 200 \text{ ком, } C_{bx} = 4,8 \text{ нФ,}$$

$$C_{вых} = 3,8 \text{ нФ, } R_{bx} = \frac{k}{f^2} = \frac{60}{100^2} = 6 \text{ ком,}$$

$$U_{a0} = 120 \text{ в, } I_{a0} = 7,5 \text{ мА, } C_{a.c} = 0,03 \text{ нФ.}$$

2. Определяем коэффициент устойчивого усиления

$$K_{уст} = 0,42 \sqrt{\frac{S}{\omega C_{a.c}}} = 0,42 \sqrt{\frac{4,8 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 0,03 \cdot 10^{-12}}} = 6,6.$$

Находим емкость контура

$$C_{min} = C_k + C_{вых}P_a^2 + C_m + C_{bx}P_c^2 = 0 + 3,8 \cdot 1^2 + 8 + 4,8 \cdot 1^2 = 16,6 \text{ нФ.}$$

Определяем максимальное усиление

$$K_{\max} = \frac{S}{2\pi C_{\min}(2\Delta F)} = \frac{4,8 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 16,6 \cdot 10^{-12} \cdot 8 \cdot 10^6} = 5,8;$$

так как  $K_{\max} < K_{\text{уст}}$ , связь контура с анодом лампы выбираем полной ( $P_a = 1$ ).  
3. Находим индуктивность контура

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f_0^2 C_{\min}} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{(100 \cdot 10^3)^2 \cdot 16,6} = 0,152 \text{ мкГн.}$$

4. Определяем эквивалентное затухание контуров

$$d_3 = \frac{2\Delta F}{f_0} = \frac{8 \cdot 10^6}{100 \cdot 10^6} = 0,08.$$

5. Определяем эквивалентное резонансное сопротивление контура

$$R'_{oe} = \frac{\omega_0 L}{d_3} = \frac{6,28 \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 0,152 \cdot 10^{-6}}{0,08} = 1200 \text{ ом.}$$

6. Находим сопротивление  $R_{a1}$  первого каскада:

$$R_{a1} = \frac{\omega_0 L}{d_3 - d_k - \frac{\omega_0 L}{R_{bx2}}} = \frac{6,28 \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 0,152 \cdot 10^{-6}}{0,08 - 0,01 - \frac{6,28 \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 0,152 \cdot 10^{-6}}{6 \cdot 10^3}} \approx 1800 \text{ ом.}$$

Сопротивление  $R_{a2}$  принимаем равным  $R_{a1}$ , так как затухание, вносимое входным сопротивлением лампы, мало.

Находим

$$R'_a = \frac{E_a - U_{a0}}{I_{a0}} = \frac{150 - 120}{7,5 \cdot 10^{-3}} = 4 \text{ коМ,}$$

так как выполняется условие  $R_a < R'_a$ , выбираем значение  $R_a$  по ГОСТу:

$$R_a = 3,9 \text{ коМ.}$$

7. Определяем ёмкость конденсатора  $C_k$ : при  $P_a = 1$  и  $P_c = 1$  ёмкость  $C_k = 0$ .

8. Проверяем общий коэффициент усиления

$$K_{ob} = K_1 K_2 = 5,8^2 = 33.$$

$K_{ob}$  получился больше, чем заданное значение  $K_{\min}$ .

### § 7.3. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ РАДИОЧАСТОТЫ С ОБЩЕЙ СЕТКОЙ, УСИЛИТЕЛЯ ПО СХЕМЕ «ЗАЗЕМЛЕННЫЙ КАТОД — ЗАЗЕМЛЕННАЯ СЕТКА» И УСИЛИТЕЛЯ С ОБЩЕЙ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ТОЧКОЙ

(фиг. 7.8, 7.9, 7.10)

#### Исходные данные

1. Рабочая частота  $f_0$  в Мгц.
2. Полоса пропускания  $2\Delta F$  в Мгц.
3. Тип лампы смесителя.
4. Напряжение источника питания  $E_{a.i.}$ .

## Требуется определить

1. Тип лампы.
2. Параметры контура  $L$  и  $C$ .
3. Коэффициенты включения  $p_a$  и  $p_c$ , характеризующие связь контура с анодной цепью лампы и со входом последующего каскада.
4. Коэффициент усиления напряжения  $K$ .

## Порядок расчета

### I. Однокаскадный усилитель на триоде с общей сеткой (см. фиг. 7.8, а)

#### 1. Выбираем тип лампы.

Триод в усилителе с общей сеткой должен обладать высокой крутизной  $S$ , минимальной входной проводимостью  $G_{c,k}$ , малыми значениями входной и выходной емкостей  $C_{вх}=C_{c,k}$  и  $C_{вых}=C_{a,c}$  и возможно меньшей емкостью анод—катод  $C_{a,k}$ .

Высокое значение крутизны обеспечивает большое усиление напряжения и номинальной мощности и тем самым снижает коэффициент шума радиочастотного тракта. Малое значение входной проводимости  $G_{c,k}$  способствует уменьшению коэффициента шума усилителя.

От емкостей  $C_{вх}$  и  $C_{вых}$  зависит емкость контура и, следовательно, граничная частота усилителя. От величины емкости  $C_{a,k}$ , являющейся в схеме с общей сеткой проходной, зависит устойчивость каскада. В усилителе с общей сеткой применяются триоды 6С2П, 6Н3П, 6Н15П и пентоды в триодном включении 6Ж1П, 6Ж2П, 6Ж3П и др.

2. Выбираем схему усилителя так, чтобы его рабочая частота не превышала граничной частоты  $f_{rp}$ , обусловленной минимальным значением индуктивности контура  $L_{min}=0,05 \text{ мкГн}$ :

$$f_{rp} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{min} C_{min}}}. \quad (7.28)$$

Емкость контура  $C$  для схемы с неполным включением со стороны сетки (фиг. 7.8, а) определяется выражением

$$C = C_{вых} + 0,5C_m + p_c^2(C_{вх2} + 0,5C_m). \quad (7.29)$$

Полагая  $p_c^2 \ll 1$ , можно считать, что

$$C_{min} \approx C_{вых} + 0,5C_m. \quad (7.30)$$

Если  $f_0 \leq f_{rp}$ , то используется схема с неполным включением со стороны сетки; при невыполнении этого условия может быть применена схема с последовательной индуктивностью, расчет которой излагается ниже.

3. Определяем индуктивность контура  $L$  из формулы

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f^2 C_{\min}}. \quad (7.31)$$

Здесь  $L$  выражается в  $\text{мкГн}$ ,  $f$  — в  $\text{кгц}$  и  $C$  — в  $\text{nф}$ .

4. Определяем проводимость анодной нагрузки каскада  $G_n$ , которая слагается из резонансной проводимости контура  $G_k$  и приведенной к контуру входной проводимости лампы последующего каскада:

$$G'_{\text{вх2}} = p_c^2 G_{\text{вх2}},$$

таким образом:

$$G_n = G_k + G'_{\text{вх2}}. \quad (7.32)$$

При выборе  $G_n$  следует исходить из трех условий:

а) обеспечения заданной полосы пропускания  $2\Delta F$ .

Как известно:

$$2\Delta F = d_0 f = G_0 f = \frac{G_0}{2\pi C}, \quad (7.33)$$

где  $G_0 = G_i + G_n$  — эквивалентная проводимость анодной цепи, состоящая из проводимости анодной нагрузки  $G_n$  и проводимости лампы  $G_i = \frac{1}{R_i}$ .

Проводимость нагрузки, обеспечивающая заданную полосу:

$$G_n = G'_n = 2\pi C (2\Delta F) - G_i; \quad (7.34)$$

б) получения минимального значения коэффициента шума каскада, который достигается при согласовании входной цепи с фидером и обеспечивается, как показал Х. И. Виленский, выбором оптимального значения входной проводимости каскада  $G_{\text{вх.о.с.опт}}$ . Входная проводимость каскада с общей сеткой слагается из входной проводимости лампы  $G_{\text{вх}}$  и проводимости  $G_0$ , обусловленной протеканием через входную цепь лампы анодного тока. Проводимость  $G_0$  равна динамической крутизне усилительной лампы

$$S_d = \frac{S}{1 + \frac{G_i}{G_n}} \quad (7.35)$$

и может изменяться под влиянием нагрузки  $G_n$ .

Таким образом:

$$G_{\text{вх.о.с}} = G_{\text{вх}} + S_d. \quad (7.36)$$

Значение оптимальной динамической крутизны определяется выражением

$$S_{d,\text{опт}} = G_{\text{вх}} \left( \sqrt{1 + \frac{5}{R_{\text{ш.л}} G_{\text{вх}}}} - 1 \right), \quad (7.37)$$

где  $R_{\text{ш.л}}$  — шумовое сопротивление лампы.

После нахождения значения  $S_{d,\text{опт}}$  легко найти оптимальную проводимость нагрузки  $G''_n$  из выражения

$$G_n = G''_n = \frac{S_{d,\text{опт}} \cdot G_l}{S - S_{d,\text{опт}}} ; \quad (7.38)$$

в) обеспечения устойчивости каскада.

Условие устойчивости каскада с общей сеткой характеризуется выражением

$$G_n = G''_n \geq 0,5G_l \left( \sqrt{1 + \frac{\omega_0 C_{a,k}}{G_l}} - 1 \right). \quad (7.39)$$

Из трех полученных значений проводимости нагрузки  $G_n$  надо выбрать такое, которое прежде всего удовлетворяет условию устойчивости, т. е.  $G_n \geq G''_n$ . Если при этом  $G''_n > G'_n$  и  $G''_n > G_n$ , то приведенное выше решение является единственным возможным. Во всех остальных случаях следует учитывать, что при выборе значения  $G_n > G'_n$  полоса пропускания по сравнению с заданной расширяется; если проводимость  $G_n$  отличается от оптимального значения  $G''_n$ , коэффициент шума превышает свое минимальное значение.

5. Определяем приведенную к контуру входную проводимость последующего каскада  $G'_{bx2}$ .

Как видно из формулы (7.32)

$$G'_{bx2} = G_n - G_k, \quad (7.40)$$

где  $G_k = 2\pi f C_{min} d_k$ ;

значением  $d_k$  задаются в пределах 0,01—0,005.

6. Определяем коэффициент включения контура со стороны сетки последующего каскада (обычно смесителя)  $p_c$  из выражения

$$p_c = \sqrt{\frac{G'_{bx2}}{G_{bx2}}}. \quad (7.41)$$

Здесь  $G_{bx2}$  является входной проводимостью смесителя.

При использовании триодного смесителя его входная проводимость определяется выражением

$$G_{bx2} = G_{bx,cm} = \frac{1}{2} G_{bx} + S \frac{C_{a,c}}{C_h}, \quad (7.42)$$

где  $G_{bx}$  — входная проводимость триода в режиме усиления;

$C_h$  — емкость анодной нагрузки смесителя, значение которой может быть взято приближенно в пределах 12—18  $nF$ .

Заметим, что второй член выражения (7.42) характеризует активную составляющую входной проводимости смесителя, обусловленную обратной связью через емкость сетка—анод.

Полученное из выражения (7.41) значение  $p_c$  не должно превышать единицы; если  $p_c$  окажется больше единицы, то это означает,

что величина  $G_{\text{вх}2}$  недостаточна для обеспечения выбранного значения  $G_n$ . В этом случае принимают  $p_c=1$  и включают параллельно дросселю Др (фиг. 7.8, а) шунт с проводимостью

$$G_a = G'_{\text{вх}2} - G_{\text{вх}2}. \quad (7.43)$$

В том случае, когда сопротивление шунта  $R_a$  невелико, дроссель Др из схемы можно исключить.

7. Определяем полосу пропускания каскада (для случая, когда  $G_n = G'_n$ , полоса пропускания соответствует заданному значению):

$$2\Delta F = \frac{G_s}{2\pi C} = \frac{G_n + G_t}{2\pi C}. \quad (7.44)$$

8. Определяем коэффициент усиления напряжения

$$K = \frac{S p_c}{2\pi C (2\Delta F)}. \quad (7.45)$$

9. Определяем входную проводимость каскада, значение которой требуется при расчете входной цепи, по формуле

$$G_{\text{вх.о.с}} = G_{\text{вх}} + S_d.$$

Значение  $S_d$  находят из выражения (7.35).

II. Однокаскадный усилитель на триоде с общей сеткой  
с последовательной индуктивностью  
(фиг. 7.8, б)

Схема, приведенная на фиг. 7.8, б, применяется тогда, когда рабочая частота в схеме с общей сеткой (фиг. 7.8, а) превышает граничную частоту.

1. Определяем граничную частоту по формуле (7.28).

В ней общая емкость контура

$$C = C_{\text{min}} = \frac{C_{1\text{min}} C_{2\text{min}}}{C_{1\text{min}} + C_{2\text{min}}}, \quad (7.46)$$

где

$$C_{1\text{min}} = C_{\text{вых}} + 0,5C_m;$$

$$C_{2\text{min}} = C_{\text{вх}2} + 0,5C_m.$$

Необходимо, чтобы  $f < f_{\text{гр}}$ , так как в процессе расчета емкость  $C_1$  может быть увеличена по сравнению со значением  $C_{1\text{min}}$  и тогда граничная частота уменьшится.

2. Определяем индуктивность контура по формуле (7.31).

3. Определяем проводимость анодной нагрузки каскада исходя из трех условий, указанных в п. 4 разд. I.

4. Определяем емкость  $C_1$  из условия, что будет получено необходимое значение проводимости  $G_n$ .

Под проводимостью  $G_n$  для схемы с последовательной индуктивностью следует подразумевать проводимость анодной нагрузки, пересчитанную к выходу лампы (точки анод—сетка), которая определяется выражением

$$G_n = (G_k + G'_{bx2}) \frac{1}{p_a^2}, \quad (7.47)$$

где  $p_a = \frac{C_2}{C_1 + C_2}$  — коэффициент включения контура со стороны анода.

Полагая  $G'_{bx2} \gg G_k$  и принимая во внимание выражение  $G'_{bx2} = p_c^2 C_{bx2}$ , где  $p_c = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$ , получим

$$G_n = G_{bx2} \frac{p_c^2}{p_a^2} = G_{bx2} \frac{C_1^2}{C_2^2},$$

откуда

$$C_1 = C_2 \sqrt{\frac{G_n}{G_{bx2}}}. \quad (7.48)$$

При этом

$$C_2 = C_{2\min} \approx C_{bx} + 0,5C_m.$$

Значение  $C_1$  может отличаться от значения  $C_{1\min}$ , поэтому в схему включается дополнительная емкость  $C_d$ , определяемая из выражения

$$C_d = C_1 - C_{1\min}. \quad (7.49)$$

5. Проверяем повторно условие

$$f_0 \leq f_{rp}$$

при новом значении емкости  $C_1$ . При невыполнении условия следует выбрать лампу с меньшим значением емкостей  $C_{вых}$  и  $C_{bx}$ .

6. Определяем полосу пропускания каскада по формуле (7.44).

7. Определяем коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K = \frac{S p_c p_a}{2 \pi C (2 \Delta F)}. \quad (7.50)$$

8. Определяем входную проводимость каскада

$$G_{bx.o.c} = G_{bx} + S_d.$$

**Пример 7.2.** Рассчитать однокаскадный усилитель на триоде по схеме с общей сеткой.

#### Исходные данные

1. Рабочая частота  $f = 230 \text{ МГц}$ .
2. Число каскадов — один.
3. Полоса пропускания  $2\Delta F \geq 7 \text{ МГц}$ .

4. Минимальный коэффициент усиления напряжения  $K_{\min} = 5$ .  
 5. Напряжение источника питания  $E_{a..u} = 180 \text{ в}$ .  
 6. Смеситель собран на одном триоде лампы типа 6Н3П с параметрами

$$S = 4,9 \text{ ма/в}, \quad R_{bx} = \frac{k}{f^2} = \frac{20}{230^2} = 377 \text{ ом}, \\ C_{a.c} = 1,3 \text{ нФ}.$$

### Решение

1. Выбираем миниатюрный триод типа 6С2П с параметрами  $S = 12 \text{ ма/в}$ ,  $R_s = 4,6 \text{ ком}$ ,  $C_{bx} = 5,5 \text{ нФ}$ ,  $C_{a.c} = 4,15 \text{ нФ}$ ,  $C_{a..u} = 0,35 \text{ нФ}$ ,  $\mu = 55$ ,

$$R_{bx} = \frac{k}{f^2} = \frac{42}{230^2} = 800 \text{ ом}, \quad U_{a0} = 150 \text{ в}, \\ I_{a0} = 14,5 \text{ ма}, \quad R_{ш..л} = 210 \text{ ом}.$$

2. Определяем граничную частоту  $f_{gr}$ , для этого предварительно находим  $C_{\min}$ :

$$C_{\min} \approx C_{bx} + 0,5C_a = 4,15 + 0,5 \cdot 6 \approx 7,15 \text{ нФ},$$

$$f_{gr} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\min} C_{\min}}} = \frac{1}{6,28 \sqrt{0,05 \cdot 10^{-6} \cdot 7,15 \cdot 10^{-12}}} = 266 \text{ МГц}.$$

Так как  $f < f_{gr}$ , используем схему с неполным включением контура со стороны сетки (см. фиг. 7.8, а).

3. Определяем индуктивность контура

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f^2 C_{\min}} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{(230 \cdot 10^3)^2 \cdot 7,15} = 0,067 \text{ мкГн}.$$

4. Определяем проводимость анодной нагрузки:

а) из условия обеспечения заданной полосы

$$G_i = G'_h = 2\pi C (2\Delta F) = G_i = 6,28 \cdot 7,15 \cdot 10^{-12} \cdot 7 \cdot 10^6 = 218 \cdot 10^{-6} = 95 \text{ мкмо},$$

здесь

$$G_i = \frac{1}{R_i} = \frac{10^6}{4600} = 218 \text{ мкмо};$$

б) из условия получения минимального коэффициента шума. Предварительно находим оптимальную динамическую крутизну лампы

$$S_{d.опт} = G_{bx} \left( \sqrt{1 + \frac{5}{R_{ш..л} G_{bx}}} - 1 \right) = \\ = 1250 \cdot 10^{-6} \left( \sqrt{1 + \frac{5}{210 \cdot 1250 \cdot 10^{-6}}} - 1 \right) = 4370 \text{ мкмо}.$$

Здесь

$$G_{bx} = \frac{1}{R_{bx}} = \frac{1}{800} = 1250 \text{ мкмо},$$

$$G_h = G''_h = \frac{S_{d.опт} G_i}{S - S_{d.опт}} = \frac{4370 \cdot 218}{12000 - 4370} = 124 \text{ мкмо};$$

в) из условия обеспечения устойчивости каскада

$$G_{\text{н}} = G_{\text{н}}'' \geq 0,5G_i \left( \sqrt{1 + \left( \frac{\omega_0 C_{\text{а.к}}}{G_i} \right)^2} - 1 \right) = \\ = 0,5 \cdot 218 \left( \sqrt{1 + \left( \frac{6,28 \cdot 230 \cdot 10^6 \cdot 0,35 \cdot 10^{-12}}{218 \cdot 10^6} \right)^2} - 1 \right) = 167 \text{ мкмо.}$$

Выбираем проводимость нагрузки

$$G_{\text{н}} = 167 \text{ мкмо.}$$

Выбранное значение проводимости нагрузки не равно оптимальному значению и не обеспечивает минимального коэффициента шума.

5. Предварительно определив проводимость контура

$$G_{\text{к}} = 2\pi f C_{\text{min}} d_{\text{к}} = 6,28 \cdot 230 \cdot 10^6 \cdot 7,15 \cdot 10^{-12} \cdot 0,01 = 103 \text{ мкмо,}$$

находим проводимость

$$G'_{\text{вх2}} = G_{\text{н}} - G_{\text{к}} = 167 - 103 = 64 \text{ мкмо.}$$

6. Предварительно определив входную проводимость смесителя

$$G_{\text{вх.см}} = \frac{1}{2} G_{\text{вх}} + S \frac{C_{\text{а.с}}}{C_{\text{н}}} = \frac{1}{2} \frac{10^6}{377} + 4900 \frac{1,3}{15} = 1750 \text{ мкмо,}$$

находим коэффициент включения со стороны сетки

$$p_c = \sqrt{\frac{G'_{\text{вх2}}}{G_{\text{вх.см}}}} = \sqrt{\frac{64}{1750}} = 0,191.$$

7. Определяем полосу пропускания каскада

$$2\Delta F = \frac{G_{\text{н}} + G_i}{2\pi C} = \frac{(167 + 218) \cdot 10^{-6}}{6,28 \cdot 7,15 \cdot 10^{-12}} = 8,6 \text{ мгц,}$$

что удовлетворяет требованию к усилителю.

8. Определяем коэффициент усиления напряжения

$$K = \frac{Sp_c}{2\pi C (2\Delta F)} = \frac{12 \cdot 10^{-3} \cdot 0,191}{6,28 \cdot 7,15 \cdot 10^{-12} \cdot 8,6 \cdot 10^6} = 5,9$$

$K > K_{\text{min}}$ , что соответствует заданным условиям.

9. Определяем входную проводимость каскада  $G_{\text{вх.о.с.}}$ . Для этого находим:

$$S_d = \frac{S}{1 + \frac{G_i}{G_{\text{н}}}} = \frac{12000}{1 + \frac{218}{167}} = 5200 \text{ мкмо,}$$

после чего

$$G_{\text{вх.о.с.}} = G_{\text{вх}} + S_d = 1250 + 5200 = 6450 \text{ мкмо.}$$

III. Усилитель по схеме «заземленный катод—заземленная сетка» (см. фиг. 7.9)

1. Выбираем тип лампы.

В первом каскаде, включенном по схеме с общим катодом, используется триод с возможно большей крутизной  $S_1$ , малой входной проводимостью  $G_{\text{вх1}}$  и минимальной входной емкостью

$C_{\text{вх1}}$ . При таком выборе лампы обеспечивается повышение усиления напряжения первого каскада, ослабляется влияние лампы на входную цепь и повышается граничная частота входного контура. Для этих целей, кроме триодов, применяют также пентоды в триодном включении 6Ж1П, 6Ж2П, 6Ж3П и др.

Во втором каскаде, включенном по схеме с общей сеткой, используются лампы, указанные в п. 1 разд. I расчета.

Помимо указанных рекомендаций в обоих каскадах можно применять двойной триод 6Н14П.

2. Выбираем схему второго каскада с общей сеткой (см. п. 2 разд. I). При этом емкость  $C_2$  определяется формулой (7.29).

3. Определяем индуктивность контура второго каскада  $L_2$  по формуле (7.31).

4. Определяем проводимость анодной нагрузки второго каскада  $G_{\text{н2}}$  из двух условий:

а) обеспечения заданной полосы пропускания по формуле (7.34);

б) обеспечения устойчивости каскада из выражения (7.39).

Выбираем наибольшее значение  $G_{\text{н2}}$ .

5. Определяем значения  $G_{\text{вх3}}$ ,  $p_{c2}$ ,  $2\Delta F_2$  и  $K_2$  так же, как и в п. 5, 6, 7, 8 разд. I.

6. Определяем входную проводимость каскада с общей сеткой

$$G_{\text{вх.о.с}} = G_{\text{вх2}} + S_{\text{д2}}, \quad (7.51)$$

$S_{\text{д2}}$  находим по формуле (7.35).

7. Определяем минимальную емкость контура первого каскада из выражения

$$C_1 = C_{\min} = C_{\text{вых1}} + C_{\text{вх2}} + C_m. \quad (7.52)$$

8. Определяем коэффициент усиления напряжения первого каскада и проверяем его устойчивость

$$K_1 = \frac{S_1}{2\pi C_1 (2\Delta F_1)}. \quad (7.53)$$

Принимая во внимание формулу (7.33), получим

$$K_1 = \frac{S_1}{G_3} = \frac{S_1}{G_{l1} + G_{k1} + G_{\text{вх2}}}.$$

Учитывая, что

$$G_{\text{вх2}} \gg G_{k1} \quad \text{и} \quad G_{\text{вх2}} \gg G_{l1},$$

имеем

$$K_1 \approx \frac{S_1}{G_{\text{вх2}}}. \quad (7.54)$$

Находим значение устойчивого усиления по формуле (7.4) и проверяем условие  $K_1 \leq K_{\text{уст}}$ .

Если условие не выполняется, то емкость  $C_1$  следует увеличить и определить по формуле

$$C_1 = \frac{S_1}{2\pi K_{\text{уст}} \cdot (2\Delta F_1)}.$$

Увеличение емкости  $C_1$  достигается включением дополнительного конденсатора

$$C_d = C_1 - C_{1\min}.$$

9. Определяем индуктивность контура первого каскада по формуле (7.31).

10. Определяем общее усиление

$$K_{\text{общ}} = K_1 \cdot K_2.$$

#### IV. Усилитель с общей промежуточной точкой (см. фиг. 7. 10)

В усилителе с общей промежуточной точкой условия работы анодной цепи сохраняются такими же, как и в схеме усилителя с общей сеткой; в связи с этим на расчет каскада с общей промежуточной точкой может быть распространена методика, принятая для усилителя с общей сеткой. При расчете следует учесть, что в связи с компенсацией междуэлектродных емкостей отпадает необходимость в расчетах, связанных с выполнением условий устойчивости; поэтому в п. 4 разд. I расчета при определении проводимости нагрузки  $G_n$  следует исходить только из первых двух условий.

В п. 9 расчета при определении входной проводимости каскада значение  $S_d$  в формуле (7.36) следует заменить на  $pS_d$ ; тогда  $G_{\text{вх.опт}} = G_{\text{вх}} + pS_d$ , где  $p$  — коэффициент включения, характеризующий положение общей промежуточной точки; рекомендуется выбирать значение  $p = 0,2 \div 0,3$ .

Для определения емкости подстроичного конденсатора  $C_n$ , предназначенного для компенсации обратных связей через междуэлектродные емкости, используют выражение

$$C_n = C_{a.c} \frac{1-p}{p} - C_{a.k}.$$

#### § 7.4. РАСЧЕТ ВХОДНОЙ ЦЕПИ ДИАПАЗОНА МЕТРОВЫХ ВОЛН Исходные данные

1. Рабочая частота  $f$  в  $M\text{гц}$ .

2. Полоса пропускания  $2\Delta F$  в  $M\text{гц}$ .

3. Волновое сопротивление фидера  $\rho_\Phi$  или его проводимость

$$G_\Phi = \frac{1}{\rho_\Phi}.$$

4. Схема и тип лампы первого каскада усилителя.

5. Входная проводимость первого каскада  $G_{\text{вх}}$ .

Следует заметить, что для схемы с общим катодом входная проводимость каскада равна входной проводимости лампы; для схемы с общей сеткой входная проводимость каскада  $G_{\text{вх.о.с}}$  отличается от входной проводимости лампы и должна быть известна из расчета усилителя.

Требуется определить

1. Параметры контура  $L$  и  $C$ .
2. Коэффициент передачи  $K_{\text{вх}}$ .
3. Величины, характеризующие связь контура с фидером и контура с входом первого каскада.
4. Полосу пропускания  $2\Delta F$  (для проверки).

### Порядок расчета

#### I. Схемы с автотрансформаторным и трансформаторным входом (см. фиг. 7.1, 7.2)

1. Выбираем схему входной цепи.
2. Определяем резонансную проводимость контура и его емкость в зависимости от схемы первого каскада усилителя.

Для схемы с общим катодом. Наиболее выгодным режимом входной цепи является режим, при котором проводимость фидера согласована с проводимостью входа приемника. Наряду с режимом согласования следует стремиться к получению минимального коэффициента шума. В соответствии с рекомендациями Х. М. Виленского минимальное значение коэффициента шума в режиме согласования достигается при условии выбора оптимального значения резонансной проводимости по формуле

$$G_{\text{k.вх}} = G_{\text{k.вх.опт}} = G_{\text{вх}} \left( \frac{1}{\sqrt{R_{\text{ш.л}} G_{\text{вх}}}} - 1 \right). \quad (7.55)$$

Емкость контура находится из выражения

$$C = \frac{G_{\text{k.вх.опт}}}{2\pi f d_k}, \quad (7.56)$$

затуханием контура  $d_k$  задаются в пределах 0,01—0,005.

Для схемы с общей сеткой. Определяем суммарную емкость контура

$$C = C_{\text{вх}} + C_m, \quad (7.57)$$

где  $C_{\text{вх}}$  — емкость входа лампы первого каскада;

$C_m$  — емкость монтажа, выбираемая так же, как и при расчете УРЧ.

По величине емкости контура определяется его резонансная проводимость

$$G_{\text{k.вх}} = 2\pi f C d_k. \quad (7.58)$$

### 3. Определяем индуктивность контура

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f^2 C}.$$

Здесь индуктивность  $L$  выражена в  $\mu\text{Гн}$ , частота  $f$  в  $\text{кГц}$  и емкость  $C$  в  $\text{nF}$ .

Значение  $L$  не должно быть меньше  $L_{\min} = 0,05 \mu\text{Гн}$ .

4. Определяем трансформированную ко входу лампы проводимость фидера, которая при условии согласования фидера со входом первого каскада равна суммарной проводимости контура и входа первого каскада:

$$G'_\phi = G_{\text{к.вх}} + G_{\text{вх}}. \quad (7.59)$$

Если первым каскадом усилителя является схема с общей сеткой, то  $G_{\text{вх}}$  следует заменить величиной  $G_{\text{вх.о.с.}}$ .

### 5. Определяем полосу пропускания

$$2\Delta F = \frac{G_{\text{вх.и}}}{2\pi C}. \quad (7.60)$$

Здесь  $G_{\text{вх.и}}$  — суммарная проводимость входной цепи, состоящая из проводимости контура, проводимости входа первого каскада и трансформированной проводимости фидера:

$$G_{\text{вх.и}} = G_{\text{к.вх}} + G_{\text{вх}} + G'_\phi. \quad (7.61)$$

В режиме согласования

$$G_{\text{вх.и}} = 2G'_\phi. \quad (7.62)$$

Если полученная полоса пропускания окажется шире заданной, а требования к ней являются достаточно жесткими, то сужение полосы может быть произведено следующими методами:

а) увеличением емкости контура. При использовании в первом каскаде схемы с общей сеткой определяют значение емкости, соответствующее заданной полосе  $2\Delta F$ :

$$C = \frac{G_{\text{вх.и}}}{2\pi (2\Delta F)}, \quad (7.63)$$

после чего расчет производят заново.

Увеличение емкости обеспечивается включением конденсатора

$$C_d = C - C_m - C_{\text{вх}}.$$

При использовании в первом каскаде схемы с общим катодом изменять значение емкости контура допускается только в том случае, когда оно определяется не по формуле (7.55);

б) введением добавочной автотрансформаторной связи контура со входом лампы, благодаря чему влияние лампы на контур уменьшается и полоса пропускания сужается. Коэффициент включения

контура со стороны входа лампы в этом случае определяется из формулы

$$p_{\text{вх}} = \sqrt{\frac{2\pi f C}{G_{\text{вх}}} \left[ \frac{(2\Delta F)}{2f} - d_{\kappa} \right]}. \quad (7.64)$$

При таком изменении схемы расчет производится заново; формулы (7.55), (7.57) заменяются новыми выражениями

$$G_{\kappa, \text{вх}} = G_{\kappa, \text{вх.опт}} = p_{\text{вх}}^2 \left[ G_{\text{вх}} \left( \frac{1}{\sqrt{R_{\text{ш.л}} G_{\text{вх}}}} - 1 \right) \right], \quad (7.65)$$

$$C = p_{\text{вх}}^2 C_{\text{вх}} + C_{\text{м}}. \quad (7.66)$$

Следует заметить, что такое усложнение схемы из конструктивных соображений является нежелательным.

6. Определяем коэффициент передачи входной цепи в режиме согласования

$$K_{\text{вх.ц}} = \frac{p_{\text{вх}}}{2} \sqrt{\frac{G_{\phi}}{G'_{\phi}}}. \quad (7.67)$$

При использовании полного включения контура со стороны входа следующего каскада  $p_{\text{вх}} = 1$ .

7. Определяем величины, характеризующие связь контура с фидером в режиме согласования:

для схемы с автотрансформаторным входом находим коэффициент автотрансформаторного включения

$$p_{\phi} = \sqrt{\frac{G'_{\phi}}{G_{\phi}}}, \quad (7.68)$$

для схемы с трансформаторным входом определяем индуктивность катушки связи

$$L_{\text{cb}} = \frac{p_{\phi}}{2\pi f}. \quad (7.69)$$

Коэффициент связи

$$k = \sqrt{d_{\text{вх.ц}}}. \quad (7.70)$$

Здесь  $d_{\text{вх.ц}}$  — затухание входной цепи определяется выражением

$$d_{\text{вх.ц}} = 2\pi f L G_{\text{вх.ц}}. \quad (7.71)$$

Коэффициент взаимоиндукции

$$M = k \sqrt{L_{\text{cb}} L}. \quad (7.72)$$

II. Схема с последовательным включением индуктивности  
(см. фиг. 7.3)

1. Определяем емкость  $C_2$ :

$$C_2 = C_d + C_m + C_{bx}. \quad (7.73)$$

Здесь  $C_d$  — емкость дополнительного конденсатора, которая может быть взята в пределах 5—20  $n\mu$ . Для получения максимального коэффициента передачи входной цепи дополнительный конденсатор не включается —  $C_d = 0$ ;

$C_m$  — емкость монтажа выбирается в пределах 2—4  $n\mu$ .

2. Определяем емкость  $C_1$  из условия обеспечения режима согласования с фидером

$$C_1 = C_2 \sqrt{\frac{G_\Phi}{G_{bx}}}. \quad (7.74)$$

3. Определяем емкость контура

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}. \quad (7.75)$$

4. Определяем резонансную проводимость контура

$$G_{k,bx} = 2\pi f C d_k. \quad (7.76)$$

5. Определяем коэффициенты включения контура со стороны фидера  $p_\Phi$  и со стороны входа лампы  $p_{bx}$ :

$$p_\Phi = \frac{C_2}{C_1 + C_2}, \quad (7.77)$$

$$p_{bx} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}. \quad (7.78)$$

6. Проверяем полосу пропускания

$$2\Delta F = \frac{G_{bx,u}}{2\pi C}, \quad (7.79)$$

где

$$G_{bx,u} = G_{k,bx} + p_{bx}^2 G_{bx} + p_\Phi^2 G_\Phi. \quad (7.80)$$

Если полученная полоса пропускания окажется шире заданной, то при необходимости она может быть сужена увеличением емкости контура. Для этого изменяется емкость дополнительного конденсатора  $C_d$  и расчет производится заново.

7. Определяем индуктивность контура

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{C f_0^2}. \quad$$

8. Определяем коэффициент передачи входной цепи в режиме согласования

$$K_{\text{вх.ц}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_\phi}{G_{\text{вх}}}}. \quad (7.81)$$

9. Определяем индуктивность дросселя

$$L_{\text{др}} = (10 \div 20) L. \quad (7.82)$$

**Пример 7.3.** Рассчитать входную цепь усилителя радиочастоты.

#### Исходные данные

1. Рабочая частота  $f = 230 \text{ МГц}$ .
2. Полоса пропускания  $2\Delta F \geq 10 \text{ МГц}$ .
3. Волновое сопротивление фидера  $\rho_\phi = 75 \text{ ом}$ ,

$$G_\phi = \frac{1}{\rho_\phi} = 13400 \text{ мкмо.}$$

4. Первый каскад усилителя собран на триоде типа 6С2П по схеме с общей сеткой (см. пример 7.2).

5. Входная проводимость каскада

$$G_{\text{вх.о.с}} = 6450 \text{ мкмо.}$$

#### Решение

1. Выбираем автотрансформаторную схему (см. фиг. 7.2).

2. Определяем суммарную емкость контура и его резонансную проводимость

$$C = C_{\text{вх}} + C_{\text{м}} = 5,5 + 3,5 = 9 \text{ пФ},$$

$$G_{\text{к.вх}} = 2\pi f C d_k = 6,28 \cdot 230 \cdot 10^6 \cdot 9 \cdot 10^{-12} \cdot 0,01 = 130 \text{ мкмо.}$$

3. Определяем индуктивность контура

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f^2 C} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{230^2 \cdot 10^6 \cdot 9} = 0,053 \text{ мкгн.}$$

4. Определяем трансформированную проводимость фидера

$$G'_\phi = G_{\text{к.вх}} + G_{\text{вх.о.с}} = 130 + 6450 = 6580 \text{ мкмо.}$$

5. Проверяем полосу пропускания

$$2\Delta F = \frac{G_{\text{вх.ц}}}{2\pi C} = \frac{2G'_\phi}{2\pi C} = \frac{13160 \cdot 10^{-6}}{6,28 \cdot 9 \cdot 10^{-12}} = 230 \text{ МГц.}$$

Отметим, что столь широкая полоса пропускания является результатом значительной входной проводимости, свойственной каскаду с общей сеткой.

6. Определяем коэффициент передачи входной цепи в режиме согласования

$$K_{\text{вх.ц}} = \frac{P_{\text{вх}}}{2} \sqrt{\frac{G_\phi}{G'_\phi}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{13400}{6580}} = 0,7.$$

7. Определяем коэффициент автотрансформаторного включения контура со стороны фидера

$$p_{\Phi} = \sqrt{\frac{G'_{\Phi}}{G_{\Phi}}} = \sqrt{\frac{6580}{13\,400}} = 0,7.$$

## § 7.5. РАСЧЕТ ОБЩИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ РАДИОЧАСТОТНОГО ТРАКТА ПРИЕМНИКОВ МЕТРОВЫХ ВОЛН

К общим показателям радиочастотного тракта приемника можно отнести коэффициент шума, выходную проводимость, коэффициент усиления номинальной мощности, коэффициент усиления напряжения и выходное напряжение, которое подводится ко входу смесителя.

Коэффициент шума радиочастотного тракта зависит от коэффициента шума и коэффициента усиления номинальной мощности каждого каскада радиочастотного тракта.

Коэффициентом усиления номинальной мощности каскада называется отношение максимальной выходной мощности к максимальной входной мощности, получаемых в режиме согласования.

Усилитель радиочастоты содержит обычно не более двух каскадов; коэффициент шума такого усилителя определяется выражением

$$N_{ш. ТРЧ} = N_{ш1} + \frac{N_{ш2} - 1}{K_{P_{ш1}}}, \quad (7.83)$$

где  $N_{ш1}$  и  $N_{ш2}$  — коэффициенты шума первого и второго каскадов;  $K_{P_{ш1}}$  — коэффициент усиления номинальной мощности первого каскада.

Выходная проводимость радиочастотного тракта — это ничто иное, как выходная проводимость последнего каскада УРЧ. Значение выходной проводимости ТРЧ используется при расчете преобразователя частоты.

### Исходные данные

1. Схема усилителя, число каскадов и типы усилительных ламп с их параметрами.

2. Резонансная проводимость входного контура  $G_{к.вх.}$ .

3. Коэффициент включения входного контура со стороны входа лампы  $p_{вх.}$ .

4. Резонансные проводимости контуров первого и второго каскадов  $G_{к1}$ ,  $G_{к2}$ .

5. Коэффициенты включения контуров со стороны анодов и сеток ламп  $p_{a1}$ ,  $p_{a2}$  и  $p_{c1}$ ,  $p_{c2}$ .

6. Коэффициенты усиления напряжения каскадов  $K_1$ ,  $K_2$  и коэффициент передачи входной цепи  $K_{вх.}$ .

7. Напряжение, подводимое ко входной цепи,  $E_{вх.л.}$ .

8. Для каскада на триоде с общей сеткой и каскада с общей промежуточной точкой дополнительно должна быть известна динамическая крутизна лампы  $S_d$ .

9. Для последнего каскада с общим катодом дополнительно должно быть известно сопротивление шунта  $R_a$ .

### Требуется определить

1. Коэффициенты шума каждого каскада  $N_{ш1}$ ,  $N_{ш2}$ .

2. Выходную проводимость радиочастотного тракта  $G_{вых\ ТРЧ}$ .

3. Коэффициенты усиления номинальной мощности каждого каскада и всего радиочастотного тракта  $K_{P_{ш1}}$ ,  $K_{P_{ш2}}$ ,  $K_{P_{ш\ ТРЧ}}$ .

4. Коэффициент шума радиочастотного тракта  $N_{ш\ ТРЧ}$ .

### Порядок расчета

1. Определяем коэффициент шума:

а) для первого каскада усилителя на триоде или пентоде, выполненного по схеме с общим катодом при условии, что значение проводимости входного контура  $G_{к.вх}$  соответствует оптимальной величине  $G_{к.вх.опт}$ , найденной из выражения (7.55):

$$N_{ш1\ min} = 2 + 8 \sqrt{R_{ш.л} G_{вх1}};$$

б) для каскада, которому предшествует входная цепь и который выполнен на триоде по схеме с общей сеткой при условии согласования входной цепи с фидером:

$$N_{ш1} = 1 + \frac{1}{G'_{к.вх} + G_{вх1} + S_d} \times \\ \times [G'_{к.вх} + 5G_{вх1} + R_{ш.л} (2G'_{к.вх} + 2G_{вх1} + S_d)^2], \quad (7.84)$$

где  $G'_{к.вх} = \frac{G_{к.вх}}{p_{вх}^2}$  — проводимость входного контура, приведенная к входу лампы;

в) для каскада, которому предшествует входная цепь и который выполнен на триоде по схеме с общей промежуточной точкой при условии согласования входной цепи с фидером, используется формула (7.84), в которой величина  $S_d$  заменяется произведением  $pS_d$ . Здесь  $p$  — коэффициент включения, характеризующий положение промежуточной точки;

г) для второго каскада на триоде или пентоде, выполненного по схеме с общим катодом:

$$N_{ш2} = 1 + \frac{5G_{вх2}}{G_{вых1}} + \frac{R_{ш.л} (G_{вых1} + G_{вх2})^2}{G_{вых1}}. \quad (7.85)$$

Здесь  $G_{вых1} = G_{i1} + G_{k1}$  — выходная проводимость первого каскада с общим катодом;

д) для второго каскада с общей сеткой в комбинированной схеме «заземленный катод—заземленная сетка».

$$N_{ш2} = 1 + \frac{5G_{вх2} + G_{к2}}{G_{вых1}} + R_{шл.2} \frac{(G_{вых1} + G_{вх2})^2}{G_{вых1}}. \quad (7.86)$$

2. Определяем выходную проводимость последнего каскада усилителя:

а) для усилителя на триодах или пентодах с общим катодом выходная проводимость определяется выражением

$$G_{вых} = (G_i + G_a) p_a^2 + G_k, \quad (7.87)$$

где

$$G_i = \frac{1}{R_t}; \quad G_a = \frac{1}{R_a} \quad \text{и} \quad G_k = \frac{1}{R_{oe}};$$

б) для каскада на триоде с общей сеткой, которому предшествует входная цепь, выходная проводимость определяется выражением

$$G_{вых} = G_{к1} + \frac{G_{i1}(G_u + G_{вх1})}{S + G_u + G_{вх1}}, \quad (7.88)$$

где  $G_u$  — проводимость источника сигнала, действие которого приведено ко входу лампы рассчитываемого каскада.

Она слагается из приведенной проводимости фидера  $G_\phi'$  и резонансной проводимости контура входной цепи  $G_{к.вх}$ :

$$G_u = \frac{1}{p_{вх}^2} (G_\phi' + G_{к.вх}). \quad (7.89)$$

Принимая во внимание принятый во входной цепи режим согласования, при котором

$$G_\phi' = G_{к.вх} + G_{вх.о.с.},$$

получим

$$G_u = \frac{1}{p_{вх}^2} (2G_{к.вх} + G_{вх} + S_d); \quad (7.90)$$

в) для каскада на триоде с общей промежуточной точкой, которому предшествует входная цепь, выходная проводимость определяется по формуле (7.88).

При расчете проводимости источника сигнала  $G_u$  по формуле (7.90) следует заменить значение  $S_d$  произведением  $pS_d$ ;

г) для второго каскада усилителя, выполненного по комбинированной схеме «заземленный катод—заземленная сетка», выходная проводимость определяется выражением

$$G_{вых2} = G_{к2} + \frac{G_{i2}(G_u + G_{вх2})}{S + G_u + G_{вх2}}. \quad (7.91)$$

Проводимость источника  $G_u$  в этой схеме определяется как выходная проводимость первого каскада с общим катодом из выражения

$$G_u = G_{\text{вых1}} = G_{u1} + G_{k1}. \quad (7.92)$$

В том случае, когда в выходном каскаде усилителя используется схема с общей сеткой с последовательным включением индуктивности, в формулах (7.88) и (7.91) проводимость анодного контура  $G_{k1}$  или  $G_{k2}$  следует заменить значением  $G'_{k1}$  или  $G'_{k2}$ .

В свою очередь

$$G'_k = \frac{G_k}{P_a^2}.$$

3. Определяем выходную проводимость радиочастотного тракта, т. е. проводимость, отнесенную ко входу смесителя:

$$G_{\text{вых ТРЧ}} = G_{\text{вых}} \cdot \frac{1}{P_{\text{см}}^2}, \quad (7.93)$$

где  $P_{\text{см}}$  — коэффициент включения контура со стороны входа смесителя.

4. Определяем коэффициенты усиления номинальной мощности:

а) для усилительного каскада на триоде или пентоде, выполненного по схеме с общим катодом:

$$K_{P_u} = K^2 \frac{G_{\text{вх. пос}}}{G_{\text{вх}}}, \quad (7.94)$$

где  $K$  — коэффициент усиления напряжения рассчитываемого каскада;

$G_{\text{вх. пос}}$  — входная проводимость последующего каскада;

$G_{\text{вх}}$  — входная проводимость рассчитываемого каскада;

б) для усилительного каскада на триоде, выполненного по схеме с общей сеткой:

$$K_{P_u} = \frac{S^2}{(G_u + G_{\text{вх}} + S)^2} \frac{G_u}{G_{\text{вых}}}. \quad (7.95)$$

Проводимость источника сигнала  $G_u$  зависит от схемы усилителя.

Для каскада, которому предшествует входная цепь, используется формула (7.90).

Для второго каскада, выполненного по комбинированной схеме «заземленный катод—заземленная сетка», проводимость источника находят по формуле (7.92);

в) для усилительного каскада на триоде, выполненного по схеме с общей промежуточной точкой при условии согласования фидера с входной цепью, коэффициент усиления номинальной мощности приближенно определяется формулой

$$K_{P_u} = \frac{S^2}{4G_{\text{вх. опт}} G_{\text{вых}}} ;$$

г) для всего радиочастотного тракта

$$K_{P_{\text{H.TPЧ}}} = K_{P_{\text{H1}}} \cdot K_{P_{\text{H2}}}. \quad (7.96)$$

5) Определяем коэффициент шума радиочастотного тракта по формуле (7.83).

6. Определяем коэффициент усиления напряжения всего радиочастотного тракта

$$K_{\text{TPЧ}} = K_{\text{вх}} \cdot K_1 \cdot K_2. \quad (7.97)$$

7. Находим напряжение сигнала на входе смесителя

$$U_{\text{вх.см}} = E_{\text{вх.д}} \cdot K_{\text{TPЧ}}. \quad (7.98)$$

**Пример 7.4.** Рассчитать общие показатели радиочастотного тракта, состоящего из входной цепи, по расчетным данным примера 7.3 и усилителя — по расчетным данным примера 7.2.

#### Исходные данные

1. Однокаскадный усилитель, выполненный по схеме с общей сеткой на триоде типа 6С2П, с параметрами

$$S=12 \text{ мА/В}, R_i=4,6 \text{ кОм}, R_{\text{вх}}=800 \text{ Ом}, R_{\text{ш.л}}=210 \text{ Ом}.$$

2. Резонансная проводимость входного контура  $G_{\text{k.вх}}=130 \text{ мкмо}$ .

3. Коэффициент включения входного контура со стороны входа лампы  $P_{\text{вх}}=1$ .

4. Резонансная проводимость контура каскада  $G_{\text{k1}}=103 \text{ мкмо}$ .

5. Коэффициент включения контура со стороны сетки смесителя  $p_c=0,191$ .

6. Коэффициент усиления напряжения  $K=5,9$ .

7. Коэффициент передачи входной цепи  $K_{\text{вх.д}}=0,7$ .

8. Динамическая крутизна лампы  $S_d=5200 \text{ мкмо}$ .

9. Предельная чувствительность приемника  $E_{\text{сигн.пр}}=5 \text{ мкв}$ .

#### Решение

1. Определяем коэффициент шума каскада с общей сеткой:

$$\begin{aligned} N_{\text{ш1}} &= 1 + \frac{1}{G'_{\text{k.вх}} + G_{\text{вх1}} + S_d} [G'_{\text{k.вх}} + 5G_{\text{вх1}} + R_{\text{ш.л}}(2G'_{\text{k.вх}} + 2G_{\text{вх1}} + S_d)^2] \\ &= 1 + \frac{1}{(130 + 1250 + 5200) \cdot 10^{-6}} [(130 + 5 \cdot 1250) \cdot 10^{-6} + \\ &\quad + 210 (2 \cdot 130 + 2 \cdot 1250 + 5200)^2 \cdot 10^{-12}] \approx 4,0. \end{aligned}$$

Здесь

$$G'_{\text{k.вх}} = \frac{G_{\text{k.вх}}}{p_{\text{вх}}^2} = \frac{130}{1} = 130 \text{ мкмо}.$$

2. Определяем выходную проводимость усилителя  $G_{\text{вых.ус}}$ . В рассчитываемой схеме имеется один каскад, поэтому его выходная проводимость равна выходной проводимости каскада с общей сеткой.

Предварительно находим проводимость источника  $G_u$

$$G_u = \frac{1}{p_{\text{вх}}^2} (2G_{\text{k.вх}} + G_{\text{вх1}} + S_d) = \frac{1}{1} (2 \cdot 130 + 1250 + 5200) = 6710 \text{ мкмо}.$$

после чего

$$G_{\text{вых.ус}} = G_{\text{k1}} + \frac{G_{\text{k1}}(G_u + G_{\text{вх1}})}{S + G_u + G_{\text{вх1}}} = \left[ 103 + \frac{218 (6710 + 1250)}{12000 + 6710 + 1250} \right] = 190 \text{ мкмо}.$$

3. Определяем выходную проводимость радиочастотного тракта

$$G_{\text{вых.ТРЧ}} = G_{\text{вых.ус}} \frac{1}{p_c^2} = \frac{190}{0,191^2} = 5200 \text{ мкмо.}$$

4. Определяем коэффициент усиления номинальной мощности

$$K_{P_n} = \frac{S^2}{(G_n + G_{\text{вх1}} + S)^2} \frac{G_n}{G_{\text{вых.ус}}} = \frac{12000^2}{(6710 + 1250 + 12000)^2} \frac{6710}{190} = 12,7.$$

5. Определяем коэффициент шума радиочастотного тракта. Рассчитываемый усилитель имеет лишь один каскад и поэтому коэффициент шума радиочастотного тракта

$$N_{\text{ш ТРЧ}} = N_{\text{ш1}} = 4,0.$$

6. Находим общий коэффициент усиления напряжения ТРЧ

$$K_{\text{ТРЧ}} = K_{\text{вх}} \cdot K \approx 0,7 \cdot 5,9 = 4,2.$$

7. Определяем напряжение на входе смесителя

$$U_{\text{вх.см}} = E_{\text{вх.ц}} \cdot K_{\text{ТРЧ}} = 5 \cdot 4,2 = 21 \text{ мкв.}$$

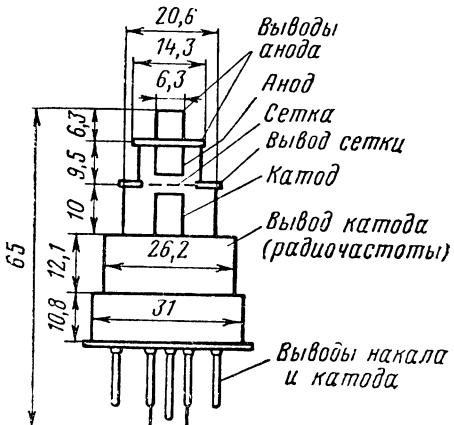
## § 7.6. РАСЧЕТ РАДИОЧАСТОТНОГО ТРАКТА ПРИЕМНИКОВ ДЕЦИМЕТРОВЫХ ВОЛН

Радиочастотный тракт приемников дециметровых волн выполняется по типовой схеме, представленной на фиг. 7.11, и поэтому расчет его входной цепи и усилителя радиочастоты, включая определение общих показателей, целесообразно производить как одно целое.

В усилителе радиочастоты в основном используется дисковый триод типа 6С5Д (фиг. 7.13).

Колебательными контурами входной цепи и усилителя являются резонансные линии из короткозамкнутых отрезков концентрических труб длиной около  $\lambda/4$ . Каждый отрезок такой тонкостенной трубы надевается на соответствующий дисковый вывод триода (фиг. 7.14). Анодная резонансная линия образуется из труб *A* и *C*, а катодная резонансная линия — из труб *C* и *K*.

Короткое замыкание этих линий осуществляется кольцевыми поршнями, а сами резонансные линии к электродам ламп подключаются своими разомкнутыми концами.



Фиг. 7.13. Дисковый триод типа 6С5Д.

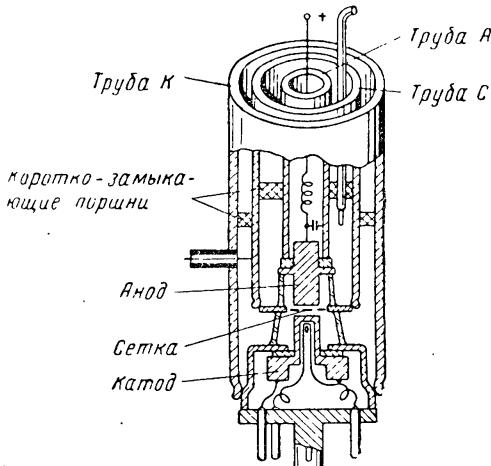
В соответствии с приведенными на фиг. 7.13 размерами каждая труба резонансных линий имеет следующие внутренние диаметры:

$$D_A = 6,3 \text{ мм},$$

$$D_C = 20,6 \text{ мм},$$

$$D_K = 36 \div 38 \text{ мм.}$$

Учитывая толщину стенок труб 1—2 мм, получаем ширину кольцевого поршня 6—7 мм.



Фиг. 7.14. Дисковый триод с колебательной системой в виде отрезков линий.

Длина каждой резонансной линии зависит от рабочей частоты усилителя с учетом нагрузки линии емкостью  $C_n$  со стороны разомкнутого конца

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \arccos \operatorname{ctg} \rho \omega C_n, \quad (7.99)$$

где  $\lambda$  и  $\omega$  — соответственно длина волн и частота принимаемого сигнала;

$\rho = 138 \lg \frac{D}{d}$  — волновое сопротивление линии,  $D$  и  $d$  — соответственно наружный и внутренний диаметры линий.

Рассмотрим методику расчета входной цепи и УРЧ с использованием триода типа 6С5Д.

#### Исходные данные

1. Рабочая частота  $f$  в Мгц.
2. Число каскадов усилителя (обычно два каскада).
3. Полосы пропускания входной цепи и каждого каскада УРЧ.

4. Волновое сопротивление фидера  $\rho_\Phi$  или его проводимость

$$G_\Phi = \frac{1}{\rho_\Phi}.$$

5. Тип лампы смесителя (обычно смеситель выполняется на дисковом триоде того же типа).

6. Напряжение, подводимое ко входной цепи,  $E_{\text{вх.п.}}$ .

Требуется определить

1. Длину анодной и катодной резонансных линий.
2. Эквивалентные емкости резонансных линий.
3. Коэффициенты усиления напряжения каскадов  $K_1$  и  $K_2$ .
4. Полосы пропускания каскадов  $2\Delta F_1$  и  $2\Delta F_2$ .
5. Коэффициент передачи входной цепи  $K_{\text{вх.п.}}$ .
6. Полосу пропускания входной цепи  $2\Delta F_{\text{вх.п.}}$ .
7. Общее усиление радиочастотного тракта  $K_{\text{об.}}$ .

Порядок расчета

1. Находим по графикам на фиг. 7.15 и 7.16, рассчитанным для лампы 6С5Д в соответствии с формулой (7.99) длины катодной  $l_k$  и анодной  $l_a$  линий и катодной линии, включенной на входе смесителя  $l_{\text{к.см.}}$ .

2. Определяем по графику на фиг. 7.17 эквивалентные емкости катодной линии  $C_k$ , анодной линии  $C_a$  и катодной линии смесителя  $C_{\text{к.см.}}$ .

При использовании дисковых триодов других типов применяются формулы

$$C_k = 0,5 \left[ C_{\text{c.к}} + \frac{a}{\omega \rho \cdot \sin^2 \alpha} \right], \quad (7.100)$$

$$C_a = 0,5 \left[ C_{\text{a.с}} + \frac{a}{\omega \rho \sin^2 \alpha} \right], \quad (7.101)$$

где

$$a = \frac{2\pi l}{\lambda_m}.$$

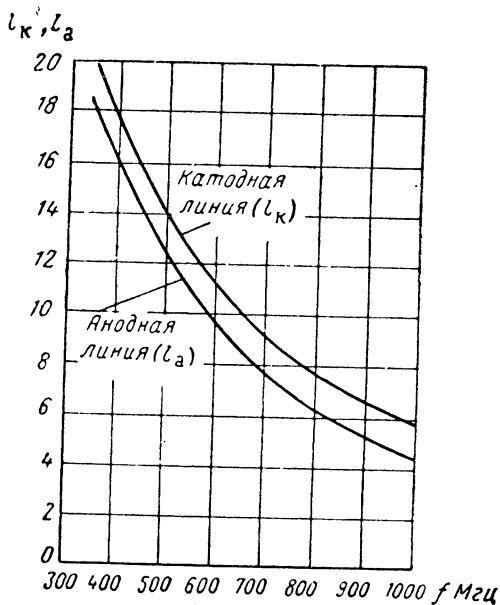
3. Определяем входную проводимость второго каскада из выражения (7.36).

Принимая во внимание, что нагрузка второго каскада слагается из проводимости лампы  $G_i$  и приведенной к выходу второй лампы проводимости смесителя  $G'_{\text{вх.см.}}$ , получим

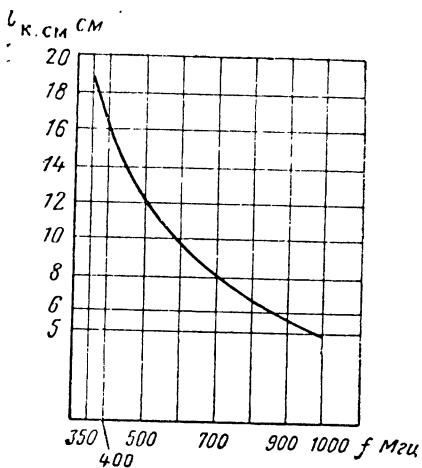
$$G_{\text{вх.о.с2}} = G_{\text{вх}} + \frac{S(G_i + G'_{\text{вх.см}})}{2G_i + G'_{\text{вх.см}}}. \quad (7.102)$$

Здесь

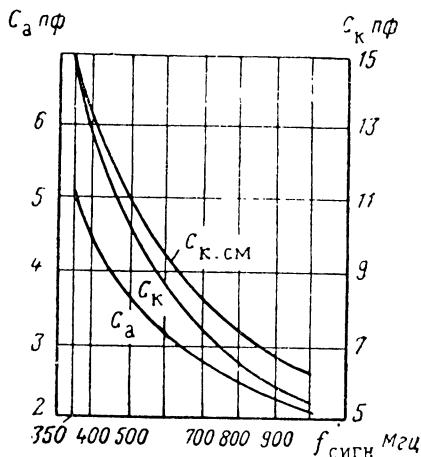
$$G'_{\text{вх.см}} = 0,5 \frac{C_a}{C_{\text{k.см}}} G_{\text{вх.см}}. \quad (7.103)$$



Фиг. 7.15. График для определения длины анодной и катодной резонансных линий усилителя на триоде 6С5Д.



Фиг. 7.16. График для определения длины катодной резонансной линии, включенной на входе смесителя лампы 6С5Д.



Фиг. 7.17. График для определения эквивалентных емкостей катодной линии  $C_k$ , анодной линии  $C_a$  и катодной линии смесителя  $C_{k.c.m.}$ .

Значение  $G_{\text{вх.см}}$  находим по формуле (7. 42).

4. Определяем коэффициент усиления напряжения первого каскада.

В первом каскаде его второй контур подвергается сильному шунтированию со стороны входа второго каскада и поэтому усиление первого каскада получается незначительным; для его увеличения целесообразно связь между контурами взять критической, обеспечивающей наибольшее усиление каскада:

$$k_{\text{kp}} = \sqrt{d_1 d_2}.$$

Коэффициент усиления каскада при критической связи

$$K_1 = \frac{S}{2 \sqrt{G_i G_{\text{вх.о.с2}}}}. \quad (7. 104)$$

5. Определяем полосу пропускания первого каскада

$$2\Delta F_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{2}} \left( \frac{G_i}{C_a} + \frac{G_{\text{вх.о.с2}}}{C_k} \right). \quad (7. 105)$$

6. Определяем коэффициент усиления второго каскада.

Во втором каскаде шунтирующее действие смесителя оказывается значительно меньше, чем это имело место в первом каскаде, поэтому его полоса пропускания будет несравненно уже и может оказаться меньше заданной. Для расширения полосы пропускания связь между контурами во втором каскаде принимается равной переходной

$$K_{\text{пер}} = \sqrt{0,5(d_1^2 + d_2^2)}.$$

При этом коэффициент усиления находится из выражения

$$K_2 = \frac{S \sqrt{2}}{\sqrt{C_a C_{k, \text{см}}}} \frac{\sqrt{\left(\frac{G_i}{C_a}\right)^2 + \left(\frac{G_{\text{вх.см}}}{C_{k, \text{см}}}\right)^2}}{\left(\frac{G_i}{C_a} + \frac{G_{\text{вх.см}}}{C_{k, \text{см}}}\right)^2}. \quad (7. 106)$$

7. Определяем полосу пропускания второго каскада

$$2\Delta F_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{2}} \left( \frac{G_i}{C_a} + \frac{G_{\text{вх.см}}}{C_{k, \text{см}}} \right). \quad (7. 107)$$

8. Находим входную проводимость первого каскада по формуле

$$G_{\text{вх.о.с1}} = G_{\text{вх}} + \frac{S(G_i + G'_{\text{вх.о.с2}})}{2G_i + G'_{\text{вх.о.с2}}}. \quad (7. 108)$$

Здесь

$$G'_{\text{вх.о.с2}} = 0,5 \frac{C_a}{C_k} G_{\text{вх.о.с2}}$$

— входная проводимость второго каскада, приведенная к выходу первой лампы.

9. Определяем коэффициент передачи входной цепи

$$K_{\text{вх}} = 0,5 \sqrt{\frac{G_{\phi}}{G_{\text{вх.о.с1}}}}. \quad (7.109)$$

10. Определяем полосу пропускания входной цепи

$$2\Delta F_{\text{вх}} = \frac{G_{\text{вх.о.с1}}}{\pi C_{\text{к}}}. \quad (7.110)$$

11. Определяем коэффициент шума первого каскада

$$N_{\text{ш1}} = 1 + \frac{5G_{\text{вх}} + G'_{\text{вх.о.с2}}}{G_{\text{вх.о.с1}}} + R_{\text{ш.л}} \frac{(G_{\text{вх.о.с1}} + G_{\text{вх}})^2}{G_{\text{вх.о.с1}}}. \quad (7.111)$$

12. Находим выходную проводимость первого каскада

$$G_{\text{вых1}} = 0,5 \frac{G_{\text{вх.о.с2}}^2}{G_i^2} \frac{C_{\text{а}}}{C_{\text{к}}} \frac{G_l (G_{\text{вх.о.с1}} + G_{\text{вх}})}{S + G_{\text{вх.о.с1}} + G_{\text{вх}}}. \quad (7.112)$$

13. Определяем коэффициент усиления номинальной мощности первого каскада

$$K_{P_{\text{н1}}} = \frac{S^2 G_{\text{вх.о.с1}}}{(G_{\text{вх.о.с1}} + G_{\text{вх}} + S)^2 \left[ G_i + \frac{(G_l + G'_{\text{вх.о.с2}}) (G_{\text{вх.о.с1}} + G_{\text{вх}} + S)}{G_{\text{вх.о.с1}} + G_{\text{вх}}} \right]}. \quad (7.113)$$

14. Находим коэффициент шума второго каскада

$$N_{\text{ш2}} = 1 + \frac{5G_{\text{вх}} + G_l + G'_{\text{вх.см}}}{G_{\text{вых1}}} + R_{\text{ш.л}} \frac{(G_{\text{вых1}} + G_{\text{вх}})^2}{G_{\text{вых1}}}. \quad (7.114)$$

15. Определяем выходную проводимость второго каскада, равную выходной проводимости радиочастотного тракта и отнесенную ко входу смесителя:

$$G_{\text{вых2}} = 0,5 \frac{G_{\text{вх.см}}^2}{G_i^2} \cdot \frac{C_{\text{а}}}{C_{\text{к.см}}} \cdot \frac{G_l (G_{\text{вых1}} + G_{\text{вх}})}{S + G_{\text{вых1}} + G_{\text{вх}}}. \quad (7.115)$$

16. Определяем коэффициент усиления номинальной мощности второго каскада.

$$K_{P_{\text{н2}}} = \frac{S^2 G_{\text{вых1}}}{(G_{\text{вых1}} + G_{\text{вх}})^2 (2G_i + G_{\text{вх.см}})}. \quad (7.116)$$

17. Находим коэффициент передачи входной цепи

$$K_{\text{вх}} = 0,5 \sqrt{\frac{G_{\phi}}{G_{\text{вх.о.с1}}}}. \quad (7.117)$$

18. Определяем полосу пропускания входной цепи

$$2\Delta F = \frac{G_{вх.о.с1}}{\pi C_k} \cdot (7.118)$$

19. Определяем коэффициент шума радиочастотного тракта по формуле (7.83).

20. Находим общий коэффициент усиления напряжения радиочастотного тракта

$$K_{\text{трч}} = K_{\text{вх}} \cdot K_1 \cdot K_2. \quad (7.119)$$

21. Определяем напряжение на входе смесителя

$$U_{\text{вх.см}} = E_{\text{вх.д}} \cdot K_{\text{трч}}. \quad (7.120)$$

### § 7.7. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Параметрические усилители относятся к категории усилителей с низким коэффициентом шума. Усилители называются параметрическими потому, что усиление в них происходит в результате изменения одного из реактивных параметров колебательного контура ( $C$  или  $L$ ).

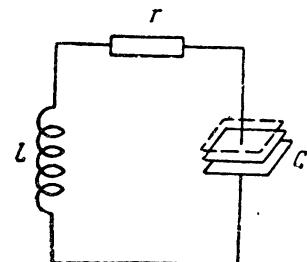
Физические принципы, положенные в основу действия параметрического усилителя, могут быть рассмотрены на примере обычного колебательного контура (фиг. 7.18), емкость которого может изменяться.

Полагаем, что действующее на контур напряжение сигнала является синусоидальным и характеризуется частотой  $f_{\text{сигн}}$ ; при этом напряжение  $U_{\text{сигн}}$  и электрический заряд  $q_{\text{сигн}}$  на конденсаторе будут изменяться во времени по синусоидальному закону.

Если емкость конденсатора уменьшать быстрым раздвижением пластин в моменты максимума синусоидального напряжения, то напряжение на конденсаторе  $U_{\text{сигн}} = q_{\text{сигн}}/C$  будет возрастать, так как заряд  $q_{\text{сигн}}$  в моменты раздвижения пластин сохраняется неизменным.

Графическая интерпретация принципа параметрического усиления приведена на фиг. 7.19.

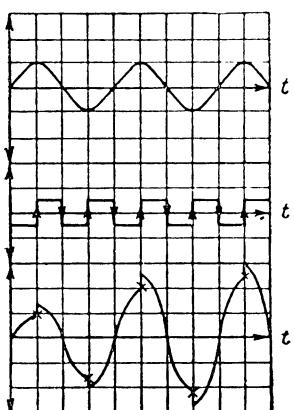
Верхний график изображает напряжение сигнала на конденсаторе, на среднем графике показан процесс механического перемещения пластин конденсатора и на нижнем графике изображено нарастание напряжения на конденсаторе. Перемещение пластин конденсатора, показанное стрелкой вверх, соответствует уменьшению его емкости и происходит в моменты максимального значения напряжения на конденсаторе; при этом наблюдаются отмеченные крестиками «скачки» напряжения.



Фиг. 7.18. Колебательный контур с изменяющейся емкостью.

Такое периодическое изменение емкости конденсатора создает непрерывное нарастание амплитуды колебаний, т. е. происходит усиление напряжения.

Процесс усиления сопровождается затратой механической энергии, необходимой для раздвижения пластин, связанных между собой силами электрического поля. При сдвигании пластин, происходящем в моменты отсутствия напряжения на конденсаторе, затраты энергии отсутствуют, так как электрическое поле между пластинами исчезает.



Фиг. 7.19. Графики, поясняющие процесс параметрического усиления.

порного слоя которых может изменяться в зависимости от величины приложенного к диоду напряжения. Этим напряжением должно быть напряжение, развиваемое генератором накачки. Напомним, что запорный слой в полупроводниковом диоде характеризуется областью со слабой концентрацией свободных носителей зарядов, по обе стороны которой расположены подвижные носители зарядов противоположных знаков.

Такое устройство полупроводникового перехода напоминает конденсатор, роль диэлектрика в котором выполняет область запорного слоя, а роль электродов — области с подвижными носителями противоположных зарядов. Емкость такого конденсатора будет зависеть от толщины запорного слоя, которая в свою очередь может изменяться в зависимости от подводимого к этому слою напряжения.

Возвращаясь к механизму усиления в параметрическом усилителе, отметим, что процесс «накачки» энергии через изменяющуюся емкость колебательной системы и вызываемое им увеличение напряжения сигнала можно рассматривать как результат внесения в колебательный контур отрицательного сопротивления, что приводит к уменьшению потерь в контуре и возрастанию его добротности.

Такое истолкование процесса усиления позволяет считать, что усилитель работает в регенеративном режиме; однако в отличие от обычной регенерации, обусловленной положительной обратной связью, подобная регенерация называется параметрической, поскольку она возникает за счет изменения емкости колебательной системы.

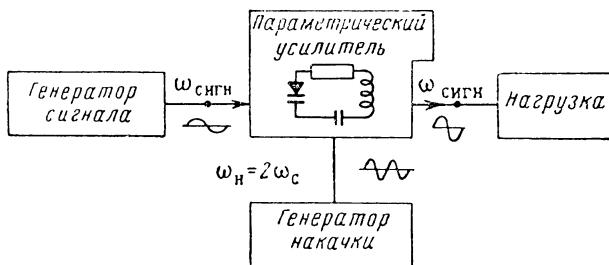
Регенерация в параметрическом усилителе будет зависеть от мощности накачки; если вносимое в контур отрицательное сопротивление превысит собственное сопротивление потерь в контуре, то усилитель возбудится, т. е. система превратится в «параметрический генератор».

Параметрический усилитель относится к категории усилителей с низким коэффициентом шума. В усилителях, в которых используются электронные лампы или полупроводниковые триоды, главным источником шума является управляемый поток электрических зарядов. Механизм усиления в параметрическом усилителе не связан с управлением потока зарядов и поэтому шумы в таком усилителе резко снижаются.

Рассмотрим некоторые разновидности параметрических усилителей (ПУ). К ним относятся одноконтурные ПУ и двухконтурные ПУ.

### Одноконтурные параметрические усилители

Блок-схема одноконтурного ПУ, представленная на фиг. 7.20, состоит из одноконтурной параметрической системы, генератора сигнала, нагрузки и генератора накачки.



Фиг. 7.20. Блок-схема одноконтурного параметрического усилителя.

Одноконтурный ПУ может работать в регенеративном режиме и в сверхрегенеративном режиме (режим прерывистой генерации). При сверхрегенеративном режиме генератор накачки должен быть модулирован вспомогательной частотой суперизаций.

Особенностью одноконтурного ПУ является то, что нагрузка подсоединеняется к тому же самому контуру, к которому подводится напряжение сигнала. Это приводит к увеличению коэффициента шума ПУ, так как тепловые шумы, возникающие в нагрузке, могут

воздействовать на контур и возвращаться в нагрузку в усиленном виде. Из этих соображений подключение нагрузки к ПУ рекомендуется произвести через специальное одностороннее устройство, называемое циркулятором. Одноконтурные ПУ применяются в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах.

Колебательными системами ПУ являются: в метровом диапазоне — обычные контуры с сосредоточенными параметрами,

в дециметровом диапазоне — коаксиальные резонансные линии и в сантиметровом диапазоне — объемные резонаторы и волноводы. Управляемой емкостью во всех диапазонах является, как правило, емкость полупроводникового диода; в отдельных случаях используют емкость коллекторного перехода полупроводниковых триодов.

На фиг. 7.21 показано примерное устройство параметрического усилителя сантиметрового диапазона.

Фиг. 7.21. Примерное устройство одноконтурного параметрического усилителя сантиметрового диапазона.

параметрического усилителя сантиметрового диапазона, названного «волноводным крестом», который состоит из двух накрест расположенных отрезков волноводов.

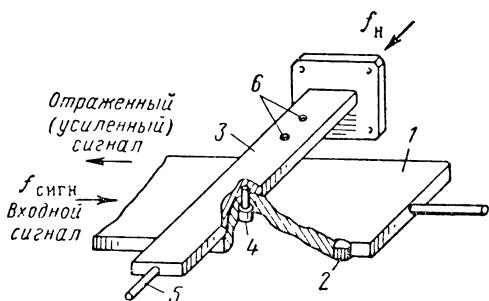
Сигнал поступает в волноводную камеру 1, которая настраивается поршнем 2, помещенным в конце волновода. Колебания накачки подаются в волноводную камеру 3 от генератора накачки и воздействуют на полупроводниковый диод 4. В волноводной камере накачки имеются настроенный поршень 5 и настроочные винты 6.

Усиленный сигнал отсасывается из волноводной камеры 1 и через циркулятор подается на последующие каскады приемника.

### Двухконтурные параметрические усилители

Двухконтурные ПУ содержат два колебательных контура, связанных между собой нелинейной емкостью, изменяющейся с частотой накачки  $f_n$ . Схема подобного усилителя приведена на фиг. 7.22.

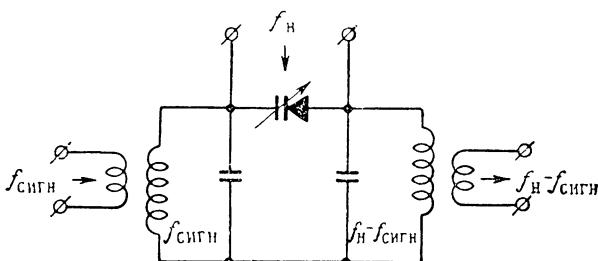
В двухконтурном ПУ при рассмотрении процесса усиления следует учитывать, что в системе происходит процесс преобразования частоты, обусловленный воздействием на нелинейный элемент (полупроводниковый диод) напряжений двух частот: частоты накачки  $f_n$  и частоты сигнала  $f_{\text{сигн}}$ , в результате чего возникают составляющие токов разностной и суммарной частоты  $f_n \pm f_{\text{сигн}}$ . Первый контур ПУ настраивается на частоту  $f_{\text{сигн}}$ , а второй — на разностную или суммарную частоту.



Рассмотрим принцип действия ПУ, у которого второй контур настроен на разностную частоту  $f_2 = f_n - f_{\text{сигн}}$ . В таком двухконтурном ПУ благодаря воздействию генератора накачки возникает параметрическая регенерация, вследствие чего в оба контура вносятся отрицательные сопротивления.

Усиление в таком ПУ сопровождается преобразованием частоты и поэтому результат усиления получается не на частоте сигнала, а на преобразованной разностной частоте. Усилитель такого вида получил название регенеративного усилителя преобразователя.

Регенеративный усилитель-преобразователь характеризуется меньшим коэффициентом шума, чем одноконтурный ПУ, и, кроме того, при его использовании не требуется циркулятор.



Фиг. 7.22. Схема, поясняющая принцип действия двухконтурного параметрического усилителя.

Для эффективной работы ПУ подобного вида необходимо, чтобы преобразованная частота, определяемая частотой накачки, превышала частоту сигнала в 5—10 раз. Таким образом, частотный предел усилителей-преобразователей зависит от частотного предела генератора накачки.

Современные маломощные генераторы СВЧ, используемые для генераторов накачки, способны создавать колебания на частотах не свыше 10—15 тысяч  $M\text{гц}$ ; это означает, что использование двухконтурных усилителей-преобразователей ограничивается частотами 1—1,5 тысячи  $M\text{гц}$ .

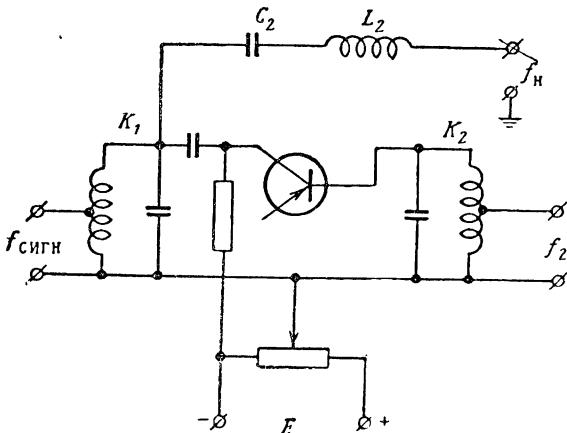
На фиг. 7.23 показана схема двухконтурного ПУ для усиления на частоте порядка 50  $M\text{гц}$ . Принимаемый сигнал подводится к части катушки первого контура  $K_1$ .

Усиленный сигнал на преобразованной частоте порядка 226  $M\text{гц}$  снимается со второго контура  $K_2$  автотрансформаторным путем и подается на последующий каскад. В качестве нелинейной емкости используется емкость коллекторного перехода полупроводникового триода П403, на который задается отрицательное смещение  $E$ .

Напряжение накачки  $f_n = 276 M\text{гц}$  подается от генератора накачки через фильтр  $C_2L_2$ . В качестве генератора накачки может быть использован любой генератор высокой частоты, развивающий мощность в несколько десятков ватт.

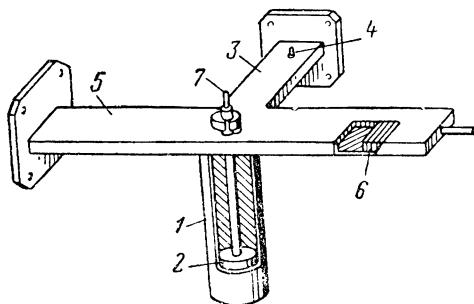
Возможное устройство двухконтурного ПУ дециметрового диапазона показано на фиг. 7. 24.

Контуром сигнала служит коаксиальный резонатор 1, частота настройки которого может изменяться с помощью поршня 2.



Фиг. 7.23. Схема двухконтурного параметрического усилителя метрового диапазона.

Вторым контуром колебательной системы, настроенным на разностную частоту, находящуюся в диапазоне сантиметровых волн, является волноводная камера 5 с настраивающимся поршнем 6. Полупроводниковый диод 7 помещается в месте сочленения конту-



Фиг. 7.24. Устройство двухконтурного параметрического усилителя дециметрового диапазона.

ров. Генератор накачки присоединяется к поперечному волноводу 3. Настройка этого волновода может осуществляться винтом 4.

Представление об основных характеристиках ПУ можно получить из табл. 7.1.

Таблица 7.1

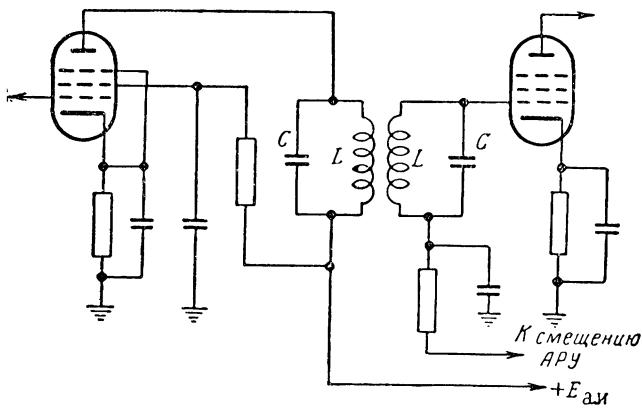
Тип ПУ	Частота входного контура <i>Mгц</i>	Частота выходного контура <i>Mгц</i>	Коэффициент усиления номинальной мощности <i>дБ</i>	Полоса пропускания <i>Mгц</i>	Коэффициент шума <i>дБ</i>
Одноконтурный усилитель	500	—	15	6	1,5
	4 500	—	22	11	2,6
	11 500	—	10	25	3,6
Двухконтурный усилитель-преобразователь	460	8 495	20	2	1,5
	500	8 500	18	5	1,2
	750	8 750	25	8	1,5
	925	8 800	20	30	1,5

## Глава VIII

### РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

#### § 8.1. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ ПРИЕМНИКОВ ДЛИННЫХ, СРЕДНИХ И КОРОТКИХ ВОЛН

Ламповые усилители промежуточной частоты приемников длинных, средних и коротких волн выполняются по схеме полосовых усилителей. Типовая схема каскада такого усилителя показана на фиг. 8. 1.



Фиг. 8. 1. Типовая схема каскада УПЧ приемников длинных, средних и коротких волн.

Колебательной системой усилителя является двухконтурный полосовой фильтр с индуктивной связью между контурами. Форма резонансной кривой полосового усилителя может быть одногорбой и двухгорбой. При связи между контурами, равной или ниже критической, резонансная кривая является одногорбой, а при связи выше критической — двухгорбой. Наивыгоднейшей связью между контурами является связь критическая или близкая к ней; вершина резонансной кривой при этом имеет почти пологую форму. Рассмотрим методику расчета подобных схем.

## Исходные данные

1. Значение промежуточной частоты  $f_{\text{пр}}$ .
2. Полоса пропускания  $2\Delta F$ .
3. Коэффициент частотных искажений (уровень отсчета полосы)  $M_{\text{упч}}$ .
  4. Коэффициент усиления  $K$ .
  5. Избирательность по промежуточной частоте  $\sigma_{\text{упч}}$  при расстройке  $\Delta f = 10 \text{ кгц}$ .
  6. Число полосовых фильтров  $m$  (включая фильтр преобразователя).

Требуется определить

1. Тип лампы.
2. Добротность контуров фильтра  $Q$ .
3. Параметры контуров  $C$  и  $L$ .
4. Коэффициент связи между контурами  $k$ .
5. Коэффициент усиления  $K$  (для проверки).
6. Избирательность  $\sigma_{\text{упч}}$  (для проверки).

## Порядок расчета

1. Выбираем тип лампы, ее режим работы и соответствующие выбранному режиму параметры. Усилитель промежуточной частоты рекомендуется проектировать на таких же лампах, как и усилитель радиочастоты, руководствуясь соображениями, изложенными в § 6.4.
2. Определяем коэффициент частотных искажений на один фильтр

$$M' = \sqrt[m]{M_{\text{упч}}}. \quad (8.1)$$

3. Определяем добротность контуров из условия обеспечения полосы пропускания при помощи расчетного графика (см. фиг. 6.3). Задаваясь значением параметра связи  $\eta = 0,5 \div 1,5$ , находим по кривой, соответствующей коэффициенту  $M'$ , величину обобщенной расстройки  $x_1$ . При полосе пропускания  $2\Delta F = 6 \div 7 \text{ кгц}$  значение  $\eta$  берется близким к единице. Для более широкой полосы следует брать  $\eta > 1$ .

Находим

$$Q = \frac{f_{\text{пр}} x_1}{2\Delta F}. \quad (8.2)$$

Контур с полученным значением  $Q$  должен быть конструктивно осуществимым. Величина  $Q$  редко превышает 100—150.

4. Проверяем возможность удовлетворения заданной избирательности:

$$\sigma_{\text{упч}} = \left( \frac{\sqrt{(1 - x_2^2 + \eta^2)^2 + 4x_2^2}}{2\eta} \right)^m \quad \text{при } \eta \geq 1, \quad (8.3)$$

$$\sigma_{\text{упч}} = \left( \frac{\sqrt{(1 - x_2^2 + \eta^2)^2 + 4x_2^2}}{\eta^2 + 1} \right)^m \quad \text{при } \eta \leq 1, \quad (8.4)$$

где

$$x_2 = \frac{2\Delta f}{f_{\text{пп}}} Q, \quad \text{а } \Delta f = 10 \text{ кгц}.$$

Если величина  $\sigma_{\text{упч}}$  получается меньше заданной, необходимо параметр  $\eta$  увеличить и пересчитать  $Q$ .

5. Выбираем емкость контура фильтра из двух условий:  
а) устойчивого усиления

$$C \geq 2Q \sqrt{\frac{C_{\text{a.c}} S}{\omega_{\text{пп}}}}; \quad (8.5)$$

б) сохранения избирательности фильтра, для чего допустимое шунтирующее действие внутреннего сопротивления лампы на контур не должно превышать 25%:

$$C \geq \frac{4Q}{\omega_{\text{пп}} R_l}. \quad (8.6)$$

Из полученных значений берется наибольшее. Значение емкости в практических схемах приемников обычно находится в пределах 200—500  $n\phi$ , поэтому если расчетная емкость  $C$  превысит 500  $n\phi$ , то следует задаться величиной емкости в указанных пределах и в последующих расчетах ввести автотрансформаторное включение первого контура в анодную цепь лампы так, как это указано в п. 9 данного расчета.

6. Определяем индуктивность контура

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f_{\text{пп}}^2 C}. \quad (8.7)$$

Здесь индуктивность  $L$  выражена в  $\mu\text{гн}$ , емкость  $C$  — в  $n\phi$ , частота  $f_{\text{пп}}$  — в кгц.

7. Находим коэффициент связи между контурами  $k$  и коэффициент взаимоиндукции  $M$ :

$$\left. \begin{aligned} k &= \frac{\eta}{Q}, \\ M &= kL. \end{aligned} \right\} \quad (8.8)$$

## 8. Находим резонансное сопротивление контура

$$R_{oe} = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot Q. \quad (8.9)$$

Следует учесть, что последний фильтр УПЧ шунтируется детекторным каскадом и поэтому не рекомендуется, чтобы величина  $R_{oe}$  превышала 100 к $\Omega$ . В противном случае емкость  $C$  следует увеличить.

9. Для случая автотрансформаторного включения первого контура в анодную цепь лампы определяем коэффициент  $p_a$ ; для этого предварительно находим коэффициент устойчивого усиления

$$K_{уст} = 0,42 \sqrt{\frac{S}{\omega_{np} C_{a.c.}}}. \quad (8.10)$$

Коэффициент  $p_a$  определяем:

а) из условия устойчивости

$$p'_a = \frac{K_{уст}}{SR_{oe}}; \quad (8.11)$$

б) из условия сохранения избирательности

$$p''_a = 0,5 \sqrt{\frac{R_i}{R_{oe}}}. \quad (8.12)$$

Из полученных значений выбираем наименьшее.

10. Вычисляем коэффициент усиления каскада

$$K = \left( \frac{\eta}{\eta^2 + 1} SR_{oe} p_a \right)^{m-1}. \quad (8.13)$$

При полном включении контура в анодную цепь  $p_a = 1$ .

Если полученное значение  $K$  окажется значительно меньше заданного, то следует использовать лампу с большей крутизной и произвести необходимый пересчет.

11. Рассчитываем резонансную кривую УПЧ по формулам (8.3) или (8.4).

Для этого задаемся значениями абсолютных расстроек  $\pm \Delta f$  от 0 до 10 к $\text{Гц}$  через 1–2 к $\text{Гц}$  и вычисляем соответствующие значения ординат.

Для построения резонансной кривой по оси абсцисс откладываем значения расстроек  $\pm \Delta f$ , а по оси ординат — значения избирательности  $\sigma$  в дБ.

**Пример 8.1.** Рассчитать усилитель промежуточной частоты приемника с батарейным питанием.

Исходные данные

$$f_{np} = 465 \text{ кГц}, \quad K > 1000, \quad M_{upch} = 0,76,$$

$$2\Delta f = 9 \text{ кГц}, \quad \sigma \geq 20, \quad m = 3.$$

### Решение

- Выбираем пентод высокой частоты 1К1П. Его параметры в типовом режиме следующие:  $S=0,75 \text{ ма/в}$ ,  $R_i=750 \text{ ком}$ ,  $\mu=570$ ,  $C_{a.c}=0,01 \text{ нФ}$ .
- Определяем коэффициент частотных искажений

$$M' = \sqrt[m]{M_{\text{упч}}} = \sqrt[3]{0,76} = 0,91.$$

- Определяем добротность контуров фильтра. Предварительно по графику на фиг. 6.3, задавшись значением  $\eta=1,2$ , находим  $x_1=1,2$ .

$$Q = \frac{f_{\text{пп}} x_1}{2 \Delta f} = \frac{465 \cdot 1,2}{9} = 62.$$

- Проверяем возможность обеспечения заданной избирательности

$$\sigma = \left( \frac{\sqrt{(1-x_2^2+\eta^2)^2 + 4x_2^2}}{2\eta} \right)^m = \left( \frac{\sqrt{(1-2,6^2+1,2^2)^2 + 4 \cdot 2,66^2}}{2 \cdot 1,2} \right)^3 = 25.$$

Здесь

$$x_2 = \frac{2\eta f}{f_{\text{пп}}} Q = \frac{20 \cdot 62}{465} = 2,66.$$

- Выбираем емкость контура из двух условий:
- а) устойчивого усиления

$$C > 2Q \sqrt{\frac{C_{a.c}S}{\omega_{\text{пп}}}} = 2 \cdot 62 \cdot \sqrt{\frac{0,01 \cdot 10^{-12} \cdot 0,75 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 465 \cdot 10^3}} = 200 \text{ нФ};$$

- б) сохранения избирательности фильтра

$$C > \frac{4Q}{\omega_{\text{пп}} R_i} = \frac{4 \cdot 62 \cdot 10^{12}}{6,28 \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 750 \cdot 10^3} = 113 \text{ нФ}.$$

Принимаем  $C=200 \text{ нФ}$ .

6. Определяем индуктивность контура

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{C f_{\text{пп}}^2} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{200 \cdot 465^2} = 590 \text{ мкГн.}$$

- Определяем коэффициент связи и коэффициент взаимоиндукции

$$k = \frac{\eta}{Q} = \frac{1,2}{62} = 0,0194,$$

$$M = kL = 0,0194 \cdot 590 = 11,45 \text{ мкГн.}$$

- Находим резонансное сопротивление контура

$$R_{oe} = \sqrt{\frac{L}{C}} Q = \sqrt{\frac{590 \cdot 10^{-6}}{200 \cdot 10^{-12}}} 62 = 106 \text{ ком.}$$

- Вычисляем коэффициент усиления

$$K = \left( \frac{\eta}{\eta^2 + 1} S R_{oe} \right)^{m-1} = \left( \frac{1,2}{1,2^2 + 1} 0,75 \cdot 10^{-3} \cdot 106 \cdot 10^3 \right)^2 = 1100.$$

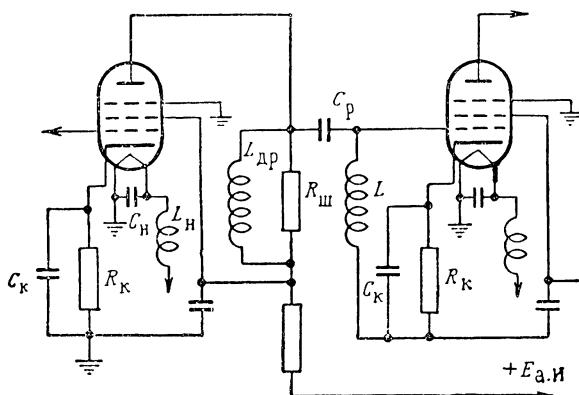
Значение  $K$  превышает коэффициент усиления, заданный условием.

## § 8.2. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ ПРИЕМНИКОВ МЕТРОВЫХ И ДЕЦИМЕТРОВЫХ ВОЛН

Усилители промежуточной частоты приемников метровых и дециметровых волн предназначены для усиления радиолокационных, телевизионных и модулированных по частоте сигналов. Полоса пропускания таких усилителей в зависимости от их назначения находится в пределах от сотен килогерц до единиц и десятков мегагерц и поэтому их часто называют широкополосными.

Различают следующие категории широкополосных усилителей промежуточной частоты:

1. Усилители с одиночными контурами в каждом каскаде, настроенными на одну частоту; эта категория усилителей ничем не отличается от обычных резонансных усилителей.



Фиг. 8.2. Типовая схема каскада УПЧ с одиночным контуром приемников УКВ.

2. Усилители с попарно расстроеными каскадами, каждый из которых содержит одиночный контур.

3. Усилители с расстроеными тройками каскадов, каждый из которых содержит одиночный контур.

4. Усилители с двухконтурными полосовыми фильтрами.

Принципиальная схема любого каскада первых трех категорий усилителей представлена на фиг. 8.2.

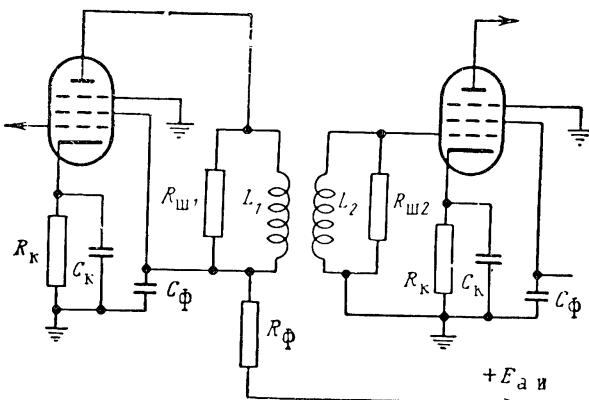
В отличие от обычных резонансных усилителей эта схема выполнена с параллельным питанием. Колебательный контур состоит из индуктивности катушки  $L$ , емкостей входа и выхода ламп и емкости монтажа. Параллельно заградительному дросселю  $L_{dp}$  включено сопротивление  $R_{sh}$ , которое шунтирует контур и тем самым расширяет полосу пропускания каскада;  $L_H$  и  $C_H$  — развязывающие фильтры в цепях накала ламп.

Типовая схема каскада усилителя с двумя связанными контурами приведена на фиг. 8.3. Для расширения полосы пропускания

усилителя параллельно каждому контуру включены сопротивления шунтов  $R_{ш1}$  и  $R_{ш2}$ .

В практических схемах радиолокационных приемников применяются все разновидности рассмотренных схем. В телевизионных приемниках чаще используются усилители с расстроеннымными парами или тройками каскадов. В приемниках частотно-модулированных колебаний обычно применяют полосовые усилители.

Задачей расчета УПЧ является такой выбор числа каскадов и их элементов, при котором усилитель будет обладать необходимым усилением и заданной полосой пропускания. Из известных методов



Фиг. 8.3. Типовая схема каскада УПЧ с двумя связанными контурами приемников УКВ.

расчета наиболее просто эта задача решается методом, предложенным М. Л. Волиным<sup>1</sup>. Сущность этого метода, нашедшего широкое практическое применение, основана на предположении, что усилитель состоит из ряда каскадов, каждый из которых обладает таким же усилением, каким обладал бы каскад с полосой, равной полосе  $2\Delta F$  всего усилителя. В дальнейшем усиление такого каскада будем называть единичным усилением.

В усилителях с одноконтурной колебательной системой величина единичного усиления определяется по формуле

$$K_{r1} = \frac{S}{2\pi C(2\Delta F)}. \quad (8.14)$$

В усилителях с двухконтурной системой единичное усиление

$$K_{r2} = \frac{S}{2\pi \sqrt{C_1 C_2}(2\Delta F)}, \quad (8.15)$$

где  $C_1$ ,  $C_2$  — соответственно емкости первого и второго контуров.

<sup>1</sup> М. Л. Волин. Усилители промежуточной частоты. Госэнергоиздат, 1956

Коэффициент усиления  $N$ -каскадного усилителя определяется из выражения

$$K = \frac{K_r^N}{\varphi(N)}. \quad (8.16)$$

Здесь  $\varphi(N)$  представляет собой функцию, зависящую от вида усилителя и от числа каскадов  $N$ . Значение функции  $\varphi(N)$  дано в табл. 8.1. Следует заметить, что величина  $K_r$  при многокаскадной

Т а б л и ц а 8.1

№ схемы	Название схемы	Значения функции $\varphi(N)$ для расчета коэффициента усиления $K$									
		Число каскадов $N$									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	Усилитель с одиночными контурами, настроенными на одну частоту	1	2,5	7,7	30	130	550	2600	17 000	89 000	620 000
2	Усилитель с попарно-расстроеными каскадами при критической расстройке	—	1,0	—	2,5	—	8	—	29	—	100
3	Усилитель с расстроенными тройками каскадов при критической расстройке	—	—	1	—	—	2,5	—	—	3,8	—
4	Усилитель с двухконтурными полосовыми фильтрами	1,4	3,2	8	22	68	200	650	2000	7000	25 000

схеме является условной и не характеризует действительное усиление каскада. В случае необходимости действительное усиление одного каскада можно подсчитать по формуле

$$K_0 = \frac{K_r}{\sqrt[N]{\varphi(N)}}. \quad (8.17)$$

Для расчета усилителя по такой методике не обязательно, чтобы все каскады усилителя были совершенно одинаковыми; достаточно, чтобы эквивалентные затухания контуров  $d_\alpha$ , от которых зависит полоса пропускания, были подобраны одинаковыми. Это позволяет использовать в каскадах не только различные лампы, но и дает возможность рассчитывать УПЧ с учетом лампы смесителя и его колебательной системы.

При использовании в каскадах различных ламп для расчета коэффициента усиления  $K$  [формула (8. 16)] величины  $K_1^N$  или  $K_2^N$  следует заменить произведениями  $K_{r1} \cdot K_{r1}'' \cdot K_{r1}'''$  или  $K_{r2} \cdot K_{r2}'' \cdot K_{r2}'''$ , где каждое из значений  $K_r$  подсчитывается по формуле единичного усиления для выбранных типов ламп в соответствии с их параметрами. Если одним из каскадов является смеситель, то значение крутизны в указанных формулах заменяется крутизной преобразования, а емкости контуров должны соответствовать емкостям колебательной системы смесителя.

Кривые избирательности усилителей промежуточной частоты могут быть представлены резонансными кривыми с одной, двумя и тремя вершинами.

При использовании системы с одиночными контурами, настроенными на одну частоту, резонансная кривая является одногорбой. В усилителях с расстроеными парами контуров резонансная кривая в зависимости от расстройки между контурами пар бывает как одногорбой, так и двугорбой. Наиболее часто используется режим критической расстройки, при котором получается одногорбая кривая с плоской вершиной. При критической расстройке относительная расстройка между контурами каждой пары должна быть равна эквивалентному затуханию контура

$$\frac{2\Delta f}{f_{np}} = d_s, \quad (8.18)$$

откуда величина абсолютной расстройки каждого контура от промежуточной частоты определяется выражением

$$\Delta f = \pm \frac{f_{np} d_s}{2}. \quad (8.19)$$

Следует заметить, что при расстройке ниже критической, т. е. когда  $\frac{2\Delta f}{f_{np}} < d_s$ , резонансная кривая сохраняется одногорбой. Двугорбая кривая получается при расстройке выше критической.

В усилителях с расстроенными тройками контуров форма кривой также зависит от режима настройки; одногорбая кривая получается при расстройке критической и ниже критической, а трехгорбая — при расстройке выше критической. При критической расстройке вершина кривой имеет плоскую форму. Условием критической расстройки является следующее равенство:

$$\frac{2\Delta f}{f_{np}} = \sqrt{3} d_s. \quad (8.20)$$

Здесь величина  $\Delta f$  характеризует абсолютную расстройку между частотами боковых контуров каждой тройки и промежуточной частотой, на которую настраивается центральный контур тройки

$$\Delta f = \frac{\sqrt{3} f_{np} d_s}{2}. \quad (8.21)$$

Весьма важно отметить, что для усилителя с расстроеными тройками, помимо режима настройки контуров, должно соблюдаться условие

$$d_{\vartheta 2} = 2d_3. \quad (8.22)$$

т. е. эквивалентное затухание центрального контура должно превышать затухание боковых контуров в два раза.

Расчет резонансных кривых и их построение сводится к определению коэффициентов прямоугольности  $K_p$ . Коэффициент прямоугольности характеризуется отношением двух полос пропускания одной и той же резонансной кривой, одна из которых взята на уровне 0,7 от резонанса  $2\Delta F_{0,7}$ , а другая — на уровне 0,1 или 0,01 от резонанса, т. е.  $2\Delta F_{0,1}$  или  $2\Delta F_{0,01}$ . При расчете определяют два значения коэффициента прямоугольности:

$$\left. \begin{aligned} K_{p0,1} &= \frac{2\Delta F_{0,1}}{2\Delta F_{0,7}}, \\ K_{p0,01} &= \frac{2\Delta F_{0,01}}{2\Delta F_{0,7}}. \end{aligned} \right\} \quad (8.23)$$

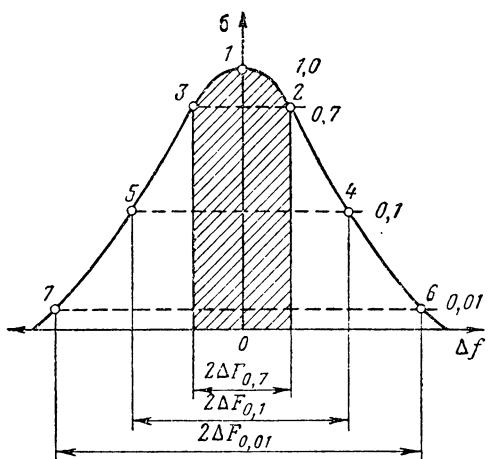
Значения коэффициентов прямоугольности зависят от вида усилителя и числа каскадов и приведены в табл. 8.2.

Таблица 8.2

№ схемы	Название схемы	Коэффициент прямоугольности	Значения коэффициентов прямоугольности $K_{p0,1}$ и $K_{p0,01}$									
			Число каскадов									
			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	Усилитель с одиночными контурами, настроенными на одну частоту	$K_{p0,1}$	10	4,8	3,75	3,4	3,2	3,1	3,0	2,94	2,92	2,90
		$K_{p0,01}$	100	16	9	7	6,1	5,6	5,1	4,9	4,7	4,65
2	Усилитель с попарно-расстроеными каскадами при критической расстройке	$K_{p0,1}$	—	3,2	—	2,2	—	1,95	—	1,85	—	1,78
		$K_{p0,01}$	—	10	—	4	—	3,0	—	2,7	—	2,5
3	Усилитель с расстроенными тройками каскадов при критической расстройке	$K_{p0,1}$	—	—	2,15	—	—	1,67	—	—	1,55	—
		$K_{p0,01}$	—	—	4,63	—	—	2,5	—	—	2,07	—
4	Усилитель с двухконтурными полосовыми фильтрами при критической связи	$K_{p0,1}$	3,2	2,2	1,95	1,85	1,78	1,76	1,72	1,72	1,71	1,71
		$K_{p0,01}$	10	4,0	3,0	2,7	2,5	2,4	2,3	2,2	2,17	2,16

По значениям коэффициентов прямоугольности одногорбая резонансная кривая может быть построена по семи точкам (фиг. 8.4).

Точка 1 соответствует резонансу, точки 2 и 3 соответствуют границам заданной полосы пропускания усилителя



Фиг. 8.4. Построение одногорбой резонансной кривой с помощью коэффициентов прямоугольности.

Для одноконтурной системы эквивалентное затухание характеризуется выражением

$$d_s = d + d_{R_{bx}} + d_{R_i} + d_{R_{sh}}, \quad (8.27)$$

где  $d$  — собственное затухание контура;

$d_{R_{bx}}$  — затухание, вносимое шунтирующим действием входного сопротивления лампы;

$d_{R_i}$  — затухание, вносимое шунтирующим действием внутреннего сопротивления лампы;

$d_{R_{sh}}$  — затухание, вносимое сопротивлением шунта.

При использовании усилителя с двухконтурной системой с одинаковыми контурами эквивалентное затухание определяется для первого контура

$$d_s = d + d_{R_{sh1}} + d_{R_i}; \quad (8.28)$$

для второго контура

$$d_s = d + d_{R_{bx}} + d_{R_{sh2}}. \quad (8.29)$$

Здесь  $d_{R_{sh1}}$  и  $d_{R_{sh2}}$  — затухания, вносимые сопротивлениями шунтов  $R_{sh1}$  и  $R_{sh2}$  (см. фиг. 8.3).

$$2\Delta F = 2\Delta F_{0,7}, \quad (8.24)$$

точки 4 и 5 соответствуют ослаблению 0,1, а их частота определяется выражением

$$f = f_{np} + \frac{K_{n0,1}(2\Delta F_{0,7})}{2} \quad (8.25)$$

и, наконец, точки 6 и 7 соответствуют ослаблению 0,01, а их частота характеризуется выражением

$$f = f_{np} + \frac{K_{n0,01}(2\Delta F_{0,7})}{2}. \quad (8.26)$$

В задачу расчета входит также определение эквивалентных затуханий контуров, необходимых для получения заданной полосы пропускания.

При использовании пентодов величина  $d_{R_i}$  мала и ею можно пренебречь для любой из указанных схем.

Для определения сопротивлений шунтов предварительно находят  $d_{R_{ш}}$  по одной из формул (8.27), (8.28), (8.29) в зависимости от схемы усилителя.

Собственным затуханием контуров  $d$  при этом задаются в пределах 0,01—0,05;  $d_{R_{вх}}$  определяют по формуле

$$d_{R_{вх}} = \frac{1}{\omega_{np} C R_{вх}}. \quad (8.30)$$

Входное сопротивление лампы  $R_{вх}$  определяют по формуле  $R_{вх} = k/f^2$  ( $k$  — коэффициент, приводимый в справочниках по лампам).

Эквивалентное затухание  $d_9$  находят из выражения

$$d_9 = \frac{2\Delta F}{f_{np}} \psi(N), \quad (8.31)$$

где  $\psi(N)$  — функция, зависящая от вида усилителя и числа каскадов в нем.

Значения функции  $\psi(n)$  приведены в табл. 8.3.

Т а б л и ц а 8.3

№ схемы	Название схемы	Значение функции $\psi(N)$ для определения эквивалентного затухания контуров при постоянной полосе пропускания									
		Число каскадов $N$									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	Усилитель с одиночными контурами, настроенными на одну частоту	1,0	1,56	1,96	2,3	2,58	2,89	3,1	3,33	3,55	3,78
2	Усилитель с попарно-расстроеными каскадами при критической расстройке	—	0,71	—	0,88	—	0,98	—	1,09	—	1,16
3	Усилитель с расстроеными тройками каскадов при критической расстройке	—	—	0,5	—	—	0,58	—	—	0,62	—
4	Усилитель с двухконтурными полосовыми фильтрами при критической связи	0,71	0,88	0,98	1,09	1,16	1,22	1,25	1,29	1,33	1,37

Сопротивление шунта определяется по формуле

$$R_{ш} = \frac{1}{\omega_{np} C d_{R_{ш}}}. \quad (8.32)$$

Рассмотрим последовательность расчета УПЧ приемников метровых и дециметровых волн.

### Исходные данные

1. Полоса пропускания УПЧ  $2\Delta F$ .
2. Коэффициент усиления тракта промежуточной частоты  $K_{\text{тпч}}$ .
3. Схема и тип лампы смесителя.

Требуется определить

1. Типы ламп УПЧ.
2. Схему усилителя и число каскадов.
3. Добротность эквивалентных контуров.
4. Параметры контуров.
5. Сопротивления шунтов.
6. Коэффициенты прямоугольности.

### Порядок расчета

1. Выбираем тип лампы.

Наиболее часто в каскадах УПЧ используют пальчиковые пентоды типов 6Ж1П, 6Ж2П, 6Ж3П, 6Ж4П и сверхминиатюрный пентод 6Ж1Б.

2. Определяем полные емкости контуров из условия обеспечения устойчивой полосы пропускания при замене ламп, принимая допустимый разброс емкостей равным 0,1 ( $C_{\text{вых}} + C_{\text{вх2}}$ ):

$$C \geq \frac{C_{\text{вых}} + C_{\text{вх2}}}{10\delta} \frac{f_{\text{пп}}}{2\Delta F}, \quad (8.33)$$

где  $\delta$  — коэффициент, учитывающий тип схемы, который выбирается в следующих пределах:

а) для усилителя с одиночными контурами, настроенными на одну частоту (схема № 1, см. табл. 8.3):

$$\delta = 0,5 \div 0,7;$$

б) для усилителя с попарно-расстроеными каскадами (схема № 2)

$$\delta = 0,1 \div 0,15;$$

в) для усилителя с расстроеными тройками каскадов (схема № 3)

$$\delta < 0,1;$$

г) для усилителя с двухконтурной системой (схема № 4)

$$\delta = 0,4 \div 0,5.$$

Учитывая, что полная емкость контура слагается из емкости контурного конденсатора  $C_k$ , емкости входа лампы  $C_{\text{вх2}}$ , емкости

выхода лампы  $C_{\text{вых}}$  и емкости монтажа  $C_m$ , находим емкость контурного конденсатора:

для усилителя с одиночными контурами

$$C_k = C - (C_{\text{вх2}} + C_{\text{вых}} + C_m); \quad (8.34)$$

емкость монтажа  $C_m$  можно принять равной 3—5  $n\phi$ ;

для усилителя с двухконтурной системой полагаем, что  $C_2 = C$ , тогда емкость контурного конденсатора

$$C_k = C_2 - (C_{\text{вх}} + C_m). \quad (8.35)$$

Принимаем из конструктивных соображений емкость конденсатора  $C_k$  в обоих контурах одинаковой.

Находим полную емкость первого контура

$$C_1 = C_k + C_{\text{вых}} + C_m. \quad (8.36)$$

При определении полных емкостей следует учесть, что в первом каскаде, каковым является смеситель, может быть использован тип лампы, отличный от ламп УПЧ, и поэтому полная емкость первого контура должна быть подсчитана с учетом этого обстоятельства. Расчет полных емкостей следует проделать для одноконтурных и двухконтурных систем, т. е. для всех четырех схем.

3. Определяем единичное усиление смесителя  $K_r'$  для всех четырех схем.

4. Определяем единичное усиление УПЧ для всех четырех схем по формулам (8.14) и (8.15).

5. Определяем необходимое число каскадов  $N$  и выбираем схему усилителя.

Для этого, пользуясь табл. 8.1 и формулой

$$K_{\text{тпч}} = \frac{K_r'(K_r'')^{N-1}}{\varphi(N)}, \quad (8.37)$$

подсчитываем коэффициент усиления тракта промежуточной частоты для различных схем и выбираем ту схему, которая при минимальном числе каскадов  $N$  обеспечивает усиление, близкое к заданному.

При расчете следует учесть, что схема с контурами, настроенными в резонанс, может обеспечить при 8—10 каскадах коэффициент усиления порядка  $10^5$  и полосу пропускания порядка единиц мегагерц.

6. Для выбранной схемы, если это необходимо, строим резонансную кривую, для чего предварительно находим значения коэффициентов прямоугольности по табл. 8.2.

7. Рассчитываем эквивалентное затухание контуров  $d_a$  в соответствии с табл. 8.3 и формулой (8.31). Если используется усилитель с расстрогенными тройками, то эквивалентное затухание центрального контура выбирается равным

$$d_{a2} = 2d_a.$$

8. Определяем частоту, на которую должны быть настроены контуры:

а) для усилителей с одиночными контурами, настроенными в резонанс, и усилителей с двухконтурной системой при критической связи частота настройки контуров равна выбранной промежуточной частоте;

б) для усилителей с расстроенными парами при критической расстройке

$$\left. \begin{array}{l} f_1 = f_{\text{пр}} \left( 1 + \frac{d_s}{2} \right), \\ f_2 = f_{\text{пр}} \left( 1 - \frac{d_s}{2} \right); \end{array} \right\} \quad (8.38)$$

в) для усилителей с расстроенными тройками при критической расстройке

$$\left. \begin{array}{l} f_1 = f_{\text{пр}} \left( 1 + \frac{\sqrt{3}}{2} d_s \right), \\ f_2 = f_{\text{пр}}, \\ f_3 = f_{\text{пр}} \left( 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} d_s \right). \end{array} \right\} \quad (8.39)$$

9. Определяем сопротивления шунтов по формуле (8.32). Для этого необходимо предварительно найти входные сопротивления ламп для частот, на которых они работают, затухания, вносимые входными сопротивлениями ламп по формуле (8.30), и затухания, вносимые шунтами, из следующих выражений:

а) для схемы с одиночными контурами

$$d_{R_{\text{ш}}} = d_s - d - d_{R_{\text{вх}}} \quad (8.40)$$

б) для схемы с двумя контурами

$$\left. \begin{array}{l} d_{R_{\text{ш1}}} = d_s - d, \\ d_{R_{\text{ш2}}} = d_s - d - d_{R_{\text{вх2}}}, \end{array} \right\} \quad (8.41)$$

при этом необходимо учесть, что сопротивления, шунтирующие контуры, получаются неодинаковыми.

10. Вычисляем индуктивности контуров по формуле

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f^2 \cdot C}.$$

**Пример 8.2.** Рассчитать усилитель промежуточной частоты.

Исходные данные

$f_{\text{пр}} = 30 \text{ Мгц}$ ,  $K_{\text{ТПЧ}} = 10000$ ,  $2\Delta F = 5 \text{ Мгц}$ . Смеситель пентодный на лампе 6Ж1П ( $S_{\text{пр}} \approx 2 \text{ мА/В}$ ).

### Решение

1. Выбираем для усилителя пентод типа 6Ж1П.

Данные лампы:  $S=5,2 \text{ мА/в}$ ,  $C_{\text{вх}}=4,35 \text{ нФ}$ ,  $C_{\text{вых}}=2,35 \text{ нФ}$ ,  $k=70 \text{ Мом} \cdot \text{Мгц}^2$ .

2. Определяем полные емкости контуров:

а) для схемы № 1

$$C > \frac{C_{\text{вых}} + C_{\text{вх2}}}{10\delta} \cdot \frac{f_{\text{пп}}}{2\Delta F} = \frac{2,35 + 4,35}{10 \cdot 0,5} \cdot \frac{30}{5} = 8 \text{ нФ}.$$

Принимаем  $C=10 \text{ нФ}$ .

Емкость

$$C_{\text{к}} = C - (C_{\text{вх2}} + C_{\text{вых}} + C_{\text{м}}) = 10 - (2,35 + 4,35 + 3,0) = 0,3 \approx 0;$$

б) для схемы № 2

$$C > \frac{2,35 + 4,35}{10 \cdot 0,15} \cdot \frac{30}{5} = 27 \text{ нФ},$$

$$C_{\text{к}} = 27 - (2,35 + 4,35 + 3,0) = 17 \text{ нФ};$$

в) для схемы № 3

$$C > \frac{6,7}{10 \cdot 0,095} \cdot \frac{30}{5} = 42 \text{ нФ}; \quad C_{\text{к}} = 42 - 10 = 32 \text{ нФ};$$

г) для схемы № 4

$$C > \frac{6,7}{10 \cdot 0,4} \cdot \frac{30}{5} = 10 \text{ нФ},$$

Принимаем  $C_2 = C = 10 \text{ нФ}$

$$C_{\text{к}} = C_2 - (C_{\text{вх2}} + C_{\text{м}}) = 10 - (4,35 + 3,0) \approx 3 \text{ нФ},$$

$$C_1 = C_{\text{к}} + C_{\text{вых}} + C_{\text{м}} = 3 + 2,35 + 3,0 = 8 \text{ нФ}.$$

3. Определяем единичное усиление смесителя:

а) для схемы № 1

$$K'_{r1} = \frac{S_{\text{пп}}}{2\pi C (2\Delta F)} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^6} = 6,4;$$

б) для схемы № 2

$$K'_{r1} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 27 \cdot 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^6} = 2,36;$$

в) для схемы № 3

$$K'_{r1} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 42 \cdot 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^6} = 1,52;$$

г) для схемы № 4

$$K'_{r2} = \frac{S_{\text{пп}}}{2\pi \sqrt{C_1 C_2} (2\Delta F)} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot \sqrt{10 \cdot 8 \cdot 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^6}} = 7,1.$$

4. Определяем единичное усиление каскада УПЧ:

а) для схемы № 1

$$K''_{r1} = \frac{S}{2\pi C (2\Delta F)} = \frac{5,2 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 10 \cdot 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^6} = 16,7;$$

б) для схемы № 2

$$K''_{r1} = \frac{5,2 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 27 \cdot 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^6} = 5,8;$$

в) для схемы № 3

$$K'_{r1} = \frac{5,2 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 42 \cdot 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^6} = 4,0;$$

г) для схемы № 4

$$K''_{r2} = \frac{S}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 2\Delta F}} = \frac{5,2 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot \sqrt{10 \cdot 8 \cdot 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^6}} = 18,5.$$

5. Определяем число каскадов  $N$  и выбираем схему усилителя:

а) для схемы № 1 при  $N=5$

$$K'_{\text{TPЧ}} = \frac{K'_{r1} (K''_{r1})^{N-1}}{\varphi(N)} = \frac{6,4 \cdot 16,7^4}{130} = 3800;$$

б) для схемы № 2 при  $N=8$

$$K_{\text{TPЧ}} = \frac{2,36 \cdot 5,8^7}{29} = 18\,000;$$

в) для схемы № 3 при  $N=9$

$$K_{\text{TPЧ}} = \frac{1,52 \cdot 48}{3,8} = 26\,000;$$

г) для схемы № 4 при  $N=5$

$$K_{\text{TPЧ}} = \frac{7,1 \cdot 18,5^4}{68} = 12\,200.$$

Выбираем схему усилителя с двухконтурными полосовыми фильтрами из пяти каскадов (включая каскад смесителя).

6. Расчет и построение резонансной кривой не производим.

7. Рассчитываем эквивалентное затухание контуров

$$d_3 = \frac{2\Delta F}{f_{\text{пп}}} \psi(N) = \frac{5}{30} \cdot 1,16 = 0,193.$$

8. Все контуры настраиваем на одну частоту

$$f = f_{\text{пп}} = 30 \text{ МГц.}$$

9. Определяем сопротивления шунтов. Предварительно находим

$$R_{\text{вх}} = \frac{\kappa}{f_{\text{пп}}^2} = \frac{70}{30^2} = 0,078 \text{ Мом.}$$

$$d_{R_{\text{вх}}} = \frac{1}{\omega_{\text{пп}} \cdot C \cdot R_{\text{вх}}} = \frac{1}{6,28 \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-12} \cdot 78 \cdot 10^3} = 0,007.$$

Принимаем  $d = 0,02$ .

В связи с малостью значения  $d_{R_{\text{вх}}}$  принимаем

$$d_{R_{\text{ш1}}} = d_{R_{\text{ш2}}} = d_{R_{\text{ш}}} = d_3 - d = 0,193 - 0,02 = 0,173,$$

тогда

$$R_{\text{ш1}} = R_{\text{ш2}} = R_{\text{ш}} = \frac{1}{\omega_{\text{пп}} \cdot C \cdot d_{R_{\text{ш}}}} = \frac{1}{6,28 \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-12} \cdot 0,173} = 3100 \text{ ом.}$$

10. Определяем индуктивность контуров

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f_{\text{пп}}^2 C} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{30^2 \cdot 10^6 \cdot 10} = 2,8 \text{ мкГн.}$$

### § 8.3. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ ПРИЕМНИКОВ САНТИМЕТРОВЫХ ВОЛН

Усилитель промежуточной частоты приемников сантиметровых волн состоит из предварительного (ПУПЧ) и главного усилителей. По своей схеме главный УПЧ ничем не отличается от схем УПЧ приемников метровых и дециметровых волн, рассмотренных выше. Предварительный усилитель, являясь входным блоком УПЧ, в основном определяет шумовые свойства приемника, что главным образом и принимается во внимание при выборе его схемы.

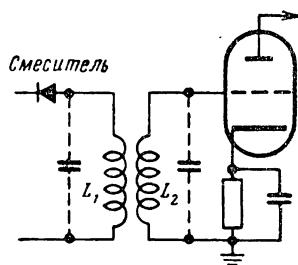
Предварительный усилитель промежуточной частоты имеет входную цепь, выполненную в виде одноконтурной или двухконтурной системы, и усилитель с низким коэффициентом шума. Типовой схемой первых двух каскадов ПУПЧ является рассмотренная в гл. 7 схема «заземленный катод—заземленная сетка» (см. фиг. 7.9). Третьим и обычно последним каскадом предварительного усилителя промежуточной частоты является каскад с кабельным переходом, передающий сигнал промежуточной частоты к главному УПЧ.

Входная цепь, при помощи которой происходит передача сигналов промежуточной частоты от кристаллического смесителя к сетке первой усилительной лампы, выполняет роль согласующего устройства.

Правильный выбор схемы входной цепи и ее элементов оказывает влияние не только на величину передаваемой на вход первой лампы энергии, но и на коэффициент шума усилителя промежуточной частоты. Этим требованиям в основном удовлетворяет двухконтурная цепь, наиболее широко применяемая в современных радиолокационных приемниках. Наиболее распространенным видом такой цепи является схема со взаимоиндуктивной связью между контурами (фиг. 8.5).

Двухконтурная входная цепь по сравнению с одноконтурной позволяет получить более широкую полосу пропускания при том же значении коэффициента шума, что весьма важно для широкополосного приемника. При использовании такой входной цепи ее резонансная кривая является обычно несимметричной. Это вызвано тем, что каждый из контуров шунтируется разными по величине сопротивлениями выхода смесителя и входа последующей лампы, а также вследствие разброса емкостей ламп.

Кроме того, особенностью двухконтурной цепи является резкое различие затуханий ее контуров, обусловленное тем, что первый контур шунтируется малым выходным сопротивлением смесителя. Обычно связь между контурами выбирается переходной, т. е. та-



Фиг. 8.5. Схема двухконтурной входной цепи УПЧ.

кой, при которой резонансная кривая остается еще одногорбой, хотя  $k > k_{\text{кр}}$ .

В этом случае коэффициент передачи входной цепи получается несколько меньшим, чем при критической связи, но зато полоса пропускания получается шире.

Коэффициент переходной связи определяется выражением

$$k_{\text{пер}} = \sqrt{\frac{1}{2} (d_1^2 + d_2^2)}, \quad (8.42)$$

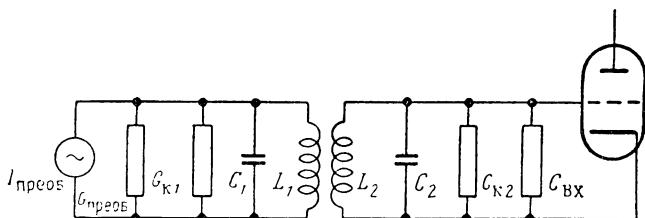
а коэффициент передачи входной цепи — выражением

$$K_{\text{вх.ц}} = \sqrt{2 \frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{\sqrt{d_1^2 + d_2^2}}{(d_1 + d_2)^2}}. \quad (8.43)$$

При значениях добротностей контуров  $Q_1 \geq 1$  и  $Q_2 > 10$ , что имеет место в двухконтурной входной цепи, коэффициент передачи входной цепи

$$K_{\text{вх.ц}} \approx \sqrt{2 \frac{C_1}{C_2}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}. \quad (8.44)$$

Коэффициент шума УПЧ приемников сантиметровых волн, не имеющих усилителя радиочастоты, зависит в основном от коэффи-



Фиг. 8. 6. Эквивалентная схема двухконтурной входной цепи.

циента шума первого каскада, схемы входной цепи и режима ее работы.

При оценке шумовых свойств УПЧ учитывают собственные шумы входной цепи, шумы первой лампы, а также флюктуационные шумы в выходном сопротивлении кристаллического преобразователя. Таким образом, все «шумящие» элементы образуют цепь, показанную на фиг. 8. 6 в виде эквивалентной схемы, которая для удобства расчетов представляется схемой проводимостей. Для упрощения анализа работы схемы вместо эквивалентного генератора напряжения и его выходного сопротивления используются эквивалентный генератор тока и его выходная активная проводимость. Все остальные активные сопротивления в схеме заменены активными проводимостями.

На эквивалентной схеме на фиг. 8.6 и в последующих расчетах приняты следующие обозначения:

$C_1, C_2, L_1, L_2$  — емкости и индуктивности контуров;

$I_{\text{преоб}}$  — ток преобразователя частоты;

$G_{\text{преоб}} = \frac{1}{R_{\text{преоб}}}$  — проводимость преобразователя частоты;

$G_{\kappa 1} = \frac{1}{R_{\text{oe}1}}$  — резонансная проводимость первого контура;

$G_{\kappa 2} = \frac{1}{R_{\text{oe}2}}$  — резонансная проводимость второго контура;

$G_{\text{вх}} = \frac{1}{R_{\text{вх}}}$  — входная проводимость лампы первого каскада;

$n_{\text{тр}} = \frac{U_1}{U_2}$  — коэффициент трансформации входной цепи.

Резонансной проводимостью первого контура  $G_{\kappa 1}$  обычно пренебрегают ввиду ее малости по сравнению с проводимостью преобразователя частоты  $G_{\text{преоб}}$ .

Минимальное значение коэффициента шума такой цепи достигается при условии, когда вход усилителя и выход кабеля, идущего от смесителя, рассогласованы. Режим рассогласования с точки зрения эффективности передачи энергии по кабелю является нежелательным; поэтому, как показал Х. М. Виленский, можно сохранить режим согласования и добиться в этом режиме минимального коэффициента шума, если выбрать значение резонансной проводимости второго контура равным оптимальному в соответствии с выражением

$$G_{\kappa 2 \text{ опт}} = G_{\text{вх}} \left( \frac{1}{\sqrt{R_{\text{ш.л}} G_{\text{вх}}}} - 1 \right), \quad (8.45)$$

где  $R_{\text{ш.л}}$  — шумовое сопротивление лампы.

Режим согласования достигается при значении коэффициента трансформации входной цепи

$$n_{\text{тр.согл}} = \sqrt{\frac{G_{\text{вх}} + G_{\kappa 2 \text{ опт}}}{G_{\text{преоб}}}}. \quad (8.46)$$

Коэффициент шума УПЧ при выполнении указанных выше условий определяется выражением

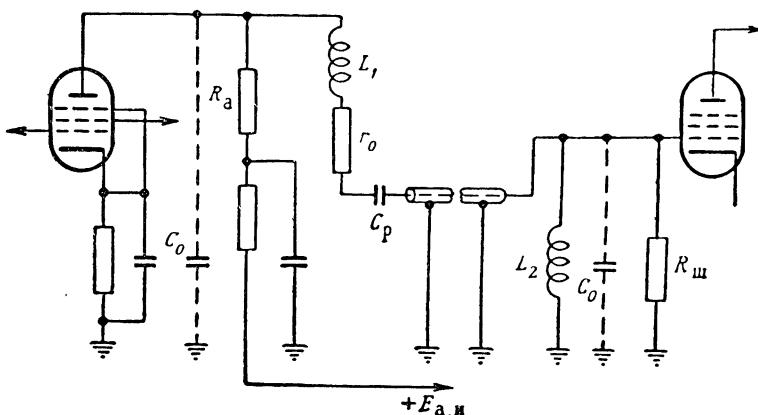
$$N_{\text{ш УПЧ}} = 2 + 8 \sqrt{R_{\text{ш.л}} G_{\text{вх}}}. \quad (8.47)$$

Перейдем к рассмотрению каскада с переходным кабелем. Схема широко применяющегося каскада такого типа показана на фиг. 8.7. В анодной цепи лампы последовательно с катушкой контура через разделительный конденсатор включен высокочастотный кабель, при помощи которого осуществляется передача энергии высокой частоты от ПУПЧ к ГУПЧ. К выводу кабеля присоединен входной контур первой лампы УПЧ. Для эффективной передачи

энергии по кабелю последний должен быть нагружен на сопротивление, равное волновому сопротивлению фидера, т. е.

$$R'_{oe2} = \rho_\Phi,$$

где  $R'_{oe2}$  — эквивалентное резонансное сопротивление контура с учетом шунтирования его сопротивлением шунта  $R_{ш}$  и входным сопротивлением лампы  $R_{вх}$ .



Фиг. 8.7. Схема каскада с переходным кабелем.

Для выполнения условия согласования сопротивление шунта  $R_{ш}$  должно быть равным

$$R_{ш} = \frac{R'_{oe2}}{\frac{R'_{oe2}}{R_{вх}} - \frac{R'_{oe2}}{R_{вх}} - 1}; \quad (8.48)$$

здесь собственные резонансные сопротивления обоих контуров могут быть приняты одинаковыми.

Каскад с переходным кабелем по своим резонансным свойствам эквивалентен одиночному колебательному контуру. Коэффициент усиления каскада определяется выражением

$$K = \frac{S\rho_\Phi}{d_s}, \quad (8.49)$$

где  $d_s$  — затухание эквивалентного контура.

$$d_s = 2\pi f_{np} C_1 (r + r_0 + \rho_\Phi); \quad (8.50)$$

$$C_1 = C_k + C_{вых} + C_m; \quad (8.51)$$

$r$  — сопротивление активных потерь в катушке, которым можно пренебречь;

$r_0$  — сопротивление, обеспечивающее получение необходимого затухания.

Полный расчет усилителя промежуточной частоты приемника сантиметровых волн слагается из определения его коэффициента шума, расчета двухконтурной входной цепи, определения числа каскадов УПЧ и выбора схемы главного УПЧ.

Методика расчета коэффициента шума УПЧ и двухконтурной входной цепи излагается ниже; для определения же числа каскадов УПЧ и выбора схемы главного УПЧ может быть целиком и полностью использована методика инженера М. Л. Волина, изложенная в предыдущем параграфе.

Методика М. Л. Волина пригодна при расчетах усилителей, состоящих не только из одинаковых каскадов, но и из некоторых комбинаций разных каскадов, например, сочетания одноконтурных и двухконтурных каскадов. В УПЧ приемников сантиметровых волн такая комбинация каскадов находит широкое применение. В этом случае каскады главного УПЧ являются двухконтурными, а каскады ПУПЧ — одноконтурными. Напомним, что каскад «заземленный катод—заземленная сетка» и каскад с переходным кабелем по своим свойствам относятся к одноконтурным.

Если главный УПЧ состоит из одноконтурных каскадов, то все каскады УПЧ являются одноконтурными и могут настраиваться на одну частоту или на разные частоты.

Для усилителя, состоящего из  $N_1$  одноконтурных попарно расположенных каскадов и  $N_2$  двухконтурных каскадов, значение усиления определяется из выражения

$$K = \frac{K_{r_1}^{N_1} \cdot K_{r_2}^{N_2}}{\varphi_{1.2}(N)}, \quad (8.52)$$

где

$$\varphi_{1.2}(N) = [\varphi_1(N_k)]^{\frac{N_1}{N_k}} \left[ \varphi_2\left(\frac{N_k}{2}\right) \right]^{\frac{2N_2}{N_k}}.$$

Здесь  $K_{r_1}$ ,  $K_{r_2}$  — соответственно единичное усиление одноконтурных и двухконтурных каскадов;

$N_k = N_1 + 2N_2$  — общее количество контуров;

$\varphi_1(N_k)$  — значение функции по табл. 8.1 для усилителя с попарно расположенным каскадами ( $N_k$  принимается равным  $N$ );

$\varphi_2\left(\frac{N_k}{2}\right)$  — значение функции по табл. 8.1 для усилителя с двумя связанными контурами ( $\frac{N_k}{2}$  принимается равным  $N$ ).

**Пример 8.3.** Определить коэффициент усиления  $K$  для схемы, состоящей из двух одноконтурных и трех двухконтурных каскадов. Единичное усиление  $K_{r1}=5$ ,  $K_{r2}=12$ .

### Решение

В соответствии с условиями  $n_1=2$ ,  $n_2=3$ ,  $n_k=8$  по табл. 8.1 находим

$$\varphi_1(N_k) = \varphi_1(8) = 29,$$

$$\varphi_2\left(\frac{N_k}{2}\right) = \varphi_2(4) = 22.$$

Определяем

$$\varphi_{1.2}(N) = [\varphi_1(N_k)]^{\frac{N_1}{N_k}} \left[ \varphi_2\left(\frac{N_k}{2}\right) \right]^{\frac{2N_2}{N_k}} = 29^{2/8} \cdot 22^{6/8} = 23,6.$$

Коэффициент усиления равен

$$K = \frac{K_{r1}^{N_1} \cdot K_{r2}^{N_2}}{\varphi_{1.2}(N)} = \frac{52 \cdot 123}{23,6} = 1820.$$

Рассмотрим последовательность расчета УПЧ.

### Исходные данные

1. Полоса пропускания тракта промежуточной частоты.
2. Тип кристаллического смесителя.
3. Коэффициент усиления УПЧ.

### Требуется определить

1. Типы применяемых ламп.
2. Оптимальное значение резонансной проводимости второго контура входной цепи.
3. Коэффициент трансформации входной цепи при согласовании.
4. Минимальное значение коэффициента шума УПЧ.
5. Схему главного УПЧ и число каскадов в нем.
6. Добротность контуров входной цепи и усилителя.
7. Параметры контуров.

### Порядок расчета

1. Выбираем типы ламп. Для первого каскада, выполненного по схеме «заземленный катод—заземленная сетка», рекомендуется применять двойной триод типа 6Н14П. Для остальных каскадов используют пальчиковые пентоды типов 6Ж1П, 6Ж2П, 6Ж3П, 6Ж4П и сверхминиатюрный пентод 6Ж1Б.

2. Находим оптимальное значение резонансной проводимости второго контура входной цепи  $G_{k2\text{ opt}}$  по формуле (8.45).

3. Определяем значение коэффициента трансформации входной цепи в режиме согласования  $n_{\text{тр. согл}}$  по формуле (8.46).

4. Находим минимальное значение коэффициента шума  $N_{\text{шупч}}$  из выражения (8.47).

5. Определяем полные емкости контуров входной цепи.

Емкость второго контура

$$C_2 = C_{\text{вх}} + C_{\text{м2}}.$$

Емкость монтажа  $C_{\text{м2}}$  выбирается в пределах 3—5 нФ. Емкость первого контура выбирается из условия обеспечения полученного значения коэффициента трансформации входной цепи  $n_{\text{тр.согл}}$ . Коэффициент трансформации входной цепи  $n_{\text{тр.согл}} = U_{\text{вх}}/U_{\text{вых}}$  является величиной, обратной коэффициенту передачи входной цепи [выражение (8. 44)]. Таким образом:

$$n_{\text{тр.согл}} \approx \sqrt{\frac{C_2}{2C_1}}, \quad (8.53)$$

откуда

$$C_1 = \frac{C_2}{2n_{\text{тр.согл}}^2}. \quad (8.54)$$

Значение  $C_1$  не должно быть меньше суммы  $C_{\text{см.вых}} + C_{\text{м2}}$ . Выходная емкость смесителя в зависимости от конструкции находится в пределах 5—30 нФ.

6. Определяем оптимальную собственную добротность второго контура входной цепи

$$Q_{2\text{опт}} = \frac{\omega_{\text{пп}} C_2}{G_{k2\text{ опт}}}. \quad (8.55)$$

7. Находим эквивалентную добротность второго контура входной цепи с учетом шунтирующего влияния лампы

$$Q_{2s} = \frac{Q_{2\text{опт}}}{1 + \frac{G_{\text{вх}}}{G_{k2\text{ опт}}}}. \quad (8.56)$$

8. Находим эквивалентную добротность первого контура с учетом шунтирующего действия диодного кристаллического смесителя

$$Q_{1s} = \omega_{\text{пп}} C_1 R'_{\text{оel}},$$

где

$$R'_{\text{оel}} = \frac{R_{\text{оel}} R_{\text{преоб}}}{R_{\text{оel}} + R_{\text{преоб}}}.$$

Учитывая, что  $R_{\text{оel}} \gg R_{\text{преоб}}$ , получим

$$R'_{\text{оe}} \approx R_{\text{преоб}},$$

откуда

$$Q_{1s} = \omega_{\text{пп}} C_1 R_{\text{преоб}}. \quad (8.57)$$

Следует отметить, что собственную добротность первого контура входной цепи  $Q_1$  при конструктивном расчете катушек целесообразно принимать равной  $Q_{2\text{опт}}$ .

9. Определяем полосу пропускания входной цепи при переходной связи

$$2\Delta F_{вх.ц} = f_{np} \frac{\frac{1}{Q_{19}} + \frac{1}{Q_{23}}}{\sqrt{2}}. \quad (8.58)$$

Полученное значение должно быть больше заданной полосы пропускания тракта промежуточной частоты. При необходимости полоса может быть расширена уменьшением емкости  $C_1$ .

10. Находим полосу пропускания УПЧ по формуле (3.26)

$$2\Delta F = \sqrt{\frac{(2\Delta F_{TPЧ})^2 \cdot (2\Delta F_{вх.ц})^2}{(2\Delta F_{вх.ц})^2 - (2\Delta F_{TPЧ})^2}}.$$

Здесь  $2\Delta F_{TPЧ}$  — заданная полоса пропускания тракта промежуточной частоты.

11. Определяем индуктивности контуров входной цепи

$$\left. \begin{array}{l} L_1 = \frac{1}{\omega_{np}^2 C_1}, \\ L_2 = \frac{1}{\omega_{np}^2 C_2}. \end{array} \right\} \quad (8.59)$$

12. Находим оптимальный коэффициент связи контуров

$$k_{opt} = \frac{n_{tp. согл} G_{np}}{\omega_{np} \sqrt{C_1 C_2}}. \quad (8.60)$$

13. Определяем коэффициент передачи двухконтурной входной цепи

$$K_{вх.ц} \approx \frac{1}{n_{tp. согл}}.$$

14. Находим коэффициент усиления УПЧ

$$K_{УПЧ} = \frac{K_{TPЧ}}{K_{вх.ц}}. \quad (8.61)$$

15. Определяем полные емкости контуров всех каскадов методом, изложенным в § 8.2.

В первом каскаде ПУПЧ для последующих расчетов необходимо знать емкость контура, включенного в анодную цепь второго триода, так как этот контур определяет резонансные свойства каскада «заземленный катод—заземленная сетка». Значение емкости рассчитывают для схем № 1, 2, 3.

В каскаде с переходным кабелем вычисляют емкость первого контура  $C_1$  для схем № 1, 2, 3.

В каскадах главного УПЧ рассчитывают емкости для всех четырех схем.

16. Определяем единичное усиление

а) первого каскада по схеме «заземленный катод—заземленная сетка» для схем № 1, 2, 3

$$K'_{r1} = \frac{S_1}{2\pi C (2\Delta F)}. \quad (8.62)$$

Здесь  $S_1$  — крутизна первого триода;

б) каскада с переходным кабелем для схем № 1, 2, 3

$$K'_{r1} = \frac{S f_{np} \rho_\Phi}{2\Delta F}. \quad (8.63)$$

Эта формула получена из выражения (8.49) путем замены  $d_s$  его значением

$$d_s = \frac{2\Delta F}{f_{np}};$$

в) каскадов главного УПЧ по формулам (8.14), (8.15) для всех четырех схем.

17. Определяем необходимое число каскадов и выбираем схему УПЧ в соответствии с методикой, изложенной в § 8.2.

Подсчитываем коэффициент усиления УПЧ

для схем № 1, 2, 3 с одиночными контурами

$$K_{upch} = \frac{K'_{r1} \cdot K''_{r1} \cdot K^{N-2}_{r1}}{\varphi(N)}; \quad (8.64)$$

для комбинированной схемы из одноконтурных расстроенных пар (схема № 2) и двухконтурных полосовых фильтров (схема № 4)—по формуле (8.52).

18. Построение резонансной кривой, определение частот настройки контуров и расчет величин  $d_s$ ,  $R_{sh}$ ,  $L$  производятся так же, как в пп. 6, 7, 8, 9 и 10 § 8.2.

19. Определяем сопротивление  $R_{sh}$  и  $r_0$  в схеме каскада с переходным кабелем, используя для расчетов выражения (8.48) и (8.50).

Значение резонансного сопротивления контура можно найти из формулы

$$R_{oc1} \approx R_{oc2} = \frac{Q}{\omega_{np} C_1}.$$

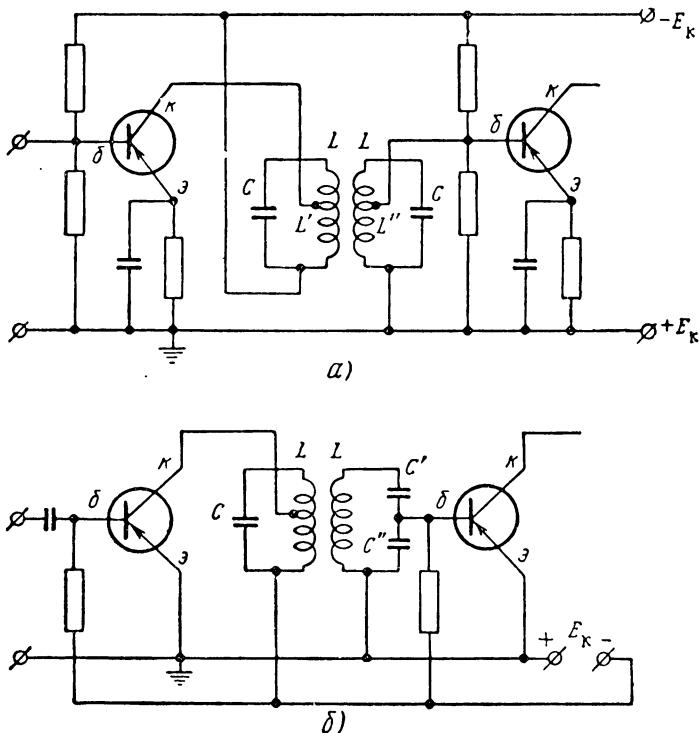
Добротностью  $Q$  задаемся в пределах 50—200.

#### § 8.4. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Усилитель промежуточной частоты на полупроводниковых триодах подобен такому же усилителю на электронных лампах и может состоять из одного и более каскадов. В каждом каскаде усилителя

в качестве колебательной системы используются либо одиночные контуры, либо двухконтурные полосовые фильтры.

Каскады таких усилителей выполняются по схеме с общей базой или с общим эмиттером. В практических схемах приемников наибольшее распространение получили схемы на плоскостных триодах с общим эмиттером.



Фиг. 8.8. Схемы каскадов УПЧ на полупроводниковых триодах с двухконтурными фильтрами.

*a—c* — автотрансформаторным включением, *б—с* — емкостным делителем со стороны выхода.

Усилитель промежуточной частоты с одиночными колебательными контурами ничем не отличается от рассмотренных в § 6.5 схем усилителей радиочастоты. Для его расчета может быть использована методика, изложенная в § 6.5; при этом расчет производится для фиксированной частоты, равной промежуточной.

На фиг. 8.8 показаны две схемы УПЧ на полупроводниковых триодах с двухконтурными полосовыми фильтрами. В обеих схемах использовано неполное включение первого контура со стороны выхода триода и второго контура со стороны входа последующего триода, что позволяет ослабить шунтирующее действие выходного

сопротивления триода на первый контур и уменьшает влияние малого входного сопротивления триода последующего каскада на второй контур.

В схеме (а) неполное включение контура со стороны выхода и входа осуществляется автотрансформаторно, а в схеме (б) неполное включение контура со стороны выхода обеспечивается емкостным делителем напряжения, составленным из двух последовательно соединенных конденсаторов.

В основу расчета схем усилителей промежуточной частоты с двухконтурными полосовыми фильтрами положена приведенная в § 6.5 методика Н. И. Чистякова.

Расчет усилителя производится покаскадно, начиная с последнего каскада.

### Исходные данные

1. Промежуточная частота  $f_{\text{пр}}$ .
2. Полоса пропускания  $2\Delta F$ .
3. Коэффициент частотных искажений  $M_{\text{тпч}}$ .
4. Коэффициент усиления  $K$ .
5. Избирательность  $\sigma$  при расстройке  $\Delta f$ .
6. Число фильтров промежуточной частоты  $m$ .
7. Входное сопротивление детектора  $R_{\text{вх.д}}$ .

### Требуется определить

1. Тип полупроводниковых триодов.
2. Добротность контуров фильтра  $Q$ .
3. Параметры контуров  $L$  и  $C$ .
4. Коэффициенты включения контуров  $p_1$  и  $p_2$ .
5. Элементы контуров  $L'$ ,  $L''$  для схемы на фиг. 8.8, а,  $C'$  и  $C''$  — для схемы на фиг. 8.8, б.
6. Коэффициент связи между контурами  $k$ .
7. Коэффициент усиления  $K$  (для проверки).
8. Избирательность  $\sigma$  (для проверки).

### Порядок расчета

1. Выбираем тип полупроводникового триода.

При выборе триода следует исходить из рекомендаций, изложенных в § 6.5.

Внутренние параметры триода определяем по формулам (6.40), (6.41), (6.42), (6.43).

2. Определяем параметры  $S'$  и  $R'$  по формулам (6.44), (6.45).

3. Определяем добротность контуров фильтра из условия обеспечения полосы пропускания  $2\Delta F$ .

Добротности контуров полосового фильтра в схемах на полупроводниковых триодах из-за шунтирования контуров получаются

неодинаковыми. Однако, как показал Н. И. Чистяков, при одинаковой настройке контуров, но при разной их добротности, может быть применена методика расчета, справедливая для обычных полосовых усилителей.

Резонансная характеристика такого усилителя соответствует полосовому фильтру, у которого затухание контуров

$$d_s = \frac{1}{Q_s} = \frac{d_1 + d_2}{2}, \quad (8.65)$$

а коэффициент связи

$$k_s = \sqrt{k - \frac{(d_1 - d_2)^2}{4}}. \quad (8.66)$$

Добротность  $Q_s$  определяется также, как и при расчете лампового усилителя (п. 3 § 8.1), с помощью расчетного графика, приведенного на фиг. 6.3.

4. Проверяем возможность удовлетворения избирательности при выбранном параметре  $\eta$  по одной из формул (8.3), (8.4). При этом значение обобщенной расстройки  $x_2 = \frac{2\Delta f}{f_{\text{пп}}} Q_s$ .

5. Определяем параметры контура  $C$  и  $L$ .

Задаемся емкостью  $C$  порядка 150—250  $n\mu$ ; индуктивность контура  $L$  находим по формуле (8.7).

6. Определяем коэффициент связи между контурами и коэффициент взаимоиндукции.

Для практических расчетов можно считать, что

$$k \approx k_s,$$

тогда

$$k \approx \eta d_s,$$

а коэффициент взаимоиндукции

$$M = k \cdot L.$$

7. Определяем коэффициент включения первого контура со стороны коллектора, пользуясь выражением, характеризующим затухание контура с учетом его шунтирования:

$$d_1 = d + p_1^2 \frac{\rho}{R'}, \quad (8.67)$$

где  $\rho = \omega_{\text{пп}} L$  — волновое сопротивление контура.

Коэффициент включения определяется формулой

$$p_1 = \sqrt{R' \frac{d_1 - d}{\rho}}, \quad (8.68)$$

при этом значением собственного затухания задаются порядка 0,01, а значение  $d_1$  можно принять равным  $(1,2 \div 1,3)d$ .

8. Определяем входное сопротивление каскада по формуле (6.52), где

$$R'_{oe} = p_1^2 \frac{\rho}{d + \frac{k^2}{d_2}}. \quad (8.69)$$

9. Определяем коэффициент включения второго контура со стороны входа последующего каскада, используя выражение, учитывающее шунтирование контура входным сопротивлением:

$$d_2 = d + p_2^2 \frac{\rho}{R_{bx}}. \quad (8.70)$$

Из этого выражения можно определить

$$p_2 = \sqrt{R_{bx} \frac{d_2 - d}{\rho}}. \quad (8.71)$$

Здесь

$$d_2 = 2d_s - d_1.$$

10. Определяем резонансный коэффициент усиления каскада по формуле

$$K = S' \rho p_1 p_2 \frac{k}{k^2 + d_1 d_2}. \quad (8.72)$$

11. Определяем элементы контуров:  
индуктивность связи  $L'$  первого контура

$$L' = p_1 L; \quad (8.73)$$

индуктивность связи  $L''$  второго контура (для схемы на фиг. 8.8, а)

$$L'' = p_2 L; \quad (8.74)$$

Емкости  $C'$  и  $C''$  второго контура (для схемы на фиг. 8.8, б).

$$C'' = \frac{C}{p_2}, \quad (8.75)$$

$$C' = \frac{CC''}{C'' - C}. \quad (8.76)$$

Пример 8.4. Требуется рассчитать усилитель промежуточной частоты на плоскостном полупроводниковом триоде.

## Исходные данные

1. Промежуточная частота  $f_{\text{пп}}=465 \text{ кгц}$ .
2. Полоса пропускания  $2\Delta F=7.5 \text{ кгц}$ .
3. Коэффициент частотных искажений  $M_{\text{ТПЧ}}=0.62$ .
4. Коэффициент усиления  $K \geq 1000$ .
5. Избирательность  $\alpha \geq 100$  при  $\Delta f=10 \text{ кгц}$ .
6. Число фильтров  $m=3$  (с учетом смесителя).
7. Входное сопротивление детектора  $R_{\text{вх.д}}=20 \text{ ком}$ .

## Решение

1. Выбираем плоскостной триод П114.  
В соответствии с примером расчета 6. 2

$$r_k=300 \text{ ком},$$

$$r_6=150 \text{ ом},$$

$$\alpha=0,95,$$

$$r_9=33 \text{ ом}.$$

2. Определяем параметры  $S'$  и  $R'$ ; согласно примеру расчета 6. 2

$$S'=23,8 \text{ ма/б},$$

$$R'=66 \text{ ком}.$$

3. Определяем добротность  $Q_9$ .

Предварительно находим значение коэффициента частотных искажений на один фильтр:

$$M'=\sqrt[3]{M_{\text{ТПЧ}}}=\sqrt[3]{0,62}=0,85.$$

Задаемся значением  $\eta=1,1$ ; из графика на фиг. 6. 3 находим  $x_1=1,25$ . Определяем добротность

$$Q_9=\frac{f_{\text{пп}}x_1}{2\Delta F}=\frac{465 \cdot 1,25}{7,5}=78.$$

$$d_9=\frac{1}{Q_9}=0,0128.$$

4. Проверяем избирательность усилителя:

$$\sigma=\left(\frac{\sqrt{(1-x_2^2+r^2)^2+4x^2}}{2\eta}\right)^m=\left(\frac{\sqrt{(1-3,35^2+1,12^2)^2+4 \cdot 3,35^2}}{2 \cdot 1,1}\right)^3=132.$$

Здесь

$$x_2=\frac{2\Delta f}{f_{\text{пп}}} Q_9=\frac{20}{465} 78=3,35.$$

5. Определяем параметры контура. Задаемся емкостью  $C=200 \text{ пФ}$ .

$$L=\frac{2,53 \cdot 10^{10}}{C f_{\text{пп}}^2}=\frac{2,53 \cdot 10^{10}}{200 \cdot 465^2}=585 \text{ мкГн}.$$

Находим

$$\rho=\omega_{\text{пп}} L=6,28 \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 585 \cdot 10^{-6}=1700 \text{ ом}.$$

6. Определяем коэффициент связи и коэффициент взаимоиндукции:

$$k \approx \eta d_9=1,1 \cdot 0,0128=0,014.$$

$$M=k \cdot L=0,014 \cdot 585=8,2 \text{ мкГн}.$$

7. Определяем коэффициент включения  $p_1$  (для обоих каскадов):

$$p_1 = \sqrt{R' \frac{d_1 - d}{\rho}} = \sqrt{\frac{66 \cdot 10^3 (0,012 - 0,01)}{1700}} = 0,28.$$

Предварительно задаемся  $d=0,01$ ,  $d_1=0,012$ .

8. Определяем входное сопротивление каскада:

$$\begin{aligned} R_{\text{вх2}} &= r_9 + r_6 + \frac{ar_9 \cdot r_k}{R'_{oe} + r_k (1 - a)} = \\ &= 33 + 150 + \frac{0,95 \cdot 33 \cdot 300 \cdot 10^3}{5500 + 300 \cdot 10^3 (1 - 0,95)} = 643 \text{ ом.} \end{aligned}$$

Здесь

$$R'_{oe} = p_1^2 \frac{\rho}{d + \frac{k^2}{d_2}} = 0,28^2 \frac{1700}{0,01 + \frac{0,014^2}{0,0136}} = 5500,$$

где

$$d_2 = 2d_9 - d_1 = 2 \cdot 0,0128 - 0,012 = 0,0136.$$

9. Определяем коэффициент включения  $p_2$  первого каскада:

$$p_2 = \sqrt{R_{\text{вх2}} \frac{d_2 - d}{\rho}} = \sqrt{643 \frac{0,0136 - 0,01}{1700}} = 0,037.$$

10. Определяем коэффициент усиления первого каскада:

$$\begin{aligned} K_1 &= S' \rho p_1 p_2 \frac{k}{k^2 + d_1 d_2} = 23,8 \cdot 10^{-3} \cdot 1700 \cdot 0,28 \cdot 0,037 \times \\ &\times \frac{0,014}{0,014^2 + 0,012 \cdot 0,0136} = 16,0. \end{aligned}$$

11. Определяем элементы фильтра первого каскада. Выбираем схему фильтра с емкостным делителем (см. фиг. 8.8, б). Находим емкости  $C'$  и  $C''$ :

$$C'' = \frac{C}{p_2} = \frac{200}{0,037} = 5400 \text{ нФ.}$$

$$C' = \frac{CC''}{C'' - C} = \frac{200 \cdot 5400}{5400 - 200} = 208 \text{ нФ.}$$

12. Определяем коэффициент включения со стороны детектора:

$$p_{2d} = \sqrt{R_{\text{вх,д}} \frac{d_2 - d}{\rho}} = \sqrt{2 \cdot 10^4 \frac{0,0136 - 0,01}{1700}} = 0,207.$$

13. Определяем элементы фильтра второго каскада:

$$C'' = \frac{C}{p_{2d}} = \frac{200}{0,207} = 970 \text{ нФ.}$$

$$C' = \frac{CC''}{C'' - C} = \frac{200 \cdot 970}{970 - 200} = 253 \text{ нФ.}$$

14. Определяем коэффициент усиления второго каскада:

$$K_2 = S' \rho p_1 p_{2\lambda} \frac{k}{k^2 + d_1 d_2} = 23,8 \cdot 10^{-3} \cdot 1700 \cdot 0,28 \cdot 0,207 \times \\ \times \frac{0,014}{0,014^2 + 0,012 \cdot 0,0136} = 90.$$

Большее значение усиления во втором каскаде объясняется тем, что его коэффициент включения  $p_{2\lambda}$  со стороны детектора во много раз больше, чем значение  $p_2$  в первом каскаде.

15. Определяем общее усиление обоих каскадов:

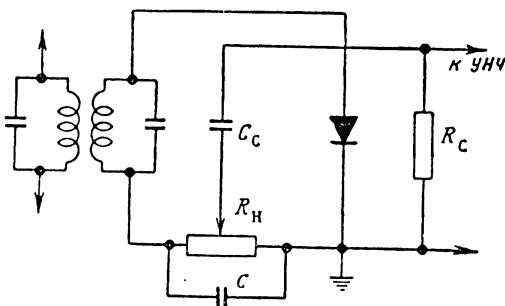
$$K_{\text{упч}} = K_1 K_2 = 16,0 \cdot 90 = 1440.$$

## Глава IX

### РАСЧЕТ ДЕТЕКТОРОВ, АМПЛИТУДНОГО ОГРАНИЧИТЕЛЯ И СИСТЕМЫ АРУ

#### § 9.1. РАСЧЕТ АМПЛИТУДНОГО ДИОДНОГО ДЕТЕКТОРА

Детектирование сигнала, амплитуда которого изменяется по какому-либо закону, осуществляется с помощью амплитудного детектора. Наиболее широко применяется диодное детектирование, основанное на односторонней проводимости диода.



Фиг. 9.1. Схема последовательного диодного детектора.

Различают две основные схемы диодного детектора: последовательную (фиг. 9.1) и параллельную (фиг. 9.2).

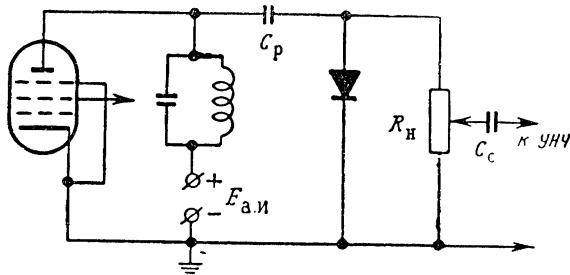
Последовательная схема применяется в том случае, когда источник сигнала (в радиоприемнике — контур колебательной системы) не находится под постоянным напряжением.

Параллельная схема применяется тогда, когда источник сигнала находится под постоянным напряжением, вследствие чего передача сигнала на детектор осуществляется через разделительный конденсатор  $C_p$ .

В практических схемах детекторных каскадов радиотехнических устройств, и особенно радиоприемников, используется схема последовательного детектора (фиг. 9.3).

Для улучшения фильтрации детектируемого напряжения применяется разделение нагрузки детектора  $R_h$  на сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ .

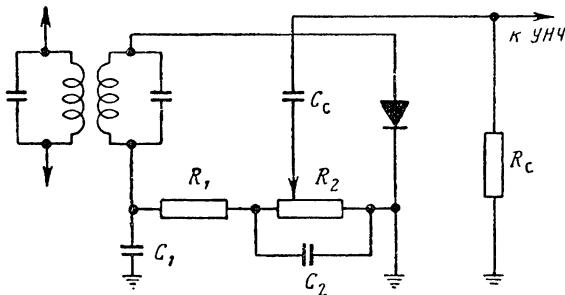
Сопротивление  $R_1$  и конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  образуют П-образный фильтр, обеспечивающий фильтрацию высокочастотного напряжения.



Фиг. 9.2. Схема параллельного диодного детектора.

Продетектированное напряжение низкой частоты снимается с сопротивления нагрузки  $R_2$ .

Для детектирования применяются как вакуумные, так и полупроводниковые диоды.



Фиг. 9.3. Практическая схема последовательного диодного детектора.

На фиг. 9.4 приведена одна из практических схем детектирования с использованием комбинированной лампы двойной диод-триод. Второй диод в схеме является обычно детектором в системе АРУ.

Рассмотрим расчет схемы диодного детектора (см. фиг. 9.4).

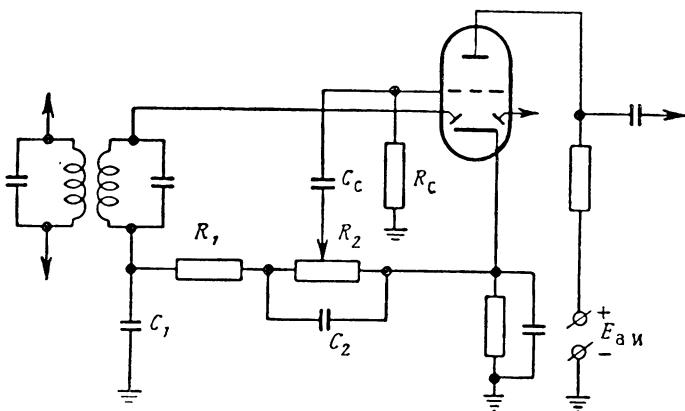
#### Исходные данные

1. Сопротивление источника сигнала или сопротивление контура  $R_{oe}$ , с которого снимается детектируемое напряжение.

В радиоприемниках, выполненных целиком на полупроводниковых приборах, сопротивление  $R_{oe}$  может быть и не задано, так как

в таких приемниках расчет детектора предшествует расчету усилителя высокой частоты.

2. Диапазон частот модулирующего сигнала  $F_{\min} - F_{\max}$ .
3. Допустимые частотные искажения  $M_d$ .



Фиг. 9.4. Практическая схема последовательного диодного детектора с использованием лампы двойной диод-триод.

Требуется определить

1. Тип вакуумного или полупроводникового диода.
2. Сопротивление нагрузки детектора  $R_1$  и  $R_2$ .
3. Емкости конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ .
4. Элементы переходной цепи  $C_c$  и  $R_c$ .

Порядок расчета

1. Выбираем тип вакуумного или полупроводникового диода.

При решении этого вопроса следует учесть, что полупроводниковые диоды наряду с малыми габаритами и весом обладают большей по сравнению с вакуумными диодами крутизной характеристики и меньшим значением междуэлектродных емкостей. В связи с этим в новой радиоаппаратуре применяются исключительно полупроводниковые диоды.

В схемах детекторов на полупроводниковых диодах применяются три группы германиевых точечных диодов: Д1, Д2 и Д9; каждая из этих групп разделяется на семь типов — от Д1-А до Д1-Ж, от Д2-А до Д2-Ж и от Д9-А до Д9-Ж.

Первые две группы имеют рабочий диапазон частот до 150 Мгц, а третья группа — до 80 Мгц.

Выбирать диод для детектирования следует по величине наибольшего внутреннего обратного сопротивления  $R_{i\text{обр}}$ , так как от него зависит величина входного сопротивления детекторного каскада.

Величина  $R_{i \text{ обр}}$  может быть найдена из соответствующих справочников как отношение обратного тока диода к напряжению, при котором получен этот обратный ток, а также по табл. 9.1.

Таблица 9.1

Тип диода	$U_{\text{обр max}} b$	$R_{i \text{ обр min ком}}$
Д2-Б	50	50
Д2-В	30	60
Д2-Д	50	100
Д2-Е	100	150
Д2-Ж	150	300

Для указанных типов диодов  $R_{i \text{ обр}}$  находится в пределах 50—300 ком.

В схемах детекторов на вакуумных диодах применяются следующие комбинированные лампы:

двойные диоды 6Х6С, 6Х2П, 6Х7Б,

двойные диоды-триоды 6Г1, 6Г2, 6Г7, 12Г1, 12Г2,

тройной диод-триод 6Г3П,

диод-пентоды 6Б2П, 6Б8С, 1Б2П, 1Б1П.

2. Определяем входное сопротивление и сопротивление нагрузки детекторного каскада. При использовании вакуумного диода для сохранения симметричности резонансной кривой УПЧ необходимо, чтобы входное сопротивление детектора незначительно шунтировало второй контур полосового фильтра:

$$R_{\text{вх.д}} \geq 4R_{\text{oe}}. \quad (9.1)$$

Сопротивление нагрузки для схемы последовательного детектора

$$R_{\text{н}} \approx 2R_{\text{вх.д}},$$

а для схемы параллельного детектора

$$R_{\text{н}} \approx 3R_{\text{вх.д}}.$$

При использовании полупроводникового диода

$$R_{\text{вх.д}} = \frac{R_{i \text{ обр}} \cdot R_{\text{н}}}{2R_{i \text{ обр}} + 3R_{\text{н}}}. \quad (9.2)$$

Сопротивлением нагрузки  $R_{\text{н}}$  в этом случае задаются в пределах 0,2—0,8 Мом.

В тех случаях, когда величина  $R_{\text{вх.д}}$  оказывается незначительной, можно использовать автотрансформаторную связь между контуром

УПЧ и детектором; при этом коэффициент автотрансформаторного включения

$$p \approx \frac{L_1}{L} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{\text{нх.л}}}{R_{\text{oe}}}}. \quad (9.3)$$

В приемниках на полупроводниковых приборах коэффициент  $p$  определять не следует, так как он находится при расчете УПЧ.

### 3. Определяем сопротивления $R_1$ и $R_2$ .

Сопротивление  $R_2$ , с которого снимается продетектированный сигнал, находим из выражения

$$R_2 = \frac{R_c}{6 \div 8}, \quad (9.4)$$

при этом сопротивлением утечки  $R_c$  каскада усилителя низкой частоты задаемся в пределах 0,5—3 Мом.

Для получения возможно большего коэффициента передачи детектора желательно, чтобы

$$R_2 \geq (0,6 \div 0,7) R_h.$$

Сопротивление  $R_1$  находим из формулы

$$R_1 = R_h - R_2. \quad (9.5)$$

4. Определяем эквивалентную емкость  $C_a$ , блокирующую нагрузку  $R_h$ , из условия получения минимальных нелинейных искажений:

$$C_a = \frac{1,5}{\Omega_{\max} R_h}. \quad (9.6)$$

5. Задаваясь величиной емкости  $C_1$ , находим емкость  $C_2$

$$C_2 = \frac{C_a - C_1}{\left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)^2}. \quad (9.7)$$

Емкости  $C_1$  и  $C_2$  не должны сильно отличаться друг от друга.

6. Определяем емкость конденсатора переходной цепи из условия, что частотные искажения в детекторе не превышают заданного значения  $M_d$ :

$$C_c \geq \frac{1}{\Omega_{\min} R_c \sqrt{M_d^2 - 1}}. \quad (9.8)$$

7. Определяем амплитуду напряжения несущей частоты, подводимого ко входу детектора, из условия обеспечения режима линейного детектирования.

При использовании выкуумного диода минимальное напряжение сигнала  $U_{\text{сигн min}}$  должно быть не менее 0,3 в, а при использовании полупроводникового диода — не менее 0,2 в.

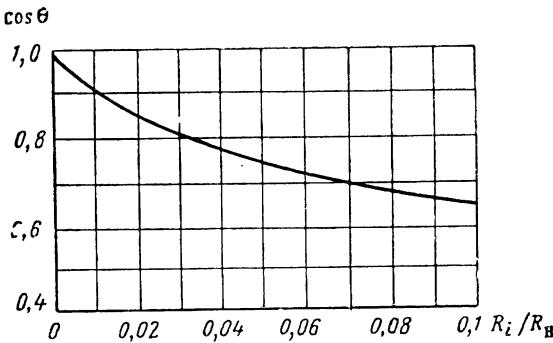
При воздействии амплитудно-модулированного сигнала

$$U_{\min} = U_h(1 - m_{\max}),$$

откуда

$$U_h = \frac{U_{\min}}{1 - m_{\max}}. \quad (9.9)$$

Значение коэффициента модуляции  $m_{\max}$  может быть взято равным 0,8—0,9.



Фиг. 9.5. Зависимость  $\cos \theta$  от  $R_i/R_h$ .

8. Находим коэффициент передачи детекторного каскада

$$K_d' = K_d \frac{R_2}{R_h} = \cos \theta \frac{R_2}{R_h}, \quad (9.10)$$

где  $\theta$  — угол отсечки тока.

Величина  $\cos \theta$  зависит от отношения  $R_i/R_h$  и определяется по графику, приведенному на фиг. 9.5.

## § 9.2. РАСЧЕТ ИМПУЛЬСНОГО ДИОДНОГО ДЕТЕКТОРА

Для детектирования импульсных сигналов высокой частоты в основном применяется диодное детектирование. Наиболее распространенная схема импульсного диодного детектора приведена на фиг. 9.6. Импульсные сигналы высокой частоты снимаются с катушки  $L_1$ , входящей в состав контура последнего каскада УПЧ, и подводятся к диоду. Нагрузкой каскада является сопротивление  $R_h$ , заблокированное по промежуточной частоте фильтром, состоящим из емкостей  $C$  и  $C_{ex}$  и индуктивности дросселя  $L_{dr}$ .

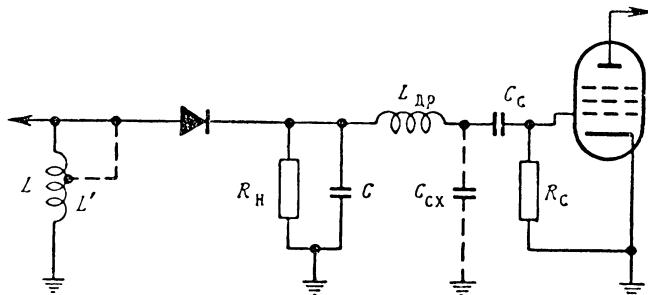
Продетектированный видеоимпульс подается на вход видеоусилителя через цепь  $C_c R_c$ .

При детектировании импульсных сигналов, форма которых обычно близка к прямоугольной, основное внимание при расчете следует обращать на получение наиболее крутого фронта нарастания импульса.

В основу приводимого ниже расчета положена методика Л. С. Гуткина<sup>1</sup>.

### Исходные данные

1. Длительность импульса  $\tau$ .
2. Напряжение на входе детектора  $U_{\text{вх.д.}}$ .
3. Время нарастания импульса в детекторе  $t_{\text{н.д.}}$ .
4. Промежуточная частота  $f_{\text{пр.}}$ .
5. Эквивалентное резонансное сопротивление контура УПЧ, учитывающее шунтирующее действие детектора,  $R_{\text{oe}}$ .



Фиг. 9. 6. Схема импульсного диодного детектора.

Требуется определить

1. Тип лампы.
2. Значение элементов схемы  $C$ ,  $R_H$ ,  $L_{\text{dp}}$ ,  $C_c$ ,  $R_c$ .
3. Коэффициент передачи детектора  $K_d$ .
4. Входное сопротивление детектора  $R_{\text{вх.д.}}$ .
5. Напряжение на выходе детектора  $U_{\text{вых.д.}}$ .

### Порядок расчета

1. Выбираем тип лампы по табл. 9. 2 или полупроводниковый диод в соответствии с рекомендациями, приведенными в § 9. 1.

2. Определяем величину емкости  $C$ , блокирующей нагрузку, из условия, что напряжение высокой частоты должно быть подведено непосредственно к диоду. Для этого емкость  $C$  должна быть во много раз больше емкости анод-катод диода  $C_{a.k}$

$$C \geq 10C_{a.k}$$

3. Находим сопротивление нагрузки из условия обеспечения достаточной крутизны заднего фронта импульса, обусловленного разрядом конденсатора  $C$  через сопротивление  $R_H$ :

$$R_H \leq \frac{t_{c.d.}}{2,2C}. \quad (9. 11)$$

<sup>1</sup> Л. С. Гуткин, Преобразование сверхвысоких частот и детектирование, Госэнергоиздат, 1953.

Таблица 9.2

Тип лампы	$C_{a,z}$ (анод — земля) $p\phi$	$C_{k,z}$ (катод — земля) $p\phi$	$C_{a,k}$ (анод — катод) $p\phi$	$R_i = \frac{1}{S}$ (при $U_{bx} = 3b$ ) ом
6Х6 (одна половина)	4,6	3,9	4	500
6Х2П (одна половина)	3	2	3,8	300
6Н15П (одна половина; анод соединен с сеткой)	3,2	3,4	2,4	150

При этом время спада импульса полагаем  $t_{c,d} < 0,2\tau$ .

4. По графику на фиг. 9.5 определяем величину  $\cos \theta_{уст}$  (здесь  $\theta_{уст}$  — установившееся значение угла отсечки), для чего предварительно вычисляем отношение  $R_i/R_n$ .

5. Находим входное сопротивление детектора при установившемся режиме по формуле

$$R_{bx,d} \approx \frac{R_n}{2 \cos \theta_{уст}}. \quad (9.12)$$

6. Определяем необходимое резонансное сопротивление контура предшествующего каскада из условия получения заданного эквивалентного сопротивления  $R'_{oe}$  контура:

$$R_{oe} = \frac{R'_{oe}}{1 - R'_{oe}/R_{bx,d}}. \quad (9.13)$$

По значению  $R_{oe}$  находим собственное затухание контура

$$d = \frac{1}{\omega C_k R_{oe}}, \quad (9.14)$$

значение которого должно быть конструктивно выполнимым. Если величина  $d$  слишком мала, то ее следует увеличить, изменив параметры контура.

7. Определяем время нарастания импульса

$$t_{n,d} \approx 5C \left[ 2R_i + R'_{oe} \left( 1 - \frac{2R_i}{R_{bx,d}} \right) \right] \cos \theta_{уст}. \quad (9.15)$$

Полученное значение  $t_{n,d}$  не должно значительно отличаться от заданного. Если оно окажется намного меньше заданного, то целесообразно увеличить емкость  $C$ , уменьшая одновременно сопротивление  $R_n$  в соответствии с формулой (9.11). Если полученное значение  $t_{n,d}$  превышает заданное, то рекомендуется или уменьшить сопротив-

ление нагрузки детектора  $R_{\text{п.}}$ , или ввести неполную связь предыдущего каскада с детектором. Для того чтобы решить, какой из этих методов наиболее правилен, находим критическое значение параметра включения детектора

$$p_{\text{kp}} = \sqrt{\frac{2R_i}{R'_{oe}(1 - 2R_i/R_{\text{вх.д}})}}. \quad (9.16)$$

Если  $p_{\text{kp}} < 1$ , то следует применить неполное включение.

Здесь  $p = \frac{L'}{L}$  (фиг. 9.6).

При помощи формулы (9.15) определяем новые значения времени нарастания при различных значениях  $p$  вплоть до  $p = p_{\text{kp}}$ . При этом вместо величины  $R'_{oe}$  подставляем  $p^2 R'_{oe}$ .

Независимо от того, каким путем было осуществлено уменьшение  $t_{\text{н.д.}}$ , необходимо скорректировать значения ранее полученных величин  $\cos \theta_y$ ,  $R_{\text{вх.д}}$  и  $R_{oe}$ .

8. Определяем коэффициент передачи детектора

$$K_d = p \cos \theta_y. \quad (9.17)$$

9. Находим напряжение на выходе детектора

$$U_{\text{вых.д}} = K_d U_{\text{вх.д}}. \quad (9.18)$$

10. Находим индуктивность дросселя фильтра

$$L_{dp} = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_{dp}}, \quad (9.19)$$

где  $f$  — резонансная частота дросселя

$$f = (0,5 \div 0,7) f_{\text{пр.}}$$

$C_{dp}$  — собственная емкость дросселя, равная ориентировочно  $2 \div 4 \text{ nF}$ .

11. Определяем значение элементов переходной цепи. Сопротивлением  $R_c$  следует задаться в пределах  $0,3 \div 1 \text{ Мом}$ . Тогда емкость можно определить из выражения

$$C_c = \frac{\tau}{\delta R_c}. \quad (9.20)$$

Здесь  $\delta$  — величина допустимого спада плоской части импульса, значение которой находится в пределах  $0,05 \div 0,2$ .

12. Находим входную емкость детектора

$$C_{\text{вх}} \approx C_{\text{а.к}} + C_{\text{к.з.}}$$

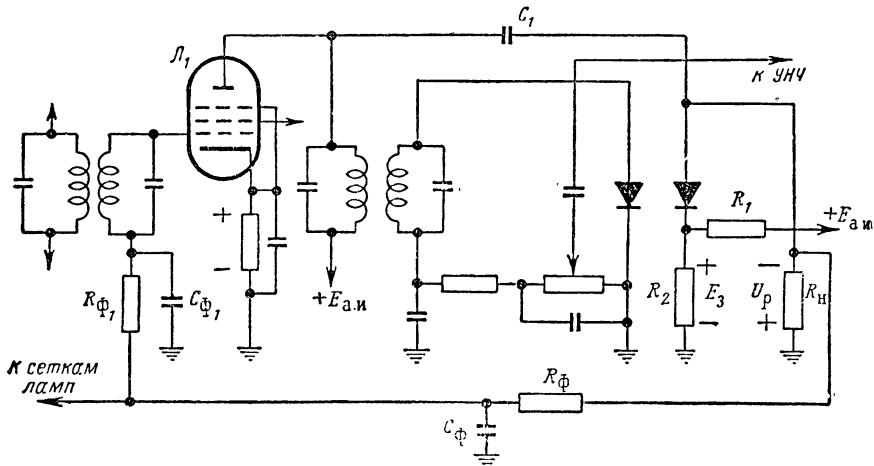
Значение  $C_{\text{а.к}}$  и  $C_{\text{к.з}}$  берем из табл. 9.2.

### § 9.3. РАСЧЕТ СИСТЕМЫ АРУ

Автоматическое регулирование усиления (АРУ) применяется во всех профессиональных и радиовещательных приемниках.

Система АРУ предназначена для поддержания постоянного уровня выходного напряжения при изменениях напряжения сигнала на входе приемника.

Наиболее распространенной схемой АРУ является схема АРУ с задержкой. Один из возможных вариантов этой схемы приведен на фиг. 9.7.



Фиг. 9.7. Схема автоматической регулировки усиления с задержкой.

Левый диод используется для детектирования принимаемых сигналов, а правый диод является детектором АРУ. Сигнал высокой частоты на левый диод снимается со второго контура фильтра промежуточной частоты, а на правый диод — с первого контура через разделительный конденсатор  $C_1$ .

При таком включении диодов каждый контур фильтра подвергается более равномерному шунтируанию.

Для получения напряжения задержки  $E_3$  используется делитель напряжения  $R_1R_2$ , включенный параллельно источнику анодного питания. Напряжение  $E_3$  снимается с сопротивления  $R_2$  и подается на анод правого диода через нагрузку  $R_n$ .

Регулирующее напряжение  $U_p$  снимается с сопротивления  $R_n$  и подается к сеткам регулируемых ламп через общий фильтр АРУ  $C_\Phi R_\Phi$  и развязывающие фильтры  $C_\Phi R_\Phi$ , включенные в цепь АРУ каждой регулируемой лампы.

При расчете системы АРУ необходимо знать коэффициент, характеризующий изменение напряжения сигнала на входе приемника:

$$\alpha = \frac{U_{\text{сигн max}}}{U_{\text{сигн min}}}$$

и коэффициент, характеризующий допустимое изменение сигнала на входе детектора:

$$\beta = \frac{U_{\text{вх.д. max}}}{U_{\text{вх.д. min}}}.$$

Для большинства радиовещательных приемников коэффициент  $\alpha$  находится в пределах 26—60  $\text{дБ}$  (20—1000 раз), а  $\beta$ —в пределах 6—8  $\text{дБ}$  (2—2,5 раза).

### Исходные данные

- Чувствительность приемника  $U_{\text{сигн min}}$ .
- Коэффициент, характеризующий изменение напряжения сигнала на входе приемника:

$$\alpha = \frac{U_{\text{сигн max}}}{U_{\text{сигн min}}}.$$

- Коэффициент, характеризующий допустимое изменение напряжения на входе детектора:

$$\beta = \frac{U_{\text{вх.д. max}}}{U_{\text{вх.д. min}}}.$$

- Число регулируемых ламп и их типы.
- Коэффициент усиления высокочастотного тракта приемника  $K_{\text{твч}}$ . Он может быть найден как произведение коэффициентов усиления цепей, входящих в высокочастотный тракт.

### Требуется определить

- Регулирующее напряжение  $U_p$ .
- Амплитудную характеристику приемника (характеристику АРУ).
- Значения сопротивлений и конденсаторов, относящихся к цепям АРУ.

### Порядок расчета

- Определяем необходимое изменение усиления высокочастотного тракта приемника, соответствующее заданным коэффициентам  $\alpha$  и  $\beta$ :

$$\frac{K_{\text{max}}}{K_{\text{min}}} = \frac{\frac{U_{\text{вх.д. min}}}{U_{\text{сигн min}}}}{\frac{U_{\text{вх.д. max}}}{U_{\text{сигн max}}}} = \frac{\frac{U_{\text{сигн max}}}{U_{\text{сигн min}}}}{\frac{U_{\text{вх.д. max}}}{U_{\text{вх.д. min}}}} = \frac{\alpha}{\beta}. \quad (9.21)$$

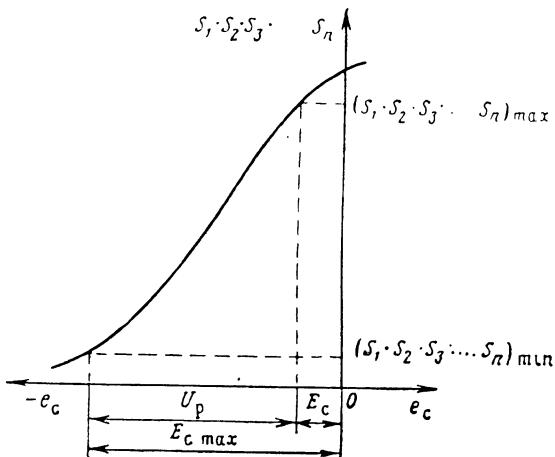
- Определяем регулирующее напряжение  $U_p$ , которое обеспечивает необходимое изменение усиления высокочастотного тракта от  $K_{\text{max}}$  до  $K_{\text{min}}$ .

Коэффициент усиления высокочастотного тракта характеризуется выражением

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n = S_1 R_{oe1} \cdot S_2 R_{oe2} \cdot \dots \cdot S_n R_{oe n}.$$

При этом максимальное значение коэффициента усиления  $K_{\max}$  будет пропорционально максимальным значениям крутизны характеристик регулируемых ламп, а минимальное значение  $K_{\min}$  — минимальным значениям крутизны характеристик ламп.

Таким образом,  $K_{\max}$  и  $K_{\min}$  будут соответственно пропорциональны произведениям максимальных и минимальных значений



Фиг. 9.8. Зависимость произведения крутизн ламп от напряжения смещения на сетках.

крутизн регулируемых ламп  $(S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \cdot \dots \cdot S_n)_{\max}$  и  $(S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \cdot \dots \cdot S_n)_{\min}$ .

Эти величины могут быть найдены из графика (фиг. 9.8), отражающего зависимость произведения крутизн ламп от напряжения смещения на управляющей сетке:  $S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \cdot \dots \cdot S_n = \varphi(e_c)$ .

Для построения такого графика следует перемножить величины крутизн характеристик регулируемых ламп для различных значений напряжения на сетке. Если одним из регулируемых каскадов является преобразователь частоты, то в произведение должна также входить крутизна преобразования  $S_{\text{проб}}$ . Для удобства построения графика рекомендуется применять по оси ординат логарифмический масштаб.

Из графика находим максимальное значение произведения  $(S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \cdot \dots \cdot S_n)_{\max}$ , соответствующее исходному напряжению смещения  $E_c$ , величина которого выбирается из типового режима данной лампы.

Затем вычисляем минимальное значение произведения  $(S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \cdot \dots \cdot S_n)_{\min}$ , при котором коэффициент усиления высокочастотного тракта изменяется от  $K_{\max}$  до  $K_{\min}$ , т. е. в  $\alpha/\beta$  раз:

$$(S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \cdot \dots \cdot S_n)_{\min} = \frac{(S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \cdot \dots \cdot S_n)_{\max}}{\alpha/\beta}. \quad (9.22)$$

Из графика находим также максимальное напряжение смещения  $E_{c\max}$ , соответствующее вычисленному минимальному значению произведения крутизны.

Величина регулирующего напряжения  $U_p$  может быть найдена из выражения

$$|U_p| = |E_{c\max}| - |E_c|. \quad (9.23)$$

3. Определяем величину минимально необходимого напряжения на входе детектора АРУ, при котором может быть получено найденное регулирующее напряжение  $U_p$ :

$$U'_{\text{вх.д min}} = \frac{U_p}{\beta - 1}. \quad (9.24)$$

Проверяем возможность получения такого напряжения при заданной чувствительности приемника  $U_{\text{сигн min}}$ :

$$U''_{\text{вх.д min}} = U_{\text{сигн min}} K_{\text{ТВЧ}}. \quad (9.25)$$

Для обеспечения заданных пределов регулирования необходимо, чтобы

$$U''_{\text{вх.д min}} \geq U'_{\text{вх.д min}}. \quad (9.26)$$

Если это условие не удовлетворяется, то необходимо изменить пределы регулирования или применить схему АРУ с задержкой и усилением.

При выполнении условия (9.26) выбираем напряжение задержки, равное минимальному напряжению на входе детектора:

$$E_s = U'_{\text{вх.д min}}. \quad (9.27)$$

4. Рассчитываем и строим амплитудную характеристику приемника

$$U_{\text{вх.д}} = \psi(U_{\text{сигн}}).$$

Для этого задаемся различными значениями напряжения на входе детектора  $U_{\text{вх.д}}$ , начиная от значения  $U'_{\text{вх.д min}}$ , и определяем соответствующее регулирующее напряжение

$$U_p = U_{\text{вх.д}} - E_s. \quad (9.28)$$

Затем определяем напряжение смещения, соответствующее полученному значению  $U_p$ , из выражения

$$U_c = E_c + U_p. \quad (9.29)$$

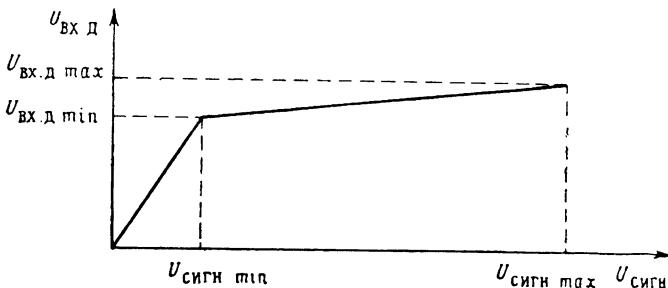
Для каждого из полученных значений  $U_c$  находим из графика соответствующее произведение крутизн характеристик ( $S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \dots S_n$ ), после чего подсчитываем напряжение на входе приемника  $U_{\text{сигн}}$  по формуле

$$U_{\text{сигн}} = U_{\text{сигн min}} \frac{(S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \dots S_n)_{\max}}{S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \dots S_n} \left( 1 + \frac{U_p}{E_3} \right). \quad (9.30)$$

Все расчетные величины рекомендуется записывать в таблицу.

Амплитудная характеристика приемника должна иметь форму, подобную показанной на фиг. 9.9.

5. Определяем значения емкостей и сопротивлений цепей АРУ.



Фиг. 9.9. Амплитудная характеристика приемника с АРУ.

Сопротивление нагрузки детектора АРУ выбираем из условия (9.1)

$$R_{\text{вх.д}} \geq 4R_{\text{oe.}}$$

Учитывая, что детектор АРУ выполняется по параллельной схеме, для которого  $R_{\text{вх.д}} \approx \frac{R_h}{3}$  (при использовании вакуумного диода), получим

$$R_h \geq 12R_{\text{oe.}}$$

Значение  $R_h$  обычно находится в пределах 1—1,5 Мом.

При использовании полупроводникового диода для нахождения  $R_h$  следует применить формулу (9.2).

Емкость разделительного конденсатора  $C_1$  выбираем в пределах 50—100  $\mu\text{ф}$ .

Элементы фильтра АРУ выбираем так, чтобы его постоянная времени удовлетворяла следующим условиям:

для приема сигналов амплитудной модуляции

$$\tau_\phi = C_\phi \cdot R_\phi = 0,02 \div 0,2 \text{ сек};$$

для приема сигналов телеграфной манипуляции

$$\tau_\phi = 0,01 \div 0,1 \text{ сек.}$$

Сопротивлением  $R_\phi$  можно задаться в пределах 0,5—2,0 Мом.

Элементы развязывающих фильтров  $R_{\phi 1}$ ,  $C_{\phi 1}$  в цепи АРУ регулируемых каскадов определяем из условия, что постоянная времени фильтра

$$\tau_{\phi 1} = C_{\phi 1} R_{\phi 1} = 0,1 \tau_{\phi};$$

при этом емкость фильтра находится из условия

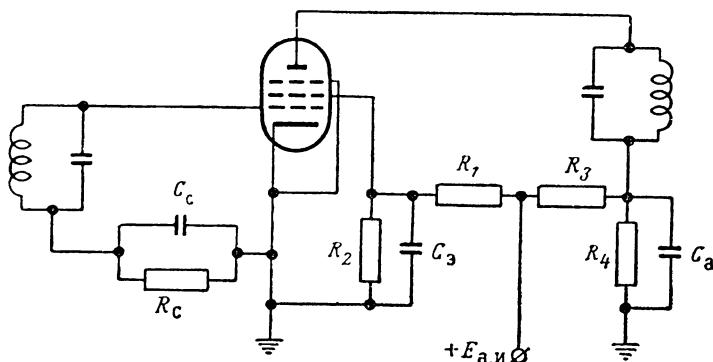
$$C_{\phi 1} \geq 100 C_{\text{вх}},$$

где  $C_{\text{вх}}$  — входная емкость регулируемой лампы.

#### § 9.4. РАСЧЕТ АМПЛИТУДНОГО ОГРАНИЧИТЕЛЯ

Амплитудные ограничители применяются главным образом в приемниках частотно-модулированных сигналов для устранения паразитной амплитудной модуляции.

В приемниках частотно-модулированных колебаний для амплитудного ограничения используется последний каскад УПЧ, работающий в режиме ограничения.



Фиг. 9.10. Схема каскада УПЧ, работающего в режиме ограничения.

На фиг. 9.10 приведена схема подобного усилителя-ограничителя. Смещение на сетке лампы создается в результате детектирования сеточного тока на цепочке  $R_c C_c$ . По мере увеличения амплитуды сигнала, подводимого к сетке лампы, смещение на сетке будет возрастать, рабочая точка будет сдвигаться влево и появится отсечка анодного тока.

В результате, как это видно из фиг. 9.11, высота импульсов анодного тока будет изменяться незначительно. Ограничение амплитуды происходит лишь в том случае, когда выполняется условие

$$U_{mc} > \frac{E_{c0}}{2}. \quad (9.31)$$

Таким образом, чем меньше значение  $E_{c0}$ , тем ниже порог ограничения.

Для снижения порога ограничения напряжения на электродах ламп уменьшаются: на аноде — до 15—20 в и на экранной сетке — до 20—30 в. Для получения такого режима напряжения на экранную сетку и анод подаются соответственно через делители

$R_1, R_2$  и  $R_3, R_4$  (см. фиг. 9. 10).

Основной задачей расчета амплитудного ограничителя является выбор такого значения сопротивления  $R_c$ , при котором обеспечивается наиболее эффективное ограничение. Для этой цели при

расчете необходимо построить ряд характеристик ограничителя и выбрать из них оптимальную. Поскольку указанный расчет имеет своеобразную специфику, рассмотрим его методику на конкретном примере.

Для расчета амплитудного ограничителя не требуются исходные данные.

Требуется  
определить

1. Тип лампы ограничителя.

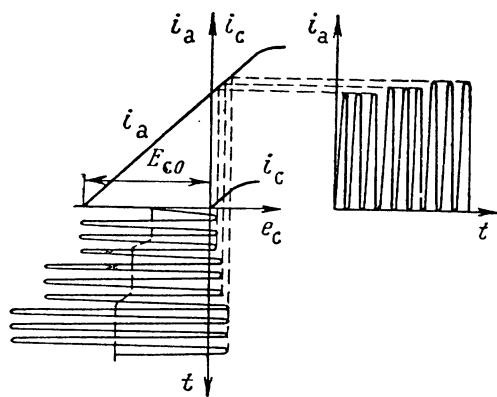
2. Сопротивление в цепи смещения  $R_c$ .

3. Емкость конденсатора в цепи смещения  $C_c$ .

4. Амплитуду первой гармоники анодного тока  $I_{a1}$ .

5. Элементы делителя в цепи экранной сетки  $R_1, R_2$ .

6. Элементы делителя в анодной цепи  $R_3, R_4$ .



Фиг. 9. 11. График, иллюстрирующий принцип действия амплитудного ограничителя.

### Порядок расчета

1. Выбираем тип лампы ограничителя. Для получения наиболее эффективного ограничения рекомендуется использовать лампы с короткой характеристикой, как, например, 6Ж8, 6Ж3, 6Ж1П, 6Ж2П и 6Ж3П.

Для расчета необходимо иметь характеристики  $i_a = \varphi(e_a)$  и  $i_c = \psi(e_c)$ , снятые при пониженных значениях анодного и экранного напряжений. Выбираем лампу типа 6Ж3. На фиг. 9. 12 изображены ее характеристики, необходимые для расчета. На фиг. 9. 13 и 9. 14 приведены характеристики ламп другого типа, а именно 6Ж8, 6Ж3П и 6Ж3 (в другом режиме).

Находим графическим путем крутизну анодно-сеточной характеристики и крутизну сеточной характеристики:

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_c} = \frac{0,6}{0,25} = 2,4 \text{ ma/v},$$

$$S_c = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_c} = \frac{0,5}{0,25} = 2 \text{ ma/v}.$$

2. Производим идеализацию анодно-сеточной и сеточной характеристик (см. фиг. 9. 12), после чего находим из графика ряд вспомогательных величин:

напряжение запирания для идеализированной характеристики анодного тока  $E_1 = -0,7 \text{ v}$ ;

напряжение запирания для идеализированной характеристики сеточного тока  $E_2 = +0,3 \text{ v}$ .

Заметим, что  $E_2$  в зависимости от типа лампы может оказаться величиной отрицательной. Поэтому в последующих расчетах знак при  $E_2$  должен обязательно учитываться.

3. Определяем напряжение смещения  $E_{c0}$ , которое создается на сопротивлении  $R_c$  в результате прохождения по нему сеточного тока, возникающего под воздействием переменного напряжения.

Как видно из графика,

$$E_{c0} = E_2 - U_{mc} \cos \theta_c. \quad (9.32)$$

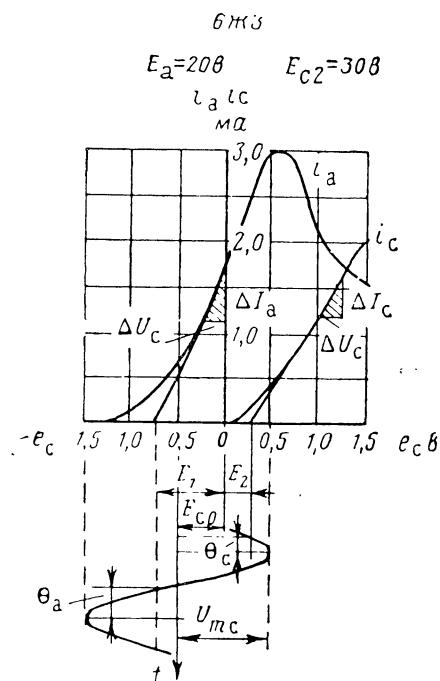
$E_{c0}$  зависит от амплитуды напряжения  $U_{mc}$  и от угла отсечки сеточного тока  $\theta_c$ .

В свою очередь угол отсечки определяется значением сопротивления  $R_c$

$$\theta_c = \sqrt{\frac{3\pi}{S_c R_c}} \text{ rad.} \quad (9.33)$$

(1 rad  $\approx 57,3^\circ$ ).

Задаваясь различными значениями сопротивления  $R_c$  и различными значениями амплитуды напряжения на сетке, найдем соответствующие им напряжения смещений. Как видно из графика,



Фиг. 9. 12. Характеристики лампы 6Ж3.

6Ж3П

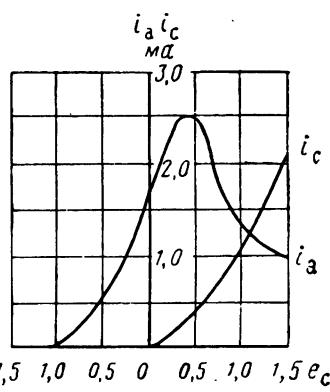
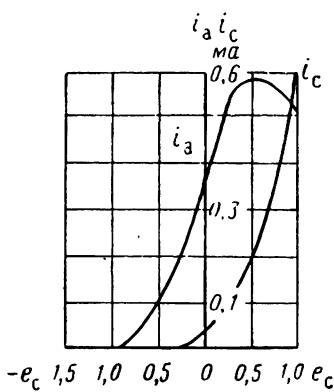
$$E_a = 308$$

$$E_{C2} = 208$$

6Ж3

$$E_a = 158$$

$$E_{C2} = 258$$

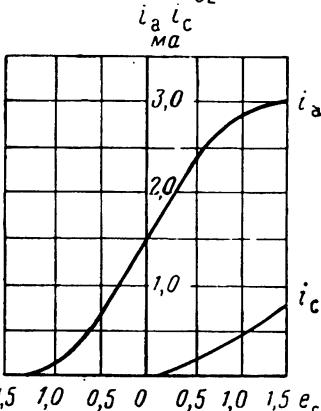


Фиг. 9. 13. Характеристики ламп 6Ж3П и 6Ж3.

6Ж8

$$E_a = 158$$

$$E_{C2} = 258$$

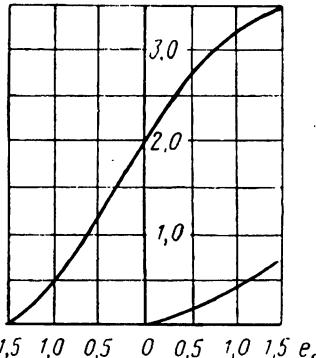


6Ж8

$$E_a = 208$$

$$E_{C2} = 308$$

$$i_a$$
  
mA



Фиг. 9. 14. Характеристики ламп 6Ж8.

ограничение начинается при амплитуде  $U_{mc}$  более 0,5 в. Записи расчета производим в табл. 9.3.

Таблица 9.3

$R_c$ ком	$\theta_c^{\circ}$	$\cos \theta_c$	$E_{c0}$ при:				
			$U_{mc} = 0,5$ в	$U_{mc} = 1$ в	$U_{mc} = 2$ в	$U_{mc} = 3$ в	$U_{mc} = 4$ в
50	26	0,9	-0,15	-0,6	-1,5	-2,4	-3,3
15	39	0,78	-0,09	-0,48	-1,26	-2,04	-2,82

В нашем примере ограничимся расчетами для двух крайних значений  $R_c = 50$  ком и  $R_c = 15$  ком.

4. Определяем амплитуду анодного тока первой гармоники

$$I_{al} = S\gamma U_{mc}, \quad (9.34)$$

где  $\gamma$  — коэффициент, зависящий от угла отсечки анодного тока  $\theta_a$ .

Коэффициент  $\gamma$  определяется из выражения

$$\gamma = \frac{2\theta_a - \sin 2\theta_a}{2\pi}. \quad (9.35)$$

В свою очередь для нахождения угла отсечки анодного тока  $\theta_a$  используется формула

$$\cos \theta_a = \frac{E_1 - E_{c0}}{U_{mc}}. \quad (9.36)$$

В тех случаях, когда  $\cos \theta_a$  приобретает значение, меньшее  $-1$  или большее  $+1$ , его следует принимать соответственно равным  $-1$  или  $+1$ .

Все записи расчета удобно свести в табл. 9.4.

Такая таблица составляется для каждого значения сопротивления  $R_c$ .

5. Строим характеристику амплитудного ограничителя  $I_{al} = \varphi(U_{mc})$  для каждого значения сопротивления  $R_c$ .

На фиг. 9.15 приведены характеристики ограничителя, построенные по результатам расчета.

Как видно из графика, для получения более точного совпадения расчетной кривой с требуемой (изображенной пунктиром) рекомендуется произвести расчет еще для одного-двух значений  $R_c$ .

Окончательное значение  $R_c$  выбирается из графика для той характеристики, которая приближается к пунктирной. По этой же характеристике находят амплитуду тока первой гармоники ограничителя  $I_{al}$ , значение которой необходимо для расчета частотного детектора с настроенными контурами.

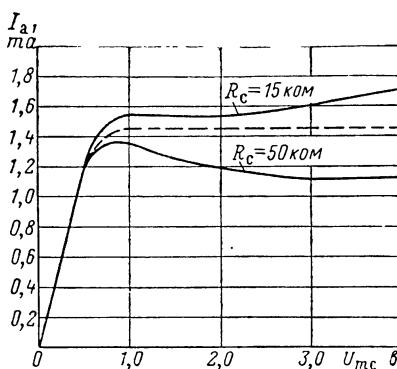
Таблица 9.4

$R_c$	$U_{mc}$ $\delta$	$E_{c0}$ $\delta$	$\cos \theta_a$	$\theta_a$		$\sin 2\theta_a$	$\gamma$	$I_{al}$ ма
				град.	рад			
50 ком	0,5	-0,15	-1	180	3,14	0	1	1,2
	1,0	-0,6	-0,1	96	1,68	-0,21	0,567	1,36
	2,0	-1,5	+0,4	66	1,15	0,74	0,249	1,2
	3,0	-2,4	+0,57	55	0,96	0,94	0,157	1,13
	4,0	-3,3	+0,65	49	0,86	0,99	0,117	1,12
15 ком	0,5	-0,09	-1	180	3,14	0	1	1,2
	1,0	-0,48	-0,22	103	1,8	-0,44	0,643	1,54
	2,0	-1,26	+0,28	74	1,29	0,56	0,320	1,54
	3,0	-2,04	+0,45	63	1,1	0,81	0,222	1,60
	4,0	-2,82	+0,53	58	1,01	0,9	0,179	1,72

6. Определяем емкость конденсатора цепи смещения из условия

$$\tau_c = C_c R_c = (15 \div 20) \text{ мксек.} \quad (9.37)$$

7. Рассчитываем делитель напряжения в цепи экранирующей сетки.



Фиг. 9.15. Характеристики амплитудного ограничителя для рассчитанного примера.

Определяем внутреннее сопротивление участка лампы катод—экранирующая сетка

$$R_{l c2} = \frac{E_{c2}}{I_{c2}}. \quad (9.38)$$

Нижнее сопротивление делителя выбираем из условия

$$R_2 = \frac{R_{l\ c2}}{4 \div 8}. \quad (9.39)$$

Верхнее сопротивление находим из формулы

$$R_1 = R_s \left( \frac{E_{a.u}}{E_{c2}} - 1 \right), \quad (9.40)$$

где  $R_s$  — эквивалентное сопротивление нижней части делителя;

$$R_s = \frac{R_{l\ c2} R_2}{R_{l\ c2} + R_2}; \quad (9.41)$$

$E_{a.u}$  — напряжение источника питания;

$E_{c2}$  — напряжение на экранирующей сетке.

Емкость конденсатора  $C_s$  находим по формуле

$$C_s = \frac{16 \cdot 10^5}{f_{np} \cdot R_s}. \quad (9.42)$$

$C_s$  получим в  $n\phi$ , если значения  $f_{np}$  выражены в  $M\text{Гц}$ , а  $R_s$  — в  $\text{ком}.$

Расчет делителя в анодной цепи производится подобным же образом.

### § 9.5. РАСЧЕТ ЧАСТОТНОГО ДЕТЕКТОРА

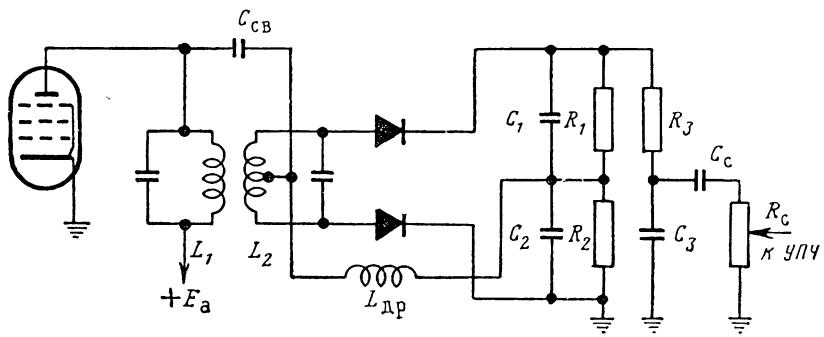
Частотный детектор применяется в приемниках частотно-модулированных сигналов и в устройствах автоматической подстройки частоты. Частотный детектор позволяет получить выходное напряжение, амплитуда которого изменяется в соответствии с изменением частоты входного сигнала.

В приемниках, предназначенных для приема частотно-модулированных сигналов, как уже указывалось, наиболее распространены две схемы: схема частотного детектора с настроенными связанными контурами (фиг. 9.16) и схема дробного частотного детектора (фиг. 9.17).

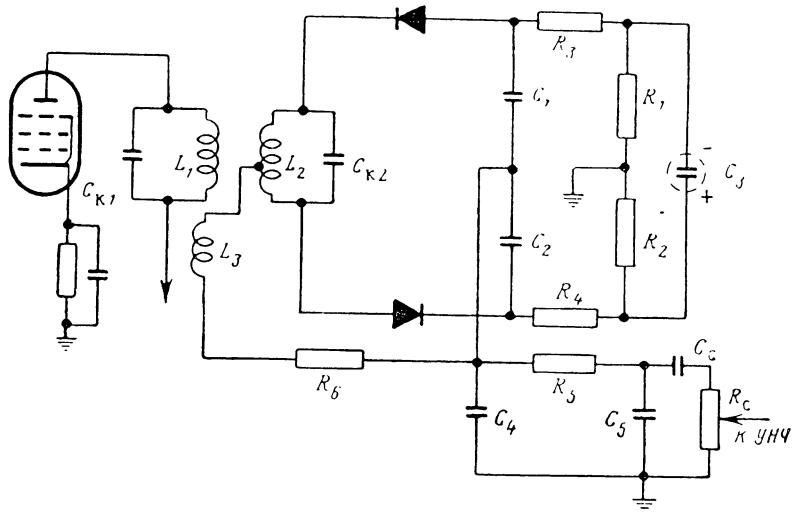
В системах автоматической подстройки частоты обычно используют схему частотного детектора с настроенными связанными контурами.

В качестве детектирующих элементов в обеих схемах используются вакуумные и более часто полупроводниковые диоды; при этом следует учесть, что параметры диодов в каждом плече схемы должны быть одинаковыми.

В заключение отметим, что в схеме дробного детектора из-за малости входных сопротивлений каждого плеча схемы связь анодного контура со средней точкой второго контура осуществляется через катушку связи  $L_3$ , с помощью которой согласуется малое входное сопротивление плеч детектора с большим входным сопротивлением  $R_{oe}$  первого контура.



Фиг. 9.16. Схема частотного детектора с настроенными связанными контурами.



Фиг. 9.17. Схема дробного частотного детектора.

## Расчет частотного детектора с настроенными связанными контурами (см. фиг. 9. 16)

### Исходные данные

1. Рабочая частота  $f$ .
2. Максимальное отклонение частоты  $\Delta f_{\max}$ .
3. Верхняя частота модуляции  $F_v$ .
4. Добротность контуров фильтра  $Q_a$ .
5. Амплитуда первой гармоники анодного тока лампы ограничителья  $I_{a1}$ .

Требуется определить

1. Тип вакуумного или полупроводникового диода.
2. Сопротивление нагрузок  $R_1, R_2$ .
3. Емкости, блокирующие нагрузки,  $C_1, C_2$ .
4. Емкости контурных конденсаторов фильтра  $C_{k1}, C_{k2}$ .
5. Индуктивность контуров  $L_1=L_2=L$ .
6. Выходное напряжение детектора  $U_{\text{вых.д}}$ .
7. Вспомогательные элементы схемы  $L_{dp}, C_{cb}$ .

### Порядок расчета

1. Выбираем тип вакуумного или полупроводникового диода в соответствии с рекомендациями, указанными в расчете амплитудного диодного детектора (§ 9. 1).

2. Задаемся формой частотной характеристики частотного детектора так, чтобы максимальное отклонение частоты  $\Delta f_{\max}$  находилось в пределах ее линейной части.

Выходное напряжение частотного детектора, отображающее уравнение частотной характеристики, выведенное Н. И. Чистяковым, представляется выражением

$$U_{\text{вых.д}} = I_{a1} \cdot R_{oe} \cdot \cos \theta \cdot \psi(x), \quad (9. 43)$$

где  $I_{a1}$  — амплитуда анодного тока первой гармоники, определяемая из расчета ограничителя;

$R_{oe}$  — резонансное сопротивление первого контура фильтра.

Так как  $I_{a1}$ ,  $R_{oe}$  и  $\cos \theta$  являются обычно величинами постоянными, форма частотной характеристики будет определяться только функцией  $\psi(x)$ , изображенной в виде графика на фиг. 9. 18.

На графике по горизонтальной оси отложена обобщенная расстройка  $x = \frac{2\Delta f}{f} Q_a$ ; каждая кривая соответствует определенному значению параметра связи между контурами  $\eta = kQ_a$ .

Для того чтобы рабочая область характеристики ограничивалась ее линейной частью, следует, как видно из графика, выбирать связь между контурами так, чтобы

$$x \leq \eta.$$

Кроме того, протяженность рабочей области зависит от крутизны частотной характеристики.

Выбираем  $\eta$  из соотношения

$$\eta = (1 \div 1,5) x = (2 \div 3) Q_a \frac{\Delta f_{\max}}{f_0}. \quad (9.44)$$

3. Определяем коэффициент связи между контурами фильтра

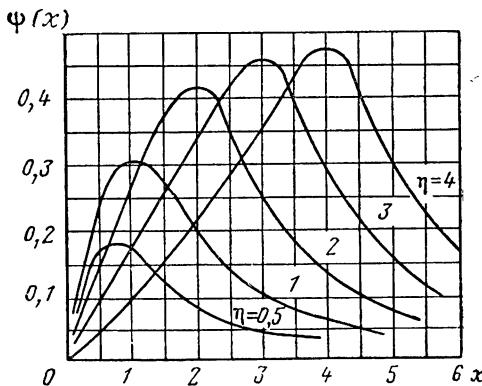
$$K = \frac{\eta}{Q_a}.$$

4. Определяем емкости, блокирующие нагрузку,  $C_1$  и  $C_2$  из условия получения минимальных нелинейных искажений по формуле

$$C_1 = C_2 = \frac{1,5}{RQ_B}, \quad (9.45)$$

Значением  $R=R_1=R_2$  задается в пределах 100—120 ком.

5. Определяем емкости контуров фильтра. Для этого задаемся емкостью конденсатора первого контура  $C_{k1}$ .



Фиг. 9.18. График для определения функции  $\psi(x)$ .

При промежуточной частоте радиовещательных приемников АМ-4М  $f=f_{\text{пр}}=8,4 \text{ Мгц}$  емкость берется в пределах 15—30 пФ.

Находим эквивалентную емкость первого контура

$$C_{a1} = C_{k1} + C_{\text{вых1}} + C_{m1}. \quad (9.46)$$

Здесь

$C_{\text{вых1}}$  — выходная емкость последнего каскада УПЧ (ограничитель);

$C_m$  — емкость монтажа, которую можно взять порядка 5—10  $n\phi$ .

Для того чтобы параметры обоих контуров были одинаковыми, принимаем  $C_{\text{з1}}=C_{\text{з2}}=C_{\text{з}}$ .

Тогда емкость конденсатора второго контура

$$C_{\text{к2}}=C_{\text{з}}-C_{\text{м2}}. \quad (9.47)$$

6. Определяем индуктивность катушек контуров фильтра

$$L=\frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f^2 C_{\text{з}}}.$$

Здесь частота  $f$  выражена в  $\text{кГц}$ , емкость  $C$  — в  $n\phi$  и индуктивность  $L$  — в  $\text{мкГн}$ .

7. Определяем индуктивность дросселя из условия, чтобы он не шунтировал индуктивность первого контура

$$L_{\text{др}} \geq 10L. \quad (9.48)$$

Заметим, что дроссель может быть заменен сопротивлением в несколько десятков  $\text{ком}$ .

8. Определяем резонансное сопротивление контуров фильтра

$$R_{\text{oe}}=\omega L Q_{\text{з}}.$$

9. Определяем выходное напряжение частотного детектора по формуле (9.43) при любом заданном отклонении частоты.

Для определения  $\cos \theta$  используем график, изображенный на фиг. 9.5. Значение функции  $\psi(x)$  определяем по графику на фиг. 9.18 при  $x=\frac{2\Delta f}{f}Q_{\text{з}}$  и значении  $\eta$ , найденном в п. 2.

10. Определяем емкость конденсатора  $C_{\text{ев}}$  так, чтобы его сопротивление для сигналов рабочей частоты было незначительным

$$\frac{1}{\omega C_{\text{ев}}} \approx \frac{R_{\text{oe}}}{20 \div 30}. \quad (9.49)$$

11. Определяем элементы цепи коррекции  $C_3 R_3$

$$R_3 \leq 0,2 R_{\text{c}}, \quad (9.50)$$

где

$$R_{\text{c}} \approx 1 \div 2 \text{ Мом.}$$

$$C_3 = \frac{75 \cdot 10^3}{R_3}. \quad (9.51)$$

Здесь  $C_3$  выражена в  $n\phi$ , а  $R_3$  — в  $\text{ком}$ .

## Расчет дробного частотного детектора (см. фиг. 9. 17)

### Исходные данные

1. Рабочая частота  $f$ .
2. Максимальное отклонение частоты  $\Delta f_{\max}$ .
3. Верхняя частота модуляции  $F_v$ .
4. Тип лампы последнего каскада УПЧ и ее крутизна  $S$ .
5. Напряжение на входе последнего каскада УПЧ  $U_{\text{вх}}$ .

### Требуется определить

1. Тип вакуумного или полупроводникового диода.
2. Добротность контуров фильтра  $Q_1$  и  $Q_2$ .
3. Емкости контурных конденсаторов фильтра  $C_{k1}$  и  $C_{k2}$ .
4. Индуктивность контуров  $L_1 = L_2 = L$ .
5. Индуктивность катушки связи  $L_3$ .
6. Сопротивления элементов схемы  $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6$ .
7. Емкости конденсаторов  $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5$ .
8. Выходное напряжение детектора  $U_{\text{вых.д.}}$ .
9. Избирательность фильтра дробного детектора  $\sigma_{\text{чд.}}$ .

### Порядок расчета

1. Выбираем тип вакуумного или полупроводникового диода в соответствии с рекомендациями § 9. 1.

При выборе лампы следует учесть, что катоды диодов должны быть раздельными.

2. Задаемся формой частотной характеристики детектора путем выбора значения параметра связи между контурами  $\eta$ .

В дробном частотном детекторе значение  $\eta$  влияет не только на линейность рабочей части характеристики, но и на ослабление амплитудных изменений сигнала. Наилучшие условия подавления амплитудных изменений сигнала получаются, как установлено экспериментально, при  $\eta \approx 0,5$ .

Как видно из графика (см. фиг. 9. 18), линейная часть характеристики при любом значении  $\eta$  ограничивается значением обобщенной расстройки  $x \leq \eta$ .

Тогда выражение

$$x = \frac{2\Delta f}{f} \cdot Q_s \quad (9.52)$$

при  $\Delta f = \Delta f_{\max}$  приобретает следующий вид:

$$x_{\max} = \frac{2\Delta f_{\max}}{f} Q_s \leq 0,5,$$

откуда находится усредненное значение добротностей контуров

$$Q_s = 0,25 \frac{f}{\Delta f_{\max}}. \quad (9.53)$$

При этом

$$Q_s = \sqrt{Q_{s1} Q_{s2}} \quad (9.54)$$

3. Определяем емкости и индуктивности контуров фильтра так же, как в пп. 5, 6 расчета частотного детектора со связанными настроенными контурами.

4. Определяем добротности контуров фильтра.

Учитывая, что второй контур подвергается значительному шунтированию со стороны входов диодных детекторов, полагаем эквивалентную добротность второго контура

$$Q_{s2} \approx 0,6Q_{s1}. \quad (9.55)$$

Тогда в соответствии с выражением (9.54) получим

$$\left. \begin{array}{l} Q_{s1} = 1,25 Q_s, \\ Q_{s2} = 0,8 Q_s. \end{array} \right\} \quad (9.56)$$

Собственную добротность первого контура можно принять равной его эквивалентной добротности

$$Q_1 = Q_{s1}. \quad (9.57)$$

Собственная добротность второго контура в целях обеспечения эффективного подавления амплитудных изменений сигнала должна превышать его эквивалентную добротность примерно в 4 раза, т. е.

$$Q_2 \approx 4Q_{s2}. \quad (9.58)$$

Практически при рабочих частотах до 4 МГц величина  $Q_2$  находится в пределах 50—70 и при частотах до 10 МГц — в пределах 75—120.

5. Определяем выходное напряжение частотного детектора для любых значений отклонения частоты  $\Delta f$

$$U_{\text{вых.л.}} = S U_{\text{вх.}} Q_s \rho \cos \theta \psi(x). \quad (9.59)$$

Коэффициент передачи диодного детектора

$$K_d = \cos \theta \approx 1.$$

Функция  $\psi(x)$ , изображенная на графике на фиг. 9.19, при значениях  $x < \eta = 0,5$  имеет линейный характер и для данного частного случая  $\psi(x) \approx 0,3x$ .

Используя выражения (9.52) и (9.53), получим

$$x = 0,5 \frac{\Delta f}{\Delta f_{\max}}. \quad (9.60)$$

В результате выражение (9.59) упрощается и принимает вид

$$U_{\text{вых.д.}} \approx 0,15 S \cdot Q_s \rho \frac{\Delta f}{\Delta f_{\max}} U_{\text{вх.}}. \quad (9.61)$$

6. Определяем индуктивность катушки связи

$$L_3 \approx (0.4 \div 0.6) L_1. \quad (9.62)$$

7. Определяем избирательность последнего каскада УПЧ по формуле

$$\sigma = \frac{1 / \sqrt{(\gamma_i^2 - x^2 + 1)^2 + 4x^2}}{\gamma_i^2 + 1}. \quad (9.63)$$

Здесь  $x = \frac{2\Delta f}{f} Q_s$ ; расстройка относительно соседней станции  $\Delta f = 250 \text{ кгц}$ .

8. Определяем сопротивления элементов схемы  $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6$ .

Выполнение условия, представленного формулой (9.58), достигается при определенных значениях входных сопротивлений диодных детекторов, которые, как известно, определяются сопротивлениями нагрузок плеч  $R_1 = R_{11}$ .

Значение этих сопротивлений при использовании вакуумных диодов находится из выражения

$$R_1 = R_{11} = \frac{8}{3} Q_{s2} \rho = \frac{8}{3} Q_s \omega L. \quad (9.64)$$

Сопротивления плеч состоят из двух сопротивлений:

$$\left. \begin{array}{l} R_1 = R_1 + R_3; \\ R_{11} = R_2 + R_4. \end{array} \right\} \quad (9.65)$$

В практических схемах сопротивления  $R_3 = R_4$  используются для поддержания постоянства выходного напряжения и берутся переменными — порядка 3—5 ком.

Тогда  $R_1 = R_2 = R_1 - R_3$ .

Сопротивление  $R_6$  выбирается в пределах 30—50 ком.

Сопротивление  $R_5$  рассчитывается по формуле (9.50).

9. Определяем емкости конденсаторов  $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5$ .

Емкости  $C_1, C_2$  и  $C_4$  выбираются порядка 300 нФ. Емкость  $C_3$  рассчитывается так, чтобы постоянная времени цепи  $(R_1 + R_2)C_3$ , предназначеннной для подавления амплитудных изменений сигнала, составила 0,1—0,2 сек.

Тогда

$$C_3 = \frac{0.1 \div 0.2}{R_1 + R_2}.$$

Емкость  $C_5$  определяется из формулы (9.51).

Пример 9.1. Рассчитать схему частотного дробного детектора.

#### Исходные данные

1. Рабочая частота  $f = 7.5 \text{ Мгц}$ .

2. Максимальное отклонение частоты  $\Delta f_{\max} = 75 \text{ кгц}$ .

3. Верхняя частота модуляции  $F_v = 6 \text{ кГц}$ .
4. В последнем каскаде УПЧ используется лампа 6К4П, имеющая параметры  $S=4,4 \text{ мА/в}$ ,  $C_{вых}=5 \text{ пФ}$ .
5. Напряжение на входе последнего каскада УПЧ  $U_{вх}=0,1 \text{ в}$ .

### Решение

1. Выбираем двойной диод 6Х2П.
2. Задаемся параметром связи

$$\eta = x = 0,5.$$

Находим усредненное значение добротности контуров

$$Q_9 = 0,25 \frac{f}{\Delta f_{\max}} = 0,25 \frac{7,5}{0,075} = 25.$$

3. Определяем емкости контуров.

Задаемся емкостью  $C_{к1}=20 \text{ пФ}$ ,

$$C_{91} = C_{к1} + C_{вых1} + C_{м1} = 20 + 5 + 8 = 33 \text{ пФ},$$

$$C_{к2} = C_{92} - C_{м2} = 33 - 5 = 28 \text{ пФ},$$

где

$$C_{92} = C_{91}.$$

4. Определяем индуктивность контуров

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f^2 C_9} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{7,5^2 \cdot 10^6 \cdot 33} = 13,7 \text{ мкГн.}$$

5. Определяем добротности контуров

$$Q_{91} = 1,25 Q_9 = 1,25 \cdot 25 = 31,$$

$$Q_{92} = 0,8 Q_9 = 0,8 \cdot 25 = 20.$$

Принимаем  $Q_1 = Q_{91} = 31$ .

$$Q_2 \approx 4 Q_{92} = 4 \cdot 20 = 80.$$

6. Определяем выходное напряжение при  $\Delta f = \Delta f_{\max}$

$$U_{вых} \approx 0,15 S Q_{92} \frac{\Delta f}{\Delta f_{\max}} U_{вх} = 0,15 \cdot 4,4 \cdot 10^{-3} \cdot 25 \cdot 645 \frac{75}{75} \cdot 0,1 = 1,06 \text{ в.}$$

Здесь

$$\rho = \omega L = 6,28 \cdot 7,5 \cdot 10^6 \cdot 13,7 \cdot 10^{-6} = 645 \text{ ом.}$$

7. Находим индуктивность катушки связи

$$L_3 = 0,4 L_1 = 0,4 \cdot 13,7 = 5,5 \text{ мкГн.}$$

8. Определяем избирательность последнего каскада УПЧ

$$\sigma = \frac{\sqrt{(\eta^2 - x^2 + 1)^2 + 4x^2}}{\eta^2 + 1} = \frac{\sqrt{(0,5^2 - 1,67^2 + 1)^2 + 4 \cdot 1,67^2}}{0,5^2 + 1} \approx 3.$$

Здесь

$$x = \frac{2 \Delta f}{f} Q_9 = \frac{2 \cdot 250}{7,5 \cdot 10^3} 25 = 1,67.$$

9. Определяем сопротивления элементов схемы

$$R_1 = R_{11} = \frac{8}{3} Q_{92} \rho = \frac{8}{3} 20 \cdot 645 = 34 \text{ кОм;}$$

выбираем

$$R_3=R_4=5 \text{ ком}; R_1=R_2=R_1-R_3=34-5=29 \text{ ком};$$

выбираем

$$R_6=40 \text{ ком}.$$

Находим

$$R_5=0,2R_c=0,2 \cdot 1=0,2 \text{ Мом.}$$

10. Определяем емкости конденсаторов схемы.

Выбираем

$$C_1=C_2=C_4=300 \text{ нФ.}$$

Находим

$$C_3=\frac{0,1}{R_1+R_2}=\frac{0,1}{29 \cdot 10^3 + 29 \cdot 10^3}=1,7 \cdot 10^{-6}=1,7 \text{ мкФ};$$

$$C_5=\frac{75 \cdot 10^3}{R_5}=\frac{75 \cdot 10^3}{200}=375 \text{ нФ.}$$

---

---

## Глава X

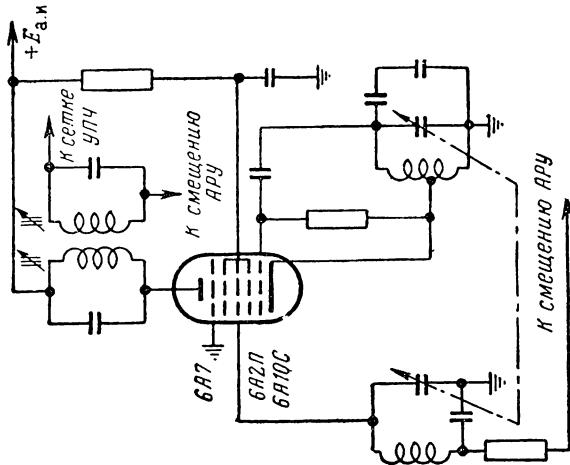
### РАСЧЕТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

#### § 10.1. РАСЧЕТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПРИЕМНИКОВ ДЛИННЫХ, СРЕДНИХ И КОРОТКИХ ВОЛН

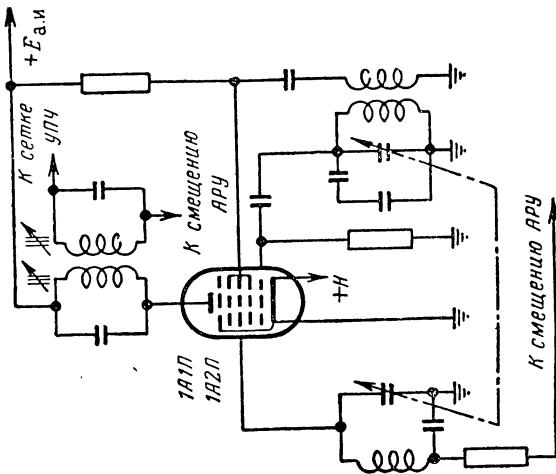
Для преобразования частоты в диапазонах длинных, средних и коротких волн используется преимущественно двухсеточное преобразование. В некоторых профессиональных радиоприемниках и более редко в радиовещательных приемниках применяется односеточное преобразование. Применение односеточного преобразования целесообразно в двух случаях: во-первых, тогда, когда по техническим условиям во всех каскадах высокочастотного тракта рекомендуется применять однотипные лампы. В этом случае лампа смесителя выбирается такого же типа, как и лампы усилителей высокой и промежуточной частоты; и, во-вторых, для получения возможно большего коэффициента усиления смесителя. При таком решении вопроса используется пентод с крутизной порядка 8—10  $ма/в$ , следовательно, его крутизна преобразования  $S_{\text{преоб}}$ , равная  $\left(\frac{1}{3} - \frac{1}{4}\right) S_{\max}$ , составляет 2—3  $ма/в$ , что значительно превышает крутизну преобразования гептодов. Двухсеточное преобразование частоты может осуществляться по схемам с совмещенным гетеродином и с отдельным гетеродином. При двухсеточном преобразовании в качестве частотно-преобразовательных ламп используются гептоды: для приемников с сетевым питанием — 6A2П, 6A10С, 6A7 и гептод-триод 6И1П, для приемников с батарейным питанием — 1A1П и 1A2П.

Типовые схемы преобразователей частоты с совмещенным гетеродином показаны на фиг. 10.1, 10.2, 10.3.

Во всех трех схемах нагрузкой анодной цепи лампы служит двухконтурный полосовой фильтр. В качестве гетеродина на фиг. 10.1 использована схема автогенератора с катодной связью, на фиг. 10.2 и 10.3 гетеродин выполнен по схеме с индуктивной обратной связью и с параллельным питанием. Следует отметить, что при использовании гептод-триода преобразователь частоты может быть выполнен на гептодной части лампы по схеме, показанной на фиг. 10.1, а триод лампы может работать как



Фиг. 10.1. Схема преобразователя частоты с совмещенным гетеродином на сетевом генподе.



Фиг. 10.2. Схема преобразователя частоты с совмещенным гетеродином на багарейном генподе.

усилитель напряжения низкой частоты. Такое использование гептод-триода применяется в малоламповых приемниках.

Для преобразования частоты с отдельным гетеродином используется схема смесителя на гептоде, показанная на фиг. 10. 4.

Для односеточного преобразования применяются пентоды 6К3, 6К4, 6К7, 6К1П, 6К4П, пентоды с повышенной крутизной 6Ж4 и 6Ж5П, а также пентоды сверхминиатюрной серии Б.

Схемы смесителей при односеточном преобразовании представлены на фиг. 10. 5, 10. 6.

В схеме, показанной на фиг. 10. 5, используются преимущественно пентоды с повышенной крутизной; связь гетеродина с сеткой смесителя осуществляется через небольшую емкость (порядка 1—3  $n\mu$ ).

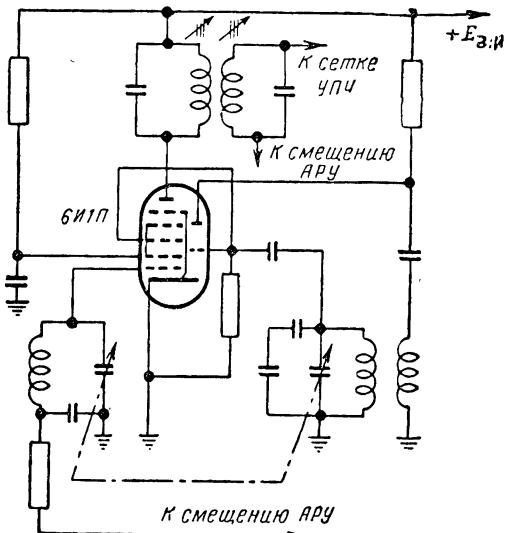
Для отдельных гетеродинов преобразователей применяются триоды 6С5С, 6С2С и 6С1П, а также пентоды в триодном включении 6Ж1П, 6Ж3П и 6Ж8.

На фиг. 10. 7 показаны типовые схемы гетеродинов с трансформаторной и автотрансформаторной (катодной) связью.

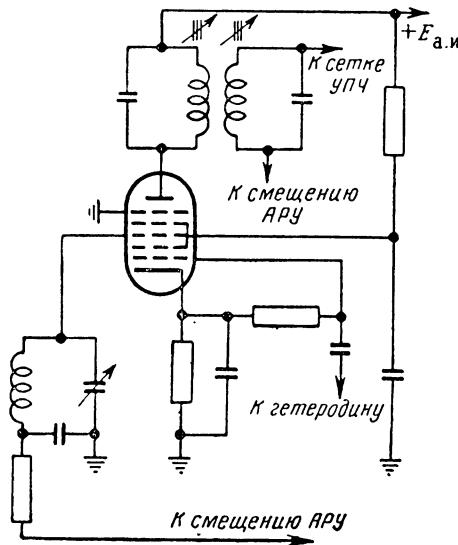
Расчет преобразователя частоты должен слагаться из расчета элементов гетеродинного контура, расчета режимов автоколебаний гетеродина и расчета смесительной части.

При проектировании приемников обычно ограничиваются расчетами элементов гетеродинного контура и смесительной части. В случае необходимости режим автоколебаний гетеродина может быть рассчитан в соответствии с методами, изложенными в гл. XIV.

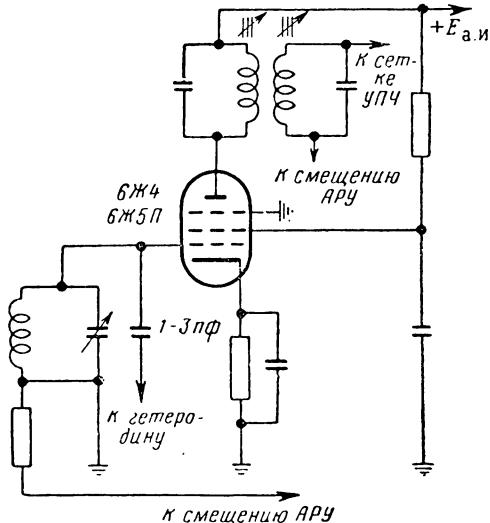
Ниже излагается методика расчета элементов гетеродинного контура для двух практических случаев: диапазонной настройки и растянутой настройки. При диапазонной настройке весь диапазон принимаемых частот разделен на несколько поддиапазонов, каждый из которых имеет одинаковый коэффициент поддиапазона  $K_{\text{пп}}$ , равный примерно трем. При таком значении  $K_{\text{пп}}$  настройка в поддиапазоне коротких волн оказывается излишне уплотненной, т. е. возрастает число килогерц на одно деление шкалы и тем самым затрудняется настройка.



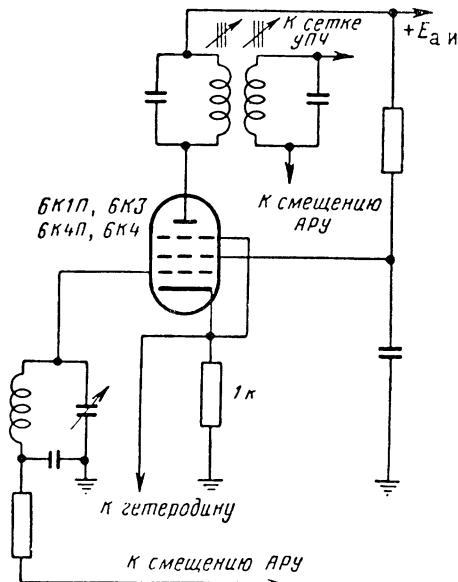
Фиг. 10. 3. Схема преобразователя частоты на триод-гептоде.



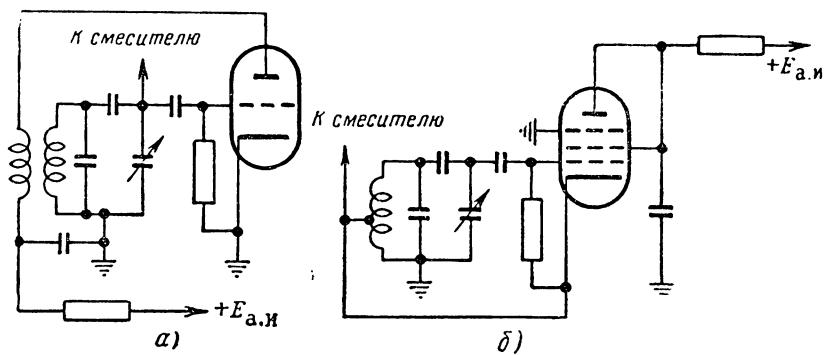
Фиг. 10.4. Схема смесителя на гептоде.



Фиг. 10.5. Схема смесителя при односеточном преобразовании на пентоде с повышенной крутизной.



Фиг. 10.6. Схема смесителя при односеточном преобразовании на пентоде.



Для уменьшения плотности настройки на коротковолновом поддиапазоне широко применяется, особенно в радиовещательных приемниках, система растянутой или полурастянутой настройки. При растянутой настройке отдельные участки коротковолнового поддиапазона «растягивают» на всю шкалу настройки приемника, а при полурастянутой настройке на всю шкалу «растягивается» несколько коротковолновых участков. Ширина такого участка составляет обычно 200—300 кГц.

В табл. 10.1 приведены диапазоны частот, отведенные для радиовещательных станций, и ширина соответствующих коротковолновых участков.

Таблица 10.1

Длина волны растянутых диапазонов <i>м</i>	Границные ча- стоты диапазонов <i>MГц</i>	Ширина участ- ков растянутых диапазонов <i>KГц</i>
49	6,0—6,2	200
41	7,0—7,3	300
31	9,5—9,7	200
25	11,7—11,9	200
19	15,1—15,4	300
16	17,7—18,0	300
13	21,5—21,7	200
11	25,6—26,6	1000

Растянутая и полурастянутая настройки осуществляются с помощью обычного блока переменных конденсаторов включением в контур гетеродина и контуры радиочастотного тракта дополнительных конденсаторов, уменьшающих значение коэффициента поддиапазона  $K_{\text{пп}}$ .

### Расчет элементов гетеродинного контура при диапазонной настройке

Расчет элементов гетеродинного контура осуществляется из условия обеспечения сопряженной настройки контуров с помощью одной ручки. Этот расчет может быть выполнен аналитическим или графическим методами.

При использовании аналитического метода расчет должен выполняться с большой точностью и является трудоемким.

Ниже приводится один из приближенных методов графического расчета сопряжения, позволяющий определить элементы

схемы гетеродинного контура (фиг. 10.8). Этот метод обеспечивает сопряжение настроек в трех точках каждого поддиапазона.

На схеме приняты следующие обозначения:

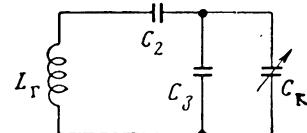
$C$  — емкость каждого контура радиочастотного тракта, состоящая из емкости переменного конденсатора  $C_k$  и параллельно включенной ему емкости схемы  $C_{cx}$ :

$$C = C_k + C_{cx}.$$

Предполагается, что в контуре гетеродина используется такой же конденсатор переменной емкости  $C_k$ , как во входной цепи и в УРЧ.

$C_2$  — емкость последовательного сопрягающего конденсатора;

$C_3$  — емкость параллельного сопрягающего конденсатора;



Фиг. 10.8. Схема контура гетеродина при сопряженной настройке.

### Исходные данные

1. Поддиапазон частот  $f_{min} - f_{max}$ .
2. Промежуточная частота  $f_{pr}$ .
3. Индуктивность контура радиочастотного тракта  $L$ .

### Требуется определить

1. Индуктивность гетеродинного контура  $L_r$ .
2. Емкость конденсатора  $C_2$ .
3. Емкость конденсатора  $C_3$ .

### Порядок расчета

1. Выбираем переменный конденсатор (желательно типовой) и принимаем емкость схемы равной значению  $C_{cx}$  для контуров радиочастотного тракта.

2. Находим вспомогательный коэффициент

$$n = \frac{f_{pr}}{f_{cp}}, \quad \text{где } f_{cp} = \frac{f_{max} + f_{min}}{2}.$$

3. Определяем максимальную емкость контура гетеродина

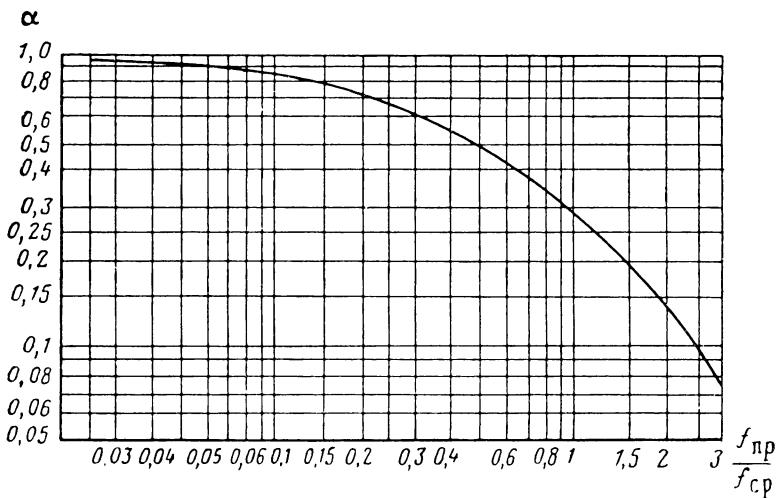
$$C_{max} = C_{k\ max} + C_{cx}.$$

4. Определяем индуктивность гетеродинного контура

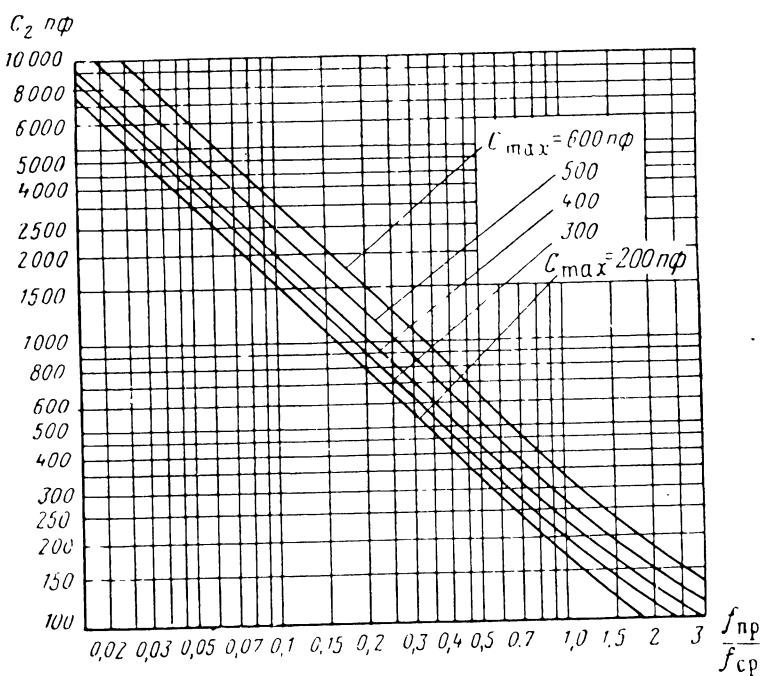
$$L_r = \alpha L.$$

Значение коэффициента  $\alpha$  находим по графику на фиг. 10.9.

5. Определяем емкость последовательного конденсатора  $C_2$  по графику на фиг. 10.10.

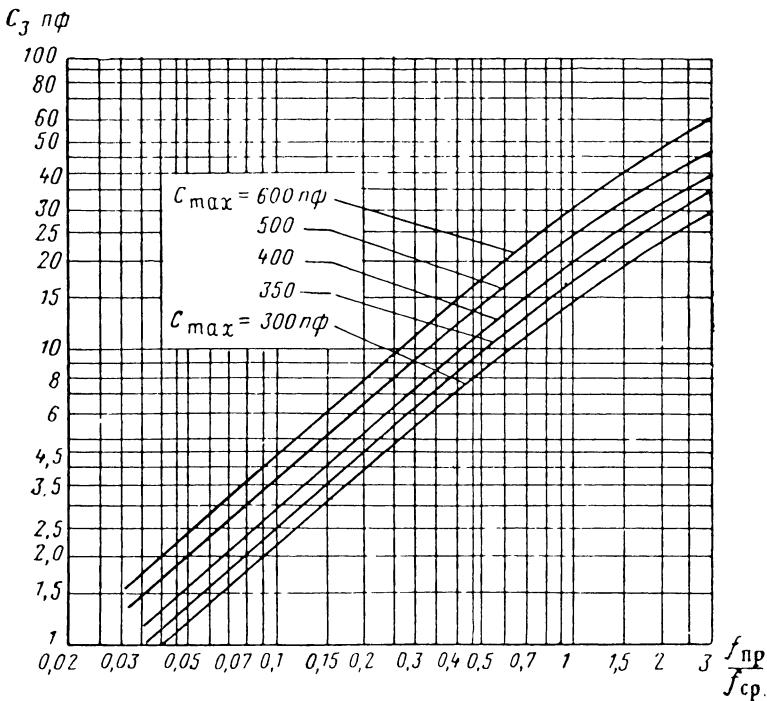


Фиг. 10.9. График определения индуктивности контура гетеродина.



Фиг. 10.10. График определения емкости последовательного сопрягающего конденсатора.

6. Определяем емкость параллельного конденсатора  $C_3$  по графику на фиг. 10. 11.



Фиг. 10. 11. График определения емкости параллельного сопрягающего конденсатора  $C_3$ .

#### Расчет элементов контуров при растянутой настройке

На фиг. 10. 12 приведена схема контура гетеродина, являющаяся одновременно схемой контура радиочастотного тракта при растянутой настройке.

Контур гетеродина отличается от контуров радиочастотного тракта меньшим значением индуктивности. При растянутой настройке, в отличие от диапазонной настройки, сопряжение получается лишь в одной точке коротковолнового участка. Неточность сопряжения при таком методе практически получается незначительной, так как значение коэффициента поддиапазона каждого из участков немногим превышает единицу, а промежуточная частота во много раз меньше частоты принимаемых сигналов.

#### Исходные данные

1. Крайние частоты растянутого участка  $f_{\min} - f_{\max}$ .
2. Промежуточная частота  $f_{\text{пр}}$ .
3. Емкость переменного конденсатора  $C_{k \min} - C_{k \max}$ .

Требуется определить

- Емкость дополнительных конденсаторов  $C_1$ ,  $C_2$ .
- Индуктивность контура гетеродина  $L_r$ .
- Индуктивность контуров радиочастотного тракта  $L$ .

### Порядок расчета

- Определяем коэффициент растянутого поддиапазона

$$K_{\text{пл}} = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}}.$$

- Находим вспомогательный коэффициент

$$A = \frac{\Delta C_k (K_{\text{пл}} \cdot C_{\text{min}} - C_{\text{ex}}) (C_{\text{min}} - C_{\text{ex}})}{C_{\text{min}} (K_{\text{пл}} - 1)}. \quad (10.1)$$

Здесь  $C_{\text{min}}$  — минимальная емкость контура, которая выбирается в пределах 50—200  $n\mu$ .

$$\Delta C_k = C_{k \text{ max}} - C_{k \text{ min}},$$

$$C_{\text{ex}} = C_L + C_m + C_{\text{bx}},$$

где  $C_L$  — емкость катушки 5—20  $n\phi$ ;

$C_m$  — емкость монтажа;

$C_{\text{bx}}$  — емкость входа лампы.

- Определяем емкость параллельного конденсатора

$$C_1 = \sqrt{\frac{\Delta C_k}{4} + A} - \frac{\Delta C_k}{2}. \quad (10.2)$$

- Определяем емкость последовательного конденсатора

$$C_2 = \frac{(C_{\text{min}} - C_{\text{ex}}) C_1}{C_1 - (C_{\text{min}} - C_{\text{ex}})}. \quad (10.3)$$

- Находим индуктивность гетеродинного контура

$$L_r = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{C_{\text{min}} f_{r \text{ max}}^2}. \quad (10.4)$$

- Находим индуктивность контуров радиочастотного тракта

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{C_{\text{min}} f_{\text{max}}^2}. \quad (10.5)$$

## Расчет смесительной части

В анодной цепи преобразователя используются полосовые фильтры с такими же параметрами, как и в усилителе промежуточной частоты, расчет которого обычно предшествует расчету преобразовательного каскада.

### Исходные данные

1. Промежуточная частота  $f_{\text{пр.}}$ .
2. Резонансное сопротивление контуров полосового фильтра  $R_{oe}$ .
3. Коэффициент усиления преобразователя  $K_{\text{преоб.}}$ .
4. Параметр связи  $\eta$ , характеризующий связь между контурами фильтра.

Требуется определить

1. Тип лампы.
2. Коэффициент усиления преобразователя (для проверки).

### Порядок расчета

1. Выбираем схему преобразовательного каскада и тип преобразовательной лампы.

2. Выбираем способ включения первого контура фильтра в анодную цепь преобразователя из условия, чтобы шунтирующее действие лампы на контур не превышало 25%.

Для этого находим коэффициент включения

$$p \leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_i \text{ преоб}}{R_{oe}}}. \quad (10.6)$$

Здесь  $R_i \text{ преоб} = (1,5 \div 2) R_i$ .

$R_i$  — внутреннее сопротивление преобразовательной или смесительной лампы.

В том случае, когда  $p > 1$ , допускается непосредственное включение первого контура в анодную цепь преобразователя. При значении  $p < 1$  контур в анодную цепь включается трансформаторно или автотрансформаторно, либо выбирается другой тип преобразовательной лампы с большим значением  $R_i$ .

3. Определяем индуктивность анодной катушки (только для схемы неполного включения).

а) при трансформаторной связи

$$L_a = \left(\frac{p}{k}\right)^2 L.$$

Задаемся величиной коэффициента связи

$$k=0,4 \div 0,6;$$

б) при автотрансформаторной связи

$$L_a = pL.$$

4. Находим коэффициент усиления смесительной части преобразователя

$$K_{\text{преоб}} = \frac{\eta}{\eta^2 + 1} S_{\text{преоб}} R_{oe} p, \quad (10.7)$$

при полном включении контура в анодную цепь  $p = 1$ .

Величина  $K_{\text{преоб}}$ , полученная из расчета, должна превышать заданное значение.

В том случае, когда используется схема односеточного преобразования частоты на пентоде, крутизна преобразования  $S_{\text{преоб}} \approx \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{4}\right)S$ , где  $S$  — крутизна лампы в обычном режиме усиления.

## § 10.2. РАСЧЕТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПРИЕМНИКОВ МЕТРОВЫХ И ДЕЦИМЕТРОВЫХ ВОЛН

Преобразователь в диапазоне СВЧ оказывает заметное влияние на коэффициент шума приемника. Наименьшее значение коэффициента шума приемника достигается при минимальном коэффициенте шума преобразовательного каскада и при возможно большем увеличении радиочастотного тракта. Поэтому при выборе схемы преобразовательного каскада следует учитывать не только собственные шумы преобразователя, но и величину усиления мощности радиочастотного тракта.

Для получения наименьшего коэффициента шума в метровом и дециметровом диапазонах применяется односеточное и диодное преобразование. Применение двухсеточного преобразования в диапазоне СВЧ исключается из-за высокого уровня шума, возникающего в многосеточных частотно-преобразовательных лампах.

При односеточном преобразовании используются пентоды и триоды, а при диодном преобразовании — вакуумные и полупроводниковые диоды. Из указанных преобразователей наименьшим коэффициентом шума обладает диодный преобразователь и наибольшим — пентодный преобразователь.

Преобразователь частоты с пентодным смесителем рекомендуется использовать в метровом диапазоне на волнах не ниже 3 м при условии значительного усиления номинальной мощности в радиочастотном тракте.

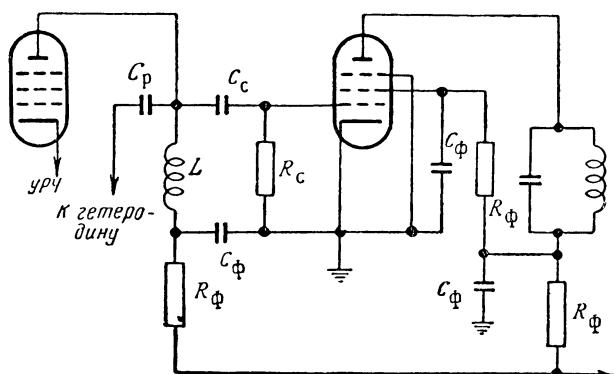
Триодные смесители можно применять во всем метровом диапазоне, предпочитая их при малом увеличении мощности радиочастотного тракта.

В блоках УКВ-ЧМ массовых радиовещательных приемников в качестве преобразователя нередко используется триод, который выполняет одновременно функции смесителя и гетеродина; такие преобразователи называются гетеродинными преобразователями.

Подробные сведения о преобразователях подобного типа изложены в работе И. М. Айнбinderа<sup>1</sup>.

В дециметровом диапазоне в качестве смесителей используются исключительно дисковые триоды и диоды.

Полупроводниковые диодные смесители целесообразно применять на частотах выше 1000  $M\text{гц}$ .



Фиг. 10. 13. Схема пентодного смесителя.

Независимо от схемы преобразование может быть простым и сложным; в первом случае для получения промежуточной частоты используется основная частота гетеродина, а во втором случае — одна из гармоник гетеродина.

Необходимость в сложном преобразовании частоты встречается сравнительно редко, так как выпускаемые в настоящее время лампы для гетеродинов обеспечивают удовлетворительную генерацию колебаний во всем метровом и дециметровом диапазоне. Кроме того, сложное преобразование менее эффективно, чем простое, и создает больший коэффициент шума.

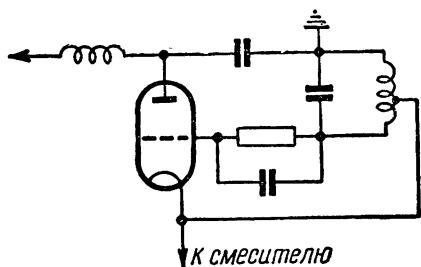
Наиболее распространенная схема пентодного смесителя приведена на фиг. 10. 13.

Напряжение сигнала в таком смесителе снимается с катушки контура  $L$  и подается на управляющую сетку; одновременно на эту же сетку через небольшую емкость разделительного конденсатора  $C_p$  подводится напряжение от гетеродина. Напряжение смещения на управляющей сетке создается за счет сеточного тока, проходящего через сопротивление  $R_c$ . При таком способе подачи

<sup>1</sup> И. М. Айнбinder. Вопросы теории и расчета УКВ каскадов радиовещательного приемника, Госэнергоиздат, 1958.

смещения уменьшается зависимость крутизны преобразователя от изменения гетеродинного напряжения.

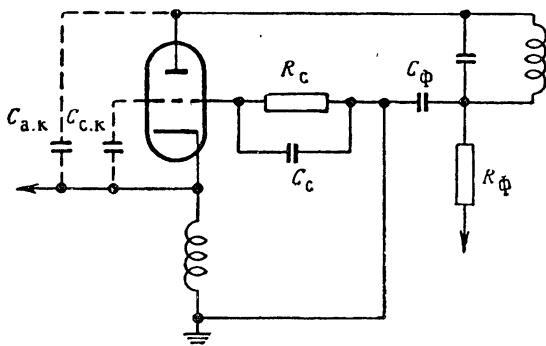
В качестве анодной нагрузки смесителя используется такая же колебательная система, как и в последующих каскадах усилителя промежуточной частоты.



Фиг. 10.14. Схема гетеродина с автотрансформаторной обратной связью.

нсяются двойные триоды. Одна из возможных схем преобразователя на двойном триоде показана на фиг. 10.16. Здесь на левом триоде собран смеситель, а на правом — гетеродин по схеме с емкостной обратной связью. Напряжение гетеродина на сетку смесителя подается через емкость  $C$ .

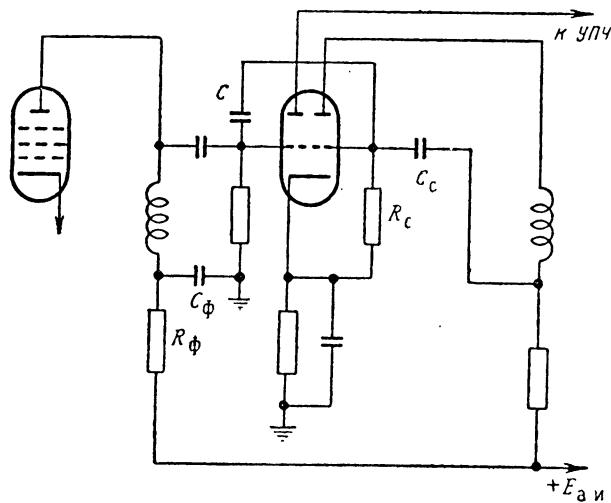
На фиг. 10.17 приведена схема и возможный вариант конструкции смесителя дециметрового диапазона на дисковом триоде.



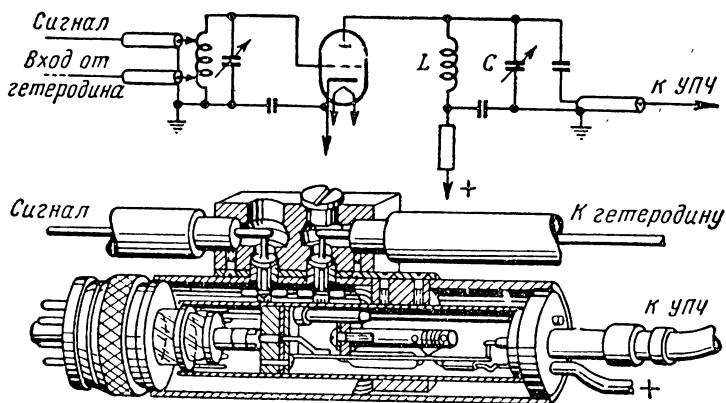
Фиг. 10.15. Схема гетеродина с емкостной обратной связью через междуэлектродные емкости.

Входным контуром смесителя является резонансная линия, а выходным — обычный колебательный контур, настроенный на промежуточную частоту.

Схема смесителя на специальном вакуумном диоде с дисковыми выводами показана на фиг. 10.18.

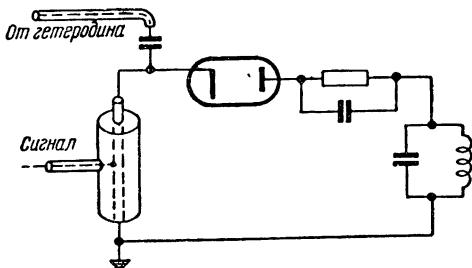


Фиг. 10.16. Схема преобразователя на двойном триоде.



Фиг. 10.17. Смеситель дециметрового диапазона и его схема.

Для гетеродинов в дециметровом диапазоне также используются дисковые триоды; один из вариантов конструктивного выполнения такого гетеродина показан на фиг. 10.19.

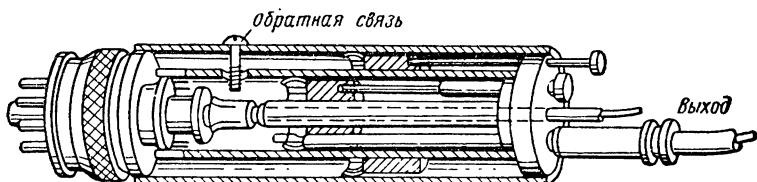


Фиг. 10.18. Схема смесителя на диоде с дисковыми выводами.

Ниже излагается методика расчета пентодных и триодных смесителей.

#### Исходные данные

1. Рабочая частота  $f$  в Мгц.
2. Число каскадов УРЧ и тип применяемых ламп.
3. Выходная проводимость радиочастотного тракта  $G_{\text{вых. ТРЧ}}$ .



Фиг. 10.19. Гетеродин дециметрового диапазона.

#### Требуется определить

1. Тип смесительной лампы.
2. Крутизну преобразования смесительной лампы  $S_{\text{преоб.}}$ .
3. Эквивалентное шумовое сопротивление смесительной лампы  $R_{\text{ш.см.}}$ .
4. Входную проводимость преобразователя  $G_{\text{вх. преоб.}}$ .
5. Выходную проводимость преобразователя  $G_{\text{вых. преоб.}}$ .
6. Коэффициент шума преобразователя  $N_{\text{ш. преоб.}}$ .

#### Порядок расчета

1. Выбираем тип смесительной лампы.

Выбор схемы пентодного или триодного смесителя производится на основании рекомендаций, изложенных в предыдущем параграфе.

Для пентодных смесителей могут быть использованы лампы 6Ж1П, 6Ж2П, 6Ж3П, 6Ж1Б; для триодных смесителей двойные триоды 6Н3П, 6Н15П, 6Н1П, триоды 6С1П, 6С6Б, 6С1Ж или пентоды 6Ж1П и 6Ж3П в триодном включении: в диапазоне лециметровых волн — дисковый триод типа 6С5Д. В целях обеспечения однотипности ламп, применяемых в радиоприемнике, рекомендуется выбирать лампу смесителя такого же типа, как в УРЧ и УПЧ, или хотя бы в одном из них. Предпочтение следует отдавать лампам с большей крутизной.

## 2. Определяем крутизну преобразования.

Для этого необходимо знать значение максимальной статической крутизны лампы  $S_{\max}$ , тогда крутизна преобразования для пентодов и триодов приближенно определится из выражения

$$S_{\text{преоб}} \approx 0,25 S_{\max}.$$

Значение  $S_{\max}$  находим по зависимости  $S = \varphi(u_c)$ , которая задается в справочниках, или по характеристике  $i_a = \psi(u_c)$  в наиболее крутой ее части.

3. Определяем эквивалентное шумовое сопротивление смесительной лампы  $R_{\text{ш.см}}$ .

Для пентода

$$R_{\text{ш.см}} \approx \frac{I_{a=}}{I_{a=} + I_{c2}} \left( \frac{4}{S_{\text{преоб}}} + \frac{20I_{c2}}{S_{\text{преоб}}^2} \right), \quad (10.8)$$

где  $I_{a=}$  и  $I_{c2}$  — постоянные составляющие тока анода и тока экранной сетки в рабочей точке, которая выбирается примерно в средней части характеристики  $S = \varphi(u_c)$ . Если такая зависимость в справочнике отсутствует, то рабочая точка может быть приближенно выбрана в средней нелинейной части характеристики  $i_a = \psi(u_c)$ . Ток экранной сетки

$$I_{c2} \approx (0,25 \div 0,3) I_a.$$

Для триода

$$R_{\text{ш.см}} \approx \frac{10 \div 12}{S_{\max}}. \quad (10.9)$$

4. Определяем входную проводимость преобразователя.

Для пентода

$$G_{\text{вх.преоб}} = 0,5 G_{\text{вх}}, \quad (10.10)$$

где  $G_{\text{вх}}$  — входная проводимость пентода.

Для триода

$$G_{\text{вх.преоб}} = 0,5 G_{\text{вх}} + S \frac{C_{a.c.}}{C_h}, \quad (10.11)$$

где  $C_h$  — емкость анодной нагрузки смесителя, которая приближенно может быть взята равной 12—18  $\mu\text{F}$ .

5. Определяем выходную проводимость преобразователя

$$G_{\text{вых. преоб}} = 0,5 G_i = 0,5 \frac{1}{R_i}. \quad (10.12)$$

6. Находим коэффициент шума преобразователя

$$N_{\text{ш преоб}} \approx 1 + \frac{5G_{\text{вх. преоб}}}{G_{\text{вых ТРЧ}}} + \frac{(G_{\text{вых ТРЧ}} + G_{\text{вых. преоб}})^2}{G_{\text{вых ТРЧ}}} R_{\text{ш.см}}. \quad (10.13)$$

(Коэффициент усиления преобразователя определяется при расчете усилителя промежуточной частоты).

Пример 10.1. Рассчитать преобразователь приемника метровых волн.

#### Исходные данные

1. Рабочая частота  $f=100 \text{ Мгц}$ .
2. УРЧ имеет два каскада на пентодах типа 6Ж1Б.
3. Выходная проводимость радиочастотного тракта

$$G_{\text{вых ТРЧ}} = 845 \text{ мкмо.}$$

#### Решение

1. Выбираем для сохранения однотипности ламп смеситель на пентоде типа 6Ж1Б с параметрами  $S=4,8 \text{ ма/в}$ ,  $R_i=200 \text{ ком}$ ,

$$R_{\text{вх}} = k/f^2 = 60/100^2 = 6,0 \text{ ком.}$$

2. Определяем крутизну преобразования. На фиг. 10.20 приведена зависимость крутизны, анодного и экранного токов от напряжения  $e_c$ .

По графику находим  $S_{\text{max}}=8 \text{ ма/в}$ , тогда

$$S_{\text{преоб}} = 0,25 \cdot 8 = 2 \text{ ма/в.}$$

3. Определяем эквивалентное шумовое сопротивление.

В соответствии с графиком на фиг. 10.20 выбираем рабочую точку при смещении  $E_c=-3 \text{ в}$ .

Тогда

$$I_a = 3 \text{ ма}, \quad I_{c2} = 0,8 \text{ ма};$$

$$\begin{aligned} R_{\text{ш.см}} &\approx \frac{I_a}{I_a + I_{c2}} \left( \frac{4}{S_{\text{преоб}}} + \frac{20I_{c2}}{S_{\text{преоб}}^2} \right) = \\ &= \frac{3}{3 + 0,8} \left( \frac{4}{2 \cdot 10^{-3}} + \frac{20 \cdot 0,8 \cdot 10^{-3}}{2^2 \cdot 10^{-6}} \right) = 4750 \text{ ом.} \end{aligned}$$

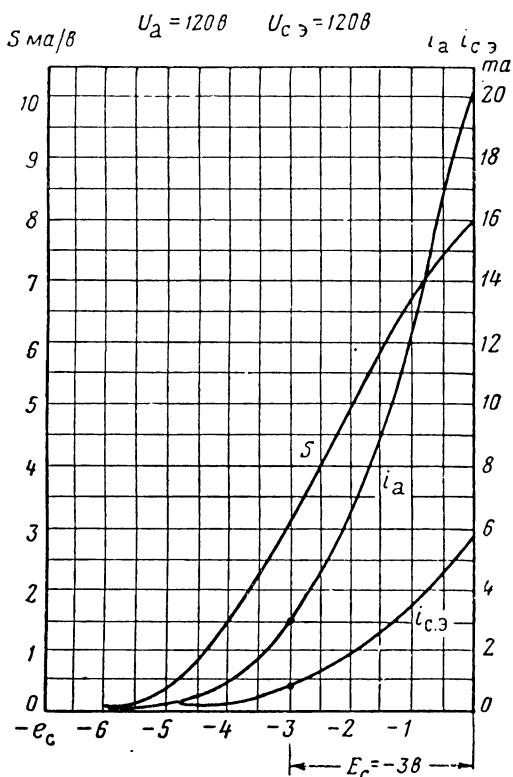
4. Определяем входную проводимость преобразователя

$$G_{\text{вх. преоб}} = \frac{1}{2} G_{\text{вх}} = \frac{1}{2} \frac{1}{R_{\text{вх}}} = \frac{10^6}{2 \cdot 6000} = 83 \text{ мкмо.}$$

5. Определяем выходную проводимость преобразователя

$$G_{\text{вых.преоб}} = \frac{0.5}{R_t} = \frac{0.5 \cdot 10^6}{200 \cdot 10^3} = 2,5 \text{ мкмо.}$$

6Ж1Б



Фиг. 10.20. Характеристики лампы 6Ж1Б  
к примеру 10.1.

6. Находим коэффициент шума преобразователя

$$\begin{aligned} N_{\text{ш.преоб}} &\approx 1 + \frac{5G_{\text{вых.преоб}}}{G_{\text{вых ТРЧ}}} + \frac{(G_{\text{вых ТРЧ}} + G_{\text{вых.преоб}})^2}{G_{\text{вых ТРЧ}}} \cdot R_{\text{ш.см}} = \\ &= 1 + \frac{5 \cdot 83}{845} + \frac{(845 + 2,5)^2}{845} \cdot 10^{-6} \cdot 4750 = 5,5. \end{aligned}$$

### § 10.3. РАСЧЕТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПРИЕМНИКОВ САНТИМЕТРОВЫХ ВОЛН

В диапазоне сантиметровых волн преобразователь частоты является по существу первым каскадом приемника и от его коэффициента шума зависит коэффициент шума всего приемного устройства. Для преобразования частоты на волнах короче 10 см

используются полупроводниковые диодные смесители, а в качестве гетеродинов — маломощные клистронные генераторы.

К преимуществам полупроводниковых диодных смесителей по сравнению с вакуумными относятся сокращение времени прохождения зарядов между электродами, уменьшение междуэлектродной емкости и более низкий уровень шума. Основными параметрами преобразователя являются коэффициент передачи номинальной мощности и коэффициент относительной температуры шума.

Коэффициент передачи номинальной мощности характеризуется отношением мощности сигнала промежуточной частоты на выходе смесителя к мощности сигнала высокой частоты, подводимой к его входу при согласованной нагрузке:

$$K_{P_{\text{см}}} = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}.$$

Коэффициент относительной температуры шума  $t_{\text{см}}$  позволяет определять шумовые свойства преобразователя; он показывает, во сколько раз необходимо увеличить абсолютную температуру эквивалентного шумящего сопротивления, чтобы уровень шума в нем оказался равным уровню шума полупроводникового диодного смесителя. Основные данные смесительных полупроводниковых диодов приведены в табл. 3. 6.

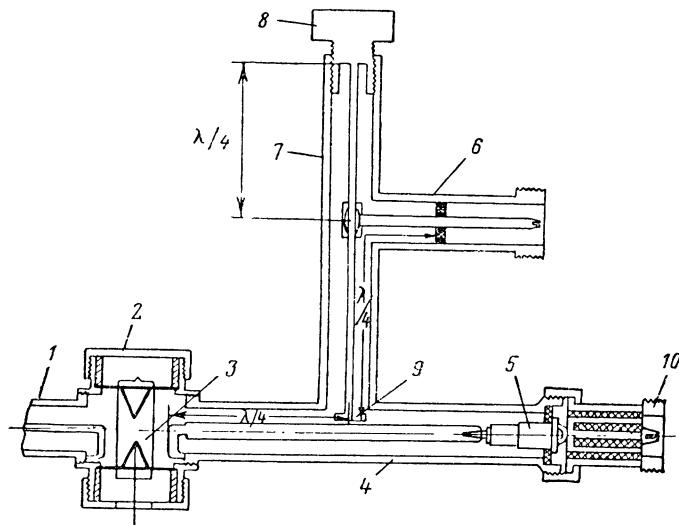
По своему устройству преобразователи сантиметровых волн коренным образом отличаются от ламповых преобразователей метровых и дециметровых волн. В зависимости от длины волны принимаемого сигнала полупроводниковый диод помещается внутри коаксиальной линии или в волноводе.

На фиг. 10.21 приведено устройство коаксиального смесителя на длину волны порядка 10 см, состоящего из соединения трех отрезков коаксиальных линий. Высокочастотная энергия поступает через коаксиальную линию 1 в разрядник защиты приемника 2. Через петлю связи 3, помещенную в разряднике, принимаемый сигнал поступает в коаксиальную смесительную камеру 4, внутри котороймещен полупроводниковый диод 5. Сигнал от гетеродина в смесительную камеру подается через отрезки коаксиальных линий 6 и 7.

Для изменения связи гетеродина со смесителем внутренний проводник коаксиальной линии 7 с помощью рукоятки 8 перемещается вверх и вниз, благодаря чему изменяется емкость между диском 9 и внутренним проводником коаксиальной линии 7. Сигнал промежуточной частоты выводится с помощью гибкого коаксиального кабеля, который соединяется с коаксиальной смесительной камерой 4 через фишку; фишку навертывается на переднюю часть линии 10.

Устройство простейшего волноводного преобразователя для волн короче 5 см показано на фиг. 10.22. На входе преобразователя помещен разрядник защиты приемника 1, связанный с волново-

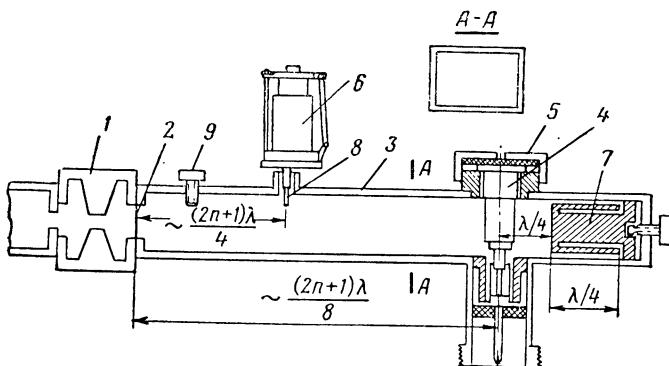
водной камерой смесителя 3 через окно связи 2. Полупроводниковый диод 4, помещенный в специальный держатель 5, расположен поперек оси волновода параллельно вектору электрического



Фиг. 10.21. Устройство коаксиального смесителя на длину волны порядка 10 см.

поля  $E$ . С помощью поршня 7 регулируется расстояние между диодом и короткозамкнутой задней стенкой волновода.

Гетеродином служит кристалон 6, коаксиальный вывод 8 которого вставлен в гнездо, находящееся в широкой стенке волновода.



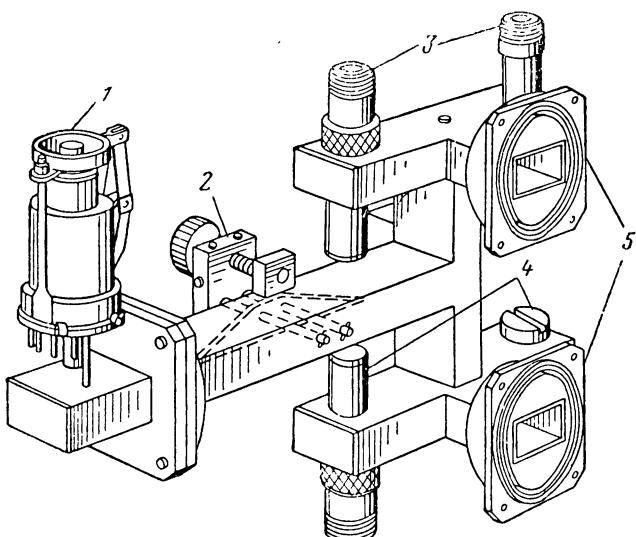
Фиг. 10.22. Устройство простейшего волноводного преобразователя на длину волны короче 5 см.

Величина мощности, подводимой от гетеродина, регулируется изменением степени погружения вывода кристалона и винта 9.

В волноводных преобразователях используются главным образом поперечно-электрические волны типа ТЕ.

В заключение остановимся на двухтактных преобразователях, которые широко применяются на волнах короче 3 см.

Применение двухтактных преобразователей позволяет уменьшить коэффициент шума приемника в 2—3 раза по сравнению с приемниками, в которых использованы однотактные преобразователи. Шумы преобразователя в сантиметровом диапазоне обусловлены шумами смесительного диода и шумами гетеродина.



Фиг. 10.23. Двойной двухтактный преобразователь.

В двухтактном преобразователе уменьшение его уровня шума достигается путем подавления шумов гетеродина.

В радиолокационных приемниках с двухканальной системой автоподстройки частоты (см. фиг. 3.2) применяются двойные двухтактные преобразователи. На фиг. 10.23 показан возможный вариант конструкции преобразователя такого вида. Здесь 1 — отражательный кристаллон, 2 — аттенюатор, предназначенный для регулирования мощности, поступающей от кристаллона, 3 и 4 — держатели полупроводниковых диодов. Входами канала сигнала и канала автоподстройки являются плечи волноводов со стороны открытых фланцев 5.

Для гетеродинов приемников сантиметровых волн, как уже указывалось, используют маломощные отражательные кристаллоны. Различают две разновидности отражательных кристаллонов: с внешним и внутренним резонатором. Кристаллоны с внешним резонатором

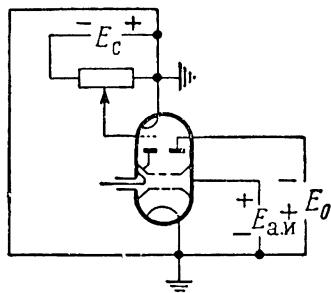
ром применяются в широкодиапазонных приемниках; колебательной системой у таких кластронов является объемный резонатор или настраивающаяся резонансная линия. Изменение объема внешнего резонатора или длины резонансной линии позволяет изменять частоту кластрона в значительных пределах. Кластроны с внутренним резонатором являются узкодиапазонными и в свою очередь разделяются по способу настройки на две категории: кластроны с механической настройкой и кластроны с термической настройкой.

Настройка кластронов первой категории осуществляется изгибанием дужек за счет вращения настраивающего винта; при этом происходит деформация объема внутреннего резонатора и тем самым изменяется его частота. В кластронах с термической настройкой внутри баллона лампы имеется дополнительный триод, анод которого с помощью металлического стержня соединен с внутренней резонаторной системой. Схема включения кластрона с термической настройкой показана на фиг. 10.24. Частота кластрона регулируется изменением напряжения на сетке дополнительного триода, которое сопровождается уменьшением или возрастанием анодного тока триода. Изменение анодного тока отражается на температуре анода и связанного с ним стержня; при этом изменяется длина стержня, соединенного с резонаторной системой, в результате чего деформируется объемный резонатор и изменяется его частота.

Использование кластрона с термической настройкой позволяет изменять его частоту дистанционно.

Нормальный режим работы преобразователя с полупроводниковым диодом обеспечивается при условии, когда мощность, подводимая от кластрона, находится в пределах 0,4—1 мвт. Превышение мощности сверх указанной, помимо нарушения режима работы преобразователя, может вызвать выгорание кристалла. Для контроля мощности, подводимой от кластрона в цепь диодного смесителя, включается миллиамперметр, измеряющий постоянную составляющую тока диода, величина которого находится в пределах 0,4—1 ма.

Амплитуда напряжения гетеродина характеризуется значением порядка 0,4—0,6 в. Для того чтобы частота гетеродина не зависела от параметров смесителя, необходимо обеспечить слабую связь кластрона со смесителем. Это достигается при условии, когда подводимая к смесителю мощность составляет не более 5% от мощности, генерируемой кластроном. Таким образом, мощность кластрона должна быть не менее 10 вт.



Фиг. 10.24. Схема включения кластрона с термической настройкой.

В радиолокационных приемниках с автоматической подстройкой частоты последняя осуществляется изменением напряжения на отражателе кластрона. В зависимости от типа кластрона изменение частоты кластрона происходит в пределах  $\pm(10-30) \text{ МГц}$ .

Эффективность электронной настройки кластрона характеризуется коэффициентом  $K_{\vartheta,\text{n}}$ , показывающим, на сколько мегагерц изменяется частота кластрона при изменении напряжения отражателя на 1 в.

Коэффициент  $K_{\vartheta,\text{n}}$  позволяет определить необходимое изменение напряжения  $\Delta U(\vartheta)$  по заданной величине изменения частоты  $\Delta f(\text{МГц})$ :

$$\Delta U = -\frac{\Delta f}{K_{\vartheta,\text{n}}}. \quad (10.14)$$

В табл. 10.2 приведены основные данные отражательных кластронов.

### Расчет преобразователя со смесительным полупроводниковым диодом

#### Исходные данные

1. Рабочая частота  $f$  в  $\text{МГц}$ .
2. Предельная чувствительность приемника  $P_{\text{сигн.пр.}}$ .

Требуется определить

1. Тип смесительного полупроводникового диода.
2. Тип отражательного кластрона.
3. Коэффициент передачи мощности от антенны до выхода преобразователя.
4. Мощность сигнала на выходе преобразователя.
5. Коэффициент шума преобразователя.

#### Порядок расчета

1. Выбираем тип смесительного полупроводникового диода в зависимости от рабочей частоты  $f$  по табл. 3.6.

2. Выбираем тип отражательного кластрона по табл. 10.2.

В широкодиапазонных приемниках следует использовать кластрон с внешним резонатором.

В приемниках с фиксированной настройкой используются кластроны с внутренним резонатором. Кроме того, при выборе кластрона следует учесть возможное отклонение частот передатчика и гетеродина. Если оно не задано, то ориентировочно можно считать общее отклонение частоты равным 0,2% от рабочей частоты.

Полученное значение отклонения не должно превышать диапазона электронной настройки, указанного в табл. 10.2.

Таблица 10.2

## Основные данные отражательных клистронов

Тип клистрона, его характеристика	Диапазон частот $M\text{гц}$	Напряжение резонатора $\text{б}$	Ток резонатора $\text{ма}$	Напряжение отражателя $\text{б}$	Выходная мощность $M\text{вт}$	Диапазон электронной настройки $M\text{гц}$	Эффективность электронной настройки $K_{\text{э.н.}}/M\text{гц}$
<b>С внутренним резонатором и механической настройкой</b>							
726С	$2700-2960$						
726В	$2880-3175$						
726А	$3175-3410$						
2К29	$3400-3900$						
2К25	$8500-9660$						
2К33	$23600-21400$						
<b>С внутренним резонатором и термической настройкой</b>							
2К45	$8500-9660$						
2К50	$23500-24500$						
<b>С внешним резонатором малой мощности</b>							
2К28	$1200-3750$						
2К48	$3000-5000$						
2К49	$5000-10000$						

3. Определяем коэффициент передачи мощности от антенны до выхода преобразователя

$$K_P = K_{P\Phi} \cdot K_{Pp} \cdot K_{Pcm}, \quad (10.15)$$

где  $K_{P\Phi}$  — коэффициент передачи мощности фидерной или волноводной линии, который может быть принят равным 0,9;

$K_{Pp}$  — коэффициент передачи мощности разрядника (см. табл. 3.3);

$K_{Pcm}$  — коэффициент передачи мощности преобразователя (смесителя), см. табл. 3.6.

4. Определяем мощность сигнала на выходе преобразователя

$$P_{вых.проб} = K_P \cdot P_{сигн.пр}. \quad (10.16)$$

5. Определяем коэффициент шума преобразователя с полупроводниковым диодом

$$N_{ш.проб} = \frac{t_{cm}}{K_{Pcm}}. \quad (10.17)$$

Здесь  $t_{cm}$  — коэффициент относительной температуры шума, заданный в табл. 3.6.

В приемнике сантиметрового диапазона (без УРЧ) при определении коэффициента шума преобразователя следует учесть, что входной сигнал подводится к преобразователю через фидер или волновод и через разрядник (РЗП), передача мощности по которым характеризуется коэффициентами  $K_{P\Phi}$  и  $K_{Pp}$ . В этом случае коэффициент шума преобразователя определится формулой

$$N_{ш.проб} = \frac{t_{cm}}{K_{Pcm} \cdot K_{P\Phi} \cdot K_{Pp}} = \frac{t_{cm}}{K_P}. \quad (10.18)$$

**Пример 10.2.** Рассчитать преобразователь приемника сантиметрового диапазона на полупроводниковом диоде.

#### Исходные данные

1. Рабочая частота  $f=9300$  МГц ( $\lambda=3.2$  см).

2. Предельная чувствительность приемника  $P_{сигн.пр}=10^{-13}$  вт.

#### Решение

1. Выбираем кремниевый смесительный полупроводниковый диод типа ДК-С4 с параметрами  $K_{Pcm}=0.22$ ,  $t_{cm}=2.7$ .

2. Выбираем узкополосный отражательный кристалл с внутренним резонатором типа 2К25.

3. Определяем коэффициент передачи мощности от антенны до выхода преобразователя: принимаем  $K_{P\Phi}=0.9$  используем узкополосный разрядник с внутренним резонатором типа 1В24 (см. табл. 3.3) со значением  $K_{Pp}=0.8$

$$K_P = K_{P\Phi} \cdot K_{Pp} \cdot K_{Pcm} = 0.9 \cdot 0.8 \cdot 0.22 \approx 0.16.$$

4. Находим мощность сигнала на выходе преобразователя

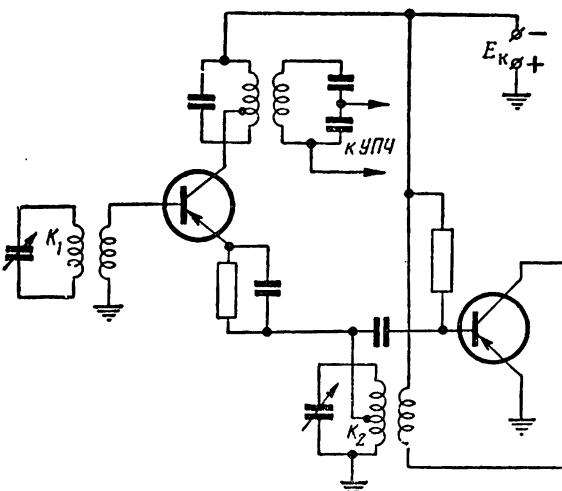
$$P_{\text{вых}} = K_P \cdot P_{\text{сигн. пр}} = 0,16 \cdot 10^{-13} = 1,6 \cdot 10^{-14} \text{ вт.}$$

#### 5. Определяем коэффициент шума преобразователя

$$N_{\text{ш.пред}} = \frac{t_{\text{cm}}}{K_p} = \frac{2.7}{0.16} \approx 17 \text{ (12,3 } \partial\sigma)$$

## § 10.4. РАСЧЕТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Нелинейность вольтамперных характеристик полупроводниковых триодов позволяет использовать их для преобразования частоты наравне с электронными лампами. Преобразование частоты на полупроводниковых триодах осуществляется по принципу, подобному односеточному преобразованию на электронных лампах.



Фиг. 10.25. Схема преобразователя частоты на двух полупроводниковых триодах

Различают две категории схем преобразователей на полупроводниковых триодах: схемы на двух триодах и схемы на одном триоде.

В первой категории схем один триод выполняет функцию смесителя, а второй — функцию гетеродина; в схемах второй категории один и тот же триод работает одновременно как смеситель и как гетеродин.

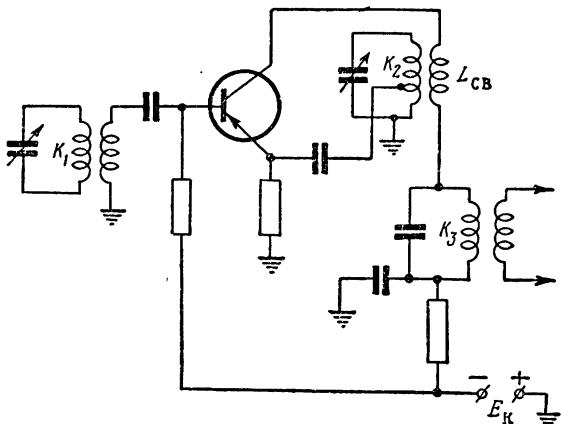
На фиг. 10.25 приведена одна из возможных схем преобразователя на двух триодах. Верхний триод является смесителем, а нижний — гетеродином.

Напряжение сигнала снимается с катушки связи входного контура приемника и подводится к базе смесительного триода.

Напряжение гетеродина снимается с части гетеродинного контура и подается на эмиттер смесительного триода. Гетеродин выполнен по схеме с индуктивной обратной связью.

В цепи коллектора смесительного триода включен полосовой фильтр. Для уменьшения шунтирующего действия со стороны коллектора использована автотрансформаторная связь первого контура с коллектором.

Сигнал промежуточной частоты снимается со второго контура фильтра через емкостный делитель напряжения.



Фиг. 10.26. Схема преобразователя частоты на одном полупроводниковом триоде.

На фиг. 10.26 показан один из вариантов схемы преобразователя на одном полупроводниковом триоде. Напряжение сигнала с входного контура  $K_1$  подается на базу триода, включенного по схеме с общим эмиттером. Гетеродин выполнен по схеме автогенератора с индуктивной обратной связью с контуром  $K_2$  в цепи эмиттера. Катушка обратной связи  $L_{\text{св}}$  включена в коллекторной цепи триода вместе с выходным контуром  $K_3$ , настроенным на промежуточную частоту. Вместо контура  $K_3$  может быть использован полосовой фильтр.

Процесс преобразования частоты в такой схеме обеспечивается одновременным действием напряжения сигнала и гетеродина между эмиттером и базой полупроводникового триода.

Следует заметить, что гетеродин, работающий на отдельном триоде, обеспечивает большую стабильность частоты и поэтому при выборе схемы преобразователя это обстоятельство должно быть учтено.

Для расчета преобразователей частоты с двумя или с одним полупроводниковым триодом может быть применена одна и та же методика.

Расчет этот аналогичен расчету ламповых преобразователей частоты и слагается из расчета смесительной части и расчета элементов гетеродинного контура. Ниже излагается методика расчета смесительной части преобразователя; вопросы расчета элементов гетеродинного контура при сопряжённой настройке ничем не отличаются от расчетов, изложенных в § 10.1. Основной задачей расчета смесительной части преобразователя является определение его коэффициента усиления.

При расчете коэффициента усиления пользуются известным из теории ламповых преобразователей понятием крутизны преобразования, которая может быть определена через крутизну полупроводникового триода в режиме усиления. Понятие крутизны полупроводникового триода  $S'$  было введено при расчете усилителей радиочастоты (см. § 6.5) как параметр электронной лампы, эквивалентной полупроводниковому триоду.

Принимая во внимание, что величина  $S'$  и параметр короткого замыкания  $Y_{21}$  определяются через внутренние параметры одним и тем же выражением

$$S' = \frac{\alpha}{r_9 + r_6(1 - \alpha)} = Y_{21}, \quad (10.19)$$

можно выразить крутизну преобразования знакомой из теории ламповых преобразователей формулой

$$S_{\text{преоб}} \approx \frac{1}{4} Y_{21}. \quad (10.20)$$

Здесь  $Y_{21}$  является передаточной проводимостью, измеренной в режиме усиления.

Полупроводниковый триод, работающий в режиме преобразования так же, как триод в режиме усиления, характеризуется малым входным сопротивлением и сравнительно небольшим выходным сопротивлением. В связи с этим входной контур приемника и колебательная система в цепи коллектора преобразователя включаются к электродам триода не полностью. Это в свою очередь приводит к уменьшению передачи напряжения на вход преобразователя и снижает его коэффициент усиления.

Входное сопротивление преобразователя определяют на частоте сигнала. Для частоты сигнала сопротивление выходного контура, настроенного на промежуточную частоту, мало, так как  $f_{\text{сигн}} \gg f_{\text{пр}}$ , и поэтому работа преобразователя на частоте сигнала характеризуется режимом короткого замыкания на выходе, а следовательно, его входное сопротивление можно определить через активную составляющую проводимости  $g_{11\text{сигн}}$ , измеренную в режиме короткого замыкания на частоте сигнала:

$$R_{\text{вх.преоб}} \approx \frac{1}{g_{11\text{сигн}}} = \frac{1}{g_{11\text{ преоб}}}. \quad (10.21)$$

Подобным же образом определяется выходное сопротивление преобразователя, т. е. его сопротивление на промежуточной частоте. Для сигнала промежуточной частоты входная цепь триода практически находится в режиме короткого замыкания, так как контур входной цепи преобразователя имеет неполную связь с базой триода. Это позволяет определять выходное сопротивление через активную составляющую выходной проводимости  $g_{22c}$ , измеренную на промежуточной частоте в режиме короткого замыкания:

$$R_{\text{вых. преоб}} \approx \frac{1}{g_{22c}} = \frac{1}{g_{22\text{преоб}}}. \quad (10.22)$$

Если учесть, что проводимости преобразователя

$$g_{11\text{ преоб}} = \frac{1}{2} g_{11}, \quad \text{а} \quad g_{22\text{ преоб}} = \frac{1}{2} g_{22},$$

где  $g_{11}$  и  $g_{22}$  — параметры полупроводникового триода на тех же частотах в режиме усиления, то формулы для расчетов приобретают следующий вид:

$$R_{\text{вх. преоб}} \approx \frac{2}{g_{11}}, \quad (10.23)$$

$$R_{\text{вых. преоб}} \approx \frac{2}{g_{22}}. \quad (10.24)$$

Перед тем как перейти к изложению методики расчета преобразователя, заметим, что расчет преобразователя следует производить после расчета усилителя промежуточной частоты, так как от схемы последнего в некоторой степени зависит расчет преобразователя.

Расчет преобразователя является более простым в том случае, когда триоды преобразователя и каскадов УПЧ нагружены на одинаковые полосовые фильтры или одиночные контуры. Расчет преобразователя усложняется при использовании в нем, как это часто имеет место, полосового фильтра, а в каскадах УПЧ — одиночных контуров.

Рассмотрим методику расчета преобразователя, нагруженного на такую же колебательную систему, как и УПЧ.

### Исходные данные

1. Диапазон принимаемых частот  $f_{\min} - f_{\max}$ .
2. Промежуточная частота  $f_{\text{пр}}$ .
3. Параметры колебательной системы
  - a) для одиночного контура

$$Q_s = \frac{1}{d_s}, \quad d, \rho;$$

- b) для полосового фильтра

$$\rho, k, d, d_1, d_2.$$

4. Входное сопротивление первого каскада УПЧ  $R_{вх\text{упч}}$ .
5. Параметры контура входной цепи  $L_{вх}$ ,  $Q_{вх}$ .
6. Коэффициент усиления УПЧ —  $K_{\text{упч}}$ .

Требуется определить

1. Коэффициенты включения контуров  $p_1$ ,  $p_2$ ,  $p_{вх}$ .
2. Коэффициент усиления преобразователя  $K_{\text{преоб}}$ .
3. Общий коэффициент усиления высокочастотного тракта приемника  $K_{\text{об}}$ .

### Порядок расчета

1. Выбираем тип полупроводникового триода. Для преобразователя частоты могут быть использованы типы триодов, применяемые в усилителях радиочастоты (см. § 6.5). Для обеспечения более высокой чувствительности приемника необходимо, чтобы преобразователь, являющийся обычно первым каскадом приемника, обладал минимальным уровнем шума и наибольшим усилением. Этим требованиям в диапазоне до  $2 \text{ МГц}$  в основном удовлетворяют триоды типов П401, П402 и П403.

2. Определяем входное и выходное сопротивления преобразователя по формулам (10.23), (10.24).

Для широко применяемого триода типа П401 его параметры в режиме  $U_k = -5 \text{ в}$ ,  $I_o = 1,5 \text{ мА}$  равны

$$Y_{21} = 50 \text{ мА/в}; g_{22} \approx (3,5 \div 4,5) 10^{-5} \text{ мО} \quad (\text{при } f_{\text{пр}} = 465 \text{ кГц})$$

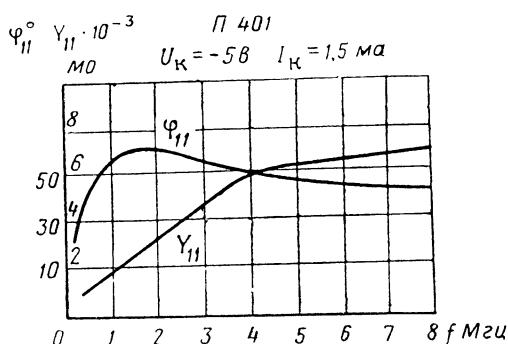
(Эти же данные могут быть использованы и для триода П402).

Значение  $g_{11}$  находится по графику на фиг. 10.27 в зависимости от частоты принимаемого сигнала  $f_{\text{сигн}}$  по значениям модуля  $Y_{11}$  и фазового угла  $\varphi_{11}$ :

$$g_{11} = Y_{11} \cos \varphi_{11}. \quad (10.25)$$

Расчет следует производить для наибольшей частоты диапазона, так как при этом входное сопротивление триода принимает наименьшее значение.

3. Определяем коэффициенты включения:  
со стороны коллектора



Фиг. 10.27. Зависимость  $Y_{11}$  и  $\varphi_{11}$  от частоты для полупроводникового триода П401 для схемы с общим эмиттером.

а) при полосовом фильтре

$$p_1 = \sqrt{R_{\text{вых. преоб}} \frac{d_1 - d}{\rho}}, \quad (10.26)$$

б) при одиночном контуре

$$p_1 = \sqrt{\frac{R_{\text{вых. преоб}}}{\rho} \left( \frac{d_3}{2} - d \right)}; \quad (10.27)$$

со стороны входа последующего каскада

а) при полосовом фильтре

$$p_2 = \sqrt{R_{\text{вх упч}} \frac{d_2 - d}{\rho}}, \quad (10.28)$$

б) при одиночном контуре

$$p_2 = \sqrt{\frac{R_{\text{вх. упч}}}{\rho} \left( d + p_1 \frac{\pi}{R_{\text{вых. преоб}}} \right)}. \quad (10.29)$$

4. Определяем коэффициент усиления преобразователя:

а) нагруженного полосовым фильтром.

Используем формулу, применяемую для расчета усиления каскада УПЧ [см. (8.72)]. При этом крутизна  $S'$  заменяется крутизной преобразования  $S_{\text{преоб}}$ , которая рассчитывается по формуле (10.20):

$$K_{\text{преоб}} = S_{\text{преоб}} \cdot \rho \cdot p_1 \cdot p_2 \frac{k}{k^2 + d_1 \cdot d_2}; \quad (10.30)$$

б) нагруженного одиночным контуром

$$K_{\text{преоб}} = S_{\text{преоб}} Q_{\vartheta} \rho p_1 p_2. \quad (10.31)$$

5. Определяем коэффициент включения между входом преобразователя и контуром входной цепи (в приемнике без УРЧ)).

В соответствии с принятыми условиями при расчете входной цепи с ферритовой антенной определяем этот коэффициент в режиме согласования

$$p_{\text{вх}} = \sqrt{\frac{R_{\text{вх. преоб}}}{R_{\text{oe. вх}}}}.$$

Здесь  $R_{\text{oe. вх}} = \omega L_{\text{вх}} \cdot Q_{\text{вх}}$ .

При трансформаторной связи  $p_{\text{вх}} = M/L_{\text{вх}}$  и при автотрансформаторной связи  $p_{\text{вх}} = L_{\text{св}}/L_{\text{вх}}$ .

6. Определяем коэффициент усиления высокочастотного тракта радиоприемника

$$K_{\text{об}} = p_{\text{вх}} \cdot K_{\text{преоб}} \cdot K_{\text{упч}}.$$

При расчете преобразователя, колебательная система которого отлична от колебательных систем УПЧ, рекомендуется начинать расчет с определения элементов колебательной системы и избирательности преобразователя.

Если, например, УПЧ представлен схемой с одиночными контурами, а нагрузкой преобразователя является полосовой фильтр, то в методику расчета следует ввести некоторые корректизы. При расчете будут отсутствовать данные, характеризующие полосовой фильтр, и их придется определять в самом расчете. Кроме того, должны быть заданы полоса пропускания приемника  $2\Delta f$ , коэффициент частотных искажений преобразователя  $M_{\text{преоб}}$  и избирательность преобразователя  $\sigma_{\text{преоб}}$ .

При таком варианте схемы приемника расчет преобразователя целесообразно начинать с определения параметров полосового фильтра.

**Пример 10.3.** Рассчитать преобразователь на полупроводниковом триоде по схеме с полосовым фильтром в сочетании с примером 6.2 расчета входной цепи и примером 8.4 расчета УПЧ.

### Исходные данные

1.  $f_{\text{сигн}} = 1000 \text{ кГц}$ .
2.  $f_{\text{пр}} = 465 \text{ кГц}$ .
3. В УПЧ использованы полосовые фильтры с параметрами  $k = 0,014$ ,  $\rho = 1700 \text{ ом}$ ,  $d = 0,01$ ,  $d_1 = 0,012$ ,  $d_2 = 0,0136$ .
4.  $R_{\text{вх.УПЧ}} = 643 \text{ ом}$ .
5. Параметры контура входной цепи  $L_{\text{вх}} = 750 \text{ мкГн}$ ,  $Q_{\text{вх}} = 150$ .
6.  $C_{\text{УПЧ}} = 1440$ .

### Решение

1. Выбираем триод типа П401.
2. Определяем

$$R_{\text{вх.преоб}} \approx \frac{2}{g_{11}} = \frac{2}{0,9 \cdot 10^{-3}} = 2230 \text{ ом},$$

где

$$g_{11} = Y_{11} \cos \varphi_{11} = 1,8 \cdot 10^{-3} \cdot \cos 60^\circ = 0,9 \cdot 10^{-3} \text{ мо},$$

$$R_{\text{вых.преоб}} \approx \frac{2}{g_{22}} = \frac{2}{4 \cdot 10^{-5}} = 50 \text{ ком.}$$

3. Определяем коэффициенты включения

$$p_1 = \sqrt{R_{\text{вых.преоб}} \frac{d_1 - d}{\rho}} = \sqrt{5 \cdot 10^4 \frac{0,012 - 0,01}{1700}} = 0,245,$$

$$p_2 = \sqrt{R_{\text{вх.УПЧ}} \frac{d_2 - d}{\rho}} = \sqrt{643 \frac{0,0136 - 0,01}{1700}} = 0,037.$$

4. Определяем коэффициент усиления

$$K_{\text{преоб}} = S_{\text{преоб}} p_1 p_2 \frac{k}{k^2 + d_1 d_2} = \\ = 12,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1700 \cdot 0,245 \cdot 0,037 \frac{0,014}{0,014^2 + 0,012 \cdot 0,0136} = 7,5,$$

где

$$S_{\text{преоб}} \approx \frac{1}{4} Y_{21} = \frac{50}{4} = 12,5 \text{ ма/в.}$$

5. Определяем коэффициент включения

$$p_{\text{вх}} = \sqrt{\frac{R_{\text{вх.преоб}}}{R_{\text{вх}}}} = \sqrt{\frac{2,230}{700}} = 0,057.$$

Здесь

$$R_{\text{вх}} = \omega L_{\text{вх}} Q_{\text{вх}} = 6,28 \cdot 1000 \cdot 10^3 \cdot 750 \cdot 10^{-6} \cdot 150 = 700 \text{ ком.}$$

6. Определяем  $K_{\text{об}}$ :

$$K_{\text{об}} = p_{\text{вх}} K_{\text{преоб}} K_{\text{УПЧ}} = 0,057 \cdot 7,5 \cdot 1440 = 615.$$

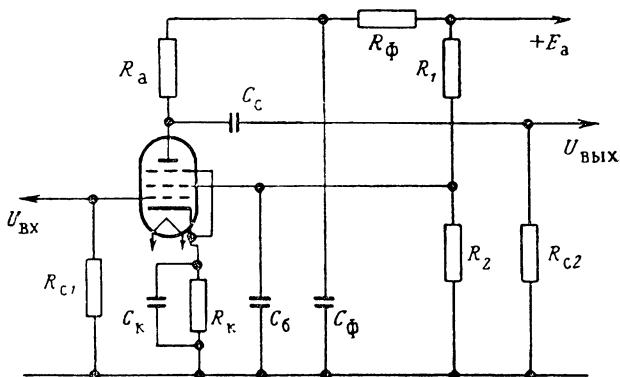
---

## Глава XI

### РАСЧЕТ КАСКАДОВ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЯ

#### § 11.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О КАСКАДАХ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЯ

В гл. II были изложены основные требования, предъявляемые к усилителю видеосигналов. Строгое соблюдение этих требований приводит к необходимости применения в видеоканале приемника усилителей, обладающих широкой полосой пропускания.



Фиг. 11.1. Схема видеоусилителя без частотной коррекции.

Верхняя граничная частота усилителя и необходимая величина времени нарастания импульса, как известно, связаны соотношением

$$f_{\text{гр}} = \frac{0,35}{t_n},$$

из которого следует, что при времени нарастания, измеряемом десятыми и сотыми долями микросекунды, полоса пропускания усилителя должна быть порядка нескольких мегагерц и десятков мегагерц.

Получение столь широкой полосы пропускания усилителя возможно лишь при использовании в его схеме каскадов усилителя на сопротивлениях (фиг. 11.1), обладающих наиболее равномерной

частотной характеристикой и наименьшими фазовыми искажениями.

Схема каскада усилителя на сопротивлениях является основной схемой широкополосных видеоусилителей. Коэффициент усиления каскада на средних частотах определяется формулой

$$K_0 = SR_a.$$

Частотные и фазовые искажения в усилителе на сопротивлениях в области нижних и верхних частот определяются следующими формулами:

$$M_h = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\Omega_h \tau_c}\right)^2}, \quad (11.1)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_h = \frac{1}{\Omega_h \tau_c}, \quad (11.2)$$

$$M_b = \sqrt{1 + (\Omega_b \tau_a)^2}, \quad (11.3)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_b = -\Omega_b \tau_a, \quad (11.4)$$

где

$$\tau_a = C_0 \cdot R_a,$$

$$\tau_c = C_c \cdot R_c.$$

Не трудно видеть, что уменьшения частотных и фазовых искажений в области нижних частот можно достичь увеличением постоянной времени  $\tau_c$ , а в области верхних частот — уменьшением постоянной времени  $\tau_a$ .

Последнее условие может быть выполнено уменьшением емкости  $C_0$  или величины сопротивления анодной нагрузки  $R_a$ . Однако емкость  $C_0$ , слагающаяся из выходной емкости лампы каскада, входной емкости последующего каскада и емкости монтажа схемы, не может быть уменьшена ниже некоторого предела. Поэтому снижения искажений можно достичь только уменьшением сопротивления анодной нагрузки  $R_a$ , что неизбежно повлечет за собой падение коэффициента усиления каскада. Для повышения коэффициента усиления каскада приходится использовать в его схеме пентоды с малой выходной емкостью и большой крутизной характеристики лампы.

Из формулы (11.3) следует, что при допустимом завале частотной характеристики на верхней граничной частоте полосы пропускания  $M_b = 1,41$  произведение

$$\Omega_b \cdot \tau_a = 1$$

или

$$2\pi f_{rp} \cdot R_a \cdot C_0 = 1,$$

откуда

$$R_a = \frac{1}{2\pi f_{rp} C_0}. \quad (11.5)$$

Таким образом, предельное усиление, которое может быть получено при использовании лампы данного типа, оказывается равным

$$K_0 = \frac{S}{2\pi f_{rp} C_0},$$

откуда

$$K_0 f_{rp} = \frac{S}{2\pi C_0}. \quad (11.6)$$

Выражая верхнюю граничную частоту полосы пропускания через необходимую величину времени нарастания, получим формулу, связывающую параметры схемы и лампы с величиной коэффициента усиления и временем нарастания импульса:

$$R_a = \frac{t_n}{2,2C_0}. \quad (11.7)$$

Из равенства (11.7) следует, что

$$\frac{K_0}{t_n} = \frac{S}{2,2C_0}. \quad (11.8)$$

Расчетные соотношения (11.6), (11.7) и (11.8) являются основными для определения коэффициента усиления широкополосного каскада и выбора элементов схемы усилителя.

Величина сопротивления утечки сетки последующего каскада определяется в соответствии с формулой

$$R_c \approx (20 \div 30) R_a.$$

Емкость переходного конденсатора можно определить по формуле

$$C_c = \frac{\tau_{max}}{R_c \delta_c}, \quad (11.9)$$

где  $\tau_{max}$  — максимальная длительность импульса;

$\delta_c$  — относительная величина допустимого спада плоской части импульса, обусловленного влиянием емкости  $C_c$ .

Расчет других элементов схемы и показателей работы схемы каскада производится в обычном порядке.

Для уменьшения влияния емкости, блокирующей катодное сопротивление автоматического смещения, величину ее следует выбирать в соответствии с допустимым спадом плоской части импульса:

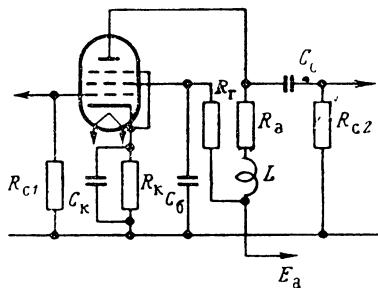
$$C_k = \frac{\tau_{max}}{\delta_k} S, \quad (11.10)$$

где  $\delta_k$  — относительная величина допустимого спада плоской части импульса, обусловленного влиянием емкости  $C_k$ .

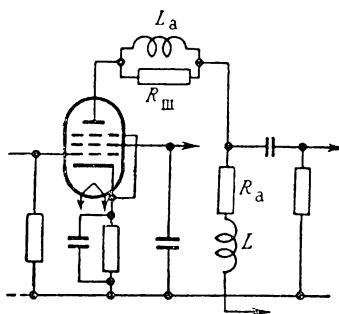
Для повышения коэффициента усиления в области верхних частот, т. е. для расширения полосы пропускания усилителя на со-

противлениях, применяются специальные схемы коррекции частотной характеристики. На фиг. 11.2 и 11.3 показаны наиболее употребительные схемы усилителей на сопротивлениях с простой и сложной коррекцией.

В схеме усилителя с простой коррекцией включение последовательно с сопротивлением  $R_a$  катушки  $L$  позволяет увеличить сопротивление анодной нагрузки на высоких частотах и, кроме того, уменьшить шунтирующее действие емкости схемы на сопротивление  $R_a$ . Это позволяет при том же значении емкости  $C_0$  увеличить сопротивление  $R_a$  и тем самым повысить коэффициент усиления каскада.



Фиг. 11.2. Схема видеоусилителя с простой коррекцией.



Фиг. 11.3. Схема видеоусилителя со сложной коррекцией.

Введение в схему каскада индуктивности  $L$  приводит к возникновению верхнего выброса, величина которого тем значительнее, чем больше индуктивность.

Если величина выброса не должна превышать 1%, то сопротивление анодной нагрузки может быть увеличено до значения

$$R_a = \frac{t_n}{1,31 C_0}. \quad (11.11)$$

В схемах с допустимой величиной выброса 5—6% сопротивление анодной нагрузки можно повысить до величины, определяемой формулой

$$R_a = \frac{t_n}{1,22 C_0}. \quad (11.12)$$

Индуктивность  $L$  корректирующей катушки для приведенных значений допустимых выбросов рассчитывается по следующим формулам:

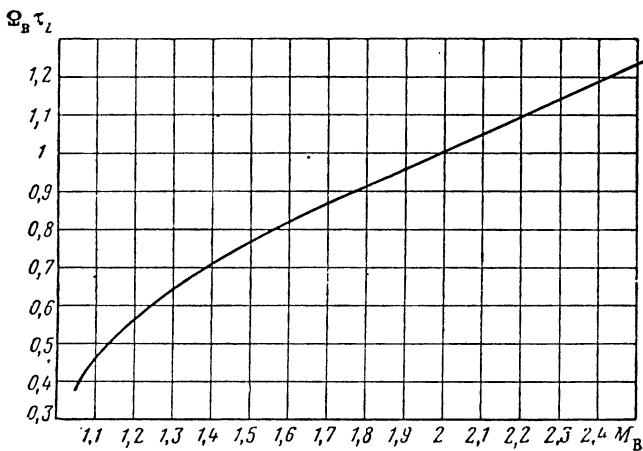
при  $\delta_b = 0,01$

$$L = 0,36 R_a^2 C_0; \quad (11.13)$$

при  $\delta_b = 0,06$

$$L = 0,5 R_a^2 C_0. \quad (11.14)$$

Если по техническим условиям задана верхняя граничная частота, то элементы схемы усилителя с простой коррекцией можно определить по ниже приведенной методике.



Фиг. 11.4. График зависимости  $\Omega_b \tau_L$  от коэффициента  $M_b$ .

На фиг. 11.4 изображен график зависимости величины

$$\Omega_b \tau_L = \Omega_b \frac{L}{R_a} \quad (11.15)$$

от допустимого завала частотной характеристики в области верхних частот

$$\Omega_b \tau_L = F(M_b), \quad (11.16)$$

пользуясь которым можно по заданным значениям  $\Omega_b$  и  $M_b$  определить  $\tau_L$ .

Величина постоянной времени анодной цепи

$$\tau_a = C_0 R_a$$

связана с величиной  $\tau_L$  соотношением

$$\tau_a = 2,41 \tau_L. \quad (11.17)$$

Величину сопротивления анодной нагрузки и индуктивности корректирующей катушки находим по формулам

$$R_a = \frac{\tau_a}{C_0}, \quad (11.18)$$

и

$$L = R_a \tau_L. \quad (11.19)$$

Угол сдвига фаз в области верхних частот находим из соотношения

$$\operatorname{tg} \varphi_B = -\Omega_B \tau_a + \Omega_B \tau_L (1 - \Omega_B^2 \tau_L \tau_a). \quad (11.20)$$

Улучшение усилительных свойств каскада со сложной коррекцией связано с разделением емкости схемы  $C_0$  как бы на две части (фиг. 11.5):

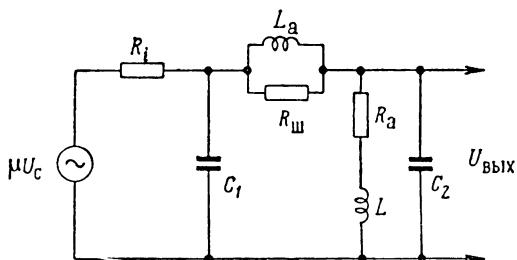
$$C_1 = C_{\text{вых}} + 0,5 C_m$$

и

$$C_2 = C_{\text{вх}} + 0,5 C_m.$$

Емкость  $C_1$ , подключенная к зажимам анод-катод, численно меньше общей емкости каскада  $C_0$ . С поступлением на сетку лампы

прямоугольного импульса эта емкость будет заряжаться анодным током лампы быстрее, чем заряжалась бы емкость  $C_0$  в схеме с простой коррекцией. Поэтому время нарастания импульса будет меньше. Снижение фактического времени нарастания импульса равноценно увеличению верхней граничной частоты



Фиг. 11.5. Эквивалентная схема видеовысокочастотного усилителя со сложной коррекцией.

ты усилителя. Кроме того, соответствующим подбором величины индуктивности  $L_a$  можно добиться резонанса напряжений в контуре, образованном последовательно соединенными индуктивностью  $\tau_a$  и емкостью  $C_2$  на частоте, лежащей в области верхней граничной частоты усиливаемых сигналов и, следовательно, повышения напряжения на емкости  $C_2$ , т. е. напряжения на выходе каскада. Таким образом, схема со сложной коррекцией позволяет не только расширить полосу частот, но и повысить коэффициент усиления каскада.

Ниже приведены расчетные формулы для определения элементов схемы каскада.

### 1. Сопротивление анодной нагрузки

$$R_a = \frac{\tau_{\text{н1}}}{q C_0}. \quad (11.21)$$

### 2. Индуктивность корректирующей катушки

$$L = a \cdot R_a^2 \cdot C_0. \quad (11.22)$$

### 3. Индуктивность анодной катушки

$$L_a = a' \cdot R_a^2 \cdot C_0. \quad (11.23)$$

#### 4. Шунтирующее сопротивление

$$R_{\text{ш}} = b \cdot R_a. \quad (11.24)$$

В табл. 11.1. приведены значения коэффициентов  $q$ ,  $a$ ,  $a'$  и  $b$

Таблица 11.1

$\frac{C_1}{C_0}$	$q$	$a$	$a'$	$b$	$\delta_B$ %
0,656	0,934	0,122	0,511	—	4,3
0,65	0,95	0,122	0,514	50	4,1
0,6	1,04	0,126	0,536	6,6	3,8
0,563	1,07	0,13	0,554	4,35	3,4
0,55	1,08	0,132	0,56	3,7	3,3
0,5	1,09	0,14	0,582	2,75	2,8
0,45	1,1	0,146	0,61	2,33	2,3
0,4	1,12	0,148	0,652	2,12	1,9
0,35	1,15	0,146	0,72	2	1,6

и величины  $\delta_B$  в зависимости от отношения  $C_1/C_0$ . Величины  $C_1$ ,  $C_1/C_{0\min}$  и  $q$  для наиболее употребительных типов ламп приведены в табл. 11.2. Там же помещены данные о крутизне харак-

таблица 11.2

Лампы	6ЖЭП	6Ж6П	6Ж11П	6Ж21П	6Ж22П	6П19	6П14П	6П18П	6П3С	6П6С
$C_1$ в $n\phi$	7	9	10	7	9	12,5	13	12	16,5	12,5
$\frac{C_1}{C_{0\min}}$	0,35	0,36	0,4	0,35	0,36	0,45	0,45	0,45	0,53	0,45
$q$	1,15	1,14	1,12	1,15	1,14	1,1	1,1	1,1	1,084	1,1
$S_{ma/b}$	5	17,5	2,8	17	30	11,7	11,3	11	6	4,1
$I_0$ ма	16,5	25	36	36	45	66	122	149	163	115

теристики и величине анодного тока ламп при напряжении на управляющей сетке, равном нулю, и паспортном значении напряжений на других электродах лампы.

## § 11.2. РАСЧЕТ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЯ С КОРРЕКЦИЕЙ

### Исходные данные

1. Величина входного напряжения  $U_{\text{вх}}$ .
2. Максимальная длительность импульса  $t_{\text{max}}$ .
3. Минимальное время нарастания импульса  $t_h$  (или верхняя граничная частота).
4. Эквивалентная шунтирующая емкость  $C_0$ .

Требуется определить

1. Тип лампы.
2. Верхнюю граничную частоту  $f_{\text{rp}}$  (или время нарастания импульса  $t_h$ ).
3. Элементы схемы каскада.
4. Коэффициент усиления каскада и величину выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$ .
5. Режим работы лампы и вспомогательные элементы схемы.

### Порядок расчета

1. Выбираем тип лампы так, чтобы коэффициент усиления каскада был наибольшим по величине.

Коэффициент усиления каскада при любой из разобранных схем определяется по общей формуле

$$K = SR_a.$$

Величина сопротивления анодной нагрузки в простейшем случае зависит от эквивалентной шунтирующей емкости  $C_0$  и верхней граничной частоты:

$$R_a \approx \frac{1}{\omega_{\text{rp}} C_0}.$$

Величина емкости  $C_0$  зависит главным образом от величины выходной и входной емкостей лампы. Поэтому при выборе типа лампы следует обращать внимание на то, чтобы крутизна характеристики лампы была по возможности наибольшей, а значения входной и выходной емкостей наименьшими. Наиболее распространенными типами ламп, применяемых в широкополосных видеоусилителях, являются лампы 6Ж3П, 6Ж9П, 6Ж11П. Могут быть использованы и другие лампы с параметрами, близкими к параметрам перечисленных выше ламп.

2. Для расчета элементов схемы требуется знать величину верхней граничной частоты или минимальное время нарастания импульса. Обе величины в простейшем случае связаны соотношением

$$f_{\text{rp}} = \frac{0.35}{t_h}.$$

Если задана верхняя граничная частота  $f_{rp}$ , то время нарастания импульса

$$t_n = \frac{0,35}{f_{rp}}.$$

Если же известной величиной является время нарастания импульса, то, пользуясь тем же соотношением, находим верхнюю граничную частоту.

3. Последовательность расчета элементов схемы зависит от выбранной схемы каскада. При сравнительно узкой полосе частот сигнала или относительно большом времени нарастания импульса можно применить обычную схему усиления на сопротивлениях. Если же полоса частот определяется величиной порядка нескольких мегагерц и выше, а время нарастания лежит в пределах сотых долей микросекунды, то следует выбирать схему с простой или сложной коррекцией. После выбора схемы производим расчет ее элементов по приведенным выше формулам.

4. Определяем коэффициент усиления каскада на средних частотах по формуле

$$K_0 = S \cdot R_a,$$

а на верхней частоте диапазона по формуле

$$K_v = K_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_{rp} C_0 \cdot R_a)^2}}.$$

Выходное напряжение каскада определяем по известной формуле

$$U_{\text{вых}} = K \cdot U_{\text{вх}}.$$

5. Выбор режима работы лампы зависит от характера усиливаемого сигнала и требований, предъявляемых к каскаду. При усилении импульсов положительной полярности рабочая точка выбирается в нижней части прямолинейного участка характеристики. Величина выбранного напряжения смещения должна обеспечивать работу без сеточных токов

$$E_c + U_{\text{вх}} < 0.$$

Если же каскад усиливает отрицательные импульсы, то положение рабочей точки определяется величиной допустимой мощности рассеивания на аноде лампы

$$P_a = I_{a0} \cdot U_{a0}$$

и протяженностью нижнего линейного участка характеристики. При работе каскада в режиме ограничения сигнала величина напряжения смещения должна, во-первых, удовлетворять условию

$$E_c + U_{\text{вх}} < E'_c$$

и, во-вторых,

$$I_{a0} U_{a0} < P_{a,\text{доп.}}$$

Изменение расположения характеристики  $i_a = F(e_c)$  производится подбором напряжения на экранирующей сетке. Выбрав режим работы лампы, находим  
сопротивление автоматического смещения

$$R_k = \frac{|E_c|}{I_{a0} + I_{c2}};$$

емкость шунтирующего конденсатора

$$C_k = \frac{\tau_{\max}}{\delta_k} S;$$

гасящее сопротивление в цепи экранной сетки

$$R_r = \frac{E_a - E_{c2}}{I_{c2}}$$

( $I_{c2}$  определяют по характеристикам лампы);  
емкость блокировочного конденсатора экранной сетки

$$C_b = \frac{\tau_{\max}}{\delta_{c2} R_{i,c2}}, \quad (11.25)$$

где

$$R_{i,c2} = \frac{E_{c2}}{I_{c2}}.$$

**Пример 11.1.**

#### Исходные данные

Амплитуда входного напряжения  $U_{bx} = 0.5$  в.  
Длительность импульса  $\tau_u = \tau_{\max} = 2$  мксек при  $\delta_c = 0.1$ .  
Время нарастания импульса  $t_u = 0.35 t_{n.o.b.}$ .  
Эквивалентная шунтирующая емкость каскада  $C_0 = 30$  пФ.

Требуется определить

1. Тип лампы.
2. Верхнюю граничную частоту  $f_{gr}$ .
3. Сопротивление анодной нагрузки  $R_a$ .
4. Индуктивность корректирующей катушки  $L$ .
5. Коэффициент усиления каскада на средней и граничной частотах полосы пропускания.
6. Сопротивление  $R_c$  и емкость  $C_c$  переходной цепи.
7. Режим работы лампы и вспомогательные элементы схемы.

#### Решение

1. Выбираем лампу 6Ж9П.
2. Определяем верхнюю граничную частоту

$$f_{gr} = \frac{0.35}{t_u} = \frac{0.35}{0.35 \cdot 0.1 \cdot \tau_u} = \frac{10}{2 \cdot 10^{-6}} = 5 \text{ МГц.}$$

3. Рассчитываем сопротивление анодной нагрузки. Из графика, приведенного на фиг. 11.4, находим  $(\Omega_b \tau_L)$  при  $M_b = 1,41$

$$(\Omega_b \tau_L) = 0,707,$$

откуда

$$\tau_L = \frac{(\Omega_b \tau_L)}{\Omega_b} = \frac{0,707}{6,28 \cdot 5 \cdot 10^6} = 2,25 \cdot 10^{-8} \text{ сек.}$$

Определяем постоянную времени

$$\tau_a = 2,41 \tau_L = 2,41 \cdot 2,25 \cdot 10^{-8} = 5,43 \cdot 10^{-8} \text{ сек.}$$

Находим сопротивление анодной нагрузки

$$R_a = \frac{\tau_a}{C_0} = \frac{5,43 \cdot 10^{-8}}{30 \cdot 10^{-12}} = 1800 \text{ ом.}$$

4. Находим индуктивность корректирующей катушки

$$L = \tau_L R_a = 2,25 \cdot 10^{-8} \cdot 1800 = 40,8 \text{ мкГн.}$$

5. Определяем коэффициент усиления каскада на средних частотах и на верхней граничной частоте

$$K_0 = S \cdot R_a = 17,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1800 = 31,5,$$

$$K_b = \frac{K_0}{M_b} = \frac{31,5}{1,41} = 22,2.$$

6. Рассчитываем элементы переходной цепи

$$R_c = 30 R_a = 30 \cdot 1800 = 54 \text{ ком.}$$

$$C_c = \frac{\tau_{\max}}{R_c \delta_c} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{54 \cdot 10^3 \cdot 0,1} = 370 \text{ нФ.}$$

7. Рассчитываем электрический режим работы каскада. Выбираем напряжение источника анодного питания

$$E_{a.u} = 180 \text{ в}, \quad E_{c2} = 150 \text{ в.}$$

Напряжение смещения

$$-E_c = U_{bx} + 0,5 = 0,5 + 0,5 = 1 \text{ в.}$$

По характеристике лампы определяем ток покоя

$$I_{a0} = 15 \text{ ма.}$$

Напряжение на аноде лампы

$$U_{a0} = E_{a.u} - I_{a0} R_a = 180 - 15 \cdot 10^{-3} \cdot 1800 = 153 \text{ в.}$$

Ток экранной сетки

$$I_{c2} = 4,5 \text{ ма.}$$

$$R_{ic2} = \frac{E_{c2}}{I_{c2}} = \frac{150}{4,5 \cdot 10^{-3}} \approx 33 \text{ ком.}$$

Находим величину сопротивления автоматического смещения

$$R_k = \frac{|E_c|}{I_{a0} + I_{c2}} = \frac{1}{(15 + 4,5) \cdot 10^{-3}} = 51 \text{ ом.}$$

Определяем величину емкости конденсатора  $C_k$ , полагая  $\delta_k = 0,01$ :

$$C_k = \frac{\tau_{\max}}{\delta_k} \cdot S = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{0,01} 17,5 \cdot 10^{-3} = 3,5 \text{ мкФ.}$$

Находим величину гасящего сопротивления в цепи экранной сетки и емкость блокировочного конденсатора, полагая  $\delta_{c2}=0,01$ :

$$R_f = \frac{E_{a,n} - E_{c2}}{I_{c2}} = \frac{180 - 150}{4,5 \cdot 10^{-3}} = 6,8 \text{ кОм},$$

$$C_6 = \frac{\tau_{\max}}{R_i c_2 \delta_{c2}} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{33 \cdot 10^3 \cdot 0,01} = 6000 \text{ пФ}.$$

### § 11.3. РАСЧЕТ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА ВИДЕОУСИЛИТЕЛЯ

#### Исходные данные

1. Величина максимального напряжения на выходе каскада  $U_{\text{вых max}}$ .
2. Максимальная длительность импульса  $\tau_{\max}$ .
3. Минимальное время нарастания импульса  $t_n$ .

Требуется определить

1. Тип лампы.
2. Элементы схемы.
3. Величину приращения анодного тока  $\Delta I_{a \max}$ .
4. Напряжение смещения  $E_c$ .
5. Величину входного напряжения  $U_{\text{вх}}$ .

#### Порядок расчета

1. Выбираем тип лампы по величине максимального напряжения, которое следует получить на выходе каскада.

Максимальное напряжение, которое может быть получено на сопротивлении анодной нагрузки, зависит от величины этого сопротивления и приращения тока в анодной цепи лампы:

$$U_{\text{вых max}} = \Delta I_{a \max} R_a. \quad (11.26)$$

В целях наиболее полного использования лампы приращение тока  $\Delta I_{a \max}$  выбирают порядка 90% от максимально допустимого значения анодного тока, при котором мощность рассеяния на аноде лампы не превышает её паспортного значения:

$$\Delta I_{a \max} = 0,9 I_{a \max}.$$

При большой скважности  $\Delta I_{a \max}$  можно выбирать равным току при  $U_c=0$ .

Величина сопротивления анодной нагрузки, как известно, зависит от схемы каскада и формы усиливаемых сигналов.

В простейшем случае в некорректированном усилителе сопротивление  $R_a$  можно выразить через время нарастания сигнала и распределенную емкость схемы

$$R_a = \frac{t_n}{2,2 C_0}.$$

Подставив значения  $\Delta I_{a \max}$  и  $R_a$  в формулу (11.26), получим

$$U_{\text{вых max}} = 0,9 I_{a \max} \frac{t_n}{2,2 C_0} = D_0 t_n. \quad (11.27)$$

$D_0 = \frac{0,9 I_{a \max}}{2,2 C_0}$  — коэффициент, характеризующий электрические свойства лампы, используемой в оконечном каскаде.

В каскадах с коррекцией величина сопротивления анодной нагрузки может быть выбрана большей, чем в простых каскадах, в результате чего значение коэффициента  $D_0$  увеличивается до значения  $D$ .

Коэффициент  $D$  лампы в каскаде с простой анодной коррекцией и допустимым верхним выбросом  $\delta_v = 6\%$

$$D = 1,8 D_0. \quad (11.28)$$

Коэффициент  $D$  в таком же каскаде с допустимым верхним выбросом  $\delta_v = 1\%$

$$D = 1,67 D_0. \quad (11.29)$$

Величина  $D$  в каскадах со сложной коррекцией

$$D = \frac{2,2}{q} D_0. \quad (11.30)$$

Значение коэффициента  $q$  находим из табл. 11.2.

Максимальное напряжение, получаемое в анодной цепи лампы, в общем случае определяется формулой

$$U_{\text{max}} = D \cdot t_n.$$

В табл. 11.3 приведены примерные значения максимального

Таблица 11.3

Тип лампы	6Ж3П	6Ж5П	6Ж11П	6Ж21П	6Ж22П	6П9	6П14П	6П18П	6П6С	6П3С
$I_{a \max} \text{ ма}$	10	15,6	25	16	28	30	48	53	45	75
$C_0 \text{ мин нФ}$	20	25	25	20	25	28	29	27	27,5	31,5
$D_0 \text{ в/мксек}$	205	255	410	330	460	440	680	800	680	975
$I_{c2} \text{ ма}$	2	4,5	8	5	9	6,5	5	8	5	5

тока  $I_{a \max}$ , распределенной емкости  $C_0$ , величины  $D_0$  и тока  $I_{c2}$ , данные А. П. Сиверсом<sup>1</sup> для наиболее употребительных ламп.

По заданным техническими условиями значениям  $U_{\text{max}}$  и  $t_n$

<sup>1</sup> А. П. Сиверс, Радиолокационные приемники, Советское радио. 1959

можно, пользуясь формулой (11.27), определить необходимую добротность лампы и по табл. 11.3 выбрать ее тип.

2. Последовательность расчета элементов схемы зависит от схемы каскада и условий его работы.

В окончном каскаде видеоусилителя, в зависимости от предъявляемых к нему требований, может быть использована как обычная схема усилителя на сопротивлениях, так и схемы с коррекцией.

Последние используются в тех случаях, когда выбранная лампа не может обеспечить заданного выходного напряжения при работе в схеме обычного усилителя на сопротивлениях.

После выбора схемы рассчитываем ее элементы в той же последовательности, как и в каскаде усиления напряжения видеосигнала.

3. Определяем величину приращения анодного тока по значению сопротивлению анодной нагрузки  $R_a$ :

$$\Delta I_{a \max} = \frac{U_{\text{вых max}}}{R_a}.$$

Фиг. 11.6. Диаграмма графического расчета окончного каскада.

выходного напряжения  $U_{\text{вых max}}$  и нагрузки  $R_a$ :

4. Выбираем напряжение смещения  $E_c$  таким образом, чтобы потери на аноде лампы не превышали допустимой величины:

$$P_a = I_{a0} U_{a0} < P_{a, \text{доп.}}$$

5. Необходимую величину входного напряжения обычно определяем графическим путем по характеристике лампы, как это показано на фиг. 11.6, или по формулам

$$U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вых max}}}{K},$$

$$U_{\text{вх}} = \frac{\Delta I_{a \max}}{S}.$$

## § 11.4. РАСЧЕТ КАСКАДОВ ОГРАНИЧИТЕЛЯ

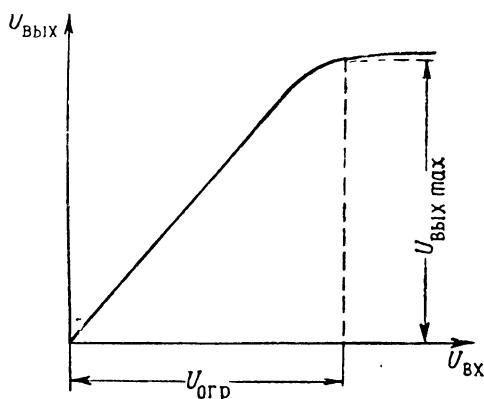
В технических требованиях на проектирование видеоусилителя, как правило, содержатся требования к минимальным и максимальным величинам выходного напряжения, обеспечивающим нормальные условия работы трубы индикатора.

Допустимые пределы изменения величины выходного напряжения от  $U_{\min}$  до  $U_{\max}$  зависят от вида трубы индикатора.

Как уже указывалось выше, в трубках с яркостной отметкой управляющее напряжение изменяется обычно в пределах от  $U_{\min}=20$  в до  $U_{\max}=40$  в. Не трудно видеть, что величина выходного напряжения должна изменяться не более чем в два раза. В трубках с амплитудной отметкой при полном использовании поля экрана трубы величины минимальных и максимальных напряжений лежат обычно в пределах от  $U_{\min}=20 \div 50$  в до  $U_{\max}=100$  в.

Таким образом, выходное напряжение сигнала должно изменяться не более чем в 2—5 раз. Величина же входного напряжения усилителя, получаемого с выхода детектора, обычно изменяется в более широких пределах (в десятки и сотни раз). Для устранения явления перегрузки каскадов усилителя и устранения нарушения режима работы трубок индикатора входной каскад видеоусилителя обычно работает в режиме ограничения сигнала по амплитуде. Ограничение амплитуды выходного напряжения достигается использованием во входном каскаде видеоусилителя такого режима работы, при котором его амплитудная характеристика  $U_{\text{вых}}=F(U_{\text{вх}})$ , начиная с некоторого значения величины входного напряжения, имеет резкий завал. Амплитудная характеристика такого каскада показана на фиг. 11.7. При изменении входного напряжения до значения  $U_{\text{огр}}$  выходное напряжение изменяется пропорционально входному напряжению.

При входном напряжении, равном  $U_{\text{огр}}$ , выходное напряжение достигает максимального значения  $U_{\text{вых max}}$ . Если входное напряжение окажется больше  $U_{\text{огр}}$ , то напряжение на выходе усилителя по-прежнему будет немногим больше  $U_{\text{вых max}}$ . Знание формы амплитудной характеристики позволяет определить связь между минимальным значением напряжения на выходе детектора и напряжением ограничения  $U_{\text{огр}}$ .

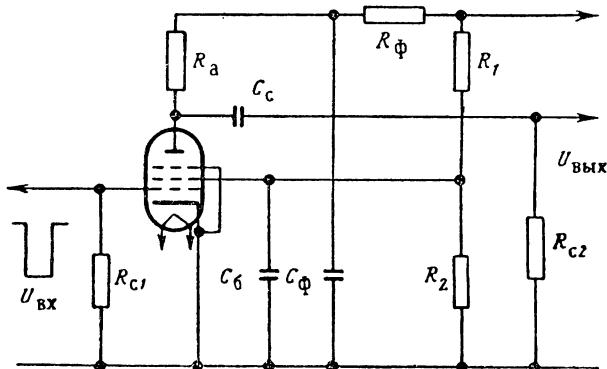


Фиг. 11.7. Амплитудная характеристика каскада ограничителя.

Выше уже указывалось, что в трубках с яркостной отметкой максимальное и минимальное управляющие напряжения отличаются друг от друга в два раза. Если до получения максимального выходного напряжения требуется подача на вход каскада напряжения, равного  $U_{\text{огр}}$ , то для получения в два раза меньшего выходного напряжения требуется подать на вход каскада напряжение, равное не менее чем

$$U_{\text{вх min}} = 0,5 U_{\text{огр}}.$$

Для трубок с амплитудной отметкой, в которых максимальное и минимальное управляющие напряжения отличаются друг



Фиг. 11.8. Схема каскада ограничителя.

от друга в 2–5 раз, величина минимального входного напряжения должна находиться в пределах

$$U_{\text{вх min}} = \frac{1}{2 \div 5} U_{\text{огр}}.$$

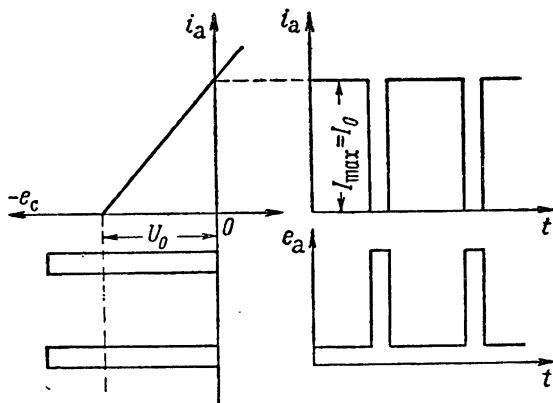
Если с выхода детектора снимается напряжение отрицательной полярности, то ограничение выходного напряжения осуществляется простым запиранием анодной цепи лампы.

На фиг. 11.8 изображена схема каскада ограничителя, а на фиг. 11.9 показана диаграмма его работы.

При отсутствии сигнала напряжение на сетке лампы  $E_c = 0$ , анодный ток максимальен и равен току покоя  $I_0$ .

На вход каскада с выхода детектора подаются импульсы отрицательной полярности. Когда входное отрицательное напряжение достигает значения  $U_0$ , анодная цепь лампы запирается и анодный ток падает до нуля. Одновременно уменьшается до нуля и напряжение на сопротивлении анодной нагрузки. Напряжение на аноде лампы при этом достигает наибольшего значения, равного напряжению на выходе фильтра  $R_\Phi C_\Phi$ . Если даже отрицательное напряжение на входе лампы будет продолжать возрастать, то напря-

жение на аноде запертої лампи в пределах всей длительности импульса будет практически неизменным. Поэтому как бы не увеличивалось входное отрицательное напряжение, величина выходного импульса напряжения будет постоянной.



Фиг. 11.9. Диаграмма работы ограничителя.

Ограничители могут работать и как каскады усиления напряжения, и как линейные каскады с несогласованной или согласованной нагрузкой.

### Расчет ограничителя усилителя напряжения

#### Исходные данные

1. Минимальное напряжение на выходе детектора  $U_{\text{д min}}$ .
2. Максимальная длительность импульса  $\tau_{\text{max}}$ .
3. Допустимое в каскаде ограничителя время нарастания импульса  $t_{\text{н}}$ .
4. Емкость монтажа  $C_m$  и емкость входа  $C_{\text{вх}}$  последующего каскада.
5. Минимальная величина коэффициента усиления каскада  $K_{\text{min}}$ , при котором на вход последующего каскада поступает необходимое напряжение.

Требуется определить

1. Напряжение ограничения  $U_{\text{огр}}$ .
2. Тип лампы.
3. Величину сопротивления анодной нагрузки  $R_a$ .
4. Элементы схемы каскада.
5. Величину максимального выходного напряжения каскада  $U_{\text{вых max}}$ .

## Порядок расчета

1. Определяем напряжение ограничения  $U_{\text{огр}}$ :  
для трубок индикатора с яркостной отметкой

$$U_{\text{огр}} = 2U_{\text{д min}},$$

для трубок с отклонением луча

$$U_{\text{огр}} = (2 \div 5) U_{\text{д min}}.$$

2. Выбираем тип лампы с учетом:

- а) величины необходимого коэффициента усиления и максимального напряжения на выходе;
- б) величины напряжения ограничения;
- в) допустимой мощности рассеяния на аноде лампы и на экранирующей сетке.

Тип лампы выбираем в соответствии с отношением требуемого коэффициента усиления ко времени нарастания по табл. 2.7. Величину напряжения ограничения проще всего определить по характеристикам лампы. Примерное значение напряжения ограничения и мощности рассеяния можно определить по типовому режиму лампы, приводимому в справочниках.

Если известны величина напряжения смещения и ток в анодной цепи, то напряжение ограничения находим по формуле

$$U_0 = E_c - \frac{I_{a, \text{пасп}}}{S}.$$

Если значение  $U_0$  слишком велико, то следует уменьшить  $E_{c2}$ .

Мощность рассеяния на аноде при отсутствии сигнала с достаточной для практики точностью можно рассчитать, пользуясь соотношением

$$P_{a \text{ max}} = E_a (I_{a, \text{пасп}} + |S \cdot E_{c, \text{пасп}}|) < P_{a, \text{доп}},$$

что соответствует режиму работы при  $U_c = 0$ .

3. Рассчитываем величину сопротивления анодной нагрузки так же, как и в обычном каскаде усиления видеосигнала.

4. Элементы схемы рассчитываем в последовательности, изложенной в § 11.2.

5. Определяем напряжение на выходе каскада

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{д min}} \cdot S \cdot R_a.$$

### § 11.5. РАСЧЕТ ЛИНЕЙНЫХ КАСКАДОВ

Линейным каскадом называется каскад видеоусилителя, нагруженный соединительной линией. Различают три вида работы линейного каскада.

1. Работу каскада на линию с нагрузкой, равной ее волновому сопротивлению. Такой каскад называется линейным каскадом с согласованной нагрузкой.

2. Работу каскада на линию с произвольным сопротивлением нагрузки. Каскады этого вида называются линейными каскадами с несогласованной нагрузкой.

3. Работу каскада с ограничением величины выходного напряжения. Такой каскад называется линейным каскадом-ограничителем.

Отличительной особенностью работы линейного каскада является относительно малая величина сопротивления его нагрузки, равная или близкая величине волнового сопротивления соединительной линии.

Поэтому в целом ряде случаев невозможно построить схему каскада по схеме с общим катодом, так как в этом случае потребуется значительная емкость разделительного конденсатора, через который линия соединяется с выходом усилителя.

Линейный каскад целесообразнее всего выполнять по схеме усилителя с катодной нагрузкой, т. е. по схеме с общим анодом.

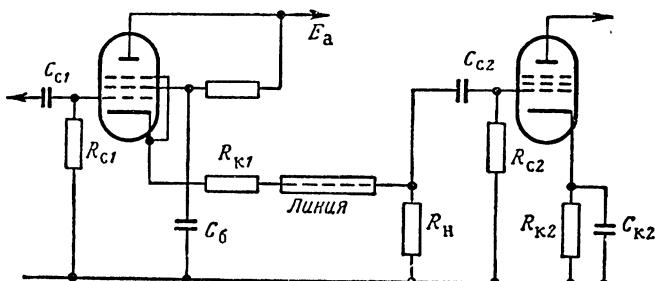
Коэффициент усиления такого каскада, как известно, всегда меньше единицы, а полярность выходного напряжения совпадает с полярностью входного сигнала.

Рассмотрим особенности расчета линейных каскадов при различных условиях его работы.

### Расчет линейного каскада с согласованной нагрузкой

#### Исходные данные

1. Величина максимального напряжения на выходе каскада  $U_{\text{вых max}}$ .



Фиг. 11.10. Схема линейного каскада с согласованной нагрузкой.

2. Величина волнового сопротивления соединительного кабеля  $r_k$ .

3. Длительность импульса  $\tau_i$ .

Типовая схема каскада приведена на фиг. 11.10.

Требуется определить

1. Тип лампы.
2. Величину напряжения смещения на сетке лампы  $E_c$ .
3. Величину сопротивления смещения в цепи катода  $R_{k1}$ .
4. Величину напряжения входного сигнала  $U_{bx}$ .
5. Элементы схемы каскада в цепях управляющей и экранирующей сеток ламп.

### Порядок расчета

1. Определяем необходимую величину приращения катодного тока лампы

$$\Delta I_k = \frac{U_{\text{выход}}}{\rho_k}.$$

2. По табл. 11.3 или по справочнику выбираем тип лампы, в катодной цепи которой можно получить требуемое приращение тока. При этом полагаем, что

$$\Delta I_{k\max} \approx 0,9(I_{a\max} + I_{c2\max}),$$

где  $I_{a\max}$ ,  $I_{c2\max}$  — величины анодного тока и тока второй сетки при отсутствии тока в цепи первой сетки лампы, т. е. при напряжении смещения  $E_c \approx (-0,5 \div -1,0)$  в.

3. По характеристике лампы выбираем такую величину  $E_c$  напряжения смещения, чтобы в режиме покоя мощность рассеяния на аноде и на второй сетке не превышала допустимых паспортных значений:

$$P_a < P_{a,\text{доп}}, \quad P_{c2} < P_{c2,\text{доп}}.$$

Величина тока покоя должна удовлетворять следующему условию:

$$I_{a0} \leqslant \frac{P_{a,\text{доп}}}{E_a}.$$

4. Рассчитываем величину общего сопротивления в цепи катода лампы

$$(R_{k1} + \rho_k) = \frac{|E_c|}{I_{a0} + I_{c2}}.$$

5. Определяем добавочное сопротивление  $R_{k1}$  в цепи каскада

$$R_{k1} = (R_{k1} + \rho_k) - \rho_k.$$

6. Определяем величину напряжения входного сигнала

$$U_{bx} = \frac{\Delta I_k}{S_2} + \Delta I_k (R_{k1} + \rho_k),$$

где  $S_2 = S + S_2$  — крутизна характеристики суммарного тока лампы.

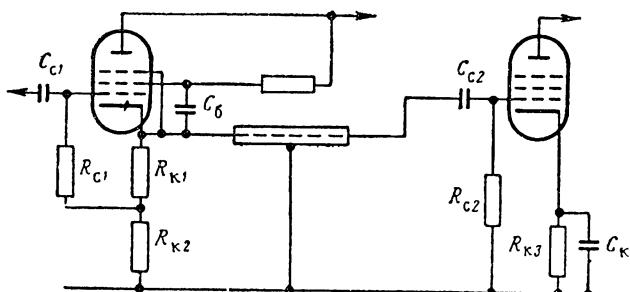
7. Выбираем величины сопротивлений  $R_{c1}$  и  $R_{c2}$  в цепях сеток равными или несколько меньшими максимально допустимых величин для выбранных типов ламп.

8. Рассчитываем величины емкостей  $C_{c1}$ ,  $C_{c2}$  и  $C_b$  в соответствии с допустимым перепадом плоской части импульса [см. формулы (11.9) и (11.25)].

### Расчет линейного каскада с несогласованной нагрузкой

Каскад этого типа применяется в устройствах с близким расположением трубы индикатора от приемника. Напряжение с выхода такого каскада обычно подается на вход оконечного каскада.

Основной особенностью работы каскада является значительная зависимость величины и формы выходного импульса от величины



Фиг. 11.11. Схема линейного каскада с несогласованной нагрузкой.

емкости схемы, состоящей из емкости монтажа, емкости соединительной линии, выходной емкости данного каскада и входной емкости последующего каскада:

$$C_0 = C_m + C_l + C_{\text{вых}} + C_{\text{вх}}.$$

Примерная схема линейного несогласованного каскада показана на фиг. 11.11.

### Исходные данные

1. Величина выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$ .
2. Время нарастания импульса  $t_{\text{нр}}$  и время спада импульса  $t_{\text{сп}}$ .
3. Тип соединительного кабеля и его длина.

Требуется определить

1. Тип лампы.
2. Величину сопротивления катодной нагрузки  $R_k$ .
3. Коэффициент усиления каскада  $K$ .
4. Величину напряжения смещения  $E_c$ .

5. Величину сопротивления автоматического смещения  $R_{k1}$  и величину сопротивления  $R_{k2}$ .
6. Величину напряжения входного сигнала  $U_{bx}$ .
7. Эквивалентную входную емкость каскада.
8. Элементы схемы каскада в цепях управляющей и экранирующих сеток.

### Порядок расчета

1. Выбираем тип лампы в соответствии с необходимым выходным напряжением и с заданным временем нарастания импульса

$$t_{n1} \geq \frac{2.2C_0}{S}.$$

2. Рассчитываем величину сопротивления катодной нагрузки

$$R_k = \frac{t_{c1}}{2.2C_0}.$$

Если величина этого сопротивления оказывается больше величины сопротивления, необходимого для получения напряжения смещения, то сопротивление  $R_k$  делим на две части:

$$R_k = R_{k1} + R_{k2},$$

причем

$$R_{k1} = \frac{|E_c|}{I_{a0} + I_{c2}},$$

$$R_{k2} = R_k - R_{k1}.$$

3. Рассчитываем коэффициент усиления каскада

$$K \approx 1 - \frac{1}{SR_k}. \quad (11.31)$$

4. Определяем величину напряжения входного сигнала

$$U_{bx} = \frac{\Delta I_k}{S_2} + \Delta I_k R_k,$$

где

$$\Delta I_k = \frac{U_{max}}{R_k}.$$

5. Рассчитываем эквивалентную входную емкость каскада

$$C'_{bx} = C_{bx}(1 - K).$$

Другие элементы схемы каскада рассчитываем в ранее изложенной последовательности.

## § 11.6. РАСЧЕТ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕЙ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Каскады видеоусилителей на полупроводниковых триодах выполняются обычно как усилители на сопротивлениях с включением триодов по схеме с общим эмиттером (фиг. 11.12).

Физические свойства каскада определяются следующими показателями.

Коэффициент усиления на средних частотах

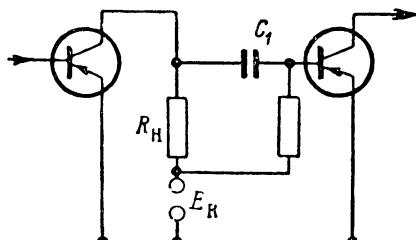
$$K_0 = S' R_s = S' \frac{R_h}{1 + gR_h}. \quad (11.32)$$

Верхняя граничная частота

$$F_b = \frac{(1 + gR_h)\sqrt{M_b^2 - 1}}{\left(1 + \frac{R_h}{r_6}\right)2\pi\tau}. \quad (11.33)$$

Эффективность работы каскада

$$K_0 F_{b0,7} = \frac{S' r_6}{2\pi\tau} \cdot \frac{R_h}{R_h + r_6},$$



Фиг. 11.12. Схема видеоусилителя с включением триодов по схеме с общим эмиттером.

где  $\tau$  — постоянная времени  $p-n$ -перехода база — эмиттер;

$r_6$  — распределенное сопротивление базы;

$F_{b0,7}$  — верхняя граничная частота при отсчете коэффициента усиления на уровне 0,7  $K_0$ .

Нижняя граничная частота

$$F_n = \frac{1}{2\pi\tau_h \sqrt{M_h^2 - 1}}, \quad (11.34)$$

где  $\tau_h = C_1 \left( \frac{1}{\frac{1}{R'} + \frac{1}{R_h}} \right)$  — постоянная времени цепи реостатно-емкостной связи между каскадами.

Для уменьшения влияния емкостей  $p-n$ -переходов и соответственного расширения полосы пропускания в схему усилителя вводятся корректирующие и компенсирующие элементы.

На фиг. 11.13 изображена схема усилителя с корректирующей индуктивностью в цепи коллектора.

Коэффициент усиления каскада на средних частотах

$$K_0 = S' \cdot R_s.$$

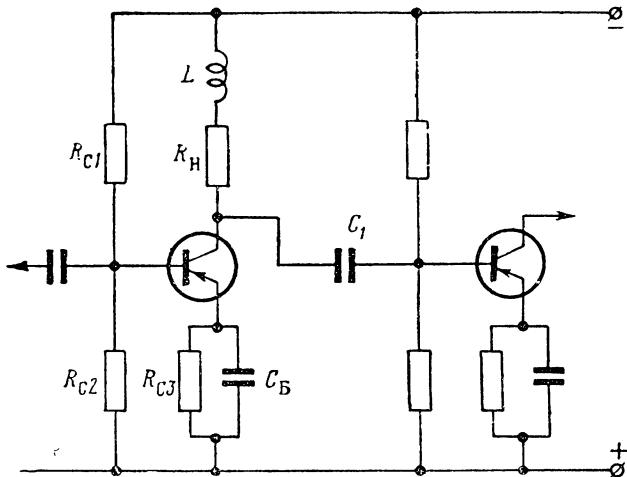
Верхняя граничная частота

$$F_b = \frac{\sqrt{M_b^2 - 1}}{2\pi\tau} \cdot \frac{r_6}{R_s}. \quad (11.35)$$

Верхняя частота каскадов с дрейфовыми триодами

$$F_v = \frac{\sqrt{M_b^2 - 1}}{2\pi(\tau + S'r_6^2 C_{б.к})} \frac{r_6}{R_3}, \quad (11.36)$$

где  $C_{б.к}$  — емкость перехода база — коллектор.



Фиг. 11.13. Схема видеоусилителя с корректирующей индуктивностью.

Эффективность работы каскада

$$K_0 F_{v0,7} = \frac{S' r_6}{2\pi\tau}. \quad (11.37)$$

Эффективность работы каскадов с дрейфовыми триодами

$$K_0 F_{v0,7} = \frac{S' r_6}{2\pi(\tau + S'r_6^2 C_{б.к})}. \quad (11.38)$$

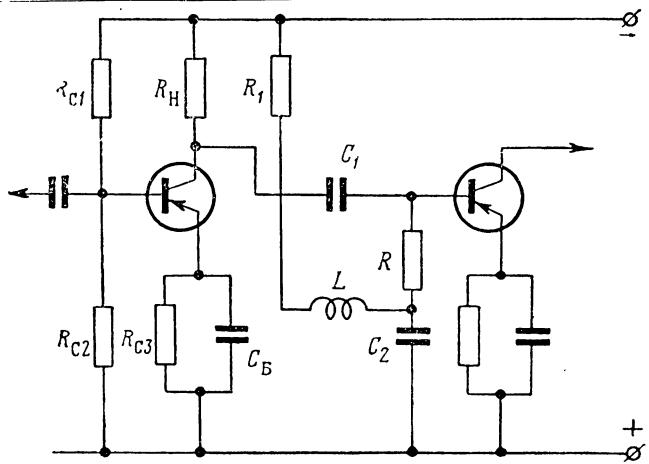
Нижняя граничная частота определяется соотношением (11.34).

На фиг. 11.14 приведена схема с компенсацией, позволяющей расширить полосу пропускания и в области верхних и в области нижних частот.

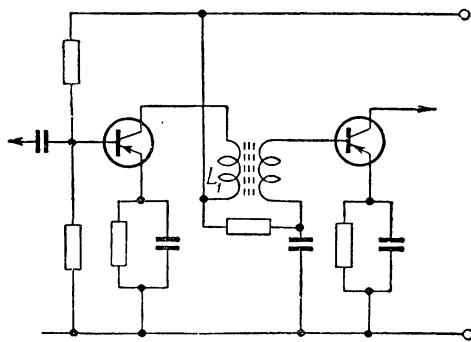
Подъем частотной характеристики в области нижних частот зависит от величины емкости  $C_2$  компенсирующего конденсатора.

Нижняя граничная частота при этом оказывается равной

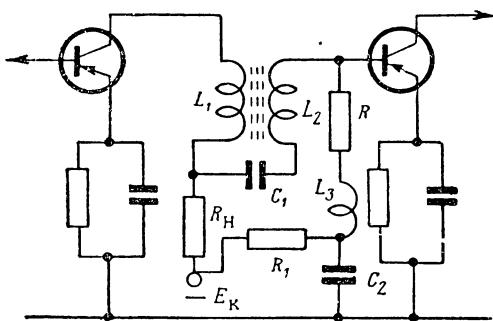
$$F_n = \frac{1}{2\pi\tau_n \sqrt{M_n^2 - 1}} \frac{gR}{1 + gR}. \quad (11.39)$$



Фиг. 11.14. Схема видеоусилителя с компенсацией.



Фиг. 11.15. Схема видеоусилителя с согласующим трансформатором.



Фиг. 11.16. Схема видеоусилителя с повышенной полосой пропускания.

Значительное расширение полосы пропускания в области верхних частот может быть достигнуто при использовании в каскаде видеоусилителя согласующего трансформатора. Схема такого усилителя изображена на фиг. 11.15.

При оптимальном согласовании выходного и входного сопротивлений смежных каскадов величина коэффициента усиления каскада определяется соотношением

$$K = \frac{a}{2} \sqrt{\frac{S' \tau}{C_{б.к}}} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(ax - \frac{1}{x}\right)^2}}, \quad (11.40)$$

где

$$x = \omega \tau,$$

$$a = \frac{2L_1 S' r_b C_{б.к}}{\tau^2}.$$

Верхняя граничная частота

$$F_v \approx \frac{1}{2\pi\tau_a}. \quad (11.41)$$

Нижняя граничная частота

$$F_n \approx \frac{1}{2\pi\tau_h}. \quad (11.42)$$

Предельное значение частоты, при котором коэффициент усиления каскада стремится к единице, оказывается при этом равным

$$F_{v, \text{пр}} \approx \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{S'}{\tau C_{б.к}}}. \quad (11.43)$$

Из уравнения (11.42) следует, что нижняя граничная частота такого усилителя оказывается весьма высокой. Для расширения полосы пропускания в области низких частот применяется схема видеоусилителя, изображенная на фиг. 11.16.

В области низких частот каскад обладает свойствами усилителя, схема которого изображена на фиг. 11.14.

### Расчет видеоусилителя с корректирующей индуктивностью в цепи коллектора

#### Исходные данные

1. Коэффициент усиления каскада  $K_0$ .
2. Длительность импульса  $\tau_{ii}$ .
3. Допустимый спад плоской части импульса  $\delta$ .
4. Время нарастания импульса  $t_{ii}$ .
5. Входная проводимость триода последующего каскада  $g$ .

6. Распределенное сопротивление базы триода последующего каскада  $r_b$ .

7. Напряжение источника питания цепи коллектора  $E_k$ .

Требуется определить

1. Верхнюю граничную частоту каскада  $F_v$ .

2. Нижнюю граничную частоту каскада  $F_n$ .

3. Тип триода.

4. Сопротивление нагрузки цепи коллектора  $R_h$ .

5. Индуктивность корректирующей катушки  $L$ .

6. Емкость переходного конденсатора  $C_1$ .

7. Коэффициент усиления каскада на средней и граничных частотах полосы пропускания.

8. Режим работы триода.

9. Сопротивления цепи стабилизации рабочей точки  $R_{c1}$ ,  $R_{c2}$ ,  $R_{cz}$  и емкость блокировочного конденсатора в цепи эмиттера  $C_6$  (см. фиг. 11.13).

Порядок расчета

1. Рассчитываем верхнюю граничную частоту

$$F_v = \frac{0.35}{t_n}.$$

2. Определяем нижнюю граничную частоту

$$F_n = \frac{\delta}{2\pi\tau_n}.$$

3. По величине произведения  $K_0 F_v$  выбираем тип триода так, чтобы

$$K_0 F_v \geq \frac{S' r_b}{2\pi\tau}.$$

4. Вычисляем сопротивление нагрузки

$$R_h = \frac{r_b}{1 - gr_b}.$$

5. Рассчитываем индуктивность корректирующей катушки

$$L = \tau R_h.$$

6. Определяем емкость переходного конденсатора

$$C_1 = 2 \frac{\tau_n}{\delta} \left( \frac{1}{R_l} + \frac{1}{R_h} \right).$$

7. Рассчитываем коэффициенты усиления на средней и граничных частотах диапазона

$$K_0 = S' \frac{R_h}{1 + gR_h} = S'R_s,$$

где

$$R_s = \frac{R_h}{1 + gR_h}.$$

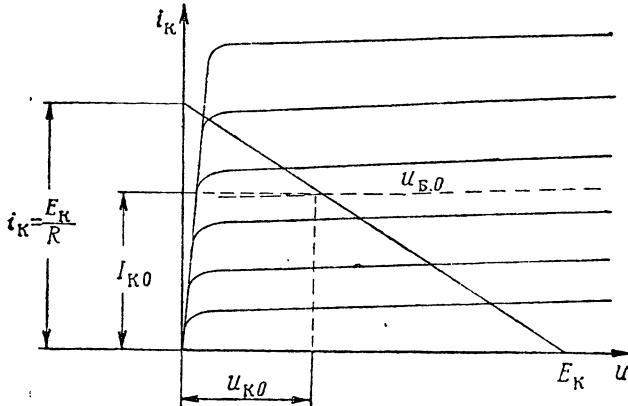
$$K_h = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{1 + gR_h}{\omega_h \tau_h R_h}\right)^2}},$$

где

$$\tau_h = \frac{2\tau_u}{\delta}.$$

$$K_b = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_b \tau}{r_6}\right)^2}}.$$

8. Выбираем сопротивление  $R_{c3}$  в цепи эмиттера.



Фиг. 11.17. Динамическая характеристика триода по постоянному току.

9. Определяем сопротивление нагрузки постоянному току

$$R_n = R_h + R_{c3}.$$

10. Строим динамическую характеристику по постоянному току (фиг. 11.17) и определяем рабочую точку в соответствии с паспортным значением тока коллектора.

11. По характеристикам определяем исходный режим работы триода: ток коллектора  $I_{k0}$ , напряжение на коллекторе  $U_{k0}$ , ток базы  $I_{b0}$ , напряжение базы  $U_{b0}$ .

12. Определяем сопротивление цепи стабилизации рабочей точки

$$R_{c2} \approx \frac{10}{g},$$

$$R_{c1} = R_2 \frac{E_k - I_{k0}R_{c3}}{I_{k0}R_{c3} + I_{b0}R_{c2}}.$$

13. Рассчитываем емкость блокировочного конденсатора

$$C_6 = \frac{2\tau_u}{\delta} S'.$$

### Расчет видеоусилителя с коррекцией характеристики в области низких частот

В качестве исходных данных могут быть использованы данные, приведенные в расчете каскада с корректирующей индуктивностью.

Требуется определить

1. Верхнюю и нижнюю граничные частоты усилителя  $F_v$  и  $F_n$ .
2. Тип триода.
3. Эквивалентное сопротивление цепи нагрузки коллектора  $R_o$ .
4. Сопротивление  $R$  и индуктивность  $L$  элементов коррекции верхних частот.
5. Сопротивление в цепи коллектора  $R_n$ .
6. Емкость переходного конденсатора  $C_1$ .
7. Емкость корректирующего конденсатора  $C_2$ .
8. Коэффициент усиления каскада на средней и граничных частотах диапазона.
9. Режим работы триода.
10. Сопротивления цепи стабилизации рабочей точки  $R_{c1}$ ,  $R_{c2}$ ,  $R_{c3}$  и емкость блокировочного конденсатора в цепи эмиттера  $C_6$ .

### Порядок расчета

1. Верхнюю и нижнюю граничные частоты каскада определяем так же, как и в предыдущем расчете.

2. По величине произведения ( $K_0 F_v$ ) выбираем тип триода, удовлетворяющий соотношению

$$K_0 F_v \geq \frac{S_0 r_6}{2\pi\tau}.$$

3. Определяем величину эквивалентного сопротивления нагрузки цепи коллектора

$$R_o = \frac{r_6}{2\pi F_v \tau}.$$

4. Рассчитываем сопротивление цепи коррекции

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_9} - g}.$$

5. Вычисляем индуктивность корректирующей катушки

$$L = \tau R.$$

6. Выбираем величину сопротивления  $R_h$  в цепи коллектора. Величина сопротивления выбирается из условия получения на коллекторе требуемого напряжения.

Обычно

$$R_h < R_i.$$

7. Определяем емкость переходного конденсатора

$$C_1 = \tau_h \left( \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_h} \right),$$

где

$$\tau_h = \frac{2\tau_i}{\delta} \cdot \frac{gR}{1+gR}.$$

8. Рассчитываем емкость корректирующего конденсатора

$$C_2 = \frac{\tau_h}{R}.$$

9. Определяем коэффициент усиления на средних частотах

$$K_0 = S' R_9,$$

коэффициент усиления на нижней частоте

$$K_h = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left[ \frac{gR}{\tau_h(1+gR)} \right]^2}};$$

коэффициент усиления на верхней частоте

$$K_b = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left( \Omega_b \tau \frac{R_9}{r_6} \right)^2}}.$$

10. Режим работы триода и величины элементов цепи стабилизации рабочей точки определяем так же, как и в предыдущем варианте расчета. Величину сопротивления  $R_1$  в цепи базы триода последующего каскада выбираем в соответствии с исходным режимом работы этого триода.

---

## Глава XII

### РАСЧЕТ ОБЩИХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ И ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОПРИЕМНИКА

#### § 12. 1. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА

Коэффициент шума является в основном показателем приемников УКВ диапазона и определяется по формуле

$$N_{\text{ш}} = N_{\text{ш1}} + \frac{N_{\text{ш2}} - 1}{K_{P1}} + \frac{N_{\text{ш3}} - 1}{K_{P1} \cdot K_{P2}} + \dots, \quad (12. 1)$$

где  $N_{\text{ш1}}$ ,  $N_{\text{ш2}}$ ,  $N_{\text{ш3}}$  — коэффициенты шумов его каскадов или трактов;

$K_{P1}$ ,  $K_{P2} \dots$  — соответствующие коэффициенты усиления номинальной мощности.

Коэффициенты шума приемников различных диапазонов в соответствии с принятой в предыдущих главах методикой расчета определяются следующим образом.

Для приемников метровых и дециметровых волн формула (12. 1) принимает вид

$$N_{\text{ш}} = N_{\text{ш ТРЧ}} + \frac{N_{\text{ш преоб}} - 1}{K_{P \text{ ТРЧ}}}. \quad (12. 2)$$

Здесь  $N_{\text{ш ТРЧ}}$  — коэффициент шума радиочастотного тракта;

$K_{P \text{ ТРЧ}}$  — коэффициент усиления номинальной мощности радиочастотного тракта;

$N_{\text{ш. преоб}}$  — коэффициент шума преобразователя.

Величины всех коэффициентов можно определить по методике расчета, изложенной в гл. VII и X.

Радиочастотный тракт приемников метровых и дециметровых волн обладает обычно достаточным коэффициентом усиления номинальной мощности, вследствие чего при расчете коэффициента шума следует учитывать лишь шумы, вносимые радиочастотным трактом и преобразователем.

Коэффициент шума приемников, в радиочастотном тракте которых используется лампа бегущей волны, молекулярные или па-

раметрические усилители, равен коэффициенту шума самого усилителя

$$N_{\text{ш}} = N_{\text{ш ТРЧ}},$$

так как они обладают коэффициентом усиления номинальной мощности

$$K_{\text{P ТРЧ}} = 10 \div 100.$$

Для приемников сантиметровых волн, не имеющих усилителя радиочастоты, коэффициент шума определяется по формуле

$$N_{\text{ш}} = N_{\text{ш. преоб}} + \frac{N_{\text{ш УПЧ}} - 1}{K_P}, \quad (12.3)$$

где  $N_{\text{ш. преоб}}$  — коэффициент шума преобразователя с полупроводниковым диодом;

$K_P$  — коэффициент передачи мощности от антенны до выхода преобразователя.

Значения величины  $N_{\text{ш. преоб}}$  и  $K_P$  должны быть известны из расчетов, приведенных в гл. III и X.

## § 12.2. РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ ПРИЕМНИКА

Избирательность радиоприемника определяется его характеристикой избирательности или резонансной кривой.

Для построения характеристики избирательности приемника следует предварительно построить резонансные кривые радиочастотного тракта и тракта промежуточной частоты, методика расчета которых изложена в соответствующих главах книги, а затем перемножить значения ординат соответствующих кривых при одинаковых текущих расстройках.

В том случае, когда значение избирательности выражено в децибелах, общее значение избирательности приемника получается сложением соответствующих ординат.

В диапазонных приемниках характеристика избирательности строится для крайних частот каждого диапазона.

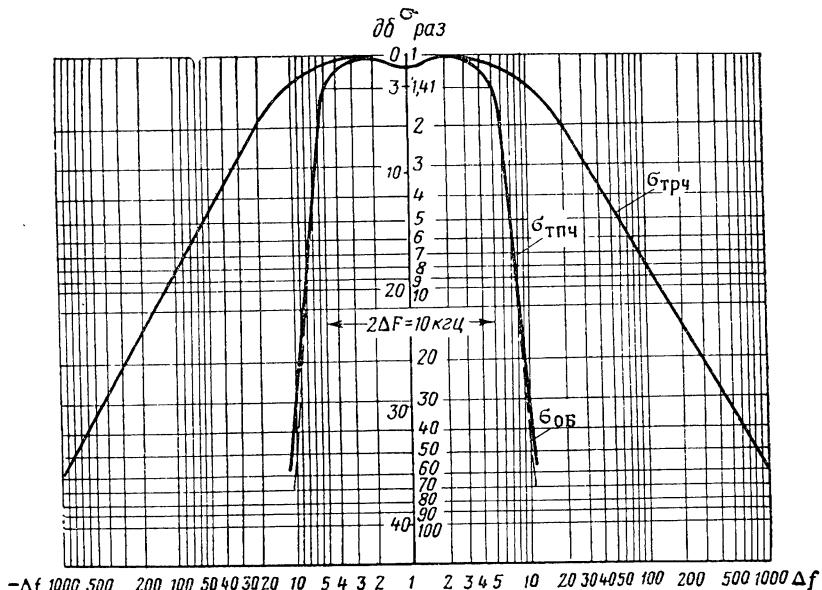
График избирательности может быть построен в логарифмическом или полулогарифмическом масштабе.

В первом случае значение избирательности выражается в относительных единицах (в разах) и откладывается по оси ординат в логарифмическом масштабе. Во втором случае значение избирательности, выраженное в децибелях, откладывается по оси ординат в линейном масштабе.

По оси абсцисс в обоих случаях откладываются значения абсолютных расстроек в килогерцах или мегагерцах в логарифмическом масштабе.

На фиг. 12.1 приведена характеристика избирательности приемника в логарифмическом масштабе. Из графика могут быть определены следующие показатели:

а) избирательность приемника по соседнему каналу, которая находится по общей резонансной кривой при расстройке  $\Delta f$ , равной разности частот между двумя соседними по частоте радиостанциями. Так, для радиовещательных и связных приемников — при амплитудной модуляции  $\Delta f = \pm 10 \text{ кГц}$ , для радиовещательных приемников — при частотной модуляции  $\Delta f = \pm 250 \text{ кГц}$ ;



Фиг. 12.1. Характеристика избирательности радиовещательного приемника.

б) избирательность по зеркальному каналу, которая находится по резонансной кривой радиочастотного тракта при расстройке  $\Delta f = 2f_{\text{пр}}$ ;

в) полоса пропускания приемника, которая находится по общей резонансной кривой при соответствующем значении коэффициента частотных искажений  $M_{\text{трч}}$ , величиной которого задаются в эскизном расчете.

### § 12.3. РАСЧЕТ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПРИЕМНИКА

После определения ряда общих показателей радиоприемника может быть рассчитана его чувствительность.

Предельная чувствительность (по мощности) приемников УКВ, предназначенных для приема радиолокационных сигналов, определяется выражением (3.30)

$$P_{\text{сигн.пр}} = kTN_{\text{ш}}\Delta f.$$

Значение предельной чувствительности по напряжению может быть найдено по формуле (3.31)

$$U_{\text{сигн. пр}} = 2\sqrt{P_{\text{сигн. пр}} R_A}.$$

Реальная чувствительность (по напряжению) приемников УКВ, предназначенных для приема сигналов частотной модуляции и других целей, определяется выражением (3.37)

$$U_{\text{сигн. пр}} = 4 \cdot 10^{-3} \sqrt{R_A \Delta f \alpha_p N_{\text{ш}}}.$$

В формулах (3.30), (3.31), (3.37)  $N_{\text{ш}}$  — коэффициент шума, значение которого найдено в § 7.5,  $\Delta f \approx 2\Delta F_{\text{n}}$  — полоса пропускания приемника, которая определяется по рассчитанной характеристике избирательности.

Чувствительность приемников длинных, средних и коротких волн находится по формуле

$$U_{\text{сигн. min}} = \frac{U_{\text{вх. т}}}{K_{\text{прием}}},$$

где  $U_{\text{вх. т}}$  — напряжение на входе детектора, равное напряжению задержки на детекторе АРУ;

$K_{\text{прием}}$  — коэффициент усиления всего высокочастотного тракта приемника.

$$K_{\text{прием}} = K_{\text{вх. ц}} \cdot K_{\text{урч}} \cdot K_{\text{проб}} \cdot K_{\text{упч}}.$$

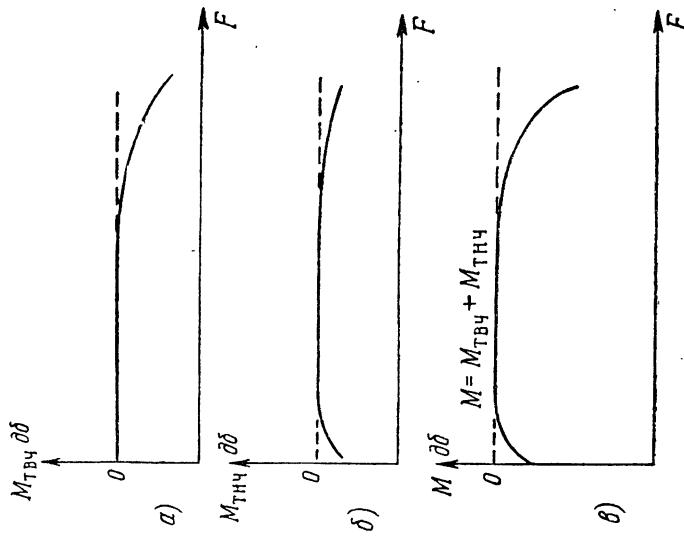
Чувствительность подсчитывается для крайних частот каждого поддиапазона.

#### § 12.4. РАСЧЕТ КРИВОЙ ВЕРНОСТИ

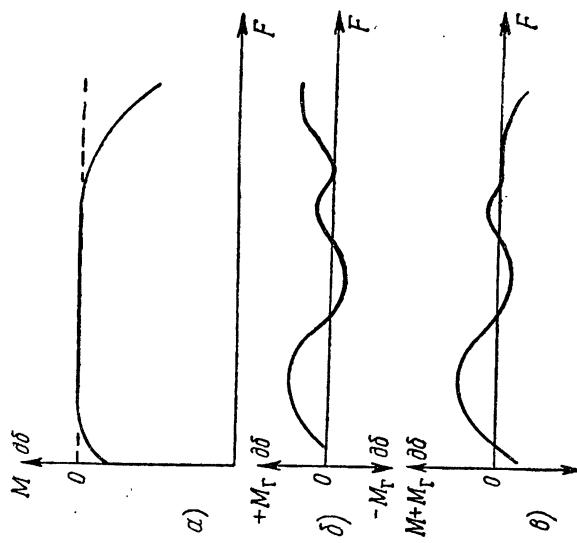
Кривая верности позволяет судить о неравномерности усиления сигнала в полосе пропускания всего тракта радиоприемника. Кривая верности может характеризовать неравномерность усиления по напряжению или неравномерность усиления по звуковому давлению. Расчет кривой верности по звуковому давлению производится только для радиовещательных приемников.

На фиг. 12.2 показан способ построения кривой верности по напряжению. На фиг. 12.2, а приведена правая ветвь общей резонансной кривой приемника, которая характеризует неравномерность усиления напряжения в пределах полосы пропускания (в децибелах).

На фиг. 12.2, б изображена частотная характеристика усилителя низкой частоты. Характеристика верности по напряжению (фиг. 12.2, в) получается путем сложения ординат первых двух кривых при одинаковых значениях частот  $F$ .



Фиг. 12.2. Характеристики частотных искажений.  
а—тракта высокой частоты, б—тракта низкой частоты  
в—характеристика верности приемника по напряжению



Фиг. 12.3. а—характеристика верности приемника  
по напряжению; б—частотная характеристика  
громкоговорителя; в—характеристика верности  
приемника по звуковому давлению.

Для построения кривой верности по звуковому давлению должна быть также задана частотная характеристика громкоговорителя.

На фиг. 12.3, в приведена кривая верности по звуковому давлению, полученная путем сложения ординат двух кривых: кривой верности по напряжению (фиг. 12.3, а) и частотной характеристики громкоговорителя (фиг. 12.3, б).

При расчете кривой верности приемников частотно-модулированных колебаний принимается во внимание лишь неравномерность усиления в тракте низкой частоты и громкоговорителе, так как неравномерность усиления высокочастотного тракта в пределах полосы пропускания практически отсутствует.

---

---

## Глава XIII

### РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРОВ С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

#### § 13. 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАСЧЕТЕ ГЕНЕРАТОРОВ С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Отличительной особенностью генераторов с независимым возбуждением является значительное разнообразие условий их работы.

Условия работы генератора определяются его местом в схеме многокаскадного передатчика и целевым назначением. Основное назначение генератора независимо от его места в схеме — усиление мощности колебаний высокой частоты.

Выходная мощность оконечного каскада передатчика должна быть достаточной для создания в антenne колебаний заданной мощности.

Выходная мощность любого промежуточного каскада должна быть достаточной для возбуждения цепи сетки последующего каскада.

Каскады передатчика могут работать в режиме усиления незатухающих колебаний с неизменной амплитудой. Такой режим работы встречается в передатчиках с частотной модуляцией, осуществляющейся в автогенераторе.

В каскаде передатчика, помимо усиления мощности колебаний, может происходить и процесс управления колебаниями: телеграфная амплитудная манипуляция, амплитудная модуляция.

Отдельные каскады передатчиков, главным образом его оконечные каскады, могут работать в режиме усиления модулированных колебаний.

В передатчиках коротких и ультракоротких волн ряд промежуточных каскадов работает в режиме умножения частоты. Первый промежуточный каскад передатчика, связанный с автогенератором, работает в режиме без сеточных токов — в буферном режиме. Нередко в буферном же каскаде осуществляется и умножение частоты.

Условия работы модулируемого каскада в значительной мере зависят от метода осуществления амплитудной модуляции или манипуляции.

В современных передающих устройствах применяются все виды амплитудной модуляции: сеточная модуляция смещением (главным образом в маломощных передатчиках), сеточная модуляция возбуждением (усиление модулированных колебаний), анодная модуляция, анодноэкранная модуляция, автоанодная модуляция и модуляция на защитную сетку.

Технический расчет обычно осуществляется в следующей последовательности:

1) составляют блок-схему рассчитываемого передатчика, в которой определяют общее число каскадов передатчика и целевое назначение каждого из них;

2) рассчитывают электрический режим работы оконечного каскада, а затем всех промежуточных каскадов и автогенератора;

3) рассчитывают элементы колебательной системы каждого каскада, элементы связи с нагрузкой и другие элементы схемы каждого каскада, обеспечивающие его устойчивую работу;

4) суммируют общие требования, предъявляемые к источникам питания передатчика;

5) производят конструктивный расчет элементов схемы или их выбор из типовых образцов, производимых промышленностью.

Ниже рассматривается последовательность расчета электрического режима работы ламп при различных условиях работы каскада.

## § 13.2. РАСЧЕТ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ЛАМПЫ, РАБОТАЮЩЕЙ В РЕЖИМЕ УСИЛЕНИЯ НЕЗАТУХАЮЩИХ КОЛЕБАНИЙ

Последовательность расчета электрического режима работы лампы зависит от вида выбранных исходных расчетных величин.

При расчете режима работы ламп с достаточно большим током эмиссии, который полностью не используется (катод лампы работает в режиме значительного пространственного заряда) исходными величинами для расчета служат напряжение анодного питания и нижний угол отсечки импульсов анодного тока.

Эти исходные расчетные величины используются и в том случае, когда режим работы лампы рассчитывается при условии использования имеющегося источника анодного питания.

Если лампа имеет ограниченный ток эмиссии, то при расчете режима работы целесообразнее выбирать высоту импульса анодного тока и нижний угол отсечки. Для некоторых типов ламп в справочной литературе указывается предельно-допустимое значение величины постоянной составляющей анодного тока лампы. В этом случае следует в качестве одной из исходных расчетных величин выбирать именно это значение. Иногда исходной величиной для расчета электрического режима работы лампы служит допустимая мощность рассеяния на аноде лампы.

## Расчет режима работы лампы при выбранной величине напряжения анодного питания

### Исходные данные

1. Расчетная мощность каскада  $P_{\sim \text{расч}}$ ,
2. Выбранный тип генераторной лампы.
3. Напряжение источника анодного питания.

Требуется определить

1. Нижний угол отсечки  $\theta$  и величины коэффициентов разложения косинусоидальных импульсов  $a_0$  и  $a_1$ .
2. Критическое значение коэффициента использования анодного напряжения  $\xi_{\text{кр}}$ .
3. Амплитуду напряжения на зажимах контура  $U_a$ .
4. Амплитуду первой гармоники анодного тока  $I_{a1}$ .
5. Высоту импульса анодного тока  $i_{\max}$ .
6. Величину постоянной составляющей анодного тока  $I_{a=}$ .
7. Мощность, отдаваемую источником анодного питания  $P_0$ .
8. Мощность рассеяния на аноде лампы  $P_a$ .
9. Коэффициент полезного действия  $\eta$ .
10. Необходимую величину эквивалентного сопротивления контура анодной нагрузки  $R_{0e}$ .
11. Амплитуду напряжения возбуждения сеточной цепи  $U_c$ .
12. Напряжение смещения на управляющей сетке лампы  $E_c$ .
13. Угол отсечки импульсов сеточного тока  $\theta_c$  и коэффициент разложения импульсов сеточного тока  $a_{0c}$  и  $a_{1c}$ .
14. Высоту импульсов сеточного тока  $i_{c \max}$ .
15. Амплитуду первой гармоники сеточного тока  $I_{c1}$ .
16. Постоянную составляющую сеточного тока  $I_{c=}$ .
17. Мощность возбуждения  $P_{\sim c}$ .
18. Мощность, расходуемую в источнике отрицательного напряжения смещения,  $P_{0c}$ .
19. Мощность рассеяния на управляющей сетке лампы  $P_c$ .
20. Постоянную составляющую тока экранирующей сетки (для тетродов и пентодов)  $I_{c2}$ .
21. Мощность рассеяния на экранирующей сетке  $P_{c2}$ .

### Порядок расчета

1. Выбираем напряжение источника анодного питания

$$E_a \leq E_{a,\text{пасп.}}$$

2. Выбираем нижний угол отсечки импульсов анодного тока обычно в следующих пределах:

$$\theta = 70 \div 100^\circ.$$

По таблицам или графикам находим величины коэффициентов разложения косинусоидальных импульсов анодного тока:

$$\alpha_0 = F_0(\theta),$$

$$\alpha_1 = F_1(\theta).$$

(См. таблицу в приложении 1).

3. Определяем критическое значение коэффициента использования анодного напряжения

$$\xi_{kp} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_{\sim}}{\alpha_1 S_{kp} E_a^2}} \quad (13.1)$$

или по приближенной формуле

$$\xi_{kp} \approx 1 - \frac{2P_{\sim}}{\alpha_1 S_{kp} E_a^2}, \quad (13.2)$$

где  $S_{kp}$  — крутизна линии критического режима, указываемая в паспорте лампы.

Для целого ряда ламп крутизна линии критического режима может быть приравнена к крутизне линии спада характеристик анодного тока лампы

$$i_a = F(e_a).$$

В отдельных случаях, когда в справочной литературе отсутствуют данные о величине  $S_{kp}$ , ее можно в первом приближении считать равной

$$S_{kp} \approx (0,7 \div 0,8) S.$$

4. Рассчитываем амплитуду напряжения на зажимах контура

$$U_a = \xi E_a.$$

5. Определяем амплитуду первой гармоники анодного тока

$$I_{a1} = \frac{2P}{U_a}.$$

6. Находим высоту импульса анодного тока

$$i_{max} = \frac{I_{a1}}{\alpha_1}.$$

7. Вычисляем постоянную составляющую анодного тока

$$I_a = \alpha_0 i_{max}.$$

8. Определяем мощность, отдаваемую источником анодного питания:

$$P_0 = E_a \cdot I_a.$$

9. Находим мощность рассеяния на аноде лампы

$$P_a = P_0 - P_{\sim} \ll P_{a,\text{доп}},$$

где  $P_{a,\text{доп}}$  — допустимая величина мощности рассеяния на аноде лампы, указанная в паспорте.

10. Вычисляем коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0}.$$

11. Определяем необходимую величину эквивалентного сопротивления контура анодной нагрузки

$$R_{oe} = \frac{U_a}{I_{a1}}.$$

12. Рассчитываем амплитуду напряжения возбуждения сеточной цепи

$$U_c = DU_a + \frac{i_{\max}}{S(1 - \cos \theta)}.$$

Для тетродов, пентодов и триодов с малым значением проницаемости слагаемым  $DU_a$  с достаточной для практических расчетов точностью можно пренебречь. Поэтому величину амплитуды напряжения возбуждения можно определить по приближенной формуле

$$U_c \approx \frac{i_{\max}}{S(1 - \cos \theta)}.$$

13. Определяем напряжение смещения на управляющей сетке лампы

$$E_c = E'_c - (U_c - DU_a) \cos \theta$$

или, пренебрегая слагаемым  $DU_a$ :

$$E_c \approx E'_c - U_c \cos \theta.$$

14. Рассчитываем величину угла отсечки сеточного тока из соотношения

$$\cos \theta_c = -\frac{E_c}{U_c}.$$

Определив угол отсечки  $\theta_c$ , находим соответствующие ему величины коэффициентов разложения  $a_{0c}$  и  $a_{1c}$  импульсов сеточного тока.

15. Высоту импульсов  $i_{c\max}$  сеточного тока определяем по характеристикам сеточного тока в зависимости от значений макси-

мального напряжения на сетке  $e_{c\max}$  и минимального напряжения  $e_{a\min}$  на аноде:

$$i_{c\max} = F(e_{c\max}, e_{a\min}),$$

где

$$e_{c\max} = E_c + U_c,$$

$$e_{a\min} = E_a - U_a.$$

Если характеристик сеточного тока нет, то приближенное значение высоты импульса сеточного тока можно определить по опытным соотношениям

$$i_{c\max} = (0,1 \div 0,15) i_{\max} \text{ — для триодов,}$$

$$i_{c\max} = (0,07 \div 0,1) i_{\max} \text{ — для тетродов,}$$

$$i_{c\max} = (0,03 \div 0,08) i_{\max} \text{ — для пентодов и лучевых тетродов.}$$

### 16. Рассчитываем амплитуду первой гармоники сеточного тока

$$I_{c1} = \alpha_{1c} i_{c\max}. \quad (13.3)$$

### 17. Вычисляем постоянную составляющую сеточного тока

$$I_{c0} = \alpha_{0c} i_{c\max}. \quad (13.4)$$

Полученные значения  $I_{c1}$  и  $I_{c0}$  оказываются несколько преувеличенными, так как в формулах (13.3) и (13.4) не учитывается, что импульсы сеточного тока по форме отличаются от косинусоидальных импульсов.

При более строгом расчете формулы (13.3) и (13.4) следует переписать в следующем виде:

$$I_{c1} = 0,7 \alpha_{1c} i_{c\max}, \quad (13.5)$$

$$I_{c0} = 0,7 \alpha_{0c} i_{c\max}. \quad (13.6)$$

### 18. Мощность возбуждения

$$P_{\sim c} = \frac{1}{2} U_c I_{c1}.$$

### 19. Определяем мощность, расходуемую в источниках отрицательного напряжения смещения:

$$P_{0c} = -E_c I_{c0}.$$

### 20. Находим мощность рассеяния на управляющей сетке лампы

$$P_c = P_{\sim c} - P_{0c}.$$

### 21. Вычисляем постоянную составляющую $I_{c2}$ тока экранирующей сетки по формуле

$$I_{c2} = \alpha_0 i_{c2\max},$$

где

$$\alpha_0 = F(\theta);$$

$i_{c2 \max}$  — высота импульсов тока экранирующей сетки, определяемая по характеристикам лампы:

$$i_{c2 \max} = \varphi(E_{c2}, e_{a \min}).$$

Если нет характеристики лампы, то величину тока экранирующей сетки можно определить по приближенной формуле

$$I_{c2} = (0,15 \div 0,2) I_{a \text{--}}.$$

22. Рассчитываем мощность рассеяния на экранирующей сетке

$$P_{c2} = E_{c2} I_{c2} \leq P_{c2 \text{ доп.}}$$

**Расчет режима работы лампы при выбранной величине высоты импульса анодного тока**

#### Исходные данные

1. Расчетная мощность каскада  $P_{\sim}$ .
2. Выбранный тип генераторной лампы.
3. Высота импульса анодного тока лампы.

Требуется определить величины, характеризующие условия работы лампы, перечисленные в предыдущем варианте последовательности расчета.

#### Порядок расчета

1. Выбираем высоту импульса анодного тока

$$i_{\max} = (0,7 \div 0,8) I_e.$$

2. Выбираем нижний угол отсечки импульсов анодного тока

$$\theta = 70 \div 100^\circ.$$

3. Вычисляем амплитуду первой гармоники анодного тока

$$I_a = a_1 i_{\max}.$$

4. Определяем постоянную составляющую анодного тока лампы

$$I_{a \text{--}} = a_0 i_{\max}.$$

5. Рассчитываем амплитуду напряжения на зажимах контура анодной нагрузки

$$U_a = \frac{2P_{\sim}}{I_{a1}}.$$

6. Определяем минимальную величину напряжения на аноде лампы

$$e_{a \min} = \frac{i_{\max}}{S_{kp}}.$$

## 7. Находим напряжение источника анодного питания

$$E_{a.i} = e_{a \text{ min}} + U_a.$$

Последовательность определения других величин, характеризующих режим работы анодной и сеточной цепей, остается такой же, как и в первом варианте расчета электрического режима работы генератора.

### Особенности расчета каскада с заземленной сеткой (с общей сеткой)

В каскаде с заземленной сеткой через цепь возбудителя проходит не только переменная составляющая тока сети, но и анодный ток, поэтому мощность возбуждения необходима значительно большая, чем для обычного каскада с заземленным катодом.

Мощность возбуждения каскада с заземленной сеткой можно рассчитать по следующей формуле:

$$P_{\sim c} = \frac{1}{2} U_c (I_{c1} + I_{a1}).$$

Дополнительная мощность возбуждения

$$\Delta P_{\sim c} = \frac{1}{2} U_c I_{a1}$$

передается в цепь анодной нагрузки. Для выделения этой мощности необходимо увеличить эквивалентное сопротивление контура до величины

$$R_{oc} = \frac{U_a + U_c}{I_{a1}}.$$

### Особенности расчета двухтактного каскада

Расчет режима работы двухтактного генератора обычно производится в следующей последовательности.

1. Определяем расчетную мощность одного плеча генератора

$$P'_{\sim} = \frac{P_{\sim \text{расч}}}{2}.$$

2. Рассчитываем режим работы лампы одного плеча по одной из ранее приведенных последовательностей расчета, в процессе которого определяются все величины, характеризующие режим работы анодной и сеточной цепей лампы.

3. По данным, полученным при расчете одного плеча, находим значения токов и напряжений, действующих в цепях двухтактного генератора:

постоянную составляющую тока в цепи источника анодного питания

$$I_{\text{a-}} = 2I'_{\text{a-}};$$

мощность, отдаваемую источником анодного питания:

$$P_0 = 2P'_0;$$

мощность рассеяния на аноде ламп (для расчета системы принудительного охлаждения анодов ламп)

$$P_{\text{a}} = 2P'_{\text{a}};$$

амплитуду напряжения на зажимах контура

$$U_{\text{a}} = 2U'_{\text{a}};$$

эквивалентное сопротивление контура

$$R_{\text{oc}} = 2R'_{\text{oc}};$$

постоянную составляющую сеточного тока лампы

$$I_{\text{c}} = 2I'_{\text{c-}};$$

мощность возбуждения

$$P_{\sim \text{c}} = 2P'_{\sim \text{c}};$$

мощность, расходуемую в источнике отрицательного напряжения смещения:

$$P_{\text{oc}} = 2P'_{\text{oc}};$$

амплитуду напряжения возбуждения

$$U_{\text{c}} = 2U'_{\text{c}}.$$

**Пример 13.1.** Рассчитать электрический режим работы генератора, работающего в режиме усиления незатухающих колебаний.

#### Исходные данные

1. Расчетная мощность  $P_{\sim} = 745 \text{ вт.}$

2. Напряжение источника анодного питания  $E_{\text{a}} = 3000 \text{ в.}$

3. Генераторная лампа ГУ-80.

Требуется определить величины токов, напряжений и мощностей, характеризующие режим работы лампы.

#### Решение

1. Выбираем напряжение  $E_{\text{a}}$  равным напряжению источника анодного питания

$$E_{\text{a}} = 3000 \text{ в.}$$

2. Выбираем величину нижнего угла отсечки анодного тока

$$\theta = 80^\circ.$$

По таблице приложения 1 находим

$$\alpha_0 = 0.286, \quad \alpha_1 = 0.472,$$

$$\cos 80^\circ = 0.174, \quad (1 - \cos \theta) = 0.826.$$

3. Определяем критическое значение коэффициента использования анодного напряжения

$$\xi_{kp} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_\sim}{\alpha_1 S_{kp} E_a^2}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 745}{0,472 \cdot 4 \cdot 3000^2}} \approx 0,9.$$

4. Находим амплитуду переменного напряжения на контуре

$$U_a = \xi_{kp} E_a = 0.9 \cdot 3000 = 2700 \text{ в.}$$

5. Находим амплитуду первой гармоники анодного тока

$$I_{a1} = \frac{2P_\sim}{U_a} = \frac{2 \cdot 745}{2700} = 0,552 \text{ а.}$$

6. Определяем высоту импульса анодного тока

$$I_{max} = \frac{I_{a1}}{\alpha_1} = \frac{0,552}{0,472} = 1,21a < I_e.$$

7. Рассчитываем постоянную составляющую анодного тока лампы

$$I_a = \alpha_0 I_{max} = 0.286 \cdot 1.21 = 0.346 \text{ а.}$$

8. Вычисляем мощность, потребляемую от источника анодного тока:

$$P_0 = E_a I_a = 3000 \cdot 0.346 = 1038 \text{ вт.}$$

9. Определяем мощность рассеяния на аноде лампы

$$P_a = P_0 - P_\sim = 1038 - 745 = 293 \text{ вт} < P_{a, доп.}$$

10. Находим коэффициент полезного действия генератора

$$\eta = \frac{P_\sim}{P_0} = \frac{745}{1038} = 0,715.$$

11. Рассчитываем необходимую величину эквивалентного сопротивления анодного контура

$$R_{oe} = \frac{U_a}{I_{a1}} = \frac{2700}{0,552} = 4725 \text{ ом.}$$

12. Вычисляем амплитуду напряжения возбуждения цепи сетки

$$U_c = DU_a + \frac{i_{max}}{S(1 - \cos \theta)} = 0,004 \cdot 2700 + \frac{1,21}{4,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,826} = 326 \text{ в.}$$

13. Вычисляем напряжение смещения на сетке лампы

$$E_c = E'_c - (U_c - DU_a) \cos \theta = -170 - (326 - 0,004 \cdot 2700) 0,174 = -230 \text{ в.}$$

14. Определяем угол отсечки сеточного тока

$$\cos \theta_c = - \frac{E_c}{U_c} = \frac{-230}{326} = 0,685,$$

$$\theta_c = 47^\circ, \quad \alpha_{0c} = 0,172, \quad \alpha_{1c} = 0,322.$$

15. По характеристикам лампы определяем высоту импульса сеточного тока

$$i_{c max} = 93 \text{ ма.}$$

16. Рассчитываем постоянную составляющую сеточного тока

$$I_e = a_{0e} i_{e \max} = 0.172 \cdot 93 = 16 \text{ ма.}$$

17. Находим амплитуду первой гармоники сеточного тока

$$I_{c1} = a_{1e} i_{e \max} = 0.322 \cdot 93 = 30 \text{ ма.}$$

18. Определяем мощность возбуждения цепи сетки

$$P_{\sim c} = \frac{1}{2} U_c I_{c1} = \frac{1}{2} \cdot 336 \cdot 0,03 = 5 \text{ вт.}$$

19. Определяем мощность, расходуемую в источнике отрицательного напряжения смещения:

$$P_{0e} = -E_e I_0 = 230 \cdot 0,016 = 3,7 \text{ вт.}$$

20. Определяем мощность рассеяния на управляющей сетке лампы

$$P_c = P_{\sim c} - P_{0e} = 5 - 3,7 = 1,3 \text{ вт} < P_{c \text{ доп.}}$$

21. По характеристикам лампы находим высоту импульса тока второй сетки

$$i_{c2 \max} = 800 \text{ ма.}$$

22. Рассчитываем постоянную составляющую тока второй сетки

$$I_{c2} = 0.7 i_{c2 \ max} a_0 = 0.7 \cdot 0.8 \cdot 0.28 = 0,157 \text{ а.}$$

23. Определяем мощность рассеяния на второй сетке

$$P_{c2} = E_{c2} \cdot I_{c2} = 600 \cdot 0,157 = 94 \text{ вт} < P_{c2}$$

### § 13.3. РАСЧЕТ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРА НА ПОЛУПРОВОДНИКОВОМ ТРИОДЕ

Маломощные генераторы высокой частоты в настоящее время выполняются не только на лампах, но и на полупроводниковых триодах. Выходные характеристики полупроводниковых триодов весьма сходны с характеристиками электронных ламп. Поэтому при расчете электрического режима работы генератора может быть с достаточной для практики точностью использована методика расчета режима работы ламповых генераторов. Следует, однако, иметь в виду, что в отличие от электронных ламп в полупроводниковых триодах заметно проявляется зависимость высоты импульсов коллекторного тока от частоты сигналов возбуждения: чем выше частота сигналов возбуждения, тем ниже высота импульсов коллекторного тока. Влияние частоты колебаний заметно сказывается и на условиях работы входной цепи генератора. С повышением частоты уменьшается величина емкостного сопротивления  $p-n$ -перехода цепи база—эмиттер, а с уменьшением этой величины начинает более заметно сказываться явление перераспределения напряжения входного сигнала между распределенным сопротивлением базы и сопротивлением  $p-n$ -перехода, имеющим комплексный характер.

В области более высоких частот начинает влиять инерционность неосновных носителей тока, поэтому между напряжением возбуждения и первой гармоникой тока коллектора возникает фазовый сдвиг.

Изменения тока коллектора начинают отставать по фазе от изменений тока эмиттера и, кроме того, в цепи эмиттера, помимо импульсов положительной полярности, возникают импульсы отрицательной полярности с длительностью, зависящей от времени дрейфа:

$$\theta_{\text{д}(-)} \approx 2\omega t_{\text{др}}.$$

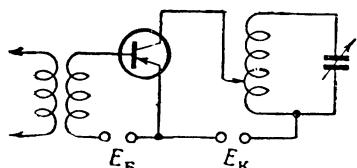
В связи с этим различают два варианта расчета режима работы генераторов: расчет при достаточно низких частотах ( $f < 10 \text{ кГц}$ ) и расчет режима работы на высоких частотах.

В основу каждого из расчетов можно положить методику расчета ламповых генераторов, изложенную в предыдущих параграфах главы.

### Расчет критического режима работы генератора с включением триода по схеме с общим эмиттером (фиг. 13.1)

#### Исходные данные

1. Расчетная мощность каскада  $P_{\text{в}}$ .
2. Рабочая частота генератора  $f$ .
3. Тип триода, выбранный в соответствии с расчетной мощностью и рабочей частотой.
4. Напряжение источника питания цепи коллектора  $E_{\text{k}}$ .



Фиг. 13.1. Схема генератора с полупроводниковым триодом.

Требуется определить

1. Нижний угол отсечки тока коллектора  $\theta_{\text{k}}$  и коэффициенты разложения косинусоидальных импульсов  $a_0$  и  $a_1$ .
2. Критическое значение коэффициента использования коллекторного напряжения  $\xi_{\text{кр}}$ .
3. Амплитуду переменного напряжения цепи коллектора  $U_{\text{k}}$ .
4. Амплитуду первой гармоники тока коллектора  $I_{\text{k}1}$ .
5. Высоту импульса тока коллектора  $i_{\text{k},\text{max}}$ .
6. Величину постоянной составляющей тока коллектора  $I_{\text{k}0}$ .
7. Мощность, отдаваемую в цепь коллектора источником питания,  $P_0$ .
8. Мощность рассеяния на коллекторе  $P_{\text{k}}$ .
9. Коэффициент полезного действия генератора  $\eta$ .
10. Необходимую величину сопротивления нагрузки цепи коллектора  $R_{\text{oe}}$ .
11. Амплитуду напряжения возбуждения в цепи базы  $U_b$ .
12. Амплитуду напряжения источника возбуждения цепи базы на рабочей частоте генератора  $U_{b,\text{л}}$ .
13. Напряжение смещения цепи базы  $E_b$ .

14. Величину максимального напряжения на базе  $U_{b\max}$  и величину минимального напряжения на коллекторе  $U_{k\min}$ .
15. Высоту импульса тока базы  $i_{b\max}$ .
16. Угол отсечки импульсов тока базы  $\theta_b$ .
17. Постоянную составляющую тока базы  $I_{b=}$ .
18. Амплитуду переменной составляющей тока базы  $I_{b1}$ .
19. Мощность, отдаваемую возбудителем в цепь базы,  $P_{\sim b}$ .
20. Мощность, отдаваемую источником напряжения смещения цепи базы  $P_{0b}$ .
21. Мощность рассеивания на базе  $P_b$ .

### Порядок расчета

1. Выбираем нижний угол отсечки импульсов тока коллектора. В немодулированных генераторах величина нижнего угла отсечки должна быть в пределах

$$\theta_k = 60 \div 90^\circ.$$

В генераторах с модуляцией в цепи базы угол отсечки может быть увеличен до значения

$$\theta_k = 80 \div 110^\circ.$$

Величины коэффициентов разложения  $\alpha_0$  и  $\alpha_1$  определяем по таблице приложения 1.

2. Находим критическое значение коэффициента использования коллекторного напряжения

$$\xi_{kp} \approx 1 - \frac{2P}{\alpha_1 S_k E_k^2},$$

где  $S_k$  — крутизна пограничной линии.

3. Определяем амплитуду переменного напряжения цепи коллектора

$$U_k = \xi_{kp} |E_k|.$$

4. Вычисляем амплитуду первой гармоники тока коллектора

$$I_{k1} = \frac{2P}{U_k}.$$

5. Рассчитываем высоту импульсов тока коллектора

$$i_{k\max} = \frac{I_{k1}}{\alpha_1}.$$

6. Находим постоянную составляющую тока коллектора

$$I_k = \alpha_0 i_{k\max}.$$

7. Определяем мощность, отдаваемую в цепь коллектора источником питания:

$$P_0 = |E_k| \cdot I_{k=}.$$

8. Вычисляем мощность рассеяния на коллекторе

$$P_{\kappa} = P_0 - P_{\sim}.$$

9. Вычисляем коэффициент полезного действия генератора

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0}.$$

10. Определяем сопротивление нагрузки цепи коллектора

$$R_{oe} = \frac{U_{\kappa}}{I_{k1}}.$$

11. Определяем амплитуду напряжения возбуждения цепи базы

$$U_6 \approx \frac{i_{k \max}}{S' (1 - \cos \theta_{\kappa})}.$$

12. Определяем амплитуду напряжения источника возбуждения цепи базы

$$U_{6.u} = \frac{U_6}{y},$$

где

$$y = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{rp}}\right)^2}}$$

— величина, учитывающая влияние частоты на высоту импульсов тока коллектора;

$f_{rp}$  — граничная частота выбранного типа триода;

$f$  — рабочая частота генератора.

13. Рассчитываем напряжение смещения цепи базы

$$E_6' = E_6 + U_6 \cos \theta_{\kappa},$$

где  $E_6'$  — напряжение сдвига идеализированной характеристики  $i_{\kappa} = F(U_6)$  при заданной рабочей температуре.

14. Вычисляем максимальное напряжение на базе и минимальное напряжение на коллекторе:

$$U_{6 \max} = E_6 - U_6,$$

$$U_{6 \min} = U_6 - |E_6|.$$

15. Определяем высоту импульсов тока базы по статическим характеристикам триода

$$i_{6 \max} = \varphi(u_{6 \max}, u_{6 \min}).$$

Если нет статических характеристик, величину импульса тока базы с достаточной для практики точностью можно определить по формуле

$$i_{6\max} \approx i_{k\max} (1-a).$$

16. Находим угол отсечки импульсов тока базы. В практических расчетах угол отсечки импульсов тока базы можно принять равным углу отсечки импульсов тока коллектора:

$$\theta_6 \approx \theta_k.$$

17. Определяем постоянную составляющую тока базы

$$I_{6\equiv} = a_0 i_{6\max}.$$

18. Вычисляем амплитуду первой гармоники тока базы

$$I_{61} = a_1 i_{6\max}.$$

19. Рассчитываем мощность, отдаваемую возбудителем в цепь базы:

$$P_{\sim 6} = \frac{1}{2} U_{6..} \cdot I_{61}.$$

20. Определяем мощность, отдаваемую источником напряжения смещения цепи базы:

$$P_{06} = |E_6| \cdot I_{6\equiv}.$$

21. Находим мощность рассеяния на базе

$$P_6 = P_{\sim 6} - P_{06}.$$

### Особенности расчета генератора при работе на достаточно высоких частотах

Исходные данные и величины, определяемые в расчете, те же, что и в расчете генератора, работающего на более низких частотах, на которых угол запаздывания импульсов тока коллектора относительно импульсов тока эмиттера не превышает 15—20°. Расчет электрического режима цепи коллектора производится в той же последовательности (пункты расчета 1—10).

В основу расчета цепи базы и эмиттера положена последовательность, изложенная С. М. Герасимовым<sup>1</sup>.

Энергетические показатели цепи базы, зависящие от тока эмиттера, определяем в следующей последовательности.

1. Определяем угол отсечки импульсов тока эмиттера

$$\theta_3 = \theta_k - \Phi_{dr} = \theta - \omega t_{dr}.$$

<sup>1</sup> С. М. Герасимов, И. Н. Мигулин, В. Н. Яковлев, Расчет полупроводниковых усилителей и генераторов, Государственное издательство технической литературы УССР, Киев, 1961.

2. Рассчитываем коэффициент усиления по току на рабочей частоте

$$a_f = \frac{a_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{\text{кр}}}\right)^2}},$$

где  $a_0$  — коэффициент усиления по току на малых частотах;

$f_{\text{кр}}$  — критическая частота по  $a$ .

3. Вычисляем амплитуду первой гармоники тока эмиттера

$$I_{\text{э1}} = \frac{I_{\text{к1}}}{a_f}.$$

4. Определяем высоту импульса тока эмиттера

$$i_{\text{э max}} = \frac{I_{\text{э1}}}{a_{1\text{э}}},$$

где  $a_{1\text{э}} = F(\theta_{\text{э}})$  определяем по таблице приложения 1.

5. Рассчитываем амплитуду напряжения возбуждения

$$U_6 = \frac{i_{\text{э max}}}{S' (1 - \cos \theta_{\text{э}})}.$$

6. Определяем напряжение смещения в цепи базы

$$E_6 \approx E'_6 + U_6 \cos \theta_{\text{э}}.$$

7. Находим величины максимального напряжения на базе и минимального напряжения на коллекторе

$$u_{6 \text{ max}} = E_6 - U_6,$$

$$u_{6 \text{ min}} = U_6 - |E_6|,$$

и по статическим характеристикам триода проверяем возможность получения высоты импульса тока эмиттера в рассчитанном режиме.

8. Определяем коэффициент передачи напряжения возбуждения  $K_{\text{и.э.б}}$  со входных зажимов к  $p-n$ -переходу триода

$$K_{\text{и.э.б}} = \frac{1}{1 + r_6 \cdot S_0 \cdot a_{1\text{э}} (1 - a_0) \cdot (1 - \cos \theta_{\text{э}})}.$$

9. Вычисляем внутреннюю среднюю крутизну

$$S_{\text{э.ср}} = \frac{I_{\text{э1}}}{U_6 K_{\text{и.э.б}}}.$$

10. Находим активную и реактивную составляющие сопротивления  $p-n$ -перехода

$$r_{\vartheta,6} = \frac{1}{S_{\vartheta,CP} \{1 - 0,5[\sin(\varphi_{dp} + \gamma) - \sin(\varphi_{dp} - \gamma)]\}},$$

$$X_{\vartheta,6} = \frac{2}{S_{\vartheta,CP} [\cos(\varphi_{dp} + \gamma) - \cos(\varphi_{dp} - \gamma)]},$$

где

$$\gamma = \arcsin a_f.$$

11. Определяем коэффициент передачи напряжения источника возбуждения

$$K_{\vartheta,6} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + \sigma^2}},$$

где

$$\beta = 1 + \frac{r_6}{r_{\vartheta,6}},$$

$$\sigma = \frac{r_6}{X_{\vartheta,6}}.$$

12. Находим фазовый угол коэффициента передачи

$$\varphi_{\vartheta,6} = \arctg \frac{\sigma}{\beta}.$$

13. Определяем амплитуду напряжения источника возбуждения

$$U_u = \frac{U_6 K_{\vartheta,6}}{K_{\vartheta,6}}.$$

14. Рассчитываем мощность возбуждения

$$P_{\sim u} = \frac{1}{2} U_u I_{61},$$

где  $I_{61}$  — амплитудное значение тока базы;

$$I_{61} = I_{\vartheta 1} \cos \varphi_{\vartheta,6} - I_{k1} \cos (|\varphi_{dp}| + |\varphi_{\vartheta,6}|).$$

15. Определяем активную и реактивную составляющие входного сопротивления

$$R_{bx} = \frac{1}{S_{cp}} \frac{1}{\cos \varphi_{\vartheta,6} - a_f \cos (|\varphi_{dp}| + |\varphi_{\vartheta,6}|)},$$

$$X_{bx} = \frac{1}{S_{cp}} \frac{1}{\sin \varphi_{\vartheta,6} - a_f \sin (|\varphi_{dp}| + |\varphi_{\vartheta,6}|)},$$

где

$$S_{cp} = \frac{I_{\vartheta 1}}{U_u}.$$

## § 13.4. РАСЧЕТ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЖИМА РАБОТЫ МОДУЛИРУЕМЫХ КАСКАДОВ

Отличительной особенностью работы модулируемых каскадов является непостоянство величины полезной мощности, создаваемой в анодной цепи лампы генератора.

В связи с этим принято различать три режима работы модулируемого каскада:

1) максимальный режим работы, при котором в анодной цепи лампы развивается наибольшая по величине полезная мощность;

2) минимальный режим работы, соответствующий наименьшей полезной мощности;

3) режим несущей частоты или режим молчания.

В подавляющем большинстве случаев рассчитываются, как правило, только максимальный режим работы и режим несущей частоты. Расчет минимального режима производится лишь в тех случаях, когда переход каскада в этот режим работы может вызвать в цепях отдельных электродов лампы значительное возрастание токов и потребляемой мощности.

Так, например, при анодной модуляции, анодноэкранной модуляции и модуляции на защитную сетку переход в минимальный режим работы всегда будет сопровождаться увеличением тока в цепи управляющей сетки лампы.

В настоящее время нет твердо установленной последовательности расчета режимов модулируемых каскадов. Поэтому вначале может быть рассчитан как режим несущей частоты, так и максимальный режим работы лампы.

Рассмотрим особенности последовательности расчета режимов лампы при различных способах амплитудной модуляции.

### Сеточная модуляция смещением

#### Исходные данные

1. Расчетная величина максимальной мощности каскада  $P_{\text{max}}$ .
2. Коэффициент модуляции.
3. Выбранный тип лампы.

#### Порядок расчета

1. Максимальный режим работы лампы рассчитываем в последовательности, указанной в § 13.2, в процессе которого находим:  
высоту импульса анодного тока лампы  $i_{\text{max max}}$ ;  
величину нижнего угла отсечки  $\theta_{\text{max}}$ ;  
амплитуду тока первой гармоники  $I_{\text{a1 max}}$ ;  
постоянную составляющую анодного тока  $I_{\text{a= max}}$ ;  
амплитуду напряжения на контуре  $U_{\text{a max}}$ ;  
напряжение источника анодного питания;

мощность, отдаваемую источником анодного питания,  $P_{0\max}$ ;  
 мощность рассеяния на аноде  $P_{a\max}$ ;  
 к. п. д. генератора  $\eta_{\max}$ ;  
 необходимую величину эквивалентного сопротивления контура  $R_{oc}$ ;

амплитуду напряжения возбуждения  $U_c$ ;  
 величину отрицательного напряжения смещения  $E_{c\max}$ ;  
 угол отсечки сеточного тока  $\theta_c$ ;  
 высоту импульса сеточного тока  $i_{c\max}$ ;  
 составляющие сеточного тока  $I_{c1\max}$  и  $I_{c2\max}$ ;  
 мощность возбуждения  $P_{\sim c\max}$ .

2. По данным, полученным при расчете максимального режима, производим расчет режима несущей частоты. Полагая статическую модуляционную характеристику линейной, определяем основные показатели каскада в режиме несущей частоты:

амплитуду первой гармоники анодного тока лампы

$$I_{a1h} \approx \frac{I_{a1\max}}{1+m};$$

постоянную составляющую анодного тока лампы

$$I_{a-h} \approx \frac{I_{a-h\max}}{1+m};$$

амплитуду напряжения на контуре

$$U_{a,h} = \frac{U_{a\max}}{1+m};$$

мощность, потребляемую от источника анодного питания:

$$P_{0h} = \frac{P_{0\max}}{1+m};$$

полезную мощность анодной цепи и к. п. д.

$$P_{\sim h} = \frac{P_{\sim\max}}{(1+m)^2}; \quad \eta_h = \frac{\eta_{\max}}{1+m};$$

мощность рассеяния на аноде лампы

$$P_{a,h} = P_{0h} - P_{\sim h} < P_{a,dop};$$

среднее значение тока в анодной цепи в режиме модуляции

$$I_{a,sp} \approx \frac{2}{\pi} I_{a-h\max};$$

среднее значение мощности, потребляемой от источника анодного питания:

$$P_{0sp} = E_a \cdot I_{a,sp};$$

сеточное напряжение запирания возбужденной лампы

$$E_{c\min} = E_c' - U_c;$$

напряжение смещения для режима несущей частоты

$$F_{c,h} = \frac{E_{c\max} + mE_{c\min}}{1+m};$$

амплитуду модулирующего напряжения низкой частоты

$$U_2 = E_{c\max} - E_{c,h};$$

амплитуду первой гармоники тока низкой частоты в цепи управляющей сетки лампы

$$I_{12} \approx \frac{1}{2} I_{c=\max};$$

мощность, потребляемую от модулятора:

$$P_2 = \frac{1}{2} U_2 \cdot I_{12};$$

расчетную мощность модулятора

$$P_m = (2 \div 2,5) P_2.$$

### Сеточная модуляция возбуждением

(Усиление модулированных колебаний)

Сеточная модуляция возбуждением применяется в генераторах, выполненных на триодах повышенной мощности.

Расчет максимального режима работы генератора и режима несущей частоты может быть осуществлен в той же последовательности, как и при модуляции смещением.

Рассмотрим последовательность расчета усилителя модулированных колебаний по методу Б. С. Агафонова<sup>1</sup>.

### Исходные данные

1. Мощность максимального режима работы  $P_{\sim\max}$ .
2. Коэффициент модуляции  $m$ .
3. Выбранный тип лампы.
4. Нижний угол отсечки анодного тока лампы  $\theta = 90^\circ$ .
5. Напряжение источника анодного питания  $E_{a,n}$ .

<sup>1</sup> Б. С. Агафонов, Теория и расчет радиотелефонных режимов генераторных ламп, Советское радио, 1955.

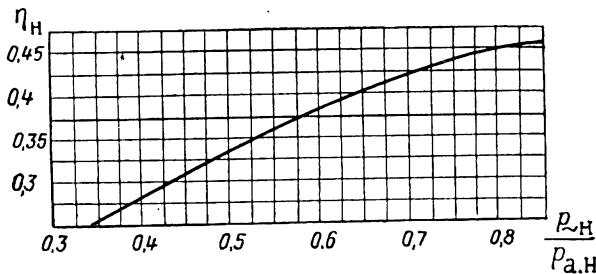
## Порядок расчета

1. Определяем мощность в режиме несущей частоты

$$P_{\sim h} = \frac{P_{\sim max}}{(1 + m)^2}.$$

2. Выбираем величину мощности рассеяния на аноде лампы в режиме несущей частоты

$$P_{a,h} = (0,9 \div 1) P_{a,dop}.$$



Фиг. 13. 2. График зависимости  $\eta_H$  от отношения  $P_{\sim H}/P_{a,h}$ .

3. По графику на фиг. 13.2 определяем к. п. д. генератора в режиме несущей частоты  $\eta_H$  в зависимости от величины отношения

$$P_{\sim H}/P_{a,h}.$$

4. Рассчитываем коэффициент использования анодного напряжения в режиме несущей частоты

$$\xi_h = \frac{2\eta_h \alpha_0}{\alpha_1}.$$

5. Определяем амплитуду напряжения на контуре

$$U_{a,h} = \xi_h \cdot E_a.$$

6. Находим амплитуду первой гармоники анодного тока

$$I_{a1h} = \frac{2P_{\sim h}}{U_{a,h}}.$$

7. Определяем постоянную составляющую анодного тока лампы

$$I_{a=H} = \frac{I_{a1}\alpha_0}{\alpha_1}.$$

8. Рассчитываем мощность, потребляемую от источника анодного питания:

$$P_{0h} = E_{a,h} I_{a=H}.$$

9. Находим необходимую величину сопротивления контура

$$R_{oe} = \frac{U_{a..}}{I_{a1H}}.$$

10. Определяем амплитуду напряжения возбуждения

$$U_{c..} = \frac{I_{a1H}}{Sa_1(1 - \cos \theta)} = \frac{2I_{a1H}}{S},$$

так как при  $\theta = 90^\circ$   $a_1 = 0,5$ .

11. Находим напряжение смещения на сетке лампы

$$E_c = E'_c.$$

12. Определяем амплитуду напряжения возбуждения в максимальном режиме

$$U_{c\max} = (1 + m) U_{c..}.$$

13. Вычисляем амплитуду напряжения на контуре в максимальном режиме

$$U_{a\max} = (1 + m) U_{a..}.$$

14. По величинам  $e_{a\min}$  и  $e_{c\max}$  в максимальном режиме определяем высоту импульса сеточного тока

$$i_{c\max} = F(e_{c\max}, e_{a\min}).$$

Затем производим расчет сеточной цепи в обычной последовательности.

### Модуляция на защитную сетку

Модуляция на защитную сетку широко применяется в передатчиках с мощностью до одного киловатта, выполняемых на пентодах.

Отличительной особенностью этого метода модуляции является незначительная величина тока в цепи третьей сетки, так как почти весь процесс модуляции происходит в области отрицательного напряжения на третьей сетке. Поэтому в качестве модулятора может быть использован маломощный модулятор с достаточно большим выходным напряжением.

Расчет электрического режима работы генератора можно проводить в последовательности, принятой для расчета генератора при сеточной модуляции смещением.

В качестве исходного для расчета режима может быть взят и максимальный режим работы и режим работы несущей частоты. Напряжение на защитной сетке в максимальном режиме может быть равным нулю или оно выбирается положительным в пределах 15—30 в.

## Расчет электрического режима работы третьей сетки

### Исходные данные

- Напряжение на третьей сетке в максимальном режиме работы  $E_{c3\ max}$ .
- Величина постоянного напряжения на аноде лампы  $E_a$ .
- Коэффициент модуляции  $m$ .

### Порядок расчета

- Определяем величину отрицательного напряжения на третьей сетке, при котором запирается анодная цепь лампы:

$$E_{c3\ min} = \frac{-E_a}{\mu_{c3}},$$

где  $\mu_{c3}$  — коэффициент усиления по третьей сетке (для многих пентодов эта величина обычно не превышает 10).

- Рассчитываем величину отрицательного напряжения на третьей сетке для получения режима несущей частоты

$$E_{c3n} = \frac{E_{c3\ max} + mE_{c3\ min}}{1 + m}.$$

- Вычисляем амплитуду напряжения модулирующего сигнала низкой частоты

$$U_{32} = E_{c3\ max} - E_{c3n}.$$

- Если напряжение на третьей сетке лампы в максимальном режиме положительно, то следует определить высоту импульса сеточного тока и мощность, потребляемую цепью сетки от модулятора.

Высота импульсов тока определяется по характеристикам тока третьей сетки. Если нет этих характеристик, то можно воспользоваться паспортным значением постоянной составляющей тока третьей сетки.

- Определяем угол отсечки тока третьей сетки

$$\cos \theta_{c3} = - \frac{E_{c3n}}{U_{32}}.$$

- Рассчитываем амплитуду первой гармоники низкочастотного тока третьей сетки

$$I_{c32} = a_{13} i_{c3\ max}$$

или

$$I_{c32} = \frac{a_{13}}{a_{03}} I_{c3\ max},$$

где  $a_{13}$  и  $a_{03}$  — коэффициенты разложения импульсов тока третьей сетки.

7. Определяем мощность, потребляемую от модулятора:

$$P_{\Omega} = \frac{1}{2} U_{3\Omega} I_{c3\Omega}.$$

8. Находим расчетную мощность модулятора

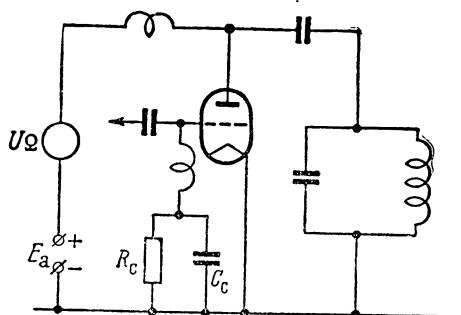
$$P_m = (2-3) P_{\Omega}.$$

### Расчет электрического режима работы генератора при анодной модуляции

Анодная модуляция является одним из распространенных видов модуляции мощных радиопередающих устройств. При этом методе модуляции сохраняется высокое значение к. п. д. в любом режиме работы модулируемого каскада.

В настоящее время анодная модуляция, осуществляемая введением управляющего напряжения только в анодную цепь лампы, применяется крайне редко. Обычно применяется двойная модуляция:

в анодной цепи лампы и автоматическая модуляция смещением в сеточной цепи. Для осуществления автоматической сеточной модуляции отрицательное смещение на сетку лампы подается с помощью сеточных токов (фиг. 13.3). Такой метод подачи напряжения смещения, помимо дополнительной модуляции, позволяет облегчить тепловой режим работы сетки и уменьшить величину мощности, потребляемой сеточной цепью при



Фиг. 13.3. Упрощенная схема анодной модуляции.

переходе генератора в минимальный режим работы. Кроме того, этот метод подачи смещения позволяет получить более линейную статическую модуляционную характеристику в области малого напряжения на аноде лампы.

В передатчиках промежуточных и коротких волн мощные оконечные каскады выполняются по схеме с заземленной сеткой. В такой схеме, как известно, часть мощности возбудителя сеточной цепи (неуправляемая мощность) переходит непосредственно в контур генератора, что затрудняет получение стопроцентной модуляции. Для получения модулированных колебаний с  $m=1$  предыдущий каскад тоже модулируют. Величина коэффициента модуляции в таком каскаде выбирается в пределах

$$m_{max} = 0,7 - 0,8.$$

Таким образом, при выполнении оконечного каскада по схеме с заземленной сеткой модуляция фактически получается тройной:

анодной модуляцией, автоматической сеточной модуляцией и модуляцией возбуждением. Несмотря на сложный характер возбуждения статические модуляционные характеристики получаются достаточно линейными на всем их протяжении, что в значительной мере облегчает расчет режима работы лампы генератора.

### Исходные данные

1. Величина расчетной мощности в максимальном режиме.
2. Коэффициент модуляции  $m$ .
3. Выбранный по эскизу расчету вариант схемы построения каскада.

Требуется определить

1. Тип электронной лампы.
2. Величины токов и напряжений, действующие в цепях электронной лампы.
3. Величину расчетной мощности модулятора.

### Порядок расчета

1. Выбираем тип генераторной лампы. Величина номинальной мощности лампы должна удовлетворять соотношению

$$P_{\sim \text{ном}} \geqslant \frac{P_{\sim \text{max}}}{1+m}.$$

Если каскад выполняется по схеме с заземленной сеткой, то величина расчетной мощности может быть уменьшена на 4—5%.

При выполнении каскада по двухтактной схеме определяем расчетную мощность одного плеча, а затем выбираем тип лампы.

2. Выбираем величину анодного напряжения в максимальном режиме работы

$$E_{a \text{ max}} = E_{a \text{ nom}} (1+m).$$

В отдельных случаях для уменьшения анодного напряжения в максимальном режиме пользуемся соотношением

$$E_{a \text{ max}} = 0,8 E_{a \text{ nom}} (1+m).$$

3. Рассчитываем максимальный режим работы лампы, для которого выбираем критический или несколько перенапряженный режим:

$$\xi_{\text{max}} = \xi_{\text{кр}} (1,01 \div 1,03).$$

Расчет производим в последовательности, указанной для расчета генератора на заданную мощность в режиме усиления незатухающих колебаний.

Величину сопротивления смещения в цепи сетки лампы определяем исходя из данных расчета максимального режима работы

$$R_c = \frac{E_{c\max}}{I_{c=\max}}.$$

4. Рассчитываем режим несущей частоты. В процессе расчета определяем  
напряжение источника анодного питания

$$E_{a.h} = \frac{E_{a\max}}{1+m};$$

напряжение на зажимах контура

$$U_{a.h} = \frac{U_{a\max}}{1+m};$$

постоянную составляющую анодного тока лампы

$$I_{a=h} = \frac{I_{a=\max}}{1+m};$$

амплитуду первой гармоники анодного тока лампы

$$I_{a1h} = \frac{I_{a1\max}}{1+m};$$

полезную мощность генератора

$$P_{\sim h} = \frac{P_{\sim \max}}{(1+m)^2};$$

мощность, потребляемую от источника анодного питания.

$$P_{0h} = \frac{P_{0\max}}{(1+m)^2};$$

мощность рассеяния на аноде лампы

$$P_{a.h} = P_{0h} - P_{\sim h};$$

к. п. д. генератора

$$\eta_H = \eta_{\max}.$$

При выполнении каскада по схеме с заземленной сеткой и при осуществлении тройной модуляции рассчитываем режим несущей частоты и сеточной цепи генератора. В процессе расчета определяем

напряжение возбуждения

$$U_{c.h} = \frac{U_{c\max}}{1+m_c},$$

где

$$m_c = 0,7 \div 0,8;$$

амплитуду первой гармоники сеточного тока

$$I_{c1n} = \frac{I_{c\max}}{1 + m_c};$$

постоянную составляющую сеточного тока

$$I_{c=H} = \frac{I_{c=\max}}{1 + m_c};$$

мощность, проходящую из контура возбудителя в анодный контур:

$$P_{\sim H, \text{прок}} = \frac{I_{a1H} U_{c,H}}{2};$$

мощность рассеяния на сетке лампы

$$P_{c,H} = P_{\sim c,H} - P_{0c,H},$$

где

$$P_{0c,H} = I_{c=H}^2 R_c;$$

мощность в контуре генератора

$$P_{\sim K} = P_{\sim H} + P_{\sim H, \text{прок}}.$$

5. Определяем мощность, отдаваемую модулятором в анодную цепь лампы:

$$P_m = \frac{m^2}{2} P_{0H}.$$

### Расчет анодноэкранный модуляции

В передатчиках с мощностью до одного киловатта, выполняемых на тетродах и пентодах, нередко применяется анодноэкранированная модуляция, позволяющая сохранить энергетические преимущества анодной модуляции. Непосредственная модуляция только на один анод в таких лампах оказывается невозможной из-за чрезмерного перегрева экранирующей сетки. Последовательность расчета анодноэкранированной модуляции выбираем такой же, как и при анодной модуляции в генераторах, выполняемых на триодах. Для облегчения теплового режима работы второй сетки лампы и для улучшения модуляционной характеристики величину напряжения на второй сетке лампы в режиме несущей частоты выбираем несколько меньшей номинального паспортного значения

$$E_{c2H} = 0,7 E_{c2 \text{ пасп.}}$$

Величина напряжения на второй сетке лампы в максимальном режиме при этом оказывается равной

$$E_{c2 \max} = E_{c2H} (1 + m).$$

При расчете в максимальном режиме цепи управляющей сетки следует учитывать смещение анодносеточной характеристики лампы влево на величину

$$\Delta E_c' = -D_2 \Delta E_{c2} = -D_2 m E_{c2n}.$$

Поэтому при расчете величины напряжения смещения на управляющей сетке лампы следует брать не паспортное значение напряжения сдвига, а его фактическую величину в максимальном режиме:

$$E_{c\max}' = E_{c\text{пасп}} - D_2 m E_{c2n}.$$

Напряжение смещения на управляющую сетку лампы подаем так же, как и при аподной модуляции, автоматически с помощью сеточных токов.

Величину сопротивления смещения определяем по данным расчета сеточной цепи в максимальном режиме:

$$R_c = \frac{|E_{c\max}'|}{I_{c=\max}}.$$

### § 13.5. РАСЧЕТ ИМПУЛЬСНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРА

Современные передающие устройства работают не только в режиме непрерывного генерирования, но и в импульсном режиме. Импульсный режим работы применяется в передатчиках радиолокационных станций и в линиях многоканальной связи с временным уплотнением.

Отличительной особенностью импульсной работы является кратковременность излучения и значительная мощность в импульсах.

Импульсная мощность передатчиков исчисляется десятками, сотнями и даже тысячами киловатт.

Для получения таких величин полезной мощности применяются специальные лампы с высокоэффективным катодом, с эмиссионным импульсным током в десятки ампер.

Рассмотрим особенности расчета импульсного режима работы генератора.

#### Исходные данные

1. Полезная расчетная мощность в импульсе  $P_{\sim n}$ .
2. Рабочая длина волны  $\lambda$  (рабочая частота  $f$ ).
3. Длительность импульса  $\tau$  в микросекундах, частота повторения импульса  $F_n$ .

#### Требуется определить

1. Тип генераторной лампы.
2. Величины токов и напряжений, действующих в цепях лампы генератора в импульсном режиме.
3. Средние показатели генератора.

## Порядок расчета

1. Выбираем тип лампы  
по величине полезной мощности в импульсе

$$P_{\sim \text{ и.ном}} \geq 1,2 P_{\sim \text{ и.расч}}$$

(увеличение расчетной мощности связано с потерями мощности СВЧ в самой лампе);

по рабочей волне генератора

$$\lambda_{\text{раб}} \geq \lambda_{\min \text{ пасп.}}$$

по длительности импульса

$$\tau_{\text{раб}} \leq \tau_{\text{пред.}}$$

2. Рассчитываем импульсный режим работы лампы. При этом следует учитывать особенности работы генераторов УКВ диапазона, в котором применяется импульсный режим. Для повышения к. п. д. генератора величину угла отсечки анодного тока выбираем в пределах  $0 = 50 \div 70^\circ$ .

Общая последовательность расчета режима работы может быть такой же, как и при расчете генераторов более длинных волн, но только в том случае, когда время пролета электронов между катодом и сеткой и катодом и анодом значительно меньше периода колебаний.

Критерием возможности применения общей методики расчета режима работы является соблюдение условия

$$\lambda_{\text{раб}} = \lambda_{\text{гр}} = 3 \cdot 10^4 \frac{d_{\text{с.к.}}}{\sqrt{U_c}},$$

где  $\lambda_{\text{гр}}$  — граничная волна в см, при которой фиктивный угол пролета электронов между сеткой и катодом генераторной лампы не превышает  $12^\circ$ ;

$d_{\text{с.к.}}$  — расстояние между сеткой и катодом в см;

$U_c$  — амплитуда сеточного напряжения.

Для электронных ламп, используемых в радиолокационных передатчиках, это соотношение обычно выполняется для самой короткой волны, указываемой в паспорте.

При расчете режима работы сеточной цепи высоту импульса сеточного тока следует выбирать несколько большей, чем в обычных генераторах:

$$i_{\text{с max}} = (0,2 \div 0,3) i_{\text{а max.}}$$

В ряде случаев общая методика расчета режима работы генератора может оказаться непригодной, так как величина эквивалентного сопротивления контура анодной нагрузки генератора, определяемая из равенства:

$$R_{\text{oe}} = \frac{U_a}{I_{a1}},$$

может оказаться практически недостижимой. В таких случаях предварительно выбирают колебательную систему генератора, находят примерную величину ее эквивалентного сопротивления  $R_{oe}$ , а затем уже выбирают тип электронной лампы.

### Исходные данные

1. Расчетная мощность  $P_{\sim}$ .
2. Рабочая длина волны  $\lambda_{раб.}$ .
3. Длительность импульса  $\tau$ .
4. Частота повторения импульсов  $F_{\pi}$ .
5. Эквивалентное сопротивление контура  $R_{oe}$ .

### Порядок расчета

1. Определяем амплитуду напряжения на контуре

$$U_a = \sqrt{\frac{2 \cdot 1,2 P_{\sim}}{R_{oe}}}.$$

2. Находим амплитуду первой гармоники анодного тока лампы

$$I_{a1} = \frac{U_a}{R_{oe}}.$$

3. Выбираем угол отсечки анодного тока  $\theta = 50 \div 70^\circ$  и определяем высоту импульсов анодного тока

$$i_{max} = \frac{I_{a1}}{\alpha_1}.$$

Расчетная мощность  $P_{\sim}$  расч., рабочая длина волны, допустимая длительность импульса, величина напряжения  $U_a$  и необходимая высота импульса анодного тока будут исходными данными для выбора типа генераторной лампы. Следует также помнить, что при расчете импульсного режима работы необходимо пользоваться параметрами лампы для импульсного режима.

4. По данным, полученным в расчете импульсного режима работы, определяем следующие средние показатели генератора: анодный ток лампы

$$I_{a.cp} = \frac{I_{a-n}}{Q};$$

мощность, отдаваемую источником анодного питания:

$$P_{0cp} = \frac{P_{0n}}{Q};$$

мощность рассеяния на аноде лампы

$$P_{a.cp} = \frac{P_{a.n}}{Q};$$

сеточный ток лампы

$$I_{c,sp} = \frac{I_{c,n}}{Q};$$

мощность рассеяния на сетке

$$P_{c,sp} = \frac{P_{c,n}}{Q};$$

мощность, расходуемую в источнике отрицательного напряжения смещения:

$$P_{0c,sp} = \frac{P_{0c,n}}{Q},$$

где  $Q$  — скважность, равная

$$Q = \frac{T}{\tau} = \frac{1}{\tau F_n}.$$

#### § 13.6. РАСЧЕТ РЕЖИМА РАБОТЫ ПРОМЕЖУТОЧНЫХ КАСКАДОВ ПЕРЕДАТЧИКА

Расчетная мощность промежуточного каскада зависит от величины мощности, потребляемой в цепи сетки последующего каскада. Если последующий каскад является модулируемым, то из всех значений мощности, потребляемой в цепи сетки этого каскада, выбирается ее наибольшее значение. Наибольшая величина мощности возбуждения при сеточной модуляции получается в максимальном режиме работы генератора.

В каскадах с анодной, анодноэкранной модуляцией и в каскадах с модуляцией на защитную сетку наибольшая величина мощности возбуждения будет соответствовать минимальному режиму работы, при котором высота импульсов тока цепи управляющей сетки достигает наибольшей величины. Если минимальный режим работы цепи сетки не рассчитывался, то ориентировочная величина наибольшей мощности, потребляемой в сеточной цепи модулируемого каскада, может быть рассчитана по формуле

$$P_{\sim \text{возб}} = 3P_{\sim \text{с max.}}$$

Для определения расчетной мощности промежуточного каскада следует выбрать к. п. д. контура. Величина коэффициента полезного действия контура промежуточного каскада зависит от места каскада в схеме. В предоконечных промежуточных каскадах к. п. д. контура выбирается в следующих пределах:

$$\eta_k \approx 0,5 \div 0,7.$$

В расчете электрического режима работы обычно не учитываются потери мощности во вспомогательных элементах схемы. Поэтому во всех случаях расчетная мощность промежуточного каскада должна не менее чем в два раза превышать максимальное значение мощности возбуждения последующего каскада.

В первых промежуточных каскадах, следующих после автогенератора, к. п. д. контура выбирается в следующих пределах:

$$\eta_k \approx 0,1 \div 0,3.$$

Предоконечные каскады мощных передатчиков, выполняемых по двухтактной схеме, нередко выполняются также по двухтактной схеме.

Промежуточные каскады могут быть каскадами усиления немодулированных колебаний и модулируемыми каскадами.

В передатчиках коротких и ультракоротких волн промежуточные каскады работают как умножители частоты.

Первый промежуточный каскад, связанный с автогенератором, работает обычно в буферном режиме. В отдельных случаях буферный каскад работает и как умножитель частоты.

Расчет электрического режима работы промежуточных каскадов, работающих как усилители немодулированных колебаний и как модулируемый каскад, производится в той же последовательности, как и расчет оконечных каскадов.

Промежуточные каскады передатчиков обычно работают в перенапряженном режиме, при котором получается устойчивое значение напряжения на контуре анодной нагрузки. Для получения такого режима обычно поступают следующим образом. При настройке контура конденсатором переменной емкости каскад становится в критический или слегка перенапряженный режим работы для самой малой рабочей частоты, когда емкость контура максимальна, тогда при уменьшении емкости контура на других, более высоких частотах каскада, его эквивалентное сопротивление будет возрастать, что приведет к переходу генератора в перенапряженный режим работы.

В случаях настройки контура переменной индуктивностью критический режим или слегка перенапряженный режим работы выбирается для самой высокой рабочей частоты генератора, когда индуктивность минимальна. Увеличение индуктивности контура на более низких частотах тоже приведет к переводу генератора в перенапряженный режим работы.

### Расчет режима работы умножителя частоты

Принцип работы умножителя частоты основан на использовании высших гармоник анодного тока лампы, работающей колебаниями второго рода. Для получения колебаний повышенной частоты контур анодной нагрузки настраивается в резонанс с частотой одной из высших гармоник анодного тока.

Величина амплитуды высшей гармоники анодного тока лампы при неизменном по высоте импульсе анодного тока примерно в  $n$  раз меньше, чем амплитуда первой гармоники тока. Если полагать, что коэффициент использования анодного напряжения в режиме умножения частоты будет таким же, как и при работе

в режиме усиления колебаний, то величина полезной мощности будет в  $n$  раз меньше мощности режима усиления колебаний

$$P_{\sim n} \approx \frac{P_{\sim}}{n}. \quad (13.7)$$

Отношение амплитуды переменной составляющей анодного тока лампы к постоянной составляющей тока в режиме умножения получается меньшее, чем в режиме усиления колебаний:

$$\gamma_n = \frac{\alpha_n}{\alpha_0} < \frac{\alpha_1}{\alpha_0}.$$

Уменьшение коэффициента  $\gamma_n$  приводит к снижению к. п. д. каскада и к увеличению мощности рассеяния на аноде лампы.

В режиме удвоения частоты к. п. д. генератора уменьшается до значения

$$\eta_2 \approx 0,45 \div 0,55,$$

а в режиме утроения частоты

$$\eta_3 \approx 0,35 \div 0,45.$$

Соответственно с этим возрастает мощность рассеяния на аноде лампы:

в режиме удвоения частоты

$$P_{a2} \approx (0,8 \div 1,2) P_{\sim}; \quad (13.8)$$

в режиме утроения частоты

$$P_{a3} \approx (1,2 \div 1,8) P_{\sim}. \quad (13.9)$$

Оптимальное значение угла отсечки анодного тока для умножения частоты определяется из соотношения

$$\theta_n = \frac{120^\circ}{n}.$$

Для удвоения частоты оптимальный угол отсечки оказывается равным  $\theta = 60^\circ$ , а для утроения частоты — соответственно  $\theta = 40^\circ$ .

В практических устройствах во избежание чрезмерного увеличения напряжения возбуждения и напряжения смещения величину угла отсечки выбирают несколько большей:

при удвоении частоты

$$\theta = 65 \div 70^\circ;$$

при утроении частоты

$$\theta = 45 \div 55^\circ.$$

Величина полезной мощности, которую может отдать лампа в режиме умножения частоты [см. (13.7)], или величина мощности рассеяния на аноде лампы [см. (13.8) и (13.9)] могут быть взяты как исходные данные для выбора типа лампы умножителя.

В каскадах умножения частоты обычно используются пентоды и лучевые тетроды с высокоэффективным катодом и значительным коэффициентом усиления мощности.

### Исходные данные

1. Расчетная мощность умножителя  $P_{\sim n}$ .
2. Величина умножения частоты  $n$ .
3. Высшая рабочая частота умножителя  $f_{\max}$ .

Требуется определить

1. Тип лампы.
2. Электрический режим работы анодной и сеточной цепей лампы.

### Порядок расчета

1. Выбираем тип лампы
  - по величине полезной мощности

$$P_{\sim n} \leq \frac{P_{\sim \text{ном}}}{n},$$

- по величине допустимой мощности рассеяния на аноде лампы в режиме умножения частоты

$$P_{a,n} \leq P_{a,\text{доп.}}$$

Мощность рассеяния на аноде лампы в режиме умножения частоты находим по формулам (13.8) и (13.9).

Максимально допустимая частота, указанная в паспорте лампы, должна удовлетворять обычному соотношению

$$f_{\max \text{ пасп}} \geq f_{\max \text{ раб.}}$$

2. Рассчитываем электрический режим работы лампы.

При использовании ламп с высокоэффективным катодом напряжение источника анодного питания следует выбирать равным или несколько меньшим напряжения, указанного в паспорте лампы:

$$E_{a,i} \leq E_{a,\text{пасп.}}$$

Затем выбираем угол отсечки анодного тока в указанных ранее пределах и определяем следующие величины:

коэффициенты разложения импульса тока

$$\alpha_0 \text{ и } \alpha_n;$$

критическое значение коэффициента использования анодного напряжения

$$\xi_{kp} \approx 1 - \frac{2P_{\sim n}}{\alpha_n S_{kp} E_a^2}.$$

В отдельных случаях величину  $\xi_{kp}$  с целью уменьшения необходимого эквивалентного сопротивления контура снижаем до значения

$$\xi = 0,8;$$

амплитуду напряжения на контуре

$$U_{an} = \xi_{kp} E_a;$$

амплитуду соответствующей высшей гармоники анодного тока лампы

$$I_{an} = \frac{2P_{\sim n}}{U_{an}};$$

высоту импульса анодного тока лампы

$$i_{max} = \frac{I_{an}}{\alpha_n} \leq I_e;$$

постоянную составляющую анодного тока лампы

$$I_{ae} = \alpha_0 i_{max};$$

мощность, потребляемую от источника анодного питания:

$$P_0 = E_a I_{ae};$$

мощность рассеяния на аноде лампы

$$P_{an} = P_0 - P_{\sim n};$$

коэффициент полезного действия

$$\eta_n = \frac{P_{\sim n}}{P_0};$$

величину эквивалентного сопротивления контура

$$R_{oe} = \frac{U_{an}}{I_{an}};$$

амплитуду напряжения возбуждения

$$U_c \approx \frac{i_{max}}{S(1 - \cos \theta_n)};$$

величину отрицательного напряжения смещения

$$E_c = E'_c - U_c \cos \theta_n.$$

Другие величины, характеризующие работу сеточной цепи умножителя, рассчитываем в обычной последовательности.

**Пример 13.2.** Рассчитать удвоитель частоты мощностью  $P_{\sim} = 35 \text{ вт}$  на максимальную частоту колебаний  $f_{\max} = 15 \text{ Мгц}$ .

### Решение

1. Выбираем тип ламп

$$P_{\sim\text{ном}} \geq n P_{\sim\text{расч}} = 2 \cdot 35 = 70 \text{ вт.}$$

$$P_{\text{ан}} \approx (0,8 \div 1) P_{\sim\text{расч}} = 35 \text{ вт.}$$

Полученным значениям  $P_{\sim\text{ном}}$  и  $P_{\text{ан}}$  удовлетворяет лампа ГУ-50 со следующими параметрами:

$$E_a = 1000 \text{ в}, \quad I_e = 450 \text{ ма}, \quad S = 5 \text{ ма/в},$$

$$S_{kp} = 4 \text{ ма/в}; \quad E'_c = -35 \text{ в}, \quad P_{\text{адоп}} = 40 \text{ вт},$$

$$E_{c2} = 250 \text{ в.}$$

2. Выбираем угол отсечки анодного тока  $\theta = 70^\circ$ .

$$\alpha_0 = 0,253, \quad \alpha_2 = 0,267.$$

3. Принимаем

$$E_a = E_{a\text{.наст}} = 1000 \text{ в.}$$

4. Находим критическое значение коэффициента использования анодного напряжения

$$\xi_{kp} \approx 1 - \frac{2P_{\sim}}{\alpha_n S_{kp} E_a^2} = 1 - \frac{2 \cdot 35}{0,267 \cdot 4 \cdot 10^{-3} \cdot 1000^2} = 0,934.$$

Принимаем  $\xi_{kp} = 0,9$ .

5. Определяем амплитуду напряжения на контуре

$$U_a = \xi_{kp} \cdot E_a = 0,9 \cdot 1000 = 900 \text{ в.}$$

6. Находим амплитуду второй гармоники анодного тока лампы

$$I_{a2} = \frac{2P_{\sim}}{U_a} = \frac{2 \cdot 35}{900} = 0,078 \text{ а.}$$

7. Рассчитываем высоту импульса анодного тока лампы

$$i_{\max} = \frac{I_{a2}}{\alpha_2} = \frac{0,078}{0,267} = 0,29 \text{ а.}$$

8. Вычисляем постоянную составляющую анодного тока лампы

$$I_{a0} = \alpha_0 i_{\max} = 0,253 \cdot 0,29 = 0,074 \text{ а.}$$

9. Определяем мощность, отдаваемую источником анодного питания

$$P_0 = E_a \cdot I_{a0} = 1000 \cdot 0,074 = 74 \text{ вт.}$$

10. Находим мощность рассеяния на аноде лампы

$$P_{\text{ан}} = P_0 - P_{\sim} = 74 - 35 = 39 \text{ вт} < P_{\text{адоп}} = 40 \text{ вт.}$$

11. Вычисляем к. п. д. генератора

$$\eta_2 = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{35}{74} = 0,472.$$

12. Рассчитываем эквивалентное сопротивление контура

$$R_{oe} = \frac{U_a}{I_{a2}} = \frac{900}{0,078} = 11500 \text{ ом.}$$

13. Определяем амплитуду напряжения возбуждения

$$U_c \approx \frac{i_{\max}}{S(1 - \cos \theta)} = \frac{0,29}{5 \cdot 10^{-3}(1 - 0,345)} \approx 89 \text{ в.}$$

14. Находим напряжение смещения

$$E_c \approx E'_c - U_c \cos \theta = -35 - 89 \cdot 0,345 = -66 \text{ в.}$$

15. Вычисляем угол отсечки сеточного тока

$$\cos \theta_c = -\frac{E_c}{U_c} = -\frac{66}{89} = 0,74,$$

$$\theta_c = 42^\circ, \quad a_{0c} = 0,154, \quad a_{1c} = 0,292.$$

16. Определяем высоту импульса сеточного тока

$$i_{c \max} = (0,03 \div 0,08) i_{\max} = 0,05 \cdot 0,29 = 0,0145 \text{ а.}$$

17. Находим амплитуду первой гармоники и постоянную составляющую сеточного тока

$$I_{c1} = a_{1c} i_{c \max} = 0,292 \cdot 14,5 = 4,2 \text{ ма,}$$

$$I_c = a_{0c} i_{c \max} = 0,154 \cdot 14,5 = 2,2 \text{ ма.}$$

18. Определяем мощность возбуждения

$$P_{\sim c} = \frac{1}{2} U_c I_{c1} = \frac{1}{2} 89 \cdot 0,0042 = 0,187 \text{ вт.}$$

19. Рассчитываем мощность, расходуемую в источнике отрицательного напряжения смещения:

$$P_{0c} = -E_c I_c = -66 \cdot 0,0022 = 0,145 \text{ вт.}$$

20. Находим мощность рассеяния на сетке

$$P_c = P_{\sim c} - P_{0c} = 0,187 - 0,145 = 0,042 \text{ вт.}$$

21. Определяем высоту импульса и постоянную составляющую тока второй сетки

$$i_{c2} = 30 \text{ ма,}$$

$$I_{c2} = 0,7 a_0 i_{c2} = 0,7 \cdot 0,253 \cdot 30 = 5,3 \text{ ма.}$$

22. Рассчитываем мощность рассеяния на второй сетке

$$P_{c2} = E_{c2} \cdot I_{c2} = 250 \cdot 0,0053 = 1,3 \text{ вт} < P_{c2 \text{ доп.}}$$

### Расчет режима работы буферного каскада

Буферным каскадом называется промежуточный каскад передатчика, лампа которого работает без токов в цепи управляющей сетки. Высота импульса анодного тока лампы в режиме работы без сеточных токов не может быть больше тока лампы при напряжении на управляющей сетке, равным нулю:

$$i_{\max} < I_0.$$

Обычно выбирают

$$i_{\max} = (0,7 \div 0,8) I_0.$$

Для буферных каскадов выбирают лампу с левой характеристикой. Возможность использования лампы данного типа в буфер-

ном каскаде можно проверить вычислением примерной мощности лампы при использовании только левой части ее характеристики:

$$P_{\sim \text{буф}} \approx \frac{E_a I_0}{7}. \quad (13.10)$$

Величина  $I_0$  определяется или по характеристикам лампы или по формуле

$$I_0 = S |E_c'|.$$

Нижний угол отсечки анодного тока лампы с целью увеличения полезной мощности выбирают в следующих пределах:

$$\theta = 100 \div 120^\circ.$$

В отдельных случаях буферный каскад используется одновременно и как умножитель частоты.

Примерное значение мощности буферного каскада, работающего в режиме умножения частоты, можно определить по следующей формуле:

$$P_{\sim n \text{ буф}} \approx \frac{E_a \cdot I_0}{n \cdot 7}, \quad (13.11)$$

где  $n$  — номер используемой гармоники.

После выбора типа лампы в соответствии с формулами (13.10) или (13.11) режим работы рассчитывается в обычной последовательности.

### § 13.7. РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ КОНТУРОВ И ЭЛЕМЕНТОВ СВЯЗИ С НАГРУЗКОЙ

Расчет элементов колебательных контуров и элементов связи с нагрузкой является весьма важной частью проектирования радиопередающих устройств. От степени правильности выбора элементов колебательных контуров и их связи с целью нагрузки зависят все физические свойства генератора: режим работы, величина полезной мощности, к. п. д. и др. Наибольшие трудности в расчете элементов схемы встречаются при расчете диапазонных генераторов. Сохранение неизменной необходимой величины эквивалентного сопротивления контура анодной нагрузки в широком диапазоне частот в ряде случаев оказывается затруднительным.

Для уменьшения пределов изменения эквивалентного сопротивления контура всегда стремятся понизить коэффициент перекрытия диапазона. В современных передающих устройствах он обычно выбирается в следующих пределах:

$$K_{\text{ппд}} = 1,3 \div 1,7.$$

Если фактическая величина  $K_{\text{пп}}$  оказывается больше указанной, то необходимое число поддиапазонов можно определить из формулы

$$N_{\text{пп}} = \frac{\lg K_{\text{д}}}{\lg K_{\text{пп}}}, \quad (13.12)$$

где  $K_{\text{д}}$  — рабочее значение коэффициента перекрытия по диапазону.

$$K_{\text{д}} = \frac{\lambda_{\text{max}}}{\lambda_{\text{min}}}.$$

Полученную из формулы (13.12) величину округляют до ближайшего большего целого числа. Затем находят коэффициент перекрытия в поддиапазонах

$$K_{\text{пп}} = \sqrt[N_{\text{пп}}]{K_{\text{д}}}. \quad (13.13)$$

Последовательность расчета элементов контура и элементов связи с нагрузкой зависит от выбранного метода настройки контуров и от схемы связи с нагрузкой. Настройка контура в резонанс может производиться переменной емкостью и переменной индуктивностью. Настройка переменной емкостью производится преимущественно в маломощных передатчиках. Примерные пределы изменения емкости контурных конденсаторов приведены в табл. 13.1.

Т а б л и ц а 13.1

Анодное напряжение $\theta$	Максимальная емкость $n\phi$	Коэффициент перекрытия	Примечание
750—1000	500—250	10—8	
1500—2000	250—100	8—5	
3000—4000	100—70	5—4	
7000—10000	70—40	3—2	Сдвоенные

В коротковолновых передатчиках и во всех передатчиках большой мощности настройка контуров производится переменной индуктивностью.

При передаче мощности в нагрузку используются все виды электрической связи: трансформаторная, автотрансформаторная и емкостная. Исходными для расчета данными при любом методе настройки контуров служат следующие величины: рабочий диапазон волн (частот), необходимая величина эквивалентного сопротивления контура и его к. п. д., расчетная величина напряжения на зажимах контура.

В зависимости от метода расчета в качестве дополнительных известных величин могут быть использованы добротность ненагруженного контура

$$Q = 100 \div 200$$

или его затухание

$$d = 0,01 \div 0,005;$$

сопротивление потерь в контуре

$$r_k = 0,5 \div 3 \text{ ом};$$

средняя емкость контура

$$C_{cp} n\phi = (1 \div 2) \lambda_{cp} \text{ м.}$$

Для расчета элементов связи необходимо иметь данные о сопротивлении настроенного антенного контура или волновом сопротивлении фидера и данные о возможных пределах изменения коэффициента бегущей волны фидера.

Рассмотрим некоторые из методов расчета элементов контура и элементов связи с нагрузкой.

#### Расчет элементов контура, настраиваемого конденсатором переменной емкости

(фиг. 13. 4)

#### Исходные данные

1. Мощность, передаваемая в антенну,  $P_{\sim A}$ .
2. Необходимая величина эквивалентного сопротивления контура  $R_{oe}$ .
3. Расчетная величина к. п. д. контура  $\eta_k$ .
4. Рабочий диапазон волн  $\lambda_{min} \text{---} \lambda_{max}$ .
5. Сопротивление потерь в антенном контуре  $r_A$  или волновое сопротивление фидера.

Требуется определить

1. Индуктивность контурной катушки и пределы изменения емкости конденсатора.
2. Элементы связи с нагрузкой.
3. Величину тока в контуре.
4. Число вольтампер реактивной мощности контура.

#### Порядок расчета

1. Выбираем величину сопротивления потерь в контуре

$$r_k = 0,5 \div 3 \text{ ом.}$$

2. Определяем вносимое в контур сопротивление

$$r_{vn} = \frac{\eta_k \cdot r_k}{1 - \eta_k}.$$

### 3. Находим волновое сопротивление контура

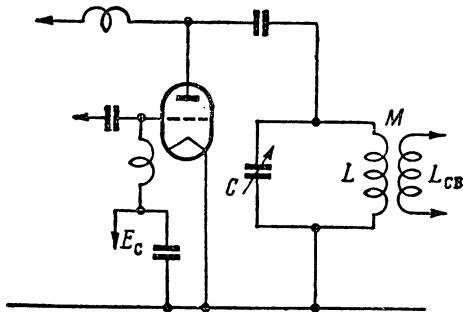
$$\rho = \sqrt{R_{oe}(r_k + r_{bh})}.$$

О правильности выбора сопротивления потерь можно судить по величине добротности ненагруженного контура:

$$Q_0 = \frac{\rho}{r_k} = 100 \div 250.$$

Если величина  $Q_0$  получается чрезмерно большой, то следует увеличить значения сопротивления потерь в контуре.

### 4. Определяем индуктивность контурной катушки



Фиг. 13.4. Генератор с контуром, настраиваемым конденсатором.

$$L = \frac{\rho}{\omega_{cp}},$$

где

$$\omega_{cp} = \frac{\omega_{min} + \omega_{max}}{2}.$$

### 5. Рассчитываем пределы изменения емкости контура

$$C_{k\min} = \frac{0,282\lambda_{min}^2}{L},$$

$$C_{k\max} = \frac{0,282\lambda_{max}^2}{L},$$

где приведенные величины выражены:

$C$  в  $n\phi$ ,  $L$  в  $\mu\text{гн}$ ,  $\lambda$  в  $m$ .

### 6. Находим величину емкости, вносимой в контур:

$$C_{bh} = C_m + C_{вых.л.}$$

$C_m$  — емкость монтажной схемы — выбираем в пределах 15—50  $n\Phi$  или полагаем равной выходной емкости лампы

$$C_m \approx C_{\text{вых.л.}}$$

7. Определяем пределы изменения емкости контурного конденсатора

$$C_{\min} = C_{\kappa \min} - C_{\text{вн}},$$

$$C_{\max} = C_{\kappa \max} - C_{\text{вн}}.$$

Если величина  $C_{\min}$  оказывается слишком малой и практически невыполнимой, то следует выбрать несколько меньшую величину сопротивления потерь.

Для обеспечения настройки в заданном диапазоне волн изменяем найденные величины емкости конденсатора примерно на 10%:

$$C = 0,9C_{\min} \div 1,1C_{\max}.$$

Если величина  $0,9C_{\min}$  оказывается чрезмерно большой, то в схему контура вводим дополнительный конденсатор, чтобы получить приемлемое значение минимальной емкости контурного конденсатора.

8. Определяем ток в контуре

$$I_{\kappa \cdot \text{эф}} = \frac{U_a}{\sqrt{2\rho}}.$$

9. Находим число вольтампер реактивной мощности

$$\vartheta a = I_{\kappa \cdot \text{эф}}^2 \rho.$$

Величины напряжения  $U_a$ , тока  $I_{\kappa \cdot \text{эф}}$  и число вольтампер являются исходными для выбора типов катушки и конденсатора.

10. Определяем необходимую величину сопротивления связи

$$X_{\text{св}} = \sqrt{r_{\text{вн}} r_A}$$

или

$$X_{\text{св}} = \sqrt{r_{\text{вн}} \cdot \rho_\Phi}.$$

11. Находим величину взаимоиндукции

$$M = \frac{X_{\text{св}}}{\omega_{\text{ср}}}.$$

## 12. Выбираем величину коэффициента связи

$$k_m = 0,3 \div 0,4$$

и находим индуктивность катушки связи

$$L_{cb} = \frac{M^2}{k_m^2 L}.$$

Если связь с нагрузкой автотрансформаторная, то необходимая индуктивность связи определяется по формуле

$$L_{cb} = \frac{X_{cb}}{\omega_{cp}}.$$

Если коэффициент бегущей волны в фидере отличается от единицы, то при расчете элементов связи следует учитывать и активную и реактивную составляющие входного сопротивления фидера

$$X_{cb} = \sqrt{r_{bh} \frac{Z_{bx}^2}{R_{bx}}},$$

где

$$Z_{bx}^2 = R_{bx}^2 + X_{bx}^2,$$

$$R_{bx\ max} = K_{\delta,b} \rho_\phi$$

или

$$R_{bx\ max} = \frac{\rho_\phi}{K_{\delta,b}},$$

$$X_{bx} = \pm \frac{1 - K_{\delta,b}^2}{2 K_{\delta,b}} \rho_\phi.$$

**Расчет элементов контура, настраиваемого  
переменной индуктивностью**

(фиг. 13. 5)

Исходные данные и элементы, подлежащие определению, те же, что и в предыдущем варианте расчета.

### Порядок расчета

1. Выбираем величину сопротивления потерь в контуре

$$r_k = 0,5 \div 3 \text{ ом.}$$

2. Определяем вносимое в контур сопротивление

$$r_{\text{вн}} = \frac{\eta_k r_k}{1 - \eta_k}.$$

3. Находим волновое сопротивление контура

$$\rho = \sqrt{R_{\text{oe}}(r_k + r_{\text{вн}})}.$$

Правильность выбора  $r_k$  проверяем по величине

$$Q_0 = \frac{\rho}{r_k} \approx 100 \div 250.$$

4. Определяем емкость контура

$$C_k = \frac{1}{\omega_{\text{cp}} \rho}.$$

5. Рассчитываем пределы изменения индуктивности контура

$$L_{\text{min}} = \frac{0,282 \lambda_{\text{min}}^2}{C_k},$$

$$L_{\text{max}} = \frac{0,282 \lambda_{\text{max}}^2}{C_k}.$$

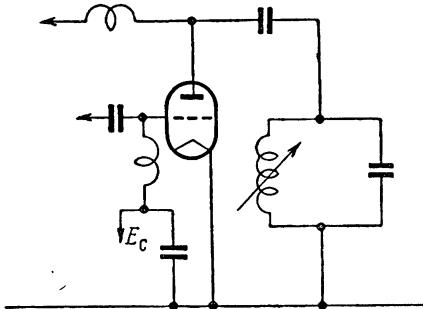
6. Определяем емкость контурного конденсатора

$$C = C_k - C_{\text{вн}},$$

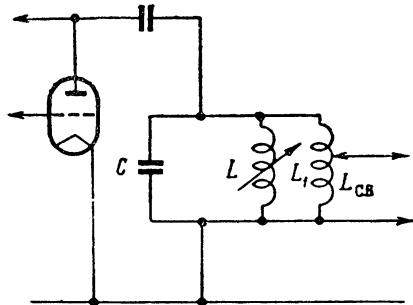
где

$$C_{\text{вн}} = C_m + C_{\text{вых.л.}}$$

При настройке контура переменной индуктивностью связь с нагрузкой может быть или автотрансформаторной или емкостной.



Фиг. 13.5. Генератор с контуром, настраиваемым переменной индуктивностью.



Фиг. 13.6. Схема автотрансформаторной связи с нагрузкой.

Для осуществления автотрансформаторной связи (фиг. 13.6) параллельно контуру подключается дополнительная катушка  $L_1$

с индуктивностью, в 4—5 раз большей, чем индуктивность контурной катушки.

Эквивалентная индуктивность контура в этом случае, как известно, оказывается равной

$$L_s = \frac{L \cdot L_1}{L + L_1}.$$

Величину индуктивности связи с достаточной для практики точностью можно определить по формуле

$$L_{\text{св}} \approx \frac{L_1}{0,9\chi},$$

где

$$\chi = \frac{U_a}{U_{\text{вх.ф}}},$$

$U_{\text{вх.ф}}$  — амплитуда напряжения на входе фидера.

На фиг. 13.7 приведена схема емкостной связи с фидером.

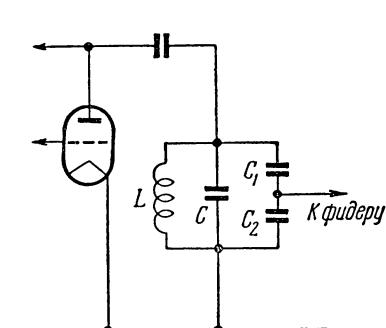
При расчете емкостной связи с фидером обычно задается величиной общей емкости делителя напряжения

$$C_{\text{дел}} = 30 \div 50 \text{ n}\phi.$$

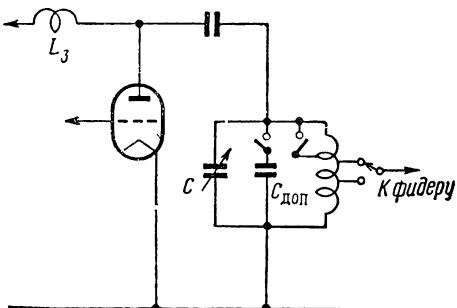
Затем определяем емкости плеч делителя

$$C_2 \approx 0,9\chi C_{\text{дел}},$$

$$C_1 \approx \frac{0,9\chi}{0,9\chi - 1} C_{\text{дел}}.$$



Фиг. 13.7. Схема емкостной связи с нагрузкой.



Фиг. 13.8. К примеру расчета элементов схемы генератора.

Следует помнить, что емкость делителя входит в схему контура. Поэтому при определении емкости контурного конденсатора следует пользоваться следующей формулой:

$$C = C_k - C_m - C_{\text{вых.л}} - C_{\text{дел}}.$$

**Пример 13.3.** Рассчитать элементы контура и элементы связи генератора.

### Исходные данные

1. Мощность, передаваемая в антенну,  $P_{\text{ант}} = 600 \text{ вт}$ .
2. Необходимая величина сопротивления контура  $R_{\text{ог}} = 2500 \text{ ом}$ .
3. Диапазон волн  $\lambda = 20 \div 40 \text{ м}$ .
4. Связь с антенной посредством фидера с волновым сопротивлением  $\rho_{\Phi} = 400 \text{ ом}$ .
5. Коэффициент бегущей волны  $K_{\text{б.в.}} = 0,6 \div 0,8$ .
6. К. п. д. контура  $\eta_{\text{к}} = 0,8$ .
7. Выходная емкость лампы  $C_{\text{вых}} = 22,5 \text{ нФ}$ .

Требуется определить

1. Элементы контура.
2. Элементы связи с фидером.
3. Элементы схемы генератора (фиг. 13.8).

### Порядок расчета

1. Определяем число поддиапазонов генератора.  
Находим общий коэффициент перекрытия диапазона

$$K_{\text{д}} = \frac{\lambda_{\text{max}}}{\lambda_{\text{min}}} = \frac{40}{20} = 2.$$

При таком значении  $K_{\text{д}}$  можно ограничиться двумя поддиапазонами

$$K_{\text{под}} = \sqrt{K_{\text{д}}} = \sqrt{2} = 1,41.$$

Выбираем

$$K_{\text{под1}} = 1,5, \quad K_{\text{под2}} = 1,36$$

и определяем граничные волны каждого поддиапазона:

первый поддиапазон  $\lambda = 20 \div 30 \text{ м}$ ,  
второй поддиапазон  $\lambda = 29,5 \div 40 \text{ м}$ .

2. Рассчитываем элементы контура первого поддиапазона.  
Выбираем величину сопротивления потерь в контуре

$$r_{\text{к}} = 1 \text{ ом};$$

находим вносимое в контур сопротивление

$$r_{\text{вн}} = \frac{\eta_{\text{к}}}{1 - \eta_{\text{к}}} r_{\text{к}} = \frac{0,8}{1 - 0,8} \cdot 1 = 4 \text{ ом};$$

определяем волновое сопротивление контура

$$\rho = \sqrt{R_{\text{ог}} (r_{\text{к}} + r_{\text{вн}})} = \sqrt{2500 (1 + 4)} = 112 \text{ ом};$$

находим индуктивность контура

$$L = \frac{\rho}{\omega_{\text{ср}}} = \frac{112}{6,28 \cdot \frac{15 + 10}{2} \cdot 10^6} = 1,41 \text{ мкГн};$$

рассчитываем пределы изменения емкости контура

$$C_{k \min} = \frac{0,282\lambda_{\min}^2}{L} = \frac{0,282 \cdot 20^2}{1,41} \approx 80 \text{ nф},$$

$$C_{k \max} = \frac{0,282\lambda_{\max}^2}{L} = \frac{0,282 \cdot 30^2}{1,41} \approx 180 \text{ nф};$$

находим пределы изменения емкости контурного конденсатора

$$C_{\text{вн}} = C_m + C_{\text{вых}} \approx 22,5 + 22,5 = 45 \text{ нФ},$$

$$C_{\min} = C_{k \min} - C_{\text{вн}} = 80 - 45 = 35 \text{ нФ},$$

$$C_{\max} = C_{k \max} - C_{\text{вн}} = 180 - 45 = 135 \text{ нФ}.$$

Следовательно, выбираем конденсатор емкостью

$$C = 0,8C_{\min} \div 1,1C_{\max} \approx 28 \div 150 \text{ нФ}.$$

3. Рассчитываем элементы контура второго поддиапазона, используя ту же последовательность.

Полагая  $r_k = 1 \text{ ом}$ , находим вносимое сопротивление

$$r_{\text{вн}} = \frac{\eta_k}{1 - \eta_k} r_k = \frac{0,8}{1 - 0,8} \cdot 1 = 4 \text{ ом};$$

волновое сопротивление

$$\rho = \sqrt{R_{\text{oe}}(r_k + r_{\text{вн}})} = \sqrt{2500(1 + 4)} = 112 \text{ ом};$$

индуктивность контура

$$L_2 = \frac{\rho}{\omega_{\text{cp}}} = \frac{112}{6,28 \frac{7,5 + 10,2}{2} \cdot 10^6} = 2 \text{ мкГн};$$

пределы изменения емкости контура

$$C_{k \min} = \frac{0,282\lambda_{\min}^2}{L} = \frac{0,282 \cdot 29,5^2}{2} = 122 \text{ нФ},$$

$$C_{k \max} = \frac{0,282\lambda_{\max}^2}{L} = \frac{0,282 \cdot 40^2}{2} = 225 \text{ нФ};$$

пределы изменения емкости конденсатора

$$C_{\min} = C_{k \min} - C_{\text{вн}} = 122 - 45 = 77 \text{ нФ},$$

$$C_{\max} = C_{k \max} - C_{\text{вн}} = 225 - 45 = 180 \text{ нФ}.$$

Вводим в схему дополнительный конденсатор

$$C'_{\text{доп}} = C_{\min 2} - C_{\min 1} = 77 - 28 = 49 \text{ нФ},$$

$$C''_{\text{доп}} = C_{\max 2} - C_{\max 1} = 180 - 135 = 45 \text{ нФ}.$$

Выбираем  $C_{\text{доп}} = 47 \text{ нФ}$ .

4. Рассчитываем элементы связи.

Выбираем автотрансформаторную связь.

Определяем сопротивление связи.

Находим входное сопротивление фидера

$$R_{\text{вх max}} = \frac{\rho_{\Phi}}{K_{6, \text{в}}} = \frac{400}{0,7} = 570 \text{ ом},$$

$$X_{\text{вх}} = \frac{1 - K_{6, \text{в}}^2}{2K_{6, \text{в}}} \rho_{\Phi} = \frac{1 - 0,7^2}{2 \cdot 0,7} \cdot 400 = 140 \text{ ом},$$

$$Z_{\text{вх}}^2 = R_{\text{вх}}^2 + X_{\text{вх}}^2 = 570^2 + 140^2 = 3,43 \cdot 10^5, \quad Z_{\text{вх max}} = 587 \text{ ом}.$$

$$X_{\text{св}} = \sqrt{r_{\text{вн}} \frac{Z_{\text{вх}}^2}{R_{\text{вх}}}} = \sqrt{4 + \frac{3,43 \cdot 10^5}{570}} = 49 \text{ ом}.$$

Находим индуктивность связи

$$L_{\text{св1}} = \frac{X_{\text{св}}}{\omega_{\text{ср1}}} = \frac{49}{79 \cdot 10^6} = 0,71 \text{ мкГн},$$

$$L_{\text{св2}} = \frac{X_{\text{св}}}{\omega_{\text{ср2}}} = \frac{49}{55,8 \cdot 10^6} = 0,88 \text{ мкГн}.$$

Находим емкость разделительного конденсатора

$$C_p \geq \frac{50}{\omega_{\min} R_{\text{oe}}} = \frac{50 \cdot 10^{12}}{47 \cdot 10^6 \cdot 2500} = 53 \text{ нФ}.$$

Принимаем  $C_p \approx 60 \text{ нФ}$ .

Определяем индуктивность заградительного дросселя

$$L_3 = (10 \div 20) L = 20 \cdot L_2 = 20 \cdot 2 = 40 \text{ мкГн}.$$

---

## Глава XIV

### РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРОВ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

#### § 14.1. РАСЧЕТ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРОВ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ (АВТОГЕНЕРАТОРОВ)

Генераторы с самовозбуждением радиопередающих устройств являются, как правило, маломощными. Их мощность не превышает нескольких ватт. Ограничение мощности генераторов с самовозбуждением обусловливается главным образом требованием стабильности частоты колебаний.

Выбор расчетной мощности генератора, типа его лампы, режима работы лампы и связи генератора с последующим каскадом подчинен в основном требованию стабильности частоты генератора.

Коэффициент полезного действия контура генератора во избежание влияния других цепей на частоту колебаний не должен выходить за пределы

$$\eta_k \approx 0,1 \div 0,2.$$

Если последующий каскад работает в буферном режиме, то потребителем полезной мощности анодной цепи генератора будет сопротивление потерь его контура и сеточная цепь его лампы.

Величина расчетной мощности генератора в общем случае определяется по формуле

$$P_{\sim \text{расч}} = \frac{P_{\sim c}}{\eta_k},$$

где  $P_{\sim c}$  — мощность возбуждения цепи сетки последующего каскада.

При работе последующего каскада в буферном режиме величина расчетной мощности выбирается в пределах

$$P_{\sim \text{расч}} \approx (1 \div 3) \text{ вт.}$$

Для работы в генераторе могут быть использованы лампы любого типа: триоды, лучевые тетроды и пентоды. При выборе типа лампы следует иметь в виду, что:

1) номинальная мощность лампы во всех случаях должна быть больше расчетной.

Неполное использование минимальной мощности лампы позволяет понизить анодное напряжение, высоту импульсов анодного тока, необходимую величину эквивалентного сопротивления контура, облегчить тепловой режим работы лампы и, в конечном счете, повысить стабильность частоты генератора;

2) при использовании в генераторе триода уменьшается число источников питания и, следовательно, влияние их нестабильности на частоту;

3) для получения неизменного напряжения на выходе генератор должен быть поставлен в перенапряженный режим. Работа триода в перенапряженном режиме связана со значительным увеличением тока сеточной цепи, влияющего на стабильность частоты. С этой точки зрения использование в генераторе пентода или лучевого тетрода предпочтительнее, так как перенапряженный режим работы у этих ламп может быть получен не по управляемой сетке, а по второй сетке. Ток первой сетки лампы будет небольшим, следовательно, и реакция сеточных токов на частоту колебаний будет незначительной.

Исходным расчетным режимом работы обычно является критический режим. Получения же перенапряженного режима добиваются выбором элементов схемы контура.

Если контур генератора настраивается конденсатором переменной емкости, то критического режима работы добиваются для максимальной рабочей волны генератора.

Уменьшение емкости контура при переходе на другие рабочие волны приведет генератор в перенапряженный режим работы.

Для случая настройки контура переменной индуктивностью критический режим работы устанавливается для минимальной волны генератора. Увеличение индуктивности контура при перестройке на более длинные волны также переводит генератор в перенапряженный режим работы.

Коэффициент перекрытия по диапазону контура генератора с самовозбуждением обычно небольшой ( $k_d = 1,4 \div 1,6$ ), поэтому генератор на любой волне будет работать лишь в слегка перенапряженном режиме.

Величина нижнего угла отсечки анодного тока обычно выбирается в пределах  $70\text{--}90^\circ$ .

Для облегчения начальных условий самовозбуждения напряжение смещения на управляющую сетку лампы всегда подается автоматически с помощью сеточных токов.

Поэтому при выборе тетрода или пентода с номинальной мощностью, превышающей расчетную мощность генератора, приходится понижать напряжение на экранирующей сетке с тем, чтобы анодносеточная характеристика лампы сместилась бы вправо и тогда при расчетном напряжении возбуждения в сеточной цепи лампы возник бы ток.

Расчет электрического режима работы генератора с самовозбуждением производится в той же последовательности, как и расчет генератора на заданную мощность: в качестве исходных величин берутся расчетная мощность, выбранный нижний угол отсечки анодного тока, рабочая длина волны и выбранное напряжение анодного питания или высота импульса анодного тока лампы.

Если генератор с самовозбуждением выполняется по схеме Шембеля, то величину расчетной мощности генератора следует увеличить на 12—15% с целью покрытия потерь мощности во внутреннем контуре генератора.

Кроме того, при расчете режима работы цепи управляющей сетки следует учитывать реакцию цепи экранирующей сетки:

$$U_c = DU_a + D_2 U_{a1} + \frac{i_{\max}}{S(1 - \cos \theta)}.$$

Последовательность расчета элементов схемы генератора с самовозбуждением в известной степени зависит от выбранной принципиальной схемы каскада.

Ниже рассматривается последовательность расчета элементов схемы основных типов генераторов с самовозбуждением.

## § 14.2. РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

В радиотехнической практике используются различные методы расчета элементов схемы генераторов с самовозбуждением.

В одних случаях выбирают емкость контура, используя при этом практические соотношения (там где это возможно):

$$C_k n\phi \approx (1 \div 2) \lambda \text{ м.}$$

В других случаях задаются величиной добротности ненагруженного контура, используя при этом практически выполнимые значения добротности контура:

$$Q \approx 100 \div 200.$$

В качестве исходной расчетной величины может быть выбрано и сопротивление активных потерь нагруженного контура

$$r_k \approx 0,5 \div 3 \text{ ом.}$$

Достоверность выбранной величины сопротивления потерь в последнем случае легко проверяется в ходе самого расчета.

Целесообразно также выбирать в качестве исходной величины добротность контура, необходимую для обеспечения заданной стабильности частоты.

Необходимая величина добротности контура, обеспечивающая выполнение требования стабильности частоты, вычисляется по следующей формуле :

$$Q = \frac{R_{oe} \Delta C}{10^3 \lambda \delta_f}, \quad (14.1)$$

где  $R_{oe}$  — сопротивление анодной нагрузки в  $\text{ом}$ ;

$\lambda$  — рабочая длина волны в  $\text{м}$ ;

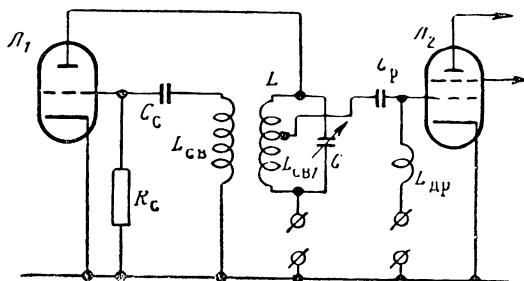
$\Delta C$  — допустимое отклонение величины паразитной емкости схемы;

$\delta_f$  — допустимое отклонение частоты.

### Расчет элементов схемы генераторов с самовозбуждением с трансформаторной связью (фиг. 14.1)

#### Исходные данные

1. Расчетная мощность генератора  $P_{\sim \text{расч.}}$ .
2. Амплитуда напряжения на контуре  $U_a$ .
3. Амплитуда напряжения возбуждения  $U_c$ .



Фиг. 14.1. Схема автогенератора с трансформаторной связью.

4. Постоянная составляющая сеточного тока  $I_{c=}$ .
5. Напряжение смещения  $E_c$ .
6. Рабочий диапазон волн  $\lambda_{\min}$  и  $\lambda_{\max}$ .
7. Допустимое отклонение частоты в процентах  $\delta$ .

Требуется определить

1. Индуктивность контурной катушки  $L$ .
2. Емкость контурного конденсатора.
3. Взаимоиндуктивность между контурной катушкой и катушкой связи.
4. Индуктивность катушки связи.
5. Сопротивление автоматического смещения в цепи сетки  $R_c$ .
6. Емкость цепи смещения сетки  $C_c$ .

## Порядок расчета

1. Выбираем суммарное сопротивление потерь в контуре

$$r_k = 0,5 \div 3 \text{ ом.}$$

2. Определяем амплитуду тока в контуре

$$I_k = \sqrt{\frac{2P_{\sim}}{r_k}}.$$

3. Находим волновое сопротивление контура

$$\rho = \frac{U_a}{I_k}.$$

4. Находим величину добротности контура

$$Q = \frac{\rho}{r_k} \leq (100 \div 200).$$

Сравниваем полученную величину добротности с величиной, необходимой для обеспечения заданной стабильности частоты. Если добротность окажется недостаточной, то следует выбрать несколько меньшее сопротивление потерь в контуре.

5. Определяем пределы изменения емкости контура

$$C_{k\max} = \frac{0,282\lambda_{\max}^2}{L},$$

$$C_{k\min} = \frac{0,282\lambda_{\min}^2}{L}.$$

Приведенные величины измеряются:  $C$  в  $n\phi$ ,  $L$  в  $\text{мкгн}$ ,  $\lambda$  в  $\text{м}$ .

6. Выбираем величину емкости монтажной схемы

$$C_0 \approx 15 \div 50 \text{ } n\phi.$$

7. Находим емкость контурного конденсатора

$$C_{\max} = C_{k\max} - C_0 - C_{\text{вн}},$$

$$C_{\min} = C_{k\min} - C_0 - C_{\text{вн}},$$

где  $C_{\text{вн}}$  — емкость, вносимая в контур выходной цепью лампы.

В данном случае  $C_{\text{вн}} = C_{\text{вых}}$ .

8. Определяем практически необходимые пределы изменения емкости контурного конденсатора

$$C = 0,9C_{\min} \div 1,05C_{\max}.$$

Если величина  $0,9C_{\min}$  оказывается слишком большой:

$$0,9C_{\min} > 15 \div 20 \text{ } n\phi,$$

то в цепь контура вводится дополнительный конденсатор  $C_{\text{доп}}$ , увеличивающий начальную емкость контура:

$$C_{\text{доп}} = 0,9C_{\text{min}} - (15 \div 20) \text{ } n\phi.$$

9. Находим коэффициент обратной связи

$$k_{o.c} = \frac{U_c}{U_a}.$$

10. Определяем коэффициент взаимоиндуктивности катушек

$$M = k_{o.c} L.$$

11. Выбираем величину коэффициента взаимоиндуктивной связи катушек

$$k_m = 0,2 \div 0,4$$

и определяем индуктивность катушки связи

$$L_{cb} = \frac{M^2}{k_m^2 L}.$$

12. Определяем сопротивление в цепи сетки

$$R_c = \frac{|E_c|}{I_{c=}}.$$

13. Рассчитываем конденсатор цепи смещения

$$C_c \geqslant \frac{3 \div 5}{f_{\text{min}} R_c} \text{ или } C_c = 5C_{c.k.}$$

14. Выбираем автотрансформаторную связь с последующим каскадом и определяем индуктивность катушки связи

$$L_{cb2} = \frac{U_{c2}}{U_k} L,$$

где

$U_{c2}$  — амплитуда возбуждения цепи сетки последующего каскада.

15. Находим емкость разделительного конденсатора

$$C_p = (50 \div 100) C_{bx}.$$

$C_{bx}$  — входная емкость лампы.

16. Находим индуктивность дросселя в цепи сетки лампы

$$L_{dp} = \frac{(3 \div 4) \lambda_{\text{max}}^2}{C_{bx}}.$$

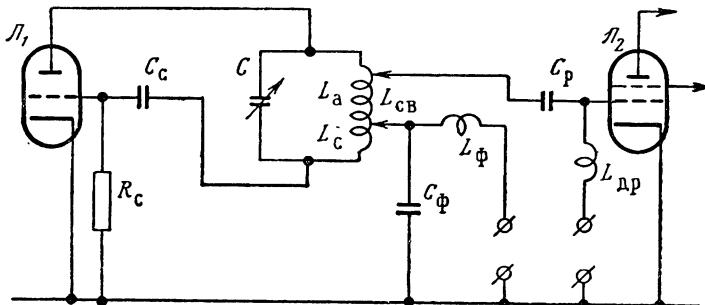
## Расчет элементов схемы генератора с автотрансформаторной связью

Исходные данные и подлежащие определению элементы схемы (фиг. 14. 2) те же, что и в предыдущем расчете.

В качестве отправной для расчета величины выбираем добротность контура, необходимую для поддержания постоянства частоты генератора.

### Порядок расчета

1. В соответствии с формулой (14. 1) определяем необходимую величину добротности контура.



Фиг. 14. 2. Схема генератора с автотрансформаторной связью.

2. Рассчитываем волновое сопротивление контура

$$\rho = \frac{(1 + k_{o.c})^2}{Q} R_{oe}.$$

3. Индуктивность контура находим по формуле

$$L = \frac{\rho}{\omega_{cp}}.$$

4. Величину емкости контурного конденсатора определяем так же, как в генераторе с трансформаторной связью.

Несколько отличается в этом случае только метод определения вносимой емкости

$$C_{bh} = C_{a.c} + C_{a.k} \left( \frac{U_a}{U_k} \right)^2 + C_{c.k} \left( \frac{U_c}{U_k} \right)^2 + C_{bx} \left( \frac{U_{c2}}{U_k} \right)^2,$$

где

$$U_k = U_c + U_a.$$

5. Рассчитываем элементы обратной связи:

$$L_a = \frac{1}{1 + k_{o.c}} \cdot L; \quad L_c = k_{o.c} \cdot L_a.$$

6. Все другие элементы схемы рассчитываются в той же последовательности, как и в предыдущем варианте расчета.

7. Элементы фильтра в цепи источника анодного питания выбираем с учетом следующих соотношений:

$$L_{\phi} = 0,4 \lambda_{\max},$$

$$C_{\phi} = (30 \div 50) \lambda_{\max}.$$

Величины измеряются:  $L$  в  $\mu\text{Гн}$ ,  $C$  в  $n\text{Ф}$ ,  $\lambda$  в  $\text{м}$ .

Примечание. Элементы схемы генератора с катодной индуктивной связью рассчитываем в такой же последовательности, как и в рассмотренном выше расчете.

Пример 14.1. Рассчитать элементы схемы генератора с автотрансформаторной связью.

#### Исходные данные

1. Расчетная мощность  $P_{\sim} = 4 \text{ вт}$ .
2. Амплитуда анодного напряжения  $U_a = 225 \text{ в}$ .
3. Сопротивление анодной нагрузки  $R_{oe} = 6,4 \text{ ком}$ .
4. Амплитуда напряжения возбуждения  $U_c = 17 \text{ в}$ .
5. Постоянная составляющая сеточного тока  $I_c = 0,35 \text{ ма}$ .
6. Напряжение смещения  $E_s = -16 \text{ в}$ .
7. Амплитуда возбуждения последующего каскада  $U_{c2} = 70 \text{ в}$ .
8. Рабочий диапазон волн  $\lambda = 20 \div 30 \text{ м}$ .
9. Допустимая нестабильность частоты  $\delta_f = 5 \cdot 10^{-4}$ .
10. Выходная емкость лампы  $L_1 C_{вых} = 9,5 \text{ нФ}$ .
11. Входная емкость лампы  $L_1 C_{вх} = 9,5 \text{ нФ}$ .
12. Входная емкость лампы  $L_2 C_{вх2} = 14 \text{ нФ}$ .

Требуется определить:

1. Элементы контура.
2. Элементы связи.
3. Элементы схемы каскада.

#### Решение

1. Определяем необходимую величину добротности контура

$$Q \geq \frac{R_{oe} \Delta C}{10^3 \lambda \cdot \delta_f} = \frac{6,4 \cdot 10^3 \cdot 0,3}{10^3 \cdot 30 \cdot 5 \cdot 10^{-4}} = 127.$$

2. Находим коэффициент обратной связи

$$k_{o.c} = \frac{U_c}{U_a} = \frac{17}{225} = 0,076.$$

3. Рассчитываем волновое сопротивление контура

$$\rho = \frac{(1 + k_{o.c})^2}{Q} R_{oe} = \frac{(1 + 0,076)^2 \cdot 6,4 \cdot 10^3}{127} = 58 \text{ ом.}$$

4. Определяем индуктивность контурной катушки

$$L = \frac{\rho}{\omega_{\min}} = \frac{58}{2 \cdot 3 \cdot 14 \cdot 10^7} = 0,923 \text{ } \mu\text{Гн.}$$

5. Находим пределы изменения емкости контура

$$C_{k \min} = \frac{0,282\lambda_{\min}^2}{L} = \frac{0,282 \cdot 20^2}{0,923} = 123 \text{ nф},$$

$$C_{k \max} = \frac{0,282\lambda_{\max}^2}{L} = \frac{0,282 \cdot 30^2}{0,923} = 280 \text{ nф}.$$

6. Определяем вносимую в контур емкость

$$U_k = U_a + U_c = 225 + 17 = 242 \text{ в.}$$

$$\begin{aligned} C_{\text{вн}} &= C_{\text{вых}} \left( \frac{U_a}{U_k} \right)^2 + C_{\text{вх1}} \left( \frac{U_c}{U_k} \right)^2 + C_{\text{вх2}} \left( \frac{U_{c2}}{U_k} \right)^2 = \\ &= 9,5 \left( \frac{225}{242} \right)^2 + 9,5 \left( \frac{17}{242} \right)^2 + 14 \left( \frac{70}{242} \right)^2 \approx 9,8 \text{ nф}. \end{aligned}$$

7. Выбираем монтажную емкость  $C_0=25 \text{ нф}$  и находим пределы изменения емкости контурного конденсатора:

$$C_{\min} = C_{k \min} - C_0 - C_{\text{вн}} = 123 - 25 - 9,8 = 88,2 \text{ nф},$$

$$C_{\max} = C_{k \max} - C_0 - C_{\text{вн}} = 280 - 25 - 9,8 = 245,2 \text{ nф}.$$

Находим практически необходимые пределы изменения емкости конденсатора

$$C = 0,95C_{\min} \div 1,05C_{\max} = 84 \div 295 \text{ nф}.$$

Выбираем конденсатор переменной емкости с пределами изменения емкости

$$C = 15 \div 225 \text{ nф}$$

и конденсатор типа КПК-3 для подстройки с пределами изменения емкости

$$C_1 = 10 \div 100 \text{ nф}.$$

8. Находим величину анодной индуктивности

$$L_a = \frac{1}{1 + k_{o.c}} L = \frac{1}{1 + 0,076} \cdot 0,923 = 0,86 \text{ мкгн.}$$

9. Определяем величину сеточной индуктивности

$$L_c = k_{o.c} \cdot L_a = 0,076 \cdot 0,86 = 0,07 \text{ мкгн.}$$

10. Рассчитываем индуктивность катушки связи

$$L_{cb} = \frac{U_{c2}}{U_a} L_a = \frac{70}{225} \cdot 0,86 = 0,264 \text{ мкгн.}$$

11. Находим величину сопротивления в цепи сетки лампы

$$R_c = \frac{|E_c|}{I_{c \min}} = \frac{16}{0,35 \cdot 10^{-3}} = 46 \text{ ком.}$$

12. Определяем величину емкости конденсатора цепи смещения  $C_c$

$$C_c = \frac{4}{f_{\min} R_c} = \frac{4}{107 \cdot 4,6 \cdot 10^4} = 8,7 \text{ nф}$$

или  $C_c = 5C_{c,k} = 5 \cdot 9,5 = 47,5 \text{ nф}$ . Выбираем  $C_c = 47 \text{ nф}$ .

13. Определяем индуктивность и емкость фильтра в цепи анодного питания

$$L_\Phi = 0,4\lambda_{\max} = 0,4 \cdot 30 = 12 \text{ мкгн}, \quad C_\Phi = 50\lambda_{\max} = 50 \cdot 30 = 1500 \text{ nф}.$$

14. Находим емкость разделительного конденсатора

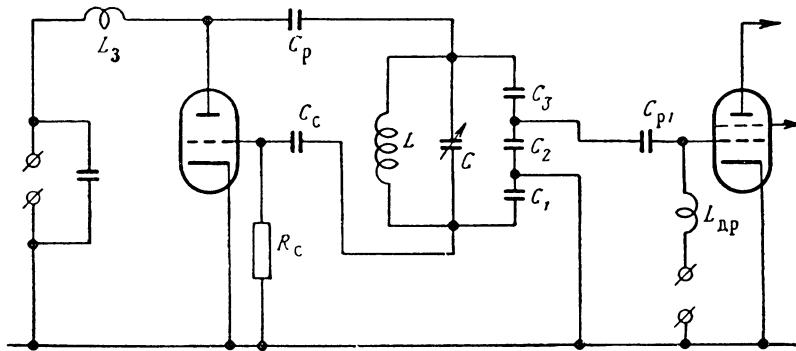
$$C_p = (50 \div 100) C_{вх2} = 5 \cdot 14 = 700 \text{ пФ.}$$

15. Определяем индуктивность дросселя в цепи сетки лампы

$$L_{dp} = \frac{3 \cdot \lambda_{\max}^2}{C_{вх2}} = \frac{3 \cdot 30^2}{14} = 190 \text{ мкГн.}$$

**Расчет элементов схемы генератора с самовозбуждением  
с емкостной обратной связью  
(фиг. 14.3)**

В генераторах с емкостной обратной связью анодная цепь лампы нагружается контуром третьего вида, поэтому последовательность расчета элементов контура может быть выбрана такой же, как и в расчете генератора с автотрансформаторной связью.



Фиг. 14.3. Схема генератора с емкостной связью.

Исходными данными для расчета будут служить те же величины, что и в ранее рассмотренных случаях расчета.

Связь с сеточной цепью последующего каскада обычно выбирается также емкостной.

Рассмотрим особенности расчета элементов контура, элементов связи и элементов схемы, обусловленные применением емкостной связи и схемы параллельного питания анодной цепи лампы.

Необходимая добротность контура, волновое сопротивление контура, его индуктивность и требуемая емкость определяются так же, как и в предыдущем расчете.

При определении емкости конденсатора контура следует учитывать величину емкости конденсаторов, образующих цепь обратной связи и цепь связи с последующим каскадом:

$$C_{\min} = C_{к\min} - C_0 - C_{вн},$$

$$C_{\max} = C_{к\max} - C_0 - C_{вн},$$

где

$$C_{вн} = C_{a.c} + C_{c.v.}$$

Величина емкости цепи обратной связи обычно выбирается в следующих пределах:

$$C_{\text{св}} = \left( \frac{1}{4} \div \frac{1}{3} \right) C_{\text{k.ср}},$$

где

$$C_{\text{k.ср}} = \frac{C_{\text{k max}} + C_{\text{k min}}}{2}.$$

Выбрав величину емкости цепочки конденсаторов связи, находим емкость конденсатора обратной связи

$$C_1 = \frac{1 + k_{o.c}}{k_{o.c}} C_{\text{св}}.$$

При выборе типа конденсатора следует учитывать величину входной емкости лампы  $L_1$ , которая оказывается подключенной параллельно конденсатору  $C_1$  (фиг. 14.3):

$$C'_1 = C_1 - C_{\text{вх}}.$$

Определяем величину эквивалентной емкости конденсаторов  $C_2$  и  $C_3$ :

$$C_{2,3} = k_{o.c} C_1 - C_{\text{вых}}.$$

Уменьшение эквивалентной емкости  $C_{2,3}$  на величину выходной емкости лампы связано с тем, что эта емкость подключена параллельно цепочке конденсаторов  $C_2 - C_3$ .

Величины емкостей конденсаторов  $C_2$  и  $C_3$  находим по следующим формулам:

$$C_2 = \frac{C_{2,3}}{K_U},$$

$$C_3 = \frac{K_U}{1 - K_U} C_2,$$

где  $K_U = \frac{U_{c2}}{U_a}$  — коэффициент передачи напряжения из анодной цепи лампы  $L_1$  в сеточную цепь лампы  $L_2$ .

При выборе конденсатора  $C_3$  из полученного по предыдущей формуле значения емкости следует вычесть входную емкость лампы  $L_2$ .

Элементы схемы параллельного питания  $L_3$  и  $C_p$  определяются по следующим формулам:

$$L_3 = (10 \div 20) L,$$

$$C_p \geq \frac{50 \div 100}{2\pi f_{\text{min}} R_{oe}}.$$

**Пример 14.2.** По данным примера 14.1 рассчитать элементы контура и элементы связи генератора с емкостной обратной связью (фиг. 14.3).

### Решение

1. Определяем емкость цепи связи

$$C_{cb} = \left( \frac{1}{4} \div \frac{1}{3} \right) C_{cp} = \frac{1}{4} \cdot \frac{C_{k \max} + C_{k \min}}{2} = \frac{1}{4} \cdot \frac{123 + 280}{2} = 50 \text{ нФ.}$$

2. Находим величину емкости цепи обратной связи

$$C_1 = \frac{1 + k_{o.c}}{k_{o.c}} C_{cb} = \frac{1 + 0,076}{0,076} \cdot 50 = 710 \text{ нФ.}$$

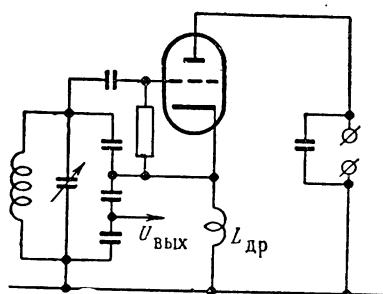
Емкость конденсатора обратной связи

$$C' = C_1 - C_{bx} = 710 - 9,5 \approx 700 \text{ нФ.}$$

3. Определяем емкость цепи конденсаторов  $C_{2,3}$

$$C_{2,3} = k_{o.c} C_1 - C_{bx} = 0,076 \cdot 710 - 9,5 = 45 \text{ нФ.}$$

4. Находим коэффициент передачи напряжения в цепь сетки второй лампы



Фиг. 14.4. Схема генератора с емкостной катодной связью.

$$K_U = \frac{U_{c2}}{U_a} = \frac{70}{225} = 0,312.$$

5. Определяем величины емкостей  $C_2$  и  $C_3$ :

$$C_2 = \frac{C_{2,3}}{K_U} = \frac{45}{0,312} = 144 \text{ нФ.}$$

$$C_3 = \frac{K_U}{1 - K_U} C_2 = \frac{0,312}{1 - 0,312} \cdot 144 = 65 \text{ нФ.}$$

Рассчитываем величину емкости конденсатора  $C_3$ :

$$C'_3 = C_3 - C_{bx2} = 65 - 14 = 51 \text{ нФ.}$$

6. Находим величину индуктивности  $L_3$  и емкость конденсатора  $C_p$ :

$$L_3 = (10 \div 20) L = 20 \cdot 0,923 = 18,46 \text{ мкГн,}$$

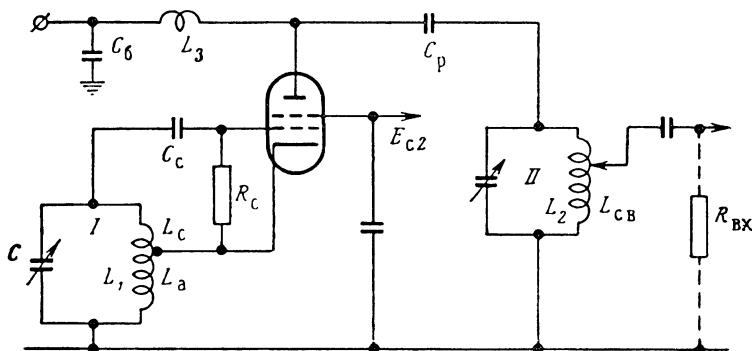
$$C_p = \frac{50 \div 100}{2\pi f_{\min} R_{oe}} = \frac{100}{6,28 \cdot 10^7 \cdot 6,4 \cdot 10^3} \approx 250 \text{ нФ.}$$

В некоторых случаях в практике иногда применяется схема генератора с емкостной катодной связью (фиг. 14.4). Расчет элементов схемы такого генератора производится в той же последовательности, как и для генератора, выполненного по схеме с общим катодом.

### § 14.3. РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРОВ, ВЫПОЛНЕННЫХ ПО СХЕМЕ ШЕМБЕЛЯ

Как уже указывалось ранее, в генераторах, выполненных по схеме Шембеля (фиг. 14.5), одновременно выполняются две функции: генерирование первичных колебаний высокой частоты

и усиление их мощности. В ряде практических схем в анодной цепи лампы происходит не только усиление мощности, но и умножение частоты (удвоение или утроение частоты).



Фиг. 14.5. Генератор, выполненный по схеме Шембеля.

Рассмотрим особенности расчета генератора при различных условиях его работы.

### Расчет генератора с анодным контуром, настраиваемым на первую гармонику анодного тока лампы

#### Исходные данные

1. Мощность, передаваемая в цепь нагрузки  $P_{\sim}$ .
2. Рабочий диапазон волн  $\lambda_{\min} - \lambda_{\max}$ .
3. Величина эквивалентного сопротивления нагрузки (или напряжение и ток нагрузки).

Требуется определить

1. Расчетную мощность каскада.
2. Тип лампы.
3. Режим работы лампы.
4. Элементы схемы внутреннего (I) и внешнего контуров (II).

#### Порядок расчета

##### I. Определяем расчетную мощность каскада

$$P_{\sim \text{расч}} = \frac{P_{\sim}}{\eta_k} (1,1 \div 1,15).$$

Если нагрузкой каскада служит антенный контур, то к. п. д. контура генератора выбирается в обычных пределах:

$$\eta_k = 0,65 \div 0,75.$$

Если генератор работает на сеточную цепь последующего каскада, к. п. д. контура выбирается в значительно меньших пределах:

$$\eta_k = 0,2 \div 0,4.$$

Увеличение расчетной мощности на 10—15% связано с потерями мощности во внутреннем контуре генератора.

II. По полученной величине полезной мощности выбираем тип лампы и рассчитываем режим ее работы в последовательности, аналогичной расчету генератора на заданную мощность.

При расчете сеточной цепи генератора следует учитывать реакцию второй сетки лампы

$$U_c = DU_a + D_2 U_{a1} + \frac{i_{\max}}{S(1 - \cos \theta)},$$

где  $D_2$  — проницаемость по второй сетке;

$U_{a1}$  — величина амплитуды напряжения на внутреннем контуре (амплитуда напряжения между точками катод — корпус схемы), составляющая 10—15% от амплитуды анодного напряжения  $U_a$ .

Величина напряжения смещения рассчитывается по следующей формуле:

$$E_c' = E_c - (U_c - DU_a - D_2 U_{a1}) \cos \theta.$$

III. Рассчитываем элементы схемы внешнего контура.

1. Определяем эквивалентное сопротивление внешнего контура

$$R_{oe\ II} = (0,85 \div 0,9) R_{oe}.$$

2. Находим эквивалентное сопротивление ненагруженного контура (сопротивление холостого хода)

$$R_{oeIIx.x} = \frac{R_{oeII} R_{bx}}{R_{bx} - K_U^2 R_{oe\ II}},$$

где  $K_U$  — коэффициент передачи напряжения в цепь сетки последующего каскада

$$K_U = \frac{U_{c2}}{U_{a2}};$$

$R_{bx}$  — входное сопротивление последующего каскада

$$R_{bx} = \frac{U_{c2}}{I_{c1}}.$$

3. Выбираем сопротивление потерь во внешнем контуре

$$r_k = 0,5 \div 3 \text{ ом.}$$

4. Определяем волновое сопротивление внешнего контура

$$\rho = \sqrt{R_{\text{оэл}} \cdot r_k}.$$

5. Находим индуктивность внешнего контура

$$L_2 = \frac{\rho}{\omega_{\min}},$$

или

$$L_2 = \frac{\rho}{\omega_{\text{ср}}}.$$

В последнем случае критический режим работы генератора будет на средней рабочей частоте генератора.

6. Определяем пределы изменения контурной емкости

$$C_{k \min} = \frac{0,282 \lambda_{\min}^2}{L_2},$$

$$C_{k \max} = \frac{0,282 \lambda_{\max}^2}{L_2}.$$

Рассчитываем необходимые пределы изменения емкости контурного конденсатора

$$C_{\min} = C_{k \min} - C_0 - C_{\text{вн}},$$

$$C_{\max} = C_{k \max} - C_0 - C_{\text{вн}},$$

где

$$C_{\text{вн}} = C_{\text{вых}} + K_U^2 C_{\text{вх2}}.$$

Если величины  $C_{\min}$  и  $C_{\max}$  оказываются чрезмерно большими, то в цепь контура вводится дополнительный конденсатор с такой емкостью, при которой начальная емкость контурного конденсатора переменной емкости лежала бы в пределах

$$C_{\min} \approx 15 \div 20 \text{ нФ}.$$

7. Определяем индуктивность катушки связи

$$L_{\text{св}} = K_U L_2.$$

IV. Рассчитываем элементы схемы внутреннего контура.

1. Определяем величину эквивалентного сопротивления внутреннего контура

$$R_{\text{оэл}} = (0,1 \div 0,15) R_{\text{оэ}}.$$

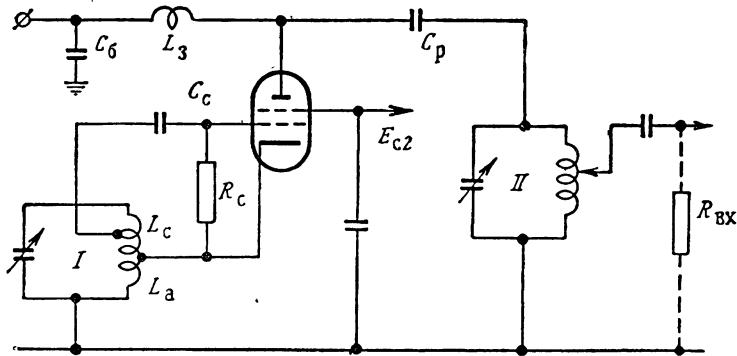
2. Рассчитываем исходя из требований стабильности частоты необходимую добротность контура

$$Q_1 = \frac{R_{\text{оэл}} \Delta C}{10^3 \lambda_{\delta f}}.$$

Затем рассчитываем элементы контура так же, как для генератора с автотрансформаторной связью, полагая в формулах для  $L_a$  и  $L_c$

$$K_{o.c1} = \frac{U_{c1}}{U_{a1}}.$$

В некоторых случаях элементы схемы внутреннего контура выбираем такими же, как и во внешнем контуре.



Фиг. 14. 6. Вариант связи внутреннего контура схемы Шембеля с лампой генератора.

Необходимые величины индуктивности  $L_a$  и  $L_c$  (фиг. 14. 6) находим уменьшением коэффициента включения первого контура в катодную цепь:

$$L_a = L \sqrt{\frac{R_{oeI}}{R_{oeII_{x.x}}}},$$

$$L_c = L_a \cdot \frac{U_{c1}}{U_{a1}}.$$

Расчет других элементов схемы производим в обычной последовательности.

**Расчет генератора с анодным контуром, настроенным в резонанс со второй или третьей гармоникой анодного тока лампы**

#### Исходные данные

1. Мощность, отдаваемая каскадом в нагрузку.
2. Величины напряжения  $U_{c2}$ , тока  $I_{c2}$  и входного сопротивления  $R_{bx}$  последующего каскада.
3. Степень умножения частоты  $n$ .
4. Рабочий диапазон волн.

Требуется определить

1. Расчетную мощность каскада.
2. Тип генераторной лампы и режим ее работы.
3. Элементы внешнего и внутреннего контуров.
4. Элементы связи.

### Порядок расчета

1. Определяем расчетную мощность каскада

$$P_{\sim \text{расч}} = \frac{P_{\sim \text{нагр}}}{\eta_k}.$$

Мощность возбудителя можно принять равной  $P_{\sim b} = 0,1 P_{\sim}$ .

2. Выбираем тип лампы, используя следующие соотношения:

$$n \cdot P_{\sim} \geq P_{\sim \text{ном}}$$

или

$$P_{\sim} = (0,9 \div 1,1) P_{\text{а.доп}} \quad \text{при удвоении частоты,}$$

$$P_{\sim} = (0,7 \div 0,9) P_{\text{а.доп}} \quad \text{при утроении частоты.}$$

3. Рассчитываем режим работы анодной цепи генератора в той же последовательности, что и режим умножителя частоты.

4. Рассчитываем элементы внешнего контура (в обычной последовательности).

5. Определяем эквивалентное сопротивление внутреннего контура

$$R_{oeI} = \sqrt{\frac{2P_{\sim I}}{I_{a1}}},$$

где

$I_{a1}$  — амплитуда первой гармоники анодного тока лампы при расчетном режиме работы генератора.

6. Определяем амплитуду падения напряжения на катодной нагрузке

$$U_{a1} = R_{oeI} I_{a1}.$$

7. Находим напряжение на внутреннем контуре

$$U_{k1} = U_{a1} + U_{c1}.$$

8. Определяем эквивалентное сопротивление внутреннего контура

$$R_{oe} = R_{oeI} \left( \frac{U_k}{U_{a1}} \right)^2.$$

9. Производим расчет элементов внутреннего контура в соответствии с требованиями постоянства частоты.

## § 14.4. РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ УКВ ГЕНЕРАТОРОВ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

Условия работы генераторов УКВ, как уже указывалось выше, значительно отличаются от условий работы генераторов более длинных волн.

В нижней части метрового диапазона и в дециметровом диапазоне волн в качестве колебательных цепей используются отрезки длинных линий; причем в диапазоне метровых волн применяются отрезки двухпроводных линий, а в диапазоне дециметровых волн — главным образом отрезки коаксиальных линий. Подробный технический расчет таких колебательных цепей и расчет их связи с нагрузкой (с фидером) оказывается более сложным, чем расчеты аналогичных цепей для генераторов более длинных волн. Содержание этого расчета не предусмотрено программой по курсу «Радиопередающие устройства» для техникумов. Поэтому в данном разделе приведены лишь общие соображения о методике расчета, позволяющие получить лишь приближенные данные об элементах колебательных цепей генераторов УКВ и элементах связи колебательной цепи с нагрузкой.

*Генератор с отрезком линии между анодом и сеткой лампы  
(фиг. 14.7, а)*

В первом приближении можно полагать, что проходная емкость лампы  $C_{a.c}$  и входное сопротивление отрезка линии, имеющее индуктивный характер, образуют параллельный контур, настроенный в резонанс с рабочей частотой генератора (фиг. 14.7, б):

$$\frac{1}{\omega C_{a.c}} = \rho_d \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l, \quad (14.1a)$$

где  $\omega$  — рабочая частота генератора;

$\lambda$  — рабочая длина волны генератора;

$\rho_d$  — волновое сопротивление выбранного типа линии;

$l$  — необходимая длина отрезка короткозамкнутой двухпроводной линии.

Решая уравнение (14.1a) относительно искомой длины линии, получим

$$l = \frac{\chi}{360^\circ} \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{1}{\rho_d \omega C_{a.c}} + \frac{n\lambda}{2}, \quad (14.2)$$

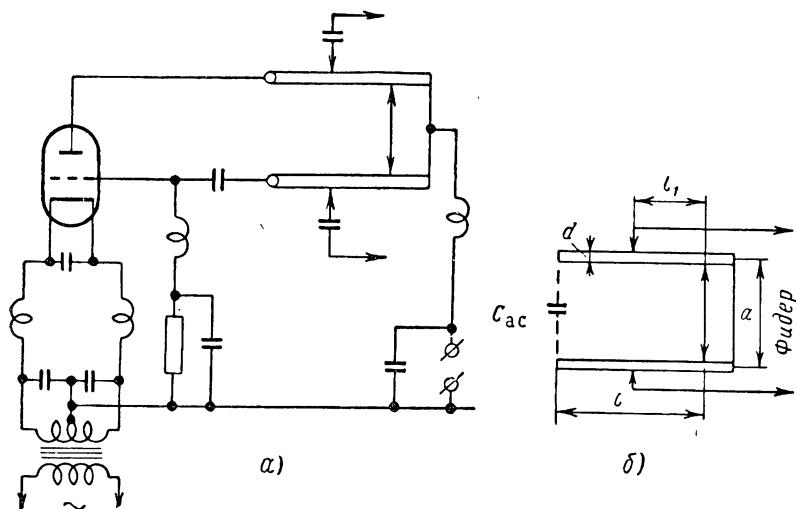
где  $n$  — любое число — 0, 1, 2 . . .

$$\rho_d = 276 \lg \frac{2a}{d}. \quad (14.3)$$

Второе слагаемое (14.2) используется при расчетах в тех случаях, когда величина отрезка, соответствующая первому слагаемому формулы (14.2), оказывается слишком малой и неудобной для конструктивного оформления.

В этом случае можно увеличить конструктивную длину линии на целое число полуволн, не изменяя при этом характера ее входного сопротивления.

Если фидер связывается с линией непосредственно (кондуктивная связь), то он подключается к линии в той точке, в которой



Фиг. 14.7. Схема генератора УКВ.

*а*—принципиальная схема, *б*—эквивалентная схема контура.

напряжение между проводниками линии оказывается равным необходимому напряжению на входе фидера

$$U_{\text{in}} = U_{\text{cp}} = \sqrt{2P_{\text{av}}/\rho_{\phi}}. \quad (14.4)$$

Выражая напряжение на входе и напряжение в точке  $l_1$  через напряжение в пучности

$$U_{\text{bx}} = U_{\text{max}} \sin \alpha l,$$

$$U_{l_1} = U_{\phi} = U_{\text{max}} \sin \alpha l_1,$$

получаем расчетную формулу для отрезка

$$l_1 = \frac{\lambda}{360} \arcsin \frac{U_{\phi}}{U_{\text{bx}}} \sin \alpha l,$$

где

$$U_{\text{bx}} = U_a + U_c.$$

## Основные соображения при выборе элементов конструкции отрезков двухпроводных линий

Расстояние между проводниками линии выбирается с учетом расстояния между выводами сетки и анода лампы генератора УКВ и величины максимально допустимой напряженности электрического поля в начале линии.

Кроме того, приходится учитывать максимально допустимые размеры генератора, приведенные в технических условиях на проектирование.

Для получения в линии наибольших запасов энергии целесообразно увеличивать длину линии, т. е. выбирать линию с малым значением волнового сопротивления, однако такое решение вопроса может привести к чрезмерным геометрическим размерам генератора.

В практических конструкциях расстояние между проводниками линии и диаметры проводников выбирают в следующих пределах:

$$a = 50 \div 150 \text{ мм},$$

$$d = 5 \div 20 \text{ мм}.$$

Для проверки правильности выбранных соотношений между диаметром проводников  $d$  и расстоянием между ними  $a$  надо определить максимальную величину напряженности электрического поля в начале линии

$$E_{\max} \approx \frac{120U_{\text{вх}}}{d\rho_l} < 20 \text{ кв/см},$$

Здесь  $U_{\text{вх}}$  измеряется в кв;  $d$  — в см;  $\rho_l$  — в ом.

Если напряженность поля оказывается выше допустимой, то следует увеличить диаметры проводов линии.

При значительном диаметре проводов линии, соизмеримом с расстоянием между проводами, т. е. когда  $a$  и  $d$  являются величинами одного порядка, величину волнового сопротивления линии вычисляют не по формуле (14.3), а по более точной формуле

$$\rho_l = 2761g \frac{\sqrt{a+d} + \sqrt{a-d}}{\sqrt{a+d} - \sqrt{a-d}}.$$

**Пример 14.3.** Рассчитать отрезок длинной линии, использованный в качестве контура импульсного генератора.

### Исходные данные

1. Полезная мощность, подводимая ко входу фидера,  $P_{\sim\text{и}} = 40 \text{ квт}$ .
2. Длина волны  $\lambda = 2 \text{ м}$ .
3. Проходная емкость лампы  $C_{\text{а.с}} = 5,5 \text{ нф}$ .
4. Волновое сопротивление фидера  $\rho_F = 360 \text{ ом}$ .
5. Напряжение на входе линии  $U_{\text{вх}} = 10 \text{ кв}$ .

Требуется определить

1. Диаметр проводов линии  $d$ .
2. Расстояние между проводами  $a$ .
3. Длину отрезка линии  $l$ .
4. Расстояние  $l_1$  от конца линии, на котором фидер подключается к линии.

Решение

1. Выбираем диаметр провода линии и расстояние между проводниками

$$d = 10 \text{ мм}, a = 50 \text{ мм}.$$

2. Определяем волновое сопротивление линии

$$\rho_L = 276 \lg \frac{\sqrt{a+d} + \sqrt{a-d}}{\sqrt{a+d} - \sqrt{a-d}} = 276 \lg \frac{\sqrt{50+10} + \sqrt{50-10}}{\sqrt{50+10} - \sqrt{50-10}} = 268 \text{ ом.}$$

(При вычислении по приближенной формуле  $\rho_L = 276 \text{ ом.}$ )

3. Находим величину максимальной напряженности поля

$$E_{\max} = \frac{120U_{\text{вх}}}{d\rho_L} = \frac{120 \cdot 10}{1 \cdot 268} = 4,4 \text{ кВ} < 20 \text{ кВ.}$$

4. Рассчитываем длину отрезка линии

$$\begin{aligned} l &= \frac{\lambda}{360} \arctg \frac{1}{\rho_L \omega C_{\text{а.с}}} = \frac{200}{360} \arctg \frac{1}{268 \cdot 6,28 \cdot 1,5 \cdot 10^8 \cdot 5,5 \cdot 10^{-12}} = \\ &= \frac{10}{18} \arctg 0,7 = \frac{10}{18} \cdot 36 = 20 \text{ см.} \end{aligned}$$

5. Определяем напряжение на входе фидера

$$U_{\Phi} = \sqrt{2P_{\text{вых}}\rho_{\Phi}} = \sqrt{2 \cdot 4 \cdot 10^4 \cdot 360} = 5350 \text{ в.}$$

6. Находим длину отрезка

$$\begin{aligned} l_1 &= \frac{\lambda}{360} \arcsin \frac{U_{\Phi}}{U_{\text{вх}}} \sin al = \frac{200}{360} \arcsin \frac{5,35}{10} \sin 36^\circ = \frac{10}{18} \arcsin 0,316 = \\ &= \frac{10}{18} \cdot 18,5^\circ = 10,2 \text{ см.} \end{aligned}$$

В диапазоне дециметровых волн в качестве колебательных систем применяются отрезки коаксиальных линий, конструктивно согласуемых с металлокерамическими лампами.

Эквивалентной схемой генератора в подавляющем большинстве случаев оказывается схема с общей сеткой (фиг. 14.8).

Анализируя работу этой схемы, можно вывести следующие расчетные соотношения:

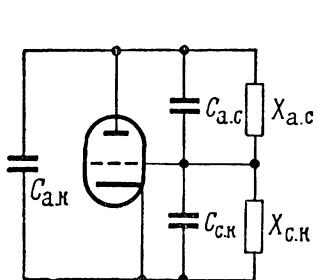
$$X_{\text{с.к.}} = \frac{k_{\text{o.c.}}}{\omega_p (k_{\text{o.c.}} C_{\text{с.к.}} - C_{\text{а.к.}})}, \quad (14.5)$$

$$X_{\text{а.с.}} = \frac{1 + k_{\text{o.c.}}}{\omega_p [(1 + k_{\text{o.c.}}) C_{\text{а.с.}} - C_{\text{а.к.}}]}. \quad (14.6)$$

Эти соотношения обеспечивают получение заданной рабочей частоты и необходимой величины коэффициента обратной связи и могут быть взяты за основу при расчете элементов колебательной системы автогенератора.

### Исходные данные

1. Величина полезной мощности генератора, передаваемой на вход фидера,  $P_{\sim}$ .
2. Волновое сопротивление фидера  $\rho_{\text{ф}}$ .
3. Напряжения между электродами лампы



Фиг. 14.8. Схема генератора УКВ с общей сеткой.

$U_{a.c} = U_a + U_c$  и  $U_{c.k} = U_c$ , известные из расчета электрического режима работы генератора.

4. Коэффициент обратной связи  $k_{o.c}$ .  
5. Величины междуэлектродных емкостей лампы  $C_{a.c}$ ,  $C_{a.k}$  и  $C_{c.k}$ .

Требуется определить

1. Геометрические размеры отрезков коаксиальных линий.
2. Размеры петли магнитной связи генератора с фидером.

### Порядок расчета

1. Определяем длину отрезков линий. При расчете длины отрезков линий, включаемых между электродами лампы в схеме с общей сеткой, приравнивают величины  $X_{c.k}$  и  $X_{a.c}$  соответствующим входным сопротивлениям отрезков линий

$$X_{c.k} = \rho_{c.k} \operatorname{tg} \alpha l_{c.k} \quad (14.7)$$

и

$$X_{a.c} = \rho_{a.c} \operatorname{tg} \alpha l_{a.c}. \quad (14.8)$$

Решая соотношения (14.7) и (14.8) относительно искомых длин отрезков линий, получим следующие расчетные формулы:

Длина отрезка сеточно-катодной линии

$$l_{c.k} = \frac{\lambda}{360} \arctan \left[ \frac{k_{o.c} \cdot 10^{12}}{\rho_{c.k} \omega (k_{o.c} \cdot C_{c.k} - C_{a.k})} \right] + \frac{n\lambda}{2}. \quad (14.9)$$

Если разность

$$K_{o.c} \cdot C_{c.k} - C_{a.k} < 0,$$

то длина линии определяется по формуле

$$l_{c.k} = \frac{\lambda}{2} - \arctan \left[ \frac{k_{o.c} \cdot 10^{12}}{\rho_{c.k} (C_{a.k} - k_{o.c} C_{c.k})} \right]. \quad (14.10)$$

Длина отрезка анодно-сеточной линии

$$l_{a.c} = \frac{\lambda}{360} \arctg \left\{ \frac{(1 + k_{o.c}) \cdot 10^{12}}{\rho_{a.c} \omega_p [(1 + k_{o.c}) C_{a.c} + C_{a.k}]} \right\} + \frac{n\lambda}{2}. \quad (14.11)$$

Величины междуэлектродных емкостей лампы в формулах (14.9) и (14.11) берутся в пикофарадах, а величины волновых сопротивлений отрезков коаксиальных линий рассчитываются по известной формуле

$$\rho = 138 \lg \frac{D}{d}.$$

Здесь  $D$  — внутренний диаметр внешнего проводника (фиг. 14.9),  $d$  — наружный диаметр внутреннего провода.

При выборе диаметров внутреннего и внешнего проводов следует учитывать удобство согласования отрезков линии с металлокерамической лампой, величину максимальной напряженности электрического поля на входе линии и удобство размещения элементов связи с нагрузкой.

Величина максимальной напряженности поля определяется по формуле

$$E_{\max} = \frac{120 U_{a.c}}{d \cdot \rho_{a.c}},$$

где  $d$  — наружный диаметр внутреннего провода в см.

Связь с нагрузкой может быть и электрической и магнитной. Петля магнитной связи располагается вблизи замыкателя, т. е. вблизи пучности тока.

2. Рассчитываем магнитную связь с фидером. Расчет петли магнитной связи, расположенной в непосредственной близости от замыкателя, производим в следующей последовательности:

а) определяем напряжение на входе фидера

$$U_\Phi = \sqrt{2P_{\sim\Phi}}$$

и в первом приближении полагаем, что э. д. с.  $E$ , наводимая в петле  $E$  связи, равна напряжению на входе фидера

$$E_1 = U_\Phi;$$

б) рассчитываем первую приближенную величину площади петли связи, расположенной перпендикулярно к силовым линиям магнитного поля:

$$S_1 = \frac{DU_\Phi 10^6}{8\pi f I_{\max}}, \quad (14.12)$$

где  $D$  — внутренний диаметр наружного провода в см;

$U_\phi$  — напряжение на входе фидера в кв;

$f$  — частота в Мгц;

$I_{\max}$  — амплитуда тока в конце линии в а.

$$I_{\max} = \frac{U_{\text{a.c}}}{\rho_{\text{a.c}} \sin \alpha l}$$

$S_1$  — площадь сечения в см<sup>2</sup> (фиг. 14.9).

в) Выбираем геометрические размеры петли связи:  
ширина петли  $b_1$ ;  
высота петли  $h_1$ .

$$h_1 = \frac{S_1}{b_1};$$

г) определяем индуктивность витка связи

$$L = \left\{ 4 \left[ b_1 \ln \frac{4b_1 h_1}{d_1(b_1 + p_1)} + h_1 \ln \frac{4b_1 h_1}{d_1(b_1 + p_1)} - 2(b_1 + h_1 - p_1) \right] + b_1 - h_1 \right\} \cdot 10^{-3}.$$

Здесь величины выражены:  $L$  в мкГн;  $b_1$  и  $h_1$  — в см;

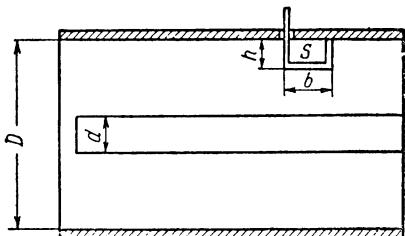
$$p_1 = \sqrt{b_1^2 + h_1^2} \text{ — в см};$$

$d_1$  — диаметр провода петли связи в см.

Индуктивность квадратного витка можно определить по формуле

$$L = 8b \left( \ln \frac{2b}{d_1} - 0,77 \right) \cdot 10^{-3} \text{ мкГн};$$

д) определяем во втором приближении необходимую э. д. с., наводимую в петле связи:



$$E_2 = U_\phi \sqrt{1 + \left( \frac{\omega L}{\rho_\phi} \right)^2}.$$

Находим новое, уточненное значение площади петли связи.

Если генератор УКВ выполняется по двухтактной схеме, то при расчете отрезков линий можно использовать те же соотношения, учитывая при этом, что междуэлектродные емкости ламп каскадов элементам схемы оказываются

Фиг. 14.9. К расчету связи колебательной цепи с фидером.

когда по отношению к внешним соединенными последовательно.

Ниже приведены расчетные формулы для определения длины отрезков линий генератора с общей сеткой и генератора с общим анодом.

### Генератор с общей сеткой (фиг. 14.10)

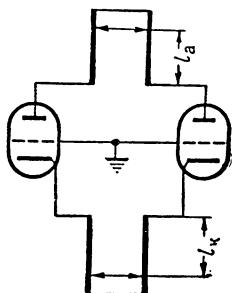
$$l_a = \frac{\lambda}{360} \arctg \left\{ \frac{2(1+k_{0,c}) \cdot 10^{12}}{\rho_a \omega [(1+k_{0,c}) C_{a,c} + C_{a,k}]} \right\} + \frac{n\lambda}{2},$$

$$l_k = \frac{\lambda}{360} \arctg \left[ \frac{2k_{0,c} \cdot 10^{12}}{\rho_k \omega (k_{0,c} C_{c,k} - C_{a,k})} \right] + \frac{n\lambda}{2}.$$

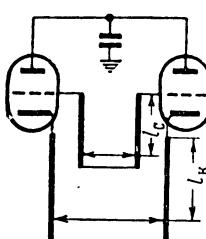
### Генератор с общим анодом (фиг. 14.11)

$$l_c = \frac{\lambda}{360} \arctg \left\{ \frac{2(1+k_{0,c}) \cdot 10^{12}}{\rho_c \omega [(1+k_{0,c}) C_{a,c} + k_{0,c} C_{c,k}]} \right\} + \frac{n\lambda}{2},$$

$$l_k = \frac{\lambda}{360} \arctg \left[ \frac{2 \cdot 10^{12}}{\rho_k \omega (C_{a,k} - k_{0,c} C_{c,k})} \right] + \frac{n\lambda}{2}.$$



Фиг. 14.10. Схема двухтактного генератора с общей сеткой.



Фиг. 14.11. Схема двухтактного генератора с общим анодом.

Расчет элементов связи с фидером производится в той же последовательности, как и в однотактных генераторах.

### § 14.5. РАСЧЕТ РЕЖИМА РАБОТЫ МАГНЕТРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Магнетронные генераторы являются одним из основных типов генераторов сантиметрового диапазона волн.

Магнетронные генераторы могут предназначаться для режима непрерывного генерирования и для импульсного режима работы.

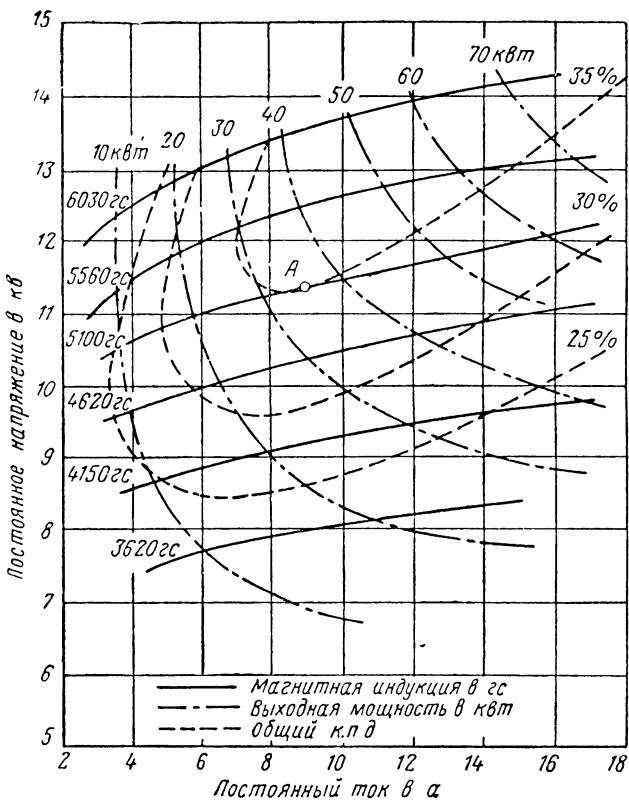
Каждый из выпускаемых промышленностью экземпляров магнетронов предназначен для работы на определенной длине волны (частоте). Перестройка рабочей длины волн магнетрона обычно производится в относительно узких пределах.

Возможные режимы работы магнетрона и влияние на режим работы связи с нагрузкой отражаются на так называемых рабочих и нагрузочных характеристиках магнетрона, которыми снабжается каждый выпускаемый промышленностью экземпляр генератора.

Рабочие характеристики магнетрона приведены на фиг. 14.12 и нагрузочные характеристики — на фиг. 14.13. Режим работы

магнетронного генератора рассчитывается только по этим характеристикам.

На рабочих характеристиках магнетрона отражается взаимосвязь следующих величин, характеризующих условия работы генератора: анодного напряжения, анодного тока лампы, напряженности магнитного поля, полезной мощности и коэффициента полез-



Фиг. 14.12. Рабочие характеристики магнетрона.

ногого действия генератора. Иногда на тех же характеристиках помещаются графики электронного смещения частоты.

Зависимость анодного тока лампы от анодного напряжения и напряженности магнитного поля представлена обычными вольт-амперными характеристиками

$$i_a = F(E_a H).$$

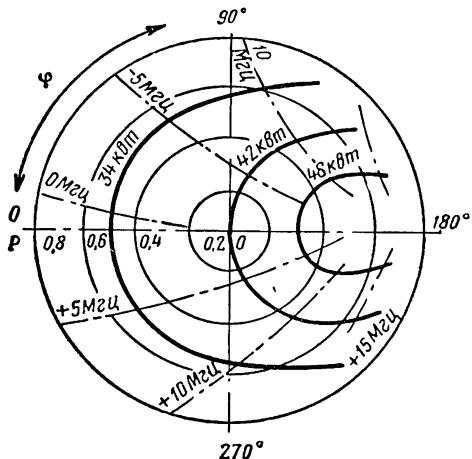
Зависимость полезной мощности генератора от режима работы изображается кривыми равных значений мощностей.

Влияние режима работы на величину коэффициента полезного действия генератора отражается так же кривыми равных значений к. п. д.

Нагрузочные характеристики магнетрона выполняются в полярной системе координат.

В качестве радиуса вектора этой системы берется модуль коэффициента отражения высокочастотного тракта передатчика (фидера, волновода). Полярным углом системы является фазовый угол коэффициента отражения.

На нагрузочных характеристиках отражается связь величины полезной мощности и отклонения частоты генератора с величиной и фазой коэффициента отражения при неизменном анодном напряжении и анодном токе. Наименьшее влияние на работу магнетронного генератора фидерная система оказывает в том случае, когда коэффициент отражения и его фазовый угол близки к нулю. Расчет электрического режима работы производится в следующей последовательности.



Фиг. 14.13. Нагрузочные характеристики магнетрона.

### Исходные данные

1. Рабочая длина волны (частота) передатчика.
2. Допустимые отклонения частоты.
3. Полезная мощность, передаваемая в фидер (волновод).
4. Частота повторения  $F_n$ .
5. Длительность импульса  $\tau$ .

Требуется определить

1. Тип магнетрона.
2. Величину постоянного анодного напряжения.
3. Величину постоянной составляющей тока.
4. Мощность, потребляемую от источника анодного питания.
5. Общий к. п. д. генератора.

### Порядок расчета

1. Выбираем тип магнетрона по рабочей волне (частоте) генератора и расчетной полезной мощности генератора.

2. Определяем режим работы магнетрона. Рабочую точку магнетрона обычно выбирают в области характеристики постоянной мощности с наименьшим значением электронного отклонения частоты. Проектируют рабочую точку на ось напряжения и ось тока, и находят величины анодного напряжения и тока магнетрона.

3. Рассчитываем полную мощность, потребляемую анодной цепью магнетрона:

$$P_{0и} = E_a I_{a=и}.$$

4. Находим среднее значение мощности

$$P_{0ср} = P_{0и} \cdot F_{н\tau}.$$

5. Определяем к. п. д. генератора

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_{0и}}.$$

6. Определяем по нагрузочной характеристике допустимые значения величины модуля коэффициента отражения и его фазового угла для заданных предельных значений отклонения частоты генератора.

Пример 14.4. Рассчитать режим работы магнетронного генератора.

#### Исходные данные

1. Полезная мощность в импульсе  $P_{\sim и}=35 \text{ квт.}$
2. Рабочая частота  $f=9375 \text{ Гц.}$
3. Допустимые отклонения частоты  $\Delta f=\pm 5 \text{ Гц.}$
4. Частота повторения  $F_{н}=1000 \text{ гц.}$
5. Длительность импульса  $\tau=1 \text{ мксек.}$

Требуется определить

1. Величину анодного напряжения  $E_a.$
2. Составляющую анодного тока в импульсе  $I_{a=и}.$
3. Мощность, потребляемую анодной цепью в импульсе,  $P_{0и}.$
4. Среднюю мощность анодной цепи  $P_{0ср}.$
5. К. п. д. генератора.
6. Магнитную индукцию  $B.$
7. Условия работы канала передачи энергии генератора в нагрузку.

#### Решение

1. В соответствии с заданной полезной мощностью и частотой выбираем магнетрон типа 725А.

2. По рабочим характеристикам магнетрона (фиг. 14.12) выбираем рабочую точку в области, обеспечивающей наибольшее значение к. п. д. генератора (точка А).

Анодное напряжение  $E_a=11,3 \text{ кв.}$

Анодный ток  $I_{a=и}=8,8 \text{ а.}$

Магнитная индукция  $B=5100 \text{ гс.}$

3. Находим мощность, потребляемую анодной цепью:

$$P_{0и} = E_a I_{a=и} = 11,3 \cdot 8,8 = 99,5 \text{ квт.}$$

4. Определяем среднюю мощность

$$P_{\text{оср}} = P_{0\text{и}} F_{\text{п}} \tau = 10^3 \cdot 99,5 \cdot 1000 \cdot 10^{-6} = 99,5 \text{ вт.}$$

5. Находим к. п. д. генератора

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_{0\text{и}}} = \frac{35}{99,5} = 0,35.$$

Полученная величина соответствует значению к. п. д., определяемому непосредственно по рабочим характеристикам.

6. По нагрузочным характеристикам определяем допустимые значения модуля коэффициента отражения и его фазового угла

$$P \approx 0,4, \quad \varphi = 70 \div 315^\circ.$$

#### § 14.6. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА РЕЖИМА РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРА С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Колебательный контур, являющийся нагрузкой коллекторной цепи, в автогенераторе всегда расстроен относительно рабочей частоты. Такая расстройка, как известно, оказывается необходимой для выполнения условия баланса фаз. Между напряжением на контуре и первой гармоникой коллекторного тока всегда будет сдвиг по фазе, определяемый величиной угла сдвига фаз  $\varphi_k$ .

Поэтому величина расчетной мощности генератора должна быть больше полезной мощности, потребляемой в нагрузке цепи коллектора:

$$P_{\sim\text{расч}} = \frac{P_{\sim\text{н}}}{\cos \varphi_k}.$$

Точное значение угла сдвига фаз  $\varphi_k$  можно определить только в процессе расчета генератора.

В связи с этим в начале расчета приходится задаваться ориентировочным значением угла сдвига фаз

$$\varphi_k \approx (2 \div 3) \varphi_{dp} = (2 \div 3) \omega t_{dp},$$

где  $\omega$  — рабочая частота;

$t_{dp}$  — время дрейфа.

После определения расчетной мощности и выбора типа триода рассчитывается режим работы в последовательности, изложенной в расчете генератора с независимым возбуждением.

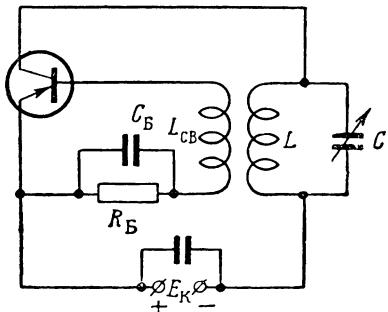
При определении мощности рассеивания на коллекторе и величины к. п. д. генератора следует учсть влияние угла сдвига фаз:

$$P_k = P_0 - P_{\sim} \cos \varphi_k$$

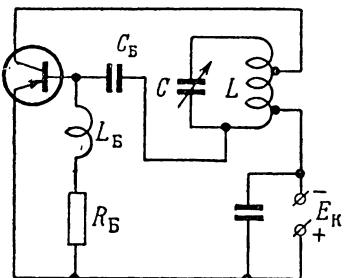
и

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0} \cos \varphi_k.$$

При расчете элементов схемы генератора, проведенном в обычной последовательности, надо учитывать относительно малую необходи-

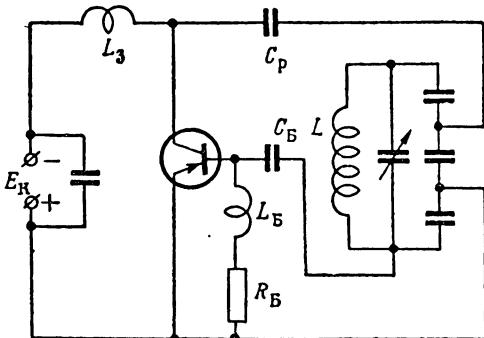


Фиг. 14.14. Генератор с трансформаторной обратной связью



Фиг. 14.15. Генератор с авто-трансформаторной обратной связью.

ходимую величину сопротивления нагрузки коллекторной цепи. Для согласования цепи коллектора с целью контура всегда применяется неполное включение контура в цепь коллектора.



Фиг. 14.16. Генератор с емкостной обратной связью.

Основные схемы генераторов с самовозбуждением изображены на фиг. 14.14, 14.15 и 14.16.

### Расчет генератора с самовозбуждением с фазовой коррекцией

Как уже указывалось выше, одной из особенностей работы полупроводниковых триодов является уменьшение высоты импульсов тока коллектора и полезной мощности генератора с увеличением рабочей частоты.

Для повышения рабочей частоты генератора, выполненного на триоде данного типа, применяются специальные схемы с фазовой коррекцией.

В обычную трехточечную схему генератора (фиг. 14. 17) вводят дополнительный элемент с реактивным сопротивлением, позволяющий осуществить необходимый фазовый сдвиг в цепи базы.

Введение в цель базы элемента фазовой коррекции изменяет величину коэффициента передачи напряжения источника возбуждения и фазовый угол коэффициента передачи. В соответствии с этим изменяются и расчетные соотношения, по которым определяются указанные выше величины.

Расчет энергетического режима проводится в последовательности, указанной для генератора, работающего на повышенных частотах.

В начале расчета выбирают величину фазового угла цепи коллектора

$$\varphi_k = \varphi'_{\text{з.б}} + \varphi_{\text{др}},$$

где  $\varphi'_{\text{з.б}}$  — новое значение фазового угла коэффициента передачи. Таким образом, величину  $\varphi'_{\text{з.б}}$  можно считать известной

$$\varphi'_{\text{з.б}} = \varphi_k - \varphi_{\text{др}}.$$

Величины  $\sigma_1$  и  $\beta_1$ , необходимые для вычисления модуля коэффициента передачи напряжения, вычисляются по следующим формулам:

величина  $\sigma_1$

$$\sigma_1 = \sigma - X_\phi / X_{\text{з.б}},$$

где

$$\sigma = \frac{r_6}{X_{\text{з.б}}}.$$

$X_\phi$  — реактивная составляющая сопротивления элемента фазовой коррекции (фиг. 14. 17), определяемая по формуле

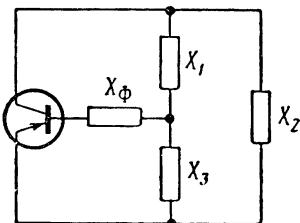
$$X_\phi = X_{\text{з.б}} \frac{\sigma - \beta_1 \operatorname{tg} \varphi'_{\text{з.б}}}{1 + \operatorname{tg} \varphi'_{\text{з.б}}};$$

величина  $\beta_1$

$$\beta_1 = \beta + \frac{X_\phi}{X_{\text{з.б}}},$$

где

$$\beta = 1 + \frac{r_6}{r_{\text{з.б}}}.$$



Фиг. 14. 17. Трехточечная схема генератора с самовозбуждением с фазовой коррекцией.

Коэффициент передачи напряжения от источника возбуждения в цепь базы

$$K'_{9.6} = \frac{1}{\sqrt{\sigma_1^2 + \beta_1^2}}.$$

Затем рассчитывают амплитуду напряжения возбуждения, снимаемого с контура автогенератора:

$$U'_u = \frac{U_0 K_{u.9.6}}{K'_{9.6}}.$$

Необходимая величина коэффициента включения определяется из уравнения баланса амплитуд

$$S'_{cp} \cdot K'_{o.c} R'_{o.e} P_0^2 \cos \varphi_k = 1,$$

откуда следует

$$p = \sqrt{\frac{1}{S'_{cp} k'_{o.c} \cos \varphi_k}},$$

где  $k'_{o.c} = \frac{U'_u}{U_k}$  — коэффициент обратной связи;

$S'_{cp} = \frac{I_{k1}}{U'_u}$  — средняя крутизна характеристики.

---

---

## Глава XV

### РАСЧЕТ МОДУЛЯТОРОВ ПЕРЕДАТЧИКОВ С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

#### § 15. 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О МОДУЛЯТОРАХ

Модуляторами называются устройства, с помощью которых в передатчиках осуществляется процесс управления колебаниями.

В настоящей главе рассматривается расчет модуляторов передатчиков с амплитудной модуляцией.

Независимо от метода модуляции к модуляторам предъявляются следующие основные требования:

- обеспечение необходимой глубины модуляции;
- минимальная величина частотных искажений;
- минимальная величина нелинейных искажений.

Величина мощности модулятора в зависимости от метода модуляции и мощности модулируемого каскада может изменяться в очень широких пределах — от нескольких милливатт в передатчиках малой мощности с сеточной модуляцией до десятков киловатт и более в мощных передатчиках с анодной модуляцией. Наименьшая величина мощности при прочих равных условиях потребуется от модулятора в схемах с модуляцией на защитную сетку.

К модуляторам канала изображения телевизионных передатчиков, помимо ранее перечисленных требований, предъявляются требования широкой полосы пропускания и минимальных фазовых искажений. Модулятором таких передатчиков может быть только видеосигнатур с корректированной частотной характеристикой.

К модуляторам импульсных передатчиков предъявляется ряд специальных требований, обусловленных особенностями работы импульсных передатчиков.

В настоящее время применяется главным образом анодная импульсная модуляция. Модуляторы импульсных передатчиков с анодной модуляцией являются своего рода электронным ключом, замыкающим цепь анодного питания большой мощности. Величина мощности, коммутируемой анодным модулятором мощного импульсного передатчика, может достигать сотен и тысяч киловатт в импульсе.

Для выполнения требований, предъявляемых к современным модулирующим устройствам, разработаны специальные типы модуляторных ламп. Такие лампы разработаны и для передатчиков, работающих в режиме непрерывного генерирования и для импульсных передатчиков.

В табл. 15.1 приведены наиболее употребительные типы модуляторных ламп. В отдельных случаях в модуляторах используются и лампы приемноусилительной серии и генераторные лампы.

Т а б л и ц а 15.1

Тип лампы	$U_n$ в	$I_n$ а	$E_a$ кв	$I_e$ а	$P_{a,lop}$ квт	$S$ ма/в	$\mu$	$R_t$ ом	Примечание
ГМ-1А	10,5	195	6	100	30	20	5	250	С водяным охлаждением
ГМ-51А	22	102	12,5	10	15	10	7	700	
ГМ-60	17	8,4	10	0,55	0,6	2,2	16	7270	
ГМ-70	20	3	1,5	0,8	0,125	6	6,7	1100	
ГМ-100	17	18	5	1,6	1,0	6,5	18	2760	

Условия работы модуляторов в значительной мере зависят от метода осуществления модуляции.

В последующих параграфах настоящей главы рассматриваются особенности расчета модуляторов для различных методов амплитудной модуляции.

## § 15.2. РАСЧЕТ МОДУЛЯТОРОВ ДЛЯ ГЕНЕРАТОРОВ С СЕТОЧНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ СМЕЩЕНИЕМ

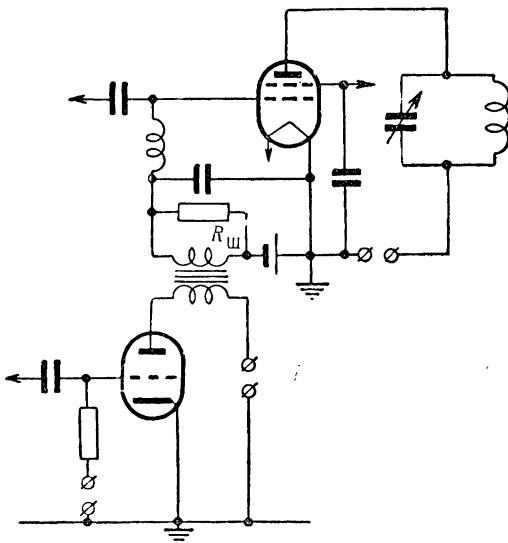
Сеточная модуляция смещением применяется главным образом в передатчиках, работающих на тетродах и пентодах средней мощности. Исключение составляет сеточная модуляция смещением, применяемая в телевизионных передатчиках видеоканала. Мощность, потребляемая сеточной цепью модулируемых тетродов и пентодов, составляет обычно не более, чем 0,5—1% от полезной мощности генератора в режиме несущей частоты. Таким образом, величина мощности модуляторов среднемощных каскадов не может превышать 10—20 вт.

Основной особенностью работы модуляторов при данном методе модуляции является непостоянство сопротивления их нагрузки.

Модулятор нагружается фактически только в течение положительного полупериода управляющего напряжения низкой частоты, когда в сеточной цепи лампы проходит наибольший по величине ток. Непостоянство сопротивления нагрузки может вызвать значи-

тельные нелинейные искажения выходного напряжения модулятора.

В составе импульсного тока сеточной цепи генераторной лампы, работающей с малыми углами отсечки, помимо первой гармоники низкочастотного сигнала, всегда будут и высшие гармоники низкочастотного тока, которые, проходя через выходные цепи модулятора, тоже создают дополнительные нелинейные искажения.



Фиг. 15.1. Схема сеточной модуляции смещением с трансформатором.

Величина нелинейных искажений может быть снижена только в том случае, когда выходное сопротивление модулятора очень мало. Для уменьшения выходного сопротивления модулятора его выполняют на специальных модуляторных лампах с малым внутренним сопротивлением.

В практической радиотехнике в настоящее время применяются главным образом три схемы модуляции смещением: схема модуляции с трансформатором, схема Минца и схема с катодным повторителем.

В схеме сеточной модуляции с трансформатором (фиг. 15.1) модулирующее напряжение снимается со вторичной обмотки выходного трансформатора оконечного каскада усилителя низкой частоты. Для уменьшения влияния переменной величины сопротивления нагрузки и высших гармоник сеточного тока вторичная обмотка трансформатора шунтируется балластным сопротивлением, уменьшающим эквивалентное выходное сопротивление модулятора. Наличие на выходе балластного сопротивления приводит к необходимости увеличения расчетной мощности модулятора.

## Исходные данные

1. Амплитуда модулирующего напряжения низкой частоты  $U_2$ .
2. Амплитуда первой гармоники тока низкой частоты в цепи управляющей сетки лампы  $I_{c2}$ .
3. Кажущееся сопротивление нагрузки

$$R_h = U_2 / I_{c2}.$$

4. Полоса частот управляющих сигналов низкой частоты  $F_{min}$  и  $F_{max}$ .
5. Величина допустимых частотных искажений на границах полосы частот  $M_n$  и  $M_b$ .
6. Допустимая величина нелинейных искажений  $\gamma$ .

Требуется определить

1. Расчетную мощность модулятора  $P_m$ .
2. Тип модуляторной лампы.
3. Режим работы лампы модулятора, параметры выходного трансформатора.

## Порядок расчета

1. Выбираем величину шунтирующего сопротивления выходной обмотки трансформатора

$$R_{sh} = (0,5 \div 1) R_h.$$

2. Находим величину эквивалентного сопротивления нагрузки

$$R_{h.e} = \frac{R_h \cdot R_{sh}}{R_h + R_{sh}}.$$

3. Определяем выходную мощность каскада

$$P_m = \frac{1}{2} \frac{U_2^2}{R_{h.e}}.$$

4. Находим расчетную мощность каскада

$$P_{расч} = \frac{P_m}{\eta_t}.$$

Если величина расчетной мощности не превышает 2—3 вт, то каскад выполняют по однотактной схеме. При величине расчетной мощности, превышающей это значение, необходимо использовать двухтактную схему.

Для улучшения качественных показателей модулятора целесообразно применить в его схеме отрицательную обратную связь по напряжению, уменьшающую выходное сопротивление лампы.

Расчет режима работы лампы и расчет параметров трансформатора производится в обычной последовательности расчета мало-мощных каскадов усилителей низкой частоты.

В схеме А. Л. Минца (фиг. 15.2) в качестве модулятора используется усилитель на сопротивлениях, отличающийся хорошей частотной характеристикой.

Для уменьшения влияния на процесс модуляции сеточных токов генераторной лампы в цепь сетки введен дроссель низкой частоты с малым омическим сопротивлением.

Величина индуктивности дросселя выбирается таким образом, чтобы его сопротивление на самой низкой частоте модулирующего сигнала более чем в два раза превышало сопротивление анодной нагрузки усилителя.

Исходными для расчета данными служат показатели схемы, указанные в расчете модуляции с трансформатором.

Порядок расчета усилителя соответствует обычной последовательности расчета каскада усиления на сопротивлении.

В качестве исходной для расчета величины может быть взято сопротивление анодной нагрузки, равное кажущемуся сопротивлению нагрузки модулятора:

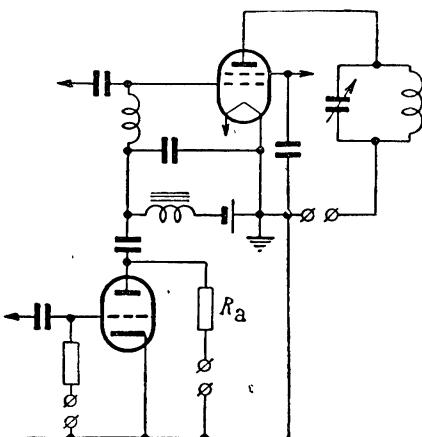
$$R_a = R_h = \frac{U_\infty}{I_{c\infty}}.$$

Затем выбирается лампа усилителя, в анодной цепи которой при выбранном сопротивлении нагрузки может быть получена требуемая величина  $U_\infty$  модулирующего напряжения.

В схеме сеточной модуляции с катодным повторителем (фиг. 15.3) в качестве модулятора используется каскад с катодной нагрузкой, отличающейся малым выходным сопротивлением. Эквивалентное внутреннее сопротивление лампы в каскаде с катодной нагрузкой в  $(1+\mu)$  раз меньше ее паспортного значения  $R_i$ .

Качественные показатели каскада с катодной нагрузкой значительно выше аналогичных показателей других каскадов. Заметным недостатком катодного повторителя, как указывалось ранее, является его малый коэффициент усиления.

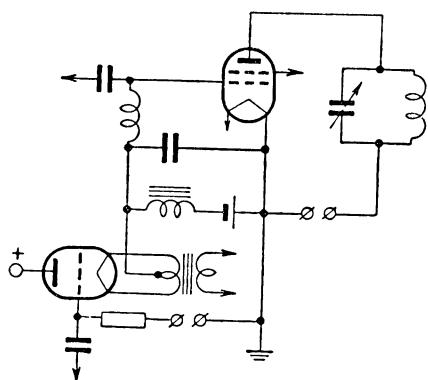
При расчете каскада используются те же исходные данные.



Фиг. 15.2. Схема Минца.

## Порядок расчета

1. Выбираем тип лампы таким образом, чтобы ток лампы при напряжении на сетке  $E_c=0$  превышал амплитуду первой гармоники тока низкой частоты более чем в два раза:



$$I_0 > (2 - 3) I_{c\omega}. \quad (15.1)$$

2. Проверяем возможность использования лампы по допустимой мощности рассеяния на аноде лампы в режиме молчания

$$\frac{1}{2} E_a I_0 > P_{a,\text{доп.}} \quad (15.2)$$

3. Если выбранный тип лампы удовлетворяет условиям (15.1) и (15.2), то рассчитываем режим работы в последовательности, характерной для расчета каскада с катодной нагрузкой (см. гл. XI).

Фиг. 15.3. Схема сеточной модуляции с катодным повторителем.

### § 15.3. РАСЧЕТ МОДУЛЯТОРОВ ДЛЯ ГЕНЕРАТОРОВ С АНОДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

В отличие от модуляторов в генераторах с сеточной модуляцией модулятор генераторов с анодной модуляцией представляет собой мощный усилитель низкой частоты. Величина мощности, отдаваемой модулятором в анодную цепь генератора при  $m=100\%$ , сравнима с мощностью режима несущей частоты

$$P_m \approx 0,7 P_{\sim n.}$$

В общем случае величина этой мощности оказывается равной

$$P_m = 0,5 m^2 P_{0\text{п.}}$$

В параллельной схеме модуляции, называемой также схемой с постоянным током (фиг. 15.4), нагрузкой модулятора служит анодная цепь генераторной лампы с постоянным сопротивлением нагрузки

$$R_f = \frac{E_{a,n.}}{I_{a=n.}}$$

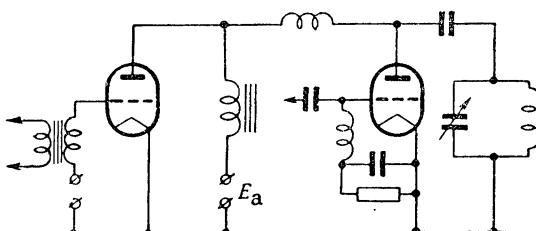
Поэтому модуляторный каскад следует рассматривать как каскад, нагруженный активным сопротивлением  $R_f$ .

Для выполнения требования малых нелинейных искажений такой каскад должен работать в классе А в режиме без сеточных токов.

Коэффициент полезного действия такого каскада всегда менее 50 %. Большая часть мощности, потребляемой анодной цепью модулятора, расходуется на нагрев анода лампы. Наиболее тяжелый тепловой режим работы модуляторной лампы наблюдается в режиме молчания, когда вся мощность анодной цепи модулятора расходуется на нагрев анода лампы. Величина этой мощности более чем в 5—6 раз превышает мощность рассеяния на аноде лампы генератора в режиме несущей частоты

$$P_{a.m} \geq (5 \div 6) P_{a.n.}$$

Мощность рассеяния на аноде лампы в режиме молчания является исходной величиной для выбора типа лампы модулятора.



Фиг. 15.4. Схема анодной модуляции.

Для схем однотактных модуляторов отечественной промышленностью были созданы специальные модуляторные лампы с «левой» характеристикой, т. е. с характеристикой, большая часть которой расположена в области отрицательного напряжения на управляющей сетке. Малое значение к. п. д. модулятора ограничивает область применения схем с однотактным модулятором. Такие схемы применяются в генераторах малой и средней мощности с анодноэкранной модуляцией (фиг. 15.5).

#### Исходные данные

1. Величина анодного напряжения генераторной лампы в режиме несущей частоты  $E_{a.p.}$ .
2. Постоянная составляющая анодного тока генераторной лампы в режиме несущей частоты  $I_{a=p}$ .
3. Мощность рассеяния на аноде генераторной лампы в режиме несущей частоты.
4. Коэффициент модуляции  $m$ .
5. Допустимые частотные искажения в заданной полосе частот.
6. Допустимые нелинейные искажения.

#### Требуется определить

1. Тип генераторной лампы.
2. Режим работы анодной и сеточной цепей лампы.
3. Индуктивность модуляционного дросселя.

## Порядок расчета

1. Выбираем тип модуляторной лампы, удовлетворяющей условию

$$P_{a, \text{доп}} \geq 6P_{a, \text{п.}}$$

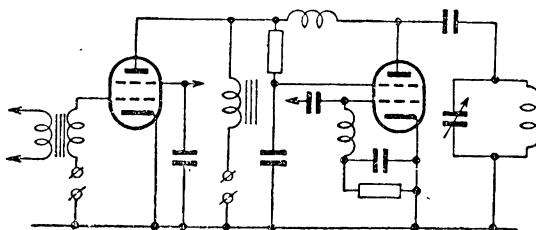
2. Определяем расчетную мощность модулятора

$$P_{\text{расч}} = \frac{0,5m^2E_{a, \text{н}}I_{a=n}}{\eta_1}.$$

3. Находим сопротивление анодной цепи лампы

$$R_f = \frac{E_{a, \text{н}}}{I_{a=n}}.$$

4. Рассчитываем режим работы усилительной лампы (см. расчет усилителей мощности, работающих в режиме класса А, стр. 120).



Фиг. 15.5. Схема аподноэкранной модуляции.

5. Определяем индуктивность модуляционного дросселя

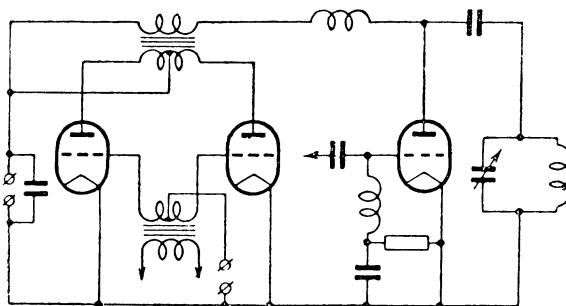
$$L_{dp} \geq \frac{2R_f}{\Omega_{\text{п}}}.$$

### § 15.4. РАСЧЕТ ДВУХТАКТНЫХ МОДУЛЯТОРОВ

Общие энергетические показатели генератора в значительной степени улучшаются, когда в качестве модулятора используется двухтактный усилитель мощности низкой частоты (фиг. 15.6).

Лампы двухтактного каскада работают обычно в режиме класса В или В<sub>2</sub>. Коэффициент полезного действия усилителя в таком режиме может превышать 50 %. Величина мощности рассеяния на анодах модуляторных ламп в режиме молчания невелика и составляет незначительную часть от средней мощности рассеяния в рабочем режиме. Основной трудностью в проектировании двухтактного модулятора является создание модуляционного трансформатора с достаточной индуктивностью первичной обмотки и малой индуктивностью рассеяния. Для облегчения условий работы модуляционного трансформатора иногда в передатчиках большой мощности изменяют схему его включения в анодную цепь

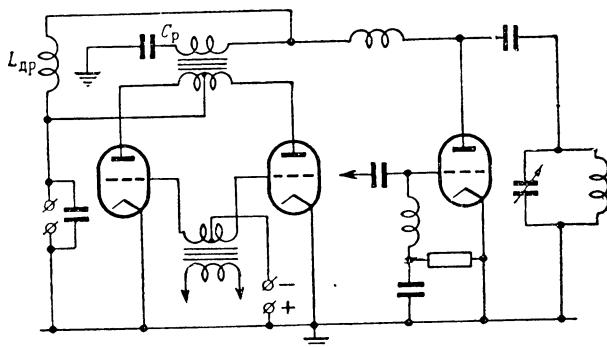
генераторной лампы (фиг. 15.7). При такой схеме включения через вторичную обмотку трансформатора не проходит постоянная составляющая анодного тока лампы. Величина емкости конденсатора  $C$  выбирается таким образом, чтобы его сопротивление



Фиг. 15.6. Схема анодной модуляции с двухтактным модулятором.

на самой низкой частоте составляло бы не более 20% от сопротивления нагрузки каскада

$$C \geq \frac{5 \div 7}{\Omega_n R_g}.$$



Фиг. 15.7. Схема анодной модуляции с разделением постоянной составляющей тока и тока низкой частоты.

Величина индуктивности модуляционного дросселя на самой низкой частоте полезного сигнала должна удовлетворять соотношению

$$L_{dp} = \frac{(2 \div 5) R_g}{\Omega_n}.$$

Ниже приведен расчет мощного двухтактного каскада, предложенный З. И. Моделем.

## Исходные данные

1. Напряжение источника анодного питания в режиме несущей частоты  $E_{a.n}$  и постоянная составляющая анодного тока лампы в режиме несущей частоты  $I_{a=n}$ .

2. Коэффициент модуляции  $m$ .

3. Полоса частот  $F_h \div F_b$ .

4. Допустимые частотные искажения  $M_h$  и  $M_b$ .

5. Допустимые нелинейные искажения  $\gamma$ .

Требуется определить

1. Расчетную мощность каскада.

2. Тип модуляторных ламп.

3. Режим работы ламп модулятора.

4. Условия работы предмощного каскада.

5. Параметры выходного трансформатора.

6. Емкость разделительного конденсатора.

7. Индуктивность модуляционного дросселя.

## Порядок расчета

1. Определяем расчетную мощность всего каскада

$$P_m = \frac{0,5m^2 E_{a.n} I_{a=n}}{\eta_T}.$$

2. Находим расчетную мощность одного плеча каскада

$$P'_{\text{расч}} = \frac{P_m}{2}.$$

3. Выбираем тип модуляторной лампы. Если ею является генераторная лампа, то следует учесть, что полезная мощность, создаваемая такой лампой в модуляторном каскаде со сравнительно невысоким К. п. д., составит около половины ее номинальной паспортной мощности. Величина  $E_{a.m}$  обычно принимается равной  $E_{a.n}$  генераторной лампы.

4. Во избежание значительных нелинейных искажений принимаем коэффициент использования анодного напряжения

$$\xi \approx 0,7.$$

5. Находим амплитуду переменного напряжения низкой частоты одного плеча модулятора

$$U'_a = \xi E_{a.m}.$$

6. Определяем амплитуду переменной составляющей анодного тока лампы

$$I_{a1} = \frac{2P'}{U'_a}.$$

7. Выбираем угол отсечки анодного тока лампы  $\theta = 90^\circ$  и по таблице Приложения 1 находим коэффициенты разложения импульсов анодного тока  $a_0, a_1$ .

8. Рассчитываем высоту импульсов анодного тока

$$i_{\max} = \frac{I_{a1}}{a_1}.$$

9. Находим постоянную составляющую анодного тока лампы

$$I_{a0} = i_{\max} a_0.$$

10. Определяем мощность, потребляемую от источника анодного питания одним плечом модулятора:

$$P'_{om} = E_{a.m} \cdot I_{a0}.$$

11. Рассчитываем мощность рассеяния на аноде лампы

$$P'_a = P'_{om} - P'.$$

Величина коэффициента использования анодного напряжения выбрана близкой к значению  $\xi = 0,637$ , при котором мощность рассеяния на аноде лампы достигает наибольшего значения. Поэтому нет необходимости производить проверку возможности использования лампы по величине мощности рассеяния на аноде при  $\xi = 0,637$ .

12. Определяем амплитуду напряжения на сетке лампы

$$U'_c = DU'_a + \frac{i_{\max}}{S}.$$

13. Принимаем напряжение смещения равным напряжению сдвига

$$E_c = E'_c.$$

Если величина выбранного анодного напряжения заметно отличается от паспортного, то следует определить новое напряжение сдвига

$$E'_{c, \text{раб}} = E'_{c, \text{пасп}} - D(E_{a, \text{раб}} - E_{a, \text{пасп}}).$$

14. Находим величину максимального напряжения на сетке лампы

$$e_{c \max} = E_c + U'_c$$

и величину минимального напряжения на аноде лампы

$$e_{a \min} = E_{a.m} - U'_a.$$

15. Полученные в п. 14 данные используем для определения высоты импульсов сеточного тока лампы  $i_{c \max}$ .

16. Находим угол отсечки сеточного тока и коэффициенты разложения импульсов тока (по Приложению 1)

$$\cos \theta_c = -\frac{E_c}{U_c}.$$

17. Определяем составляющие сеточного тока

$$I_{c=}=0,7 \alpha_c i_{c \max},$$

$$I_{c1}=0,7 \alpha_1 i_{c \max}.$$

18. Определяем общие показатели всего каскада:  
напряжение на зажимах первичной обмотки трансформатора

$$U_1=2U_a;$$

постоянная составляющая токов обоих плеч

$$I_{a=}=2I'_a;$$

мощность, потребляемая всем каскадом от источника анодного питания:

$$P_{om}=2P'_om;$$

амплитуда суммарного напряжения, подводимого к сеткам ламп:

$$U_c=2U'_c;$$

величина постоянной составляющей сеточных токов ламп

$$I_{c=}=2I'_{c=};$$

мощность, потребляемая в сеточной цепи ламп:

$$P_{\sim c}=U'I'_{c1}.$$

19. Определяем коэффициент трансформации

$$n_{tp}=\frac{mE_{a,n}}{U_1}.$$

20. Находим эффективное значение тока первичной обмотки

$$I_{1\varphi\Phi}=\frac{i_{\max}}{2}.$$

21. Вычисляем величину эффективного тока во вторичной обмотке

$$I_{2\varphi\Phi}=\frac{mE_{a,n}}{\sqrt{2}R_f}.$$

22. Определяем допустимую величину индуктивности рассеяния половины обмотки трансформатора исходя из требований допустимых нелинейных искажений

$$L_s' = \frac{0,1 (R_{i_m} + R_r')}{2\pi F_B},$$

где

$$R_r' = \frac{R_r}{4n_{rp}^2}.$$

23. Проверяем правильность расчета допустимой индуктивности рассеяния по величине частотных искажений

$$M_B = \sqrt{1 + \left( \frac{\Omega_B L_s'}{R_{i_m} + R_r'} \right)^2}.$$

24. Определяем эквивалентную индуктивность холостого хода

$$L_\emptyset = \frac{4R_\emptyset}{\Omega_h \sqrt{M_h^2 - 1}},$$

где

$$R_\emptyset \approx \frac{R_{i_m} R_r'}{R_{i_m} + R_r'}.$$

25. Выбираем индуктивность модуляционного дросселя

$$L_{dp} = \frac{(2 \div 5) R_r}{\Omega_h}.$$

26. Находим индуктивность холостого хода трансформатора

$$L_0 = \frac{L_{dp} L_\emptyset}{L_{dp} - L_\emptyset}.$$

27. Определяем емкость разделительного конденсатора

$$C_p \geq \frac{5}{\Omega R_r}.$$

**Пример 15.1.** Рассчитать двухтактный модулятор для генератора с анодной модуляцией.

#### Исходные данные

- Напряжение источника анодного питания генератора в режиме несущей частоты  $E_{a,n}=9 \text{ кВ}$ .
- Постоянная составляющая анодного тока лампы в режиме несущей частоты  $I_{a,n}=3,6 \text{ A}$ .
- Коэффициент модуляции  $m=1$ .
- Полоса частот модулирующих сигналов  $F_h=50 \text{ Гц}$ ,  $F_b=5000 \text{ Гц}$ . Допустимые частотные искажения  $M_h=1,4$ ,  $M_b=1,05$ .

## Требуется определить

1. Расчетную мощность каскада  $P_m$ .
2. Тип модуляторных ламп.
3. Режим работы ламп модулятора.
4. Параметры выходного трансформатора, емкость разделительного конденсатора, индуктивность модуляционного дросселя.

## Решение

1. Определяем расчетную мощность каскада

$$P_m = \frac{0,5m^2 E_{a.m} I_{a=n}}{\eta_t} = \frac{0,5 \cdot 9 \cdot 3,6}{0,95} = 17 \text{ квт.}$$

2. Находим расчетную мощность одного плеча каскада

$$P' = \frac{P_m}{2} = \frac{17}{2} = 8,5 \text{ квт.}$$

3. Выбираем лампу типа ГУ25Б со следующими параметрами:

$$E_a = 10 \text{ кв}, \quad I_c = 30 \text{ а}, \quad S = 35 \text{ ма/в}, \quad D = 0,025,$$

$$E'_c = -175 \text{ в}, \quad P_{a.\text{доп}} = 12 \text{ квт}, \quad R_i = 1130 \text{ ом.}$$

4. Принимаем анодное напряжение модулятора равным анодному напряжению генератора

$$E_{a.m} = E_{a.n} = 9 \text{ кв.}$$

5. Выбираем коэффициент использования анодного напряжения

$$\xi = 0,7.$$

6. Находим амплитуду переменного напряжения низкой частоты одного плеча модулятора

$$U'_a = \xi E_{a.m} = 0,7 \cdot 9 = 6,3 \text{ кв.}$$

7. Определяем амплитуду переменной составляющей анодного тока лампы

$$I_{a1} = \frac{2P'}{U'_a} = \frac{2 \cdot 8,5}{6,3} = 2,7 \text{ а.}$$

8. Выбираем угол отсечки анодного тока лампы

$$\theta = 90^\circ$$

и находим по таблице

$$\alpha_0 = 0,318, \quad \alpha_1 = 0,5.$$

9. Определяем высоту импульсов анодного тока

$$i_{\max} = \frac{I_{a1}}{\alpha_1} = \frac{2,7}{0,5} = 5,4 \text{ а.}$$

10. Вычисляем величину постоянной составляющей анодного тока лампы

$$I'_{a\_} = \alpha_0 i_{\max} = 0,318 \cdot 5,4 = 1,72 \text{ а.}$$

11. Находим мощность, потребляемую в одном плече модулятора:

$$P'_{0m} = E_{a.m} \cdot I'_{a\_} = 9 \cdot 1,72 = 15,48 \text{ квт.}$$

12. Рассчитываем мощность рассеяния на аноде лампы

$$P'_a = P'_{0m} - P' = 15,48 - 8,5 = 7 \text{ квт} < P_{a.\text{доп}} = 16 \text{ квт.}$$

13. Определяем к. п. д. каскада:

$$\eta_M = \frac{P'}{P'_{0M}} = \frac{8,5 \cdot 100}{15,84} = 53,4\%.$$

14. Рассчитываем амплитуду переменного напряжения на сетке лампы

$$U'_c = DU'_a + \frac{i_{max}}{S} = 0,025 \cdot 6300 + \frac{5,4}{35 \cdot 10^{-3}} = 311 \text{ в.}$$

15. Выбираем напряжение смещения равным напряжению сдвига

$$E'_{c, \text{раб}} = E'_c - D(E_{a.m} - E_{a.r}) = -175 - 0,025(9000 - 1000) = -150 \text{ в.}$$
$$E_c = -150 \text{ в.}$$

16. Находим величину максимального напряжения на сетке лампы и минимального напряжения на аноде лампы

$$e_{c \text{ max}} = E_c + U'_c = -150 + 310 = 160 \text{ в.}$$

$$e_{a \text{ min}} = E_{a.m} - U'_a = 9000 - 6300 = 2700 \text{ в.}$$

17. Определяем высоту импульса сеточного тока лампы

$$i_{c \text{ max}} = 0,5 \text{ а.}$$

18. Находим угол отсечки сеточного тока лампы

$$\cos \theta_c = -\frac{E_c}{U'_c} = -\frac{150}{310} = 0,485.$$

$$\theta_c = 61^\circ, \quad \alpha_{0c} = 0,223, \quad \alpha_{1c} = 0,395.$$

19. Вычисляем составляющие сеточного тока лампы

$$I'_{c\_} = 0,7 \alpha_{0c} i_{c \text{ max}} = 0,7 \cdot 0,223 \cdot 0,5 = 0,078 \text{ а.}$$

$$I'_{c1} = 0,7 \alpha_{1c} i_{c \text{ max}} = 0,7 \cdot 0,395 \cdot 0,5 = 0,138 \text{ а.}$$

20. Определяем общие показатели всего каскада:

напряжение на зажимах первичной обмотки трансформатора

$$U_1 = 2U'_a = 2 \cdot 6,3 = 12,6 \text{ кв;}$$

постоянная составляющая токов обоих плеч

$$I_a = 2I'_{c\_} = 2 \cdot 1,72 = 3,44 \text{ а;}$$

мощность, потребляемая всем каскадом от источника анодного питания:

$$P_{0M} = 2P'_{0M} = 2 \cdot 15,48 = 30,96 \text{ квт;}$$

суммарное напряжение, подводимое к сеткам ламп:

$$U_c = 2U'_c = 2 \cdot 310 = 620 \text{ в;}$$

величина постоянной составляющей сеточных токов ламп

$$I_c = 2I'_{c\_} = 2 \cdot 0,078 = 0,156 \text{ а;}$$

мощность, потребляемая в сеточной цепи ламп:

$$P_{\sim c} = U'_c I'_c = 310 \cdot 0,138 = 43 \text{ вт.}$$

21. Определяем коэффициент трансформатора

$$n_{tp} = \frac{mE_{a,n}}{U_1} = \frac{9}{12,6} = 0,71.$$

22. Находим эффективное значение тока первичной обмотки

$$I_{1\text{эф}} = \frac{i_{\max}}{2} = \frac{5,4}{2} = 2,7 \text{ а.}$$

23. Вычисляем величину эффективного тока во вторичной обмотке

$$R_g = \frac{E_{a,n}}{I_{a=n}} = \frac{9000}{3,6} = 2500 \text{ ом},$$

$$I_{2\text{эф}} = \frac{mE_{a,m}}{\sqrt{2} R_g} = \frac{1 \cdot 9000}{\sqrt{2} \cdot 2500} = 2,54 \text{ а.}$$

24. Определяем допустимую величину индуктивности рассеяния половины обмотки трансформатора

$$L'_S = \frac{0,1(R_{i_m} + R'_g)}{2\pi F_B} = \frac{0,1(1130 + 1250)}{6,28 \cdot 5000} = 7,55 \cdot 10^{-3} \text{ гн},$$

так как

$$R'_g = \frac{R_g}{4n_{tp}^2} = \frac{2500}{4 \cdot 071^2} = 1250 \text{ ом.}$$

25. Проверяем правильность расчета допустимой индуктивности рассеяния по величине частотных искажений

$$M_B = \sqrt{1 + \left( \frac{\Omega_B L'_S}{R_i + R'_g} \right)^2} = \sqrt{1 + \left( \frac{6,28 \cdot 5000 \cdot 7,55 \cdot 10^{-3}}{1130 + 1250} \right)^2} \approx 1,005.$$

26. Определяем эквивалентную индуктивность холостого хода:

$$R_{\varnothing,m} = \frac{R_{i_m} \cdot R'_g}{R_{i_m} + R'_g} = \frac{1130 + 1250}{1130 + 1250} = 600 \text{ ом},$$

$$L_\varnothing = \frac{4R_\varnothing}{\Omega_B \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{4 \cdot 600}{314 \sqrt{1,4^2 - 1}} = 7,7 \text{ гн.}$$

27. Выбираем индуктивность модуляционного дросселя

$$L_{dp} = \frac{2 \cdot R_g}{\Omega_B} = \frac{2 \cdot 2500}{314} \approx 16 \text{ гн.}$$

28. Находим индуктивность холостого хода трансформатора

$$L_0 = \frac{L_{dp} \cdot L_\varnothing}{L_{dp} - L_\varnothing} = \frac{16 \cdot 7,7}{16 - 7,7} = 14,9 \text{ гн.}$$

29. Определяем емкость разделительного конденсатора

$$C_p \geq \frac{5}{\Omega_B R_g} = \frac{5}{314 \cdot 2500} = 6,35 \text{ мкФ.}$$

Выбираем  $C_p = 7 \text{ мкФ.}$

## § 15.5. РАСЧЕТ ИМПУЛЬСНЫХ МОДУЛЯТОРОВ

В передатчиках современных радиолокационных станций применяется главным образом анодная импульсная модуляция. Этот метод модуляции находит применение и в генераторах, выполняемых на электронных лампах обычного типа, и в магнетронных генераторах. Сеточная импульсная модуляция из-за целого ряда присущих ей недостатков имеет ограниченное применение.

К импульсному модулятору генераторов с анодной модуляцией предъявляются следующие основные требования:

1) обеспечение заданной величины мощности модулирующих импульсов при достаточно высоком к. п. д.,

2) обеспечение заданной формы импульсов анодного напряжения, подводимых к анодной цепи генератора,

3) общетехнические требования — надежность в работе, малый вес, малые размеры, удобство эксплуатации и ряд других требований, вытекающих из условий работы передатчика.

Мощность модулирующих импульсов может достигать сотен и тысяч киловатт в импульсе.

Форма модулирующих импульсов должна быть достаточно прямоугольной.

Время нарастания импульса или длительность переднего фронта импульса обычно не превышает 10—20% от длительности импульса

$$\tau_{\text{н}} = \tau_{\Phi} = (0,1 \div 0,2) \tau.$$

Время спада импульса

$$t_c = (0,2 \div 0,4) \tau.$$

Перепад плоской части импульсов, питающих анодную цепь магнетрона, не превышает 1—3%:

$$\delta_c = \frac{\Delta E}{E_a} \ll 0,01 \div 0,03.$$

Для генераторов СВЧ, работающих на триодах, величина спада плоской части импульса может быть в 3—4 раза больше:

$$\delta_c \approx 0,05 \div 0,1.$$

В магнетронных генераторах с корпусом устройства соединяется не катод, а анод магнетрона, поэтому модулирующие импульсы должны иметь отрицательную относительно корпуса полярность.

Полярность модулирующих импульсов триодных генераторов должна быть, как правило, положительной. Основными элементами схемы импульсного модулятора любого типа являются накопители энергии и коммутирующее устройство или ключ модулятора — устройство, обеспечивающее своевременное подключение накопителя энергии к генератору СВЧ.

В качестве накопителей энергии в современных импульсных передатчиках применяются главным образом емкостные накопи-

тели и искусственные линии. Индуктивные накопители применяются очень редко.

В качестве коммутирующего устройства модулятора в первых образцах импульсных передатчиков находили применение так называемые вращающиеся разрядники. В современных импульсных передатчиках применяются преимущественно электронные лампы. Причем в импульсных модуляторах с емкостным накопителем энергии используются вакуумные электронные лампы с жестким управлением (специальные импульсные модуляторные триоды и тетроды).

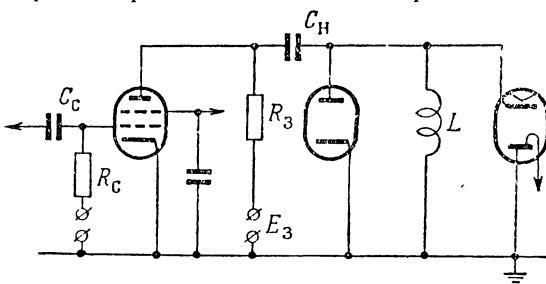
В модуляторах с накопителем энергии в виде искусственной линии применяются в основном газонаполненные электронные приборы (импульсные тиаратроны с водородным наполнением и тригатроны).

В последнее время начинают применяться безламповые импульсные модуляторы, принцип действия которых основан на использовании нелинейных свойств катушек с ферромагнитным сердечником.

Ниже рассматриваются основные особенности расчета импульсных модуляторов с емкостным накопителем и накопителем в виде искусственной линии.

### Расчет импульсных модуляторов с емкостным накопителем энергии

Как известно, емкостные накопители энергии могут работать в двух режимах: в режиме полного разряда емкости во время генерирования импульса СВЧ колебаний и в режиме частичного разряда. Первый режим работы накопителя применяется очень редко



Фиг. 15.8. Схема анодной импульсной модуляции с емкостным накопителем.

из-за неудовлетворительной формы модулирующего импульса и малой величины к. п. д. накопителя ( $\eta_{\text{п}} < 50\%$ ).

Основным режимом работы емкостных накопителей энергии является режим частичного разряда. К. п. д. накопителя при таком режиме работы достигает 95%.

Схема импульсной анодной модуляции с емкостным накопителем показана на фиг. 15.8.

## Исходные данные

1. Напряжение анодного питания генератора  $E_a$ .
2. Величина постоянной составляющей анодного тока лампы генератора в импульсе  $I_{a=ii}$ .
3. Длительность импульса  $\tau$ .
4. Длительность переднего фронта импульса  $\tau_{\phi}$ , длительность заднего фронта импульса или время спада  $\tau_c$ .
5. Частота повторения импульсов.
6. Допустимая величина спада плоской части импульса  $\delta_c$ .

Требуется определить

1. Тип электронной лампы.
2. Электрический режим работы лампы.
3. Емкость накопителя.
4. Элементы схемы модулятора.

Порядок расчета

1. Выбираем тип модуляторной лампы по допустимому напряжению на аноде лампы и величине тока в импульсе

$$U_{a.\text{доп}} > E_a, I_{a.m} \geq I_{a=ii}.$$

Величину напряжения на аноде лампы во время паузы можно определить из соотношения

$$E_{a.m} \approx 1,2 E_a.$$

Величина тока модуляторной лампы

$$I_{a.m} \approx 1,1 I_{a=ii}.$$

Если тока эмиссии одной лампы недостаточно, то прибегают к параллельному соединению нескольких ламп. Для понижения напряжения питающего устройства и изменения полярности импульса в схемах с емкостным накопителем применяются импульсные трансформаторы. При наличии в схеме импульсного трансформатора выбирают тип лампы с учетом следующих соотношений:

$$U_{a.\text{доп}} \geq 1,2 \frac{E_a}{n_{tp}},$$

$$I_{a.m} \geq n_{tp} I_{a=ii},$$

где  $n_{tp}$  — коэффициент трансформации импульсного трансформатора.

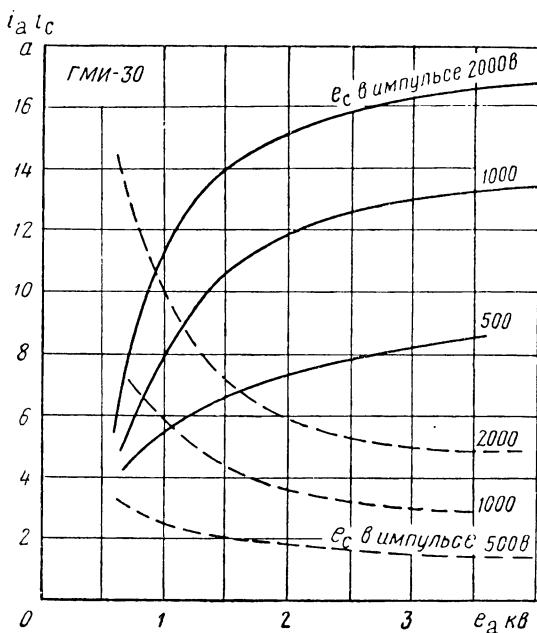
В табл. 15.2 приведены основные данные о наиболее употребительных типах импульсных модуляторных ламп.

2. Рассчитываем электрический режим работы лампы модулятора. Обычно расчет электрического режима работы производится графическим путем.

Таблица 15.2

Тип лампы	Тип катода	$U_{\text{н}} \text{ в}$	$I_{\text{н}} \text{ а}$	$P_{\text{а·доп}} \text{ вт}$	$E_{\text{а}} \text{ кв}$	$E_{\text{с2}} \text{ в}$	$I_{\text{e}} \text{ а}$	$P_{\text{и}} \text{ квт}$
Двойной тетрод ГИ-30	Оксидный косвенного накала	6,3	2,25	$2 \times 7,5$	5	850	$2 \times 8$	40
Тетрод ГМИ-83	Оксидный косвенного накала	25	2,0	60	20	1250	15	235
Триод ГМИ-30	Тарированный прямого накала	8,2	16,8	300	27	—	15	340
Тетрод ГМИ-89	Оксидный косвенного накала	25	3,9	100	25	1500	20	400
Тетрод ГМИ-90	Оксидный косвенного накала	25	7,8	120	36	2000	40	1100

По оси ординат анодных характеристик лампы (фиг. 15.9) откладывается необходимая величина тока. Затем графическим

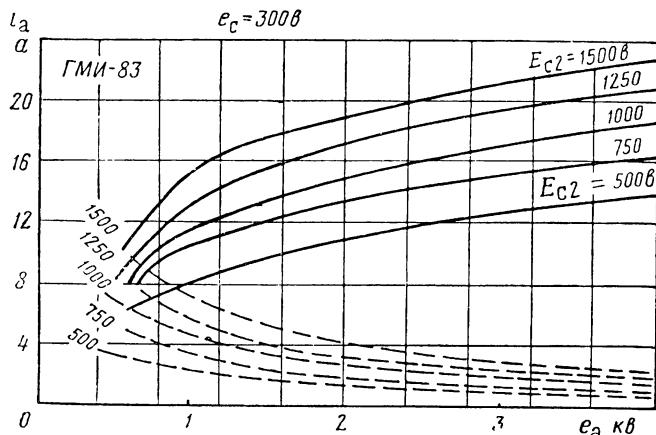


Фиг. 15.9. Характеристики модуляторного триода.

путем находят напряжение на управляющей сетке, при котором может быть получена требуемая величина тока. Величина анодного тока триода зависит от напряжения на сетке и от анодного напря-

жения. Одна и та же величина анодного тока лампы может быть получена при различном соотношении между напряжением на сетке и напряжением на аноде лампы.

Небольшим сеточным напряжениям соответствуют более значительные напряжения на аноде лампы в ее открытом состоянии. Увеличение напряжения на аноде открытой лампы приводит к возрастанию мощного рассеяния на аноде и к снижению к. п. д. модулятора. Работа с менее значительным анодным напряжением потребует большего управляющего напряжения на сетке, что приведет к возрастанию высоты импульса сеточного тока и необходи-



Фиг. 15. 10. Характеристики модуляторного тетрода ГМИ-83.

мости повышения мощности подмодулятора. Выбор соотношения между напряжением на сетке и напряжением на аноде производится в каждом отдельном случае с учетом конкретных условий работы модулятора.

Анодные характеристики импульсных модуляторных тетродов (фиг. 15. 10) обычно изображают зависимость анодного тока лампы от величины анодного напряжения и напряжения на второй сетке при неизменном потенциале управляющей сетки. Поэтому при выборе режима работы приходится решать вопрос о соотношении напряжений на аноде лампы и на второй сетке. Выбрав величины напряжений на электродах лампы, определяют по характеристикам графическим путем ток управляющей сетки (фиг. 15. 11)

$$i_c = F(e_c, U_{0m})$$

и для тетродов ток в цепи второй сетки.

3. Рассчитываем кажущееся сопротивление цепей:  
сопротивление генераторной лампы

$$R_r = \frac{E_a}{I_{a=0}};$$

сопротивление анод—катод модуляторной лампы

$$R_{i_m} = \frac{U_{0m}}{I_{a_m}};$$

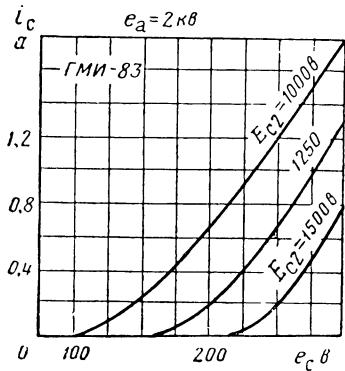
входное сопротивление цепи управляющей сетки

$$R_{bx} = \frac{U_{bx}}{i_c},$$

где

$$U_{bx} = e_c - E_c.$$

Величина напряжения смещения  $E_c$  на управляющей сетке, необходимая для запирания лампы во время паузы, обычно указывается в паспорте лампы.



Фиг. 15.11. Характеристики систечного тока лампы ГМИ-83.

Сопротивление промежутка вторая сетка—катод

$$R_{i_{c2}} = \frac{E_{c2}}{i_{c2}}.$$

4. Определяем сопротивление нагрузки накопительного устройства

$$R_h = R_{i_m} + R_r.$$

Если в схеме используется импульсный трансформатор, то сопротивление нагрузки следует определять по формуле

$$R_h = R_{i_m} + \frac{R_r}{n_{tp}^2}.$$

5. Рассчитываем емкость накопительного конденсатора, работающего в режиме частичного разряда:

$$C_h \approx \frac{\tau}{R_h \delta_c}.$$

Если величина допустимого перепада напряжения  $\delta_c$  более 3%, то расчет емкости  $C_h$  следует производить по более точной формуле

$$C_h = \frac{\tau}{R_h \ln \frac{1}{1 - \delta_c}}.$$

6. Определяем емкость конденсатора входной цепи

$$C_c = \frac{\tau}{R_{bx} \delta_1},$$

где  $\delta_1$  — допустимый перепад напряжения во входной цепи

$$\delta_1 \approx 0,01 \div 0,02.$$

7. Находим сопротивление утечки цепи сетки

$$R_c \leq \frac{1}{C_c 3 F_n}.$$

8. Рассчитываем емкость блокировочного конденсатора в цепи второй сетки

$$C_6 = \frac{\tau}{R_i c_2 \delta_2},$$

где  $\delta_2$  — допустимый перепад напряжения на второй сетке во время открытого состояния лампы

$$\delta_2 \approx 0,01 \div 0,02.$$

9. Выбираем величину сопротивления в цепи заряда

$$R_z \approx 30 R_n.$$

10. Определяем индуктивность дросселя, подключаемого к магнетронному генератору для ускорения разряда паразитной емкости  $C_0$  во время паузы

$$L = (10 \div 20) R_z \tau.$$

11. Находим напряжение зарядного устройства

$$E_z = E_a + U_{0m}.$$

12. Рассчитываем среднюю мощность зарядного устройства

$$P_{z, cp} = \frac{P_{0n}}{Q \eta_n \eta_m},$$

где

$$P_{0n} = I_{a=n} E_a,$$

$\eta_n$  — к. п. д. емкостного накопителя

$$\eta_n \approx 0,9 \div 0,95;$$

$\eta_m$  — к. п. д. модулятора

$$\eta_m = \frac{E_a}{U_{0m} + E_a};$$

$Q$  — скважность

$$Q = \frac{1}{F\tau}.$$

13. Определяем среднее значение зарядного тока

$$I_{z, cp} = \frac{P_{z, cp}}{E_z}.$$

14. Находим среднее значение тока в цепи второй сетки лампы

$$I_{c2cp} = \frac{i_{c2u}}{Q}.$$

Подавляющий (демпфирующий) диод выбирается по величине обратного напряжения ( $\sim E_a$ ) и по величине тока

$$I_0 = \sqrt{\frac{E_a}{\frac{L}{C_0}}}.$$

Пример 15.2. Рассчитать импульсный модулятор с емкостным накопителем.

#### Исходные данные

- Напряжение анодного питания генератора  $E_a = 16 \text{ кв.}$
- Ток анодной цепи генератора в импульсе  $I_{a=ii} = 12 \text{ а.}$
- Длительность импульса  $t = 1 \text{ мксек.}$
- Частота повторения  $F = 850 \text{ гц.}$
- Допустимый спад плоской части импульса  $\delta = 0.03.$

Требуется определить

- Тип лампы модулятора.
- Электрический режим работы лампы.
- Емкость накопителя.
- Элементы схемы модулятора.

#### Решение

1. Выбираем лампу типа ГМИ-83 со следующими параметрами:

$$I_{a \max} = 15 \text{ а} > 12 \text{ а},$$

$$U_{a \max} = 20 \text{ кв} > 1.2 \cdot 16 \text{ кв.}$$

2. По характеристикам лампы (фиг. 15.12) находим  $e_c = 250 \text{ в, } E_{c2} = 1000 \text{ в, } U_{0M} = 1.5 \text{ кв, } i_c = 1.25 \text{ а, } i_{c2} = 3 \text{ а.}$

Напряжение смещения

$$E_c = -1000 \text{ в.}$$

3. По полученным данным находим  
сопротивление генератора

$$R_F = \frac{E_a}{I_{a=ii}} = \frac{16000}{12} = 1330 \text{ ом;}$$

сопротивление модуляторной лампы

$$R_{iM} = \frac{U_{0M}}{I_{ii}} = \frac{1500}{12} = 125 \text{ ом;}$$

сопротивление цепи второй сетки

$$R_{ic2} = \frac{E_{c2}}{i_{c2}} = \frac{1000}{3} = 333 \text{ ом;}$$

величину входного напряжения на сетке лампы

$$U_{bx} = e_c - E_c = 250 + 1000 = 1250 \text{ в;}$$

входное сопротивление

$$R_{bx} = \frac{U_{rx}}{i_c} = \frac{1250}{1,25} = 1000 \text{ ом.}$$

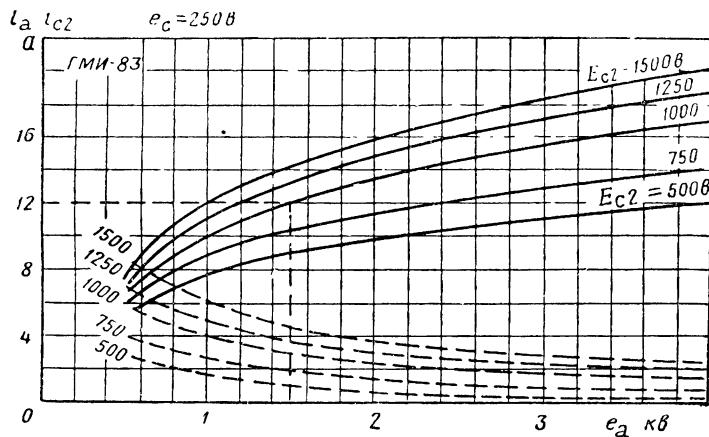
4. Определяем сопротивление нагрузки цепи разряда накопительного конденсатора

$$R_h = R_{im} + R_r = 125 + 1330 = 1455 \text{ ом.}$$

5. Рассчитываем емкость накопителя

$$C_h = \frac{\tau}{R_h \delta} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{1455 \cdot 0,03} = 0,0238 \text{ мкФ.}$$

6. Определяем емкость конденсатора входной цепи.



Фиг. 15. 12. К расчету импульсной анодной модуляции.

Принимаем  $\delta_1 = 0,02$ .

Тогда

$$C_c = \frac{\tau}{R_{bx} \delta_2} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{1000 \cdot 0,02} = 0,05 \text{ мкФ.}$$

7. Находим сопротивление утечки сетки

$$R_c = \frac{1}{3C_c F} = \frac{1}{3 \cdot 0,05 \cdot 10^{-6} \cdot 850} = 7,8 \text{ ком.}$$

8. Рассчитываем емкость блокировочного конденсатора цепи второй сетки. Принимаем  $\delta_2 = 0,02$ .

Тогда

$$C_6 = \frac{\tau}{R_{ic2} \delta_2} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{333 \cdot 0,02} = 0,15 \text{ мкФ.}$$

9. Выбираем величину зарядного сопротивления

$$R_s = 30 \cdot R_h = 30 \cdot 1455 = 45,5 \text{ ком.}$$

10. Определяем индуктивность катушки, подключенной параллельно генератору:

$$L = 20R_f\tau = 20 \cdot 1330 \cdot 1 \cdot 10^{-6} = 26,6 \text{ мГн.}$$

11. Находим напряжение зарядного устройства

$$E_3 = U_{0M} + E_a = 1,5 + 16 = 17,5 \text{ кВ.}$$

12. Рассчитываем среднюю мощность зарядного устройства. Принимаем

$$Q = \frac{1}{F\tau} = \frac{1}{850 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = 1180,$$

$$P_{0H} = I_{a=H} \cdot E_a = 12 \cdot 16 = 192 \text{ кВт},$$

$$\eta_H = 0,9,$$

$$\eta_M = \frac{E_a}{E_3} = \frac{16000}{17500} = 0,91.$$

Тогда

$$P_{z, cp} = \frac{P_{0H}}{Q\eta_H\eta_M} = \frac{192000}{1180 \cdot 0,9 \cdot 0,91} = 198 \text{ кВт.}$$

13. Определяем среднее значение зарядного тока

$$I_{z, cp} = \frac{P_{z, cp}}{E_3} = \frac{198}{17500} = 11,3 \text{ а.}$$

15. Находим среднее значение тока в цепи второй сетки

$$I_{c2cp} = \frac{i_{c2}}{Q} = \frac{3}{1185} \approx 2,5 \text{ а.}$$

### Расчет модулятора с накопителем в виде искусственной линии

Искусственная линия выполняет в модуляторах импульсных передатчиков не только функцию накопителя энергии, но и служит формирующим устройством. При разряде линии на нагрузку с сопротивлением, равным волновому сопротивлению, на зажимах нагрузки образуется импульс напряжения прямоугольной формы. Форма импульса напряжения зависит от числа ячеек; чем большее число ячеек содержит линия, тем ближе к прямоугольной будет форма импульса.

Существенным недостатком искусственной линии как накопителя является малая величина напряжения при ее разряде на нагрузку

$$E_H = \frac{E_3}{2}$$

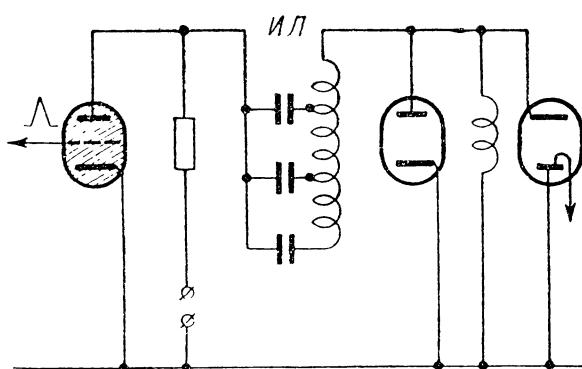
и относительно малая величина к. п. д.

В качестве коммутирующих ламп в схемах с накопителем в виде искусственной линии (фиг. 15.13) использован тиратрон. Падение напряжения на открытом тиратроне очень мало, поэтому

почти все напряжение накопителя оказывается приложенным к генератору.

Для увеличения напряжения в импульсе между модулятором и генератором включается импульсный трансформатор (фиг. 15.14).

Исходные данные для расчета модулятора те же, что и для схем с емкостным накопителем. Если в качестве коммутирующей



Фиг. 15.13. Схема анодной импульсной модуляции с искусственной линией.

лампы по каким-либо причинам используется тетрод или триод, то режим их работы рассчитывается в той же последовательности с учетом свойств линии как накопительного устройства (зарядное напряжение вдвое превышает напряжение линии при ее разряде).

### Порядок расчета

1. Определяем сопротивление нагрузки цепи разряда

$$R_n = R_t + R_{l.m.}$$

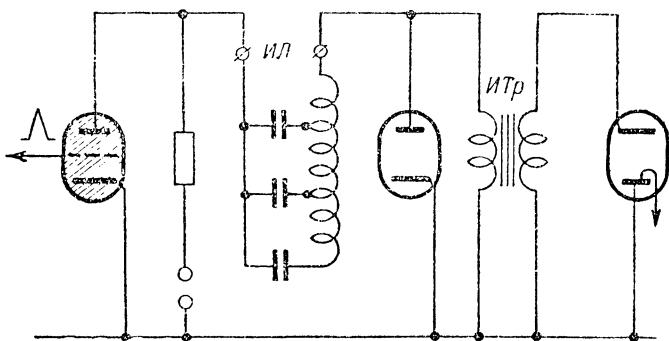
2. Рассчитываем суммарную индуктивность и емкость линии

$$L_n = \frac{R_n}{2} \tau,$$

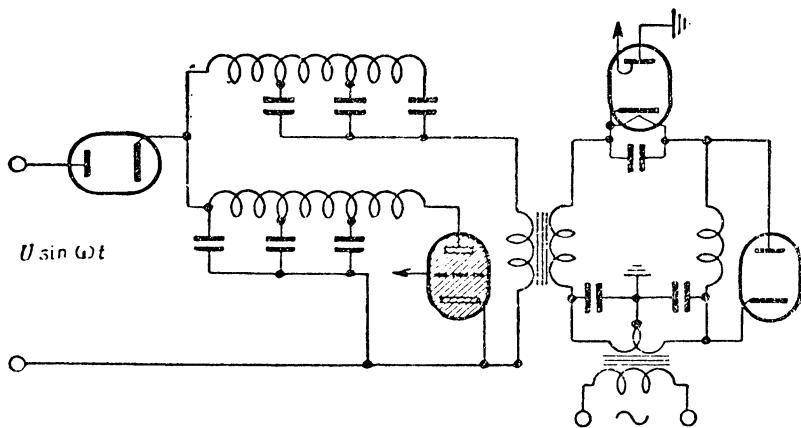
$$C_n = \frac{1}{2R_n} \tau.$$

3. Находим необходимое число ячеек линии

$$N = \frac{0.4}{\tau_{\phi}} \tau.$$



Фиг. 15.14. Схема импульсной модуляции с искусственной линией и импульсным трансформатором.



Фиг. 15.15. Схема импульсной модуляции с двойной искусственной линией.

4. Определяем индуктивность и емкость каждой ячейки линии

$$L_0 = \frac{L_{\lambda}}{N},$$

$$C_0 = \frac{C_{\lambda}}{N}.$$

Для повышения напряжения на нагрузке линии при разряде применяются двойные линии (фиг. 15.15) с волновым сопротивлением

$$\rho = \frac{R_h}{2}. \quad (15.3)$$

Напряжение на сопротивлении нагрузки при таком накопителе оказывается равным напряжению заряда

$$E_h = E_s.$$

Расчет элементов такой линии производится с учетом соотношения (15.3).

Для повышения напряжения при разряде линии применяются и другие методы.

На фиг. 15.16 изображена схема модулятора с линией, работающей в режиме колебательного заряда от источника постоянного тока.

При таком методе заряда напряжение на зажимах линии может возрасти до

$$E_{\lambda} = (1,85 \div 1,92) E_s.$$

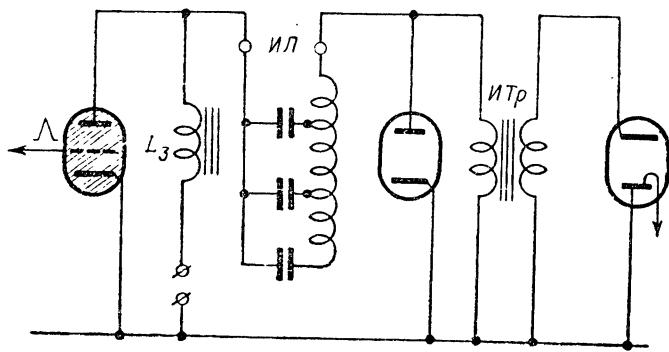
Индуктивность зарядного дросселя рассчитывается по формуле

$$L_s = \frac{1}{\pi^2 F^2 C_{\lambda}}.$$

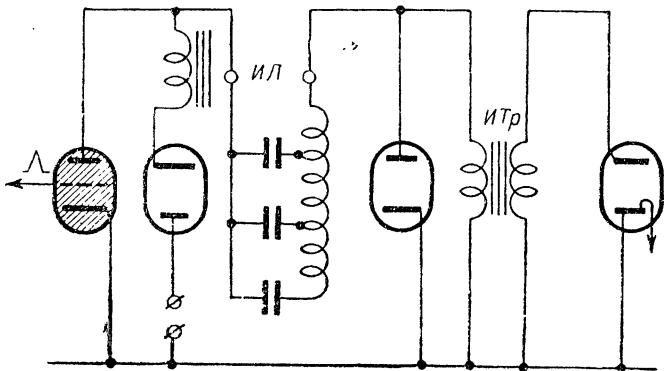
Для повышения стабильности напряжения заряженной линии в цепь заряда включается зарядный диод, мешающий разряду линии через источник питания (фиг. 15.17).

Индуктивность зарядного дросселя в таких схемах рассчитывается по формуле

$$L_s = \frac{0,6 \div 0,8}{\pi^2 F^2 C_{\lambda}}.$$



Фиг. 15, 16. Схема модулятора с линией, работающей в режиме колебательного заряда.



Фиг. 15.17. Схема модулятора с искусственной линией, работающей в режиме колебательного заряда.

Помимо колебательного заряда линии от источников постоянного тока, в передатчиках находит также применение резонансный заряд от источника переменного тока, позволяющий получить на зажимах линии напряжение, превышающее амплитуду напряжения источника тока в 2,7—2,9 раза.

Величина зарядного дросселя для случая заряда линии за один период рассчитывается по формуле

$$L_3 = \frac{1}{4\pi^2 F^2 C_L} .$$

## ПРИЛОЖЕНИЯ

### Приложение 1

#### КОЭФФИЦИЕНТЫ РАЗЛОЖЕНИЯ КОСИНУСОИДАЛЬНОГО ИМПУЛЬСА

$\theta^\circ$	$\cos \theta$	$\alpha_0$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$0^\circ$	$\cos \theta$	$\alpha_0$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$
30	0,866	0,111	0,215	0,198	0,172	72	0,309	0,260	0,441	0,264	0,082
35	0,819	0,129	0,248	0,221	0,181	74	0,276	0,266	0,452	0,260	0,072
40	0,766	0,147	0,280	0,241	0,185	76	0,242	0,273	0,459	0,256	0,062
42	0,743	0,154	0,292	0,248	0,184	78	0,208	0,279	0,466	0,251	0,052
44	0,719	0,162	0,304	0,253	0,182	80	0,174	0,286	0,472	0,245	0,043
46	0,695	0,169	0,316	0,259	0,180	82	0,139	0,293	0,478	0,239	0,033
48	0,669	0,176	0,327	0,263	0,176	84	0,105	0,299	0,484	0,233	0,024
50	0,643	0,183	0,339	0,267	0,171	86	0,070	0,305	0,490	0,226	0,016
52	0,616	0,190	0,350	0,270	0,166	88	0,035	0,312	0,496	0,219	0,008
54	0,588	0,197	0,360	0,272	0,160	90	0,000	0,319	0,500	0,212	0,000
56	0,559	0,204	0,371	0,274	0,153	92	-0,035	0,325	0,504	0,205	-0,007
58	0,530	0,211	0,381	0,275	0,146	94	-0,070	0,331	0,508	0,197	-0,014
60	0,500	0,218	0,391	0,276	0,138	96	-0,105	0,337	0,512	0,189	-0,020
62	0,469	0,225	0,400	0,275	0,129	98	-0,139	0,343	0,516	0,181	-0,025
64	0,438	0,232	0,410	0,274	0,120	100	-0,174	0,350	0,520	0,172	-0,030
66	0,407	0,239	0,419	0,273	0,111	102	-0,209	0,357	0,524	0,163	-0,035
68	0,375	0,246	0,427	0,271	0,101	104	-0,244	0,364	0,531	0,154	-0,040
70	0,342	0,253	0,436	0,267	0,091	106	-0,279	0,371	0,536	0,145	-0,045

## ГЕНЕРАТОРНЫЕ ТРИОЛЫ

Тип лампы	Тип катода	$E_h$ в	$I_h$ а	$P_\infty$ кВт	$P_{a, \text{лон}}$ кВт	$I_9$ а	$E_a$ кВ	$S$ мА/с	$D$ мА/с	$S_{rp}$ мА/с	$E'_c$ в	$C_{a, \text{ак}}$ нФ	$C_{a, \text{с}}$ нФ	$f_{\text{макс}}$ Мгц	Аналогичные типы с катодами из чистого вольфрама	
ГУ-5А	Вольфрамовый, торицированный, карбидированный прямого накала	12,6	23	3,5	150	7	5	16,5	0,02	11,5	—	19	16	0,5	110	
ГУ-5Б	То же	12,6	23	3,5	2,5	150	7	5	16,5	0,02	11,5	—	19	16	0,5	110
ГУ-10А	"	7	75	15	10	300	15	8	22	0,025	12	—	40	34	1,5	25
ГУ-10Б	"	7	75	10	7	300	15	6	22	0,025	12	—	70	40	34	1,5
ГУ-21Б	"	8,3	150	15	10	600	30	9	33	0,025	14	—	160	55	45	1,5
ГУ-22А	"	8,3	150	30	20	600	30	10	35	0,025	15	—	175	55	45	1,5
ГУ-25Б	"	8,3	150	30	12	600	30	10	35	0,025	15	—	175	55	45	1,5
ГУ-12А	Вольфрамовый, прямого накала	12,6	315	40	20	—	30	10,5	22	0,06	17	—	500	35	24	2
ГУ-23А	Вольфрамовый, торицированный, карбидированный прямого накала	12	210	100	60	2 600	60	11	55	0,025	25	—	175	100	65	3
ГУ-23Б	То же	12	210	100	50	2 600	60	11	55	0,025	25	—	175	100	65	3
ГК-5А	"	17	580	250	200	10 000	300	10	130	0,035	85	—	210	220	100	4
ГУ-4А	"	8,3	145	17,5	20	800	30	6	37	0,017	6	—	60	40	35	1
ГУ-30А	"	10,5	215	40	60	2 500	80	8	50	0,04	25	—	260	75	60	2

## ГЕНЕРАТОРНЫЕ ЛАМПЫ С ЭК

Тип лампы	Тип катода	$E_h$ в	$I_h$ а	$I_e$ а	$P_{\sim}$ вт	$E_a$ в	$E_{c2}$ в	$P_{a.\text{доп}}$ вт
I. Т е								
ГУ-32	Оксидный косвенного накала	6,3 <sup>1)</sup> 12,6	1,6 <sup>1)</sup> 0,8	2×0,08	2×7	400	250	2×7,5
ГУ-29	То же	6,3 <sup>1)</sup> 12,6	2,25 <sup>1)</sup> 1,125	2×0,25	2×23	750	225	2×20
ГУ-13	Торированный, карбидированный прямого накала	10	5	1,3	220	2 000	400	100
ГУ-27А	То же	7,5	25	5	1 000	4 000	1000	2 000
ГУ-27Б	"	7,5	25	5	1 000	3 500	1000	800
ГУ-28А	"	6,3	98	20	10 000	10 000	1250	8 000
ГУ-28Б	"	6,3	98	20	10 000	10 000	1250	6 000
ГУ-33Б	Оксидный косвенного накала	6,3	5	1	180	1 500	300	150
ГУ-34Б	То же	12,6	4	2	700	2 000	500	500
ГУ-35Б	Торированный, карбидированный прямого накала	6,3	65	7	3 000	5 000	800	3 500
ГУ-36Б	То же	8,3	100	40	10 000	6 000	900	14 000

II. П е н								
ГУ-50	Оксидный, косвенного накала	12,6	0,77	0,7	60	1 000	250	40
ГК-71	Торированный, карбидированный прямого накала	20	3	0,9	250	1 500	400	125
ГУ-80	То же	12,6	10,5	2	750	2 000	600	450

1) В числителе даны величины для параллельного включения, в знаменателе—коэффициент пропорциональности, с помощью которого определяется напряжение на аноде.

2)  $K_d$ —коэффициент пропорциональности, с помощью которого определяется напряжение на аноде.

3)  $A_{c2}$ —поправочный коэффициент, применяемый при расчете составляющей

## РАНИРОВАННЫМ АНОДОМ

$P_{c2\text{ доп}}$ $\text{вт}$	$P_{c.\text{ доп}}$ $\text{вт}$	$S$ $\text{ма/в}$	$S_{\text{гр}}$ $\text{ма/в}$	$D$	$D_2$	$E'_c$	$K_d$ <sup>2)</sup>	$A_{c2}^{3)}$	$C_{c.k}$ $n\Phi$	$C_{a.k}$ $n\Phi$	$C_{a.c}$ $n\Phi$	$f_{\text{max}}$ $M\text{гц}$
------------------------------------	------------------------------------	----------------------	----------------------------------	-----	-------	--------	---------------------	---------------	----------------------	----------------------	----------------------	----------------------------------

т р о д ы

5	—	4,5	2	0,008	0,11	-30	0	0,7	7,8	3,8	0,05	200
7	—	12	5	0,01	0,1	-20	0	0,8	15	7	0,1	200
22	—	6,5	3,5	0,06	0,1	-35	0	0,57	16,3	14	0,25	30
150	40	10	5	0,008	0,07	-60	0,3	0,7	25	17	0,21	110
100	40	10	4	0,007	0,07	-60	0,3	0,7	21	13	0,18	110
400	200	23	10	0,03	0,05	-360	0,1	0,6	60	30		24
400	200	23	10	0,03	0,05	-360	0,1	0,6	60	30		24
10		20	6,5	0,004	0,1	-30	0,8	0,5	42	6,5	0,08	250
20	5	30	15	0,005	0,06	-40	0,7		65	8,5	0,12	250
110	45	30	10	0,006		-140			51	14	0,6	250
300	150	80	30	0,005	0,1	-115	0,1		150	23	0,6	250

т о д ы

5	1	8	3	0,008	0,15	-40	0	0,75	14	9,2	0,1	120
25		5	4	0,005	0,2	-90	0	0,8	18	17	0,15	20
120	10	7,5	4	0,025	0,2	-170	0	0,7	28,5	22,5	0,1	50

нателе — для последовательного включения.

ляется положение начальной точки пограничной линии ( $E'_a = K_d E_{c2}$ ) .  
щих тока второй сетки ( $I_{c2} = A_{c2} a_0 i_{c2\text{max}}$ ).

## *Приложение 4*

## МЕТАЛЛОКЕРАМИЧЕСКИЕ ТРИОДЫ

Тип лампы	$E_{\text{н}}$ в	$I_{\text{н}}$ а	$P_{\text{а. доп}}$ вт	$P_{\text{с. доп}}$ вт	$I_{\text{ко}}$ (пред) ма	$D$	В непрерывном режиме					
							$E_a$ в	$P_{\infty}$ вт	$S$ ма/в	$S_{\text{гр}}$ ма/в	$E'_c$ в	$\lambda_{\text{мин}}$ см
ГИ-6Б	12,6	2,1	350	2,5	600	0,01	1350	130	22			22
ГИ-11Б	12,6	0,82	80	2	150	0,011	800	20	10		-22	
ГИ-12Б	12,6	0,82	80	2	150	0,011	800				-22	
ГИ-13Б	12,6	0,65	80	2	150	0,025	800	20				
ГИ-14Б	12,6	3,45	500	5					30			
ГИ-15Б	12,6	0,82	80	2	150	0,02	800	3	10		-5	
ГИ-70Б	12,6	1,95	350	2,5	600	0,05	1500	120	27	5	-23	17
ГС-2Б	12,6	3,2	1000	15		0,12	2000	360	25	8	-20	28
ГС-9Б	12,6	1,1	300	2,2	330	0,008	1500	400	18	8	-13	15

Продолжение

Тип лампы	В импульсном режиме							$\lambda_{\min}$ см	$C_{a.c.}$ пФ	$C_{c.c.}$ пФ	$C_{a.k.}$ пФ	Аналогичный тип лампы
	$I_{\text{э.и}}$ $a$	$\tau_{\text{max}}$ мксек	$E_a$ в	$P_{\sim i}$ квт	$S_i$ ча/в	$S_{\text{гр}}$ ма/б	$E'_c$ в					
ГИ-6Б	20	10	9 000		65	27	-70	18	4,9	11,4	0,25	
ГИ-11Б	1,2	5	2 000		25	5		11	2,7	11	0,16	
ГИ-12Б	1,2	5	2 000		25	5		9	2,7	11	0,04	
ГИ-13Б			3 000	1,5	38	5	-50	9	2,4	11,3	0,2	ГИ-13 (20 вт)
ГИ-14Б		8	20 000	125	80	10	-170	30	5,6	20	0,12	
ГИ-15Б			3 000	1	43	5	-35	7	2,5	10,5	0,04	ГИ-150 (20 вт)
ГИ-70Б	20	10	9 000	11	73	7,5	-120	9	4,6	11,1	0,08	ГИ-7
ГС-2Б									4,5	21,5	0,12	ГС-1Б
ГС-9Б									3,2	4,4	0,04	ГС-90Б

## ЛИТЕРАТУРА

1. Агафонов Б. С., Теория и расчет радиотелефонных режимов генераторных ламп, Советское радио, 1955.
2. Баркан В. Ф., Жданов В. К., Радиоприемные устройства, Оборонгиз, 1960.
3. Бронштейн М. Я., Элементы проектирования радиопередающих устройств. Редакционный отдел Аэрофлота, 1960.
4. Войшвилло Г. В., Усилители низкой частоты на электронных лампах, Связьиздат, 1959.
5. Волин М. Л., Усилители промежуточной частоты, Советское радио, 1956.
6. Гуткин Л. С., Преобразование сверхвысоких частот и детектирование, Госэнергоиздат, 1953.
7. Дикий А. Д., Солдатов И. А., Передатчики радиотехнических средств, Воениздат, 1960.
8. Иванов А. Б., Сосновкин Л. Н., Импульсные передатчики С. В. Ч., Советское радио, 1956.
9. Конев Ю. И., Полупроводниковые триоды в автоматике, Советское радио, 1960.
10. Кобзев В. В. и Шишмаков В. Н., Каскады радиоприемников на транзисторах, Госэнергоиздат, 1960.
11. Кулаковский А. А., Линейные каскады радиоприемников, Госэнергоиздат, 1958.
12. Левитин Е. А., Справочник по радиовещательным приемникам, Госэнергоиздат, 1960.
13. Модель З. И., Радиопередающие устройства, Связьиздат, 1961.
14. Нейман М. С., Курс радиопередающих устройств, Советское радио, 1958.
15. Окуни Е. Л., Радиопередающие устройства, Судпромгиз, 1959.
- Полупроводниковые триоды и диоды. Справочник. Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1961.
16. Сиверс А. П., Радиолокационные приемники. Советское радио, 1959.
17. Справочник радиолюбителя. Госэнергоиздат, 1961.
18. Сифоров В. И., Радиоприемные устройства, Воениздат, 1954.
19. Сифоров В. И., Радиоприемники сверхвысоких частот, Воениздат, 1955.
20. Тимофеев В. М., Проектирование радиопередающих устройств, Связьиздат, 1960.
21. Хомич В. И., Приемные ферритовые антенны, Госэнергоиздат, 1960.
22. Цыкин Г. С., Трансформаторы низкой частоты, Связьиздат, 1960.

23. Цыкин Г. С., Электронные усилители, Госэнергоиздат, 1960.
  24. Чистяков Н. И., Сидоров В. М., Мельников В. С., Радиоприемные устройства, Связьиздат, 1958.
  25. Шуцкой К. А., Проектирование радиоприемников АМ и ЧМ сигналов, Госэнергоиздат, 1958.
  26. Штейн Н. И., Элементы расчета радиопередатчиков ультракоротких волн, Советское радио, 1958.
  27. Эрглис К. Э., Степаненко И. П., Электронные усилители, Физмагиз, 1961.
  28. Электровакуумные приборы. Справочник. Госэнергоиздат, 1956.
  29. Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н., Расчет полупроводниковых усилителей и генераторов, Государственное издательство технической литературы УССР, 1961.
- — —

## ОГЛАВЛЕНИЕ

	<i>Стр.</i>
Предисловие . . . . .	3
<i>Глава I. Методические основы проектирования радиотехнических устройств</i> . . . . .	5
§ 1.1. Содержание учебного проекта . . . . .	5
§ 1.2. Расчетная часть проекта . . . . .	7
§ 1.3. Общие требования к оформлению учебных проектов . . . . .	8
<i>Глава II. Проектирование усилителей низкой частоты и видеоусилителей</i> . . . . .	10
§ 2.1. Общие сведения о проектировании усилителей низкой частоты . . . . .	10
§ 2.2. Технические условия на проектирование усилителей низкой частоты . . . . .	10
§ 2.3. Эскизный расчет усилителей низкой частоты . . . . .	11
§ 2.4. Технические условия на проектирование видеоусилителей . . . . .	19
§ 2.5. Эскизный расчет видеоусилителей . . . . .	20
§ 2.6. Эскизный расчет видеоусилителя на полупроводниковых триодах . . . . .	26
<i>Глава III. Проектирование радиоприемных устройств</i> . . . . .	34
§ 3.1. Общие сведения о проектировании радиоприемных устройств . . . . .	34
§ 3.2. Технические условия на проектирование радиоприемных устройств . . . . .	35
§ 3.3. Эскизный расчет радиоприемников для длинных, средних и коротких волн, предназначенных для приема сигналов амплитудной модуляции и манипуляции . . . . .	37
§ 3.4. Эскизный расчет радиоприемников УКВ, предназначенных для приема импульсных радиолокационных сигналов . . . . .	49
§ 3.5. Эскизный расчет радиоприемников УКВ, предназначенных для приема сигналов частотной модуляции . . . . .	61
§ 3.6. Проектирование радиовещательных приемников на полупроводниковых триодах . . . . .	65
<i>Глава IV. Проектирование радиопередающих устройств и их эскизный расчет</i> . . . . .	76
§ 4.1. Общие сведения о проектировании радиопередающих устройств . . . . .	76
§ 4.2. Технические условия на проектирование передатчиков . . . . .	77
§ 4.3. Эскизный расчет передатчиков промежуточных и коротких волн . . . . .	80
§ 4.4. Эскизный расчет передатчиков метрового и дециметрового диапазонов волн . . . . .	87
§ 4.5. Эскизный расчет импульсного передатчика сантиметрового диапазона волн . . . . .	91
<i>Глава V. Расчет каскадов усилителей низкой частоты</i> . . . . .	93
§ 5.1. Расчет каскадов усилителей напряжения на электронных лампах . . . . .	93

<b>§ 5.2. Расчет усилителей напряжения на полупроводниковых триодах . . . . .</b>	106
<b>§ 5.3. Расчет усилителей мощности на электронных лампах . . . . .</b>	120
<b>§ 5.4. Расчет двухтактных каскадов на электронных лампах . . . . .</b>	134
<b>§ 5.5. Расчет усилителей мощности на полупроводниковых триодах . . . . .</b>	151
<b>§ 5.6. Расчет усилителей с отрицательной обратной связью . . . . .</b>	160
<b>§ 5.7. Расчет инверсных каскадов . . . . .</b>	168
<b>§ 5.8. Специальные схемы выходных каскадов . . . . .</b>	173
<b>§ 5.9. Расчет трансформаторов низкой частоты . . . . .</b>	178
<b>Глава VI. Расчет радиочастотного тракта приемников длинных, средних и коротких волн . . . . .</b>	188
<b>§ 6.1. Расчет контуров радиочастотного тракта . . . . .</b>	188
<b>§ 6.2. Расчет входных цепей . . . . .</b>	190
<b>§ 6.3. Расчет входной цепи с ферритовой антенной . . . . .</b>	198
<b>§ 6.4. Расчет ламповых усилителей радиочастоты . . . . .</b>	203
<b>§ 6.5. Расчет усилителя радиочастоты на полупроводниковых триодах . . . . .</b>	208
<b>Глава VII. Расчет радиочастотного тракта приемников метровых и дециметровых волн . . . . .</b>	215
<b>§ 7.1. Выбор схемы радиочастотного тракта . . . . .</b>	215
<b>§ 7.2. Расчет усилителя радиочастоты метровых волн с общим катодом . . . . .</b>	223
<b>§ 7.3. Расчет усилителя радиочастоты с общей сеткой, усилителя по схеме «заземленный катод — заземленная сетка» и усилителя с общей промежуточной точкой . . . . .</b>	229
<b>§ 7.4. Расчет входной цепи диапазона метровых волн . . . . .</b>	238
<b>§ 7.5. Расчет общих показателей радиочастотного тракта приемников метровых волн . . . . .</b>	244
<b>§ 7.6. Расчет радиочастотного тракта приемников дециметровых волн . . . . .</b>	249
<b>§ 7.7. Параметрические усилители . . . . .</b>	255
<b>Глава VIII. Расчет усилителей промежуточной частоты . . . . .</b>	262
<b>§ 8.1. Расчет усилителей промежуточной частоты приемников длинных, средних и коротких волн . . . . .</b>	262
<b>§ 8.2. Расчет усилителей промежуточной частоты приемников метровых и дециметровых волн . . . . .</b>	267
<b>§ 8.3. Расчет усилителей промежуточной частоты приемников сантиметровых волн . . . . .</b>	279
<b>§ 8.4. Расчет усилителей промежуточной частоты на полупроводниковых триодах . . . . .</b>	287
<b>Глава IX. Расчет детекторов, амплитудного ограничителя и системы АРУ . . . . .</b>	295
<b>§ 9.1. Расчет амплитудного диодного детектора . . . . .</b>	295
<b>§ 9.2. Расчет импульсного диодного детектора . . . . .</b>	300
<b>§ 9.3. Расчет системы АРУ . . . . .</b>	304
<b>§ 9.4. Расчет амплитудного ограничителя . . . . .</b>	309
<b>§ 9.5. Расчет частотного детектора . . . . .</b>	315
<b>Глава X. Расчет преобразователей частоты . . . . .</b>	325
<b>§ 10.1. Расчет преобразователей приемников длинных, средних и коротких волн . . . . .</b>	325
<b>§ 10.2. Расчет преобразователей приемников метровых и дециметровых волн . . . . .</b>	336
<b>§ 10.3. Расчет преобразователей приемников сантиметровых волн . . . . .</b>	343
<b>§ 10.4. Расчет преобразователей на полупроводниковых триодах . . . . .</b>	351

	Стр.
<i>Глава XI. Расчет каскадов видеоусилителя . . . . .</i>	359
§ 11.1. Общие сведения о каскадах видеоусилителя . . . . .	359
§ 11.2. Расчет видеоусилителя с коррекцией . . . . .	366
§ 11.3. Расчет окончного каскада видеоусилителя . . . . .	370
§ 11.4. Расчет каскадов ограничителя . . . . .	373
§ 11.5. Расчет линейных каскадов . . . . .	376
§ 11.6. Расчет видеоусилителей на полупроводниковых триодах . . . . .	381
<i>Глава XII. Расчет общих электрических показателей и характеристик радиоприемника . . . . .</i>	389
§ 12.1. Расчет коэффициента шума . . . . .	389
§ 12.2. Расчет характеристики избирательности приемника . . . . .	390
§ 12.3. Расчет чувствительности приемника . . . . .	391
§ 12.4. Расчет кривой верности . . . . .	392
<i>Глава XIII. Расчет генераторов с независимым возбуждением . . . . .</i>	395
§ 13.1. Общие сведения о расчете генераторов с независимым возбуждением . . . . .	395
§ 13.2. Расчет электрического режима работы лампы, работающей в режиме усиления незатухающих колебаний . . . . .	396
§ 13.3. Расчет электрического режима работы генератора на полупроводниковом триоде . . . . .	405
§ 13.4. Расчет электрического режима работы модулируемых каскадов . . . . .	412
§ 13.5. Расчет импульсного режима работы генератора . . . . .	422
§ 13.6. Расчет режима работы промежуточных каскадов передатчика . . . . .	425
§ 13.7. Расчет элементов колебательных контуров и элементов связи с нагрузкой . . . . .	432
<i>Глава XIV. Расчет генераторов с самовозбуждением . . . . .</i>	443
§ 14.1. Расчет электрического режима работы генераторов с самовозбуждением (автогенераторов) . . . . .	443
§ 14.2. Расчет элементов схемы генераторов с самовозбуждением . . . . .	445
§ 14.3. Расчет генераторов, выполненных по схеме Шембеля . . . . .	454
§ 14.4. Расчет элементов схемы УКВ генераторов с самовозбуждением . . . . .	460
§ 14.5. Расчет режима работы магнетронного генератора . . . . .	467
§ 14.6. Особенности расчета режима работы генератора с самовозбуждением на полупроводниковых триодах . . . . .	471
<i>Глава XV. Расчет модуляторов передатчиков с амплитудной модуляцией . . . . .</i>	475
§ 15.1. Общие сведения о модуляторах . . . . .	475
§ 15.2. Расчет модуляторов для генераторов с сеточной модуляцией смещением . . . . .	476
§ 15.3. Расчет модуляторов для генераторов с анодной модуляцией . . . . .	480
§ 15.4. Расчет двухтактных модуляторов . . . . .	482
§ 15.5. Расчет импульсных модуляторов . . . . .	491
<i>Приложения . . . . .</i>	506
<i>Литература . . . . .</i>	511

*Виталий Федорович Баркан, Василий Константинович Жданов*

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ**

---

Издательский редактор *И. А. Суворова*

Техн. ред. *А. Я. Новик*

T-10077

Подписано в печать 6/IX 1963 г.

Учетно-изд. л. 26,93

Формат бумаги  $60 \times 90/16 = 16,13$  бум. л.—32,25 печ. л.

Цена 1 р. 09 к.

Тираж 44 000. 2-й завод 10001—24.000

Заказ 797/1784

---

Типография Оборонгиза