

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

С.Н.КРИЗЕ

# УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

СВЯЗЬИЗДАТ · 1958

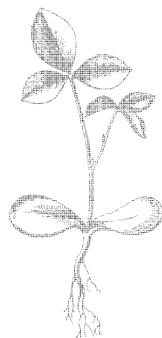
С. Н. КРИЗЕ

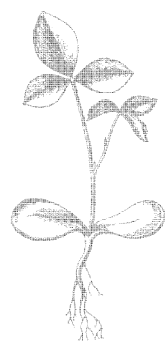
# УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

*Министерством связи Союза ССР  
допущено в качестве учебника  
для техникумов связи*



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО ЛИТЕРАТУРЫ  
ПО ВОПРОСАМ СВЯЗИ И РАДИО  
Москва 1958





## ПРЕДИСЛОВИЕ

Во многих областях современной науки и техники очень часто возникает задача усиления различного вида электрических колебаний. Устройства, предназначенные для выполнения этой задачи, называются **у с и л и т е л я м и**. Усилительные устройства в настоящее время находят себе все более широкое и разностороннее применение. Примерами важнейших областей использования усилителей могут служить: аппаратура радиовещания, радиосвязи, проводной связи, телевидения, фототелеграфа, радиолокации, различных систем записи и воспроизведения звука, а также многочисленные устройства автоматики и телемеханики, все шире внедряемые согласно решениям XX съезда КПСС в самые разнообразные области промышленности и народного хозяйства. Кроме того, усилители используются в электрических счетно-решающих устройствах, а также в физических, биологических, медицинских и многих других научных исследованиях. В частности, метод меченых атомов (или радиоактивных изотопов), имеющий большое значение во многих отраслях знания, требует применения усилительного устройства.

Широкое применение усилителей во всех видах радиотехнических устройств предопределяет важнейшую роль данного курса при подготовке радиоспециалистов. Знание теории усилителей необходимо при изучении других радиотехнических дисциплин — радиопередающих и радиоприемных устройств. В данной книге рассмотрены основы теории и расчета усилителей звуковой частоты, а также широкополосных и импульсных усилителей.

При изложении теории и расчета усилительных устройств в данном курсе автор стремился по возможности упростить используемый математический аппарат, ограничиваясь, как правило,



элементарной математикой. Однако расчетный характер курса потребовал применения довольно большого количества формул, структуру которых автор стремился упростить. Наряду с этим в книге подчеркивается физическая сторона процессов в изучаемых схемах. Все расчеты для лучшего понимания иллюстрированы числовыми примерами.

Со времени издания в 1948 г. учебника для техникумов связи «Усилители низкой частоты» материал курса в значительной степени претерпел изменения, поэтому настоящая книга почти целиком написана заново и не может рассматриваться как переиздание упомянутого учебника.

Все отзывы и замечания по книге следует направлять по адресу: Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2, Связьиздат.

*С. Н. Кризе*

---

# ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ

---

## ГЛАВА 1

### ВВЕДЕНИЕ

#### 1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

##### Классификация по принципу действия

Усилительные устройства различаются между собой по принципу действия в зависимости от вида усилительного элемента, которым является управляемое сопротивление — активное, емкостное или индуктивное. При этом сравнительно слабые электрические колебания усиливаемого сигнала вызывают более мощные колебания тока, создаваемого источником электроэнергии в цепи управляемого сопротивления. Энергия источника питания преобразуется таким образом в энергию полезного сигнала. В зависимости от вида усилительного элемента различают:

- 1) ламповые усилители, основанные на использовании усилительных свойств электронных ламп;
- 2) магнитные усилители, использующие свойства насыщенного магнитного сердечника;
- 3) полупроводниковые усилители, в которых используется усилительный элемент из полупроводника, обычно называемый транзистором;
- 4) диэлектрические усилители, основанные на использовании свойств некоторых диэлектриков (например, титаната бария).

В ламповых и полупроводниковых усилителях управляемое сопротивление имеет активный характер, в магнитных усилителях управляют величиной индуктивности, а в диэлектрических — величиной емкости.

Усилители с электронными лампами в настоящее время имеют наибольшее применение по сравнению со всеми другими типами усилителей. Объясняется это универсальностью ламповых усилителей, разнообразием и широтой задач, для решения которых такие усилители пригодны, и наличием налаженного массового производства высококачественных электронных ламп. В силу этих

обстоятельств усилителям с электронными лампами уделяется в данном курсе основное внимание.

Магнитные усилители находят применение главным образом в автоматических устройствах. В технике радиовещания и радиосвязи эти усилители не нашли применения, так как они требуют питания от источника переменного тока высокой частоты и не столь универсальны, как усилители с электронными лампами. Поэтому в дальнейшем они не рассматриваются.

Полупроводниковые усилители в некоторых отношениях имеют преимущества перед ламповыми усилителями (малые габариты и вес, большой срок службы, низкое напряжение питания, высокий коэффициент полезного действия и др.). Они во многих случаях могут успешно заменить усилители с электронными лампами. Недостатки полупроводниковых усилителей — непостоянство их параметров, ограниченность частотного диапазона и некоторые другие — во многих случаях препятствуют замене электронных ламп полупроводниковыми приборами. Но по мере совершенствования конструкций и технологии изготовления транзисторов область использования их в усилительной технике быстро расширяется.

Диэлектрические усилители являются наиболее новой областью усилительной техники. Эти усилители еще не вышли за рамки лабораторных исследований и пока практического применения не имеют, несмотря на многие положительные свойства.

### Классификация по частотному диапазону

Другим важным признаком, по которому классифицируются усилители, служит диапазон частот электрических колебаний, в пределах которого данный усилитель может удовлетворительно работать. Этот диапазон частот определяется назначением усилителя. В большинстве практических случаев на вход усилителя подаются колебания сложной формы, состоящие из многих синусоидальных составляющих (гармоник). Частотный спектр входного сигнала определяет собой необходимый рабочий диапазон частот (полосу пропускания) усилительного устройства. Этот частотный диапазон ограничен нижней (минимальной) частотой  $f_n$  и верхней (максимальной) частотой  $f_v$ . В зависимости от рабочего диапазона частот различают усилители низкой частоты и усилители высокой частоты.

Усилители высокой частоты, как показывает их название, предназначены для усиления колебаний высокой частоты. К этому виду усилительных устройств относятся, например, применяемые в радиоприемниках и радиопередатчиках усилители модулированных колебаний с несущими частотами порядка сотен килогерц и выше. Отношение верхней частоты спектра таких модулированных колебаний  $f_v$  к нижней частоте этого спектра  $f_n$  обычно близко к единице, т. е. относительная ширина рабочего диапазона частот

невелика. Соответственно в усилителях высокой частоты отношение  $\frac{f_0}{f_n}$  обычно не превышает 1,1.

Узкая полоса частотного диапазона позволяет использовать в усилителях высокой частоты в качестве нагрузки электронной лампы систему из одного или нескольких резонансных контуров. Поэтому такие усилители часто называются резонансными усилителями.

Усилители высокой частоты применяются в радиоприемниках для усиления сигналов до детектора и изучаются в курсе радиоприемных устройств. Мощные усилители высокой частоты, применяемые в радиопередатчиках, изучаются в курсе радиопередающих устройств.

Характерными особенностями усилителей низкой частоты в большинстве случаев являются:

1) малая величина нижнего предела рабочих частот (обычно несколько десятков герц);

2) относительно большая ширина рабочего диапазона частот. Отношение верхней рабочей частоты  $f_0$  к нижней рабочей частоте  $f_n$  обычно составляет не менее нескольких десятков, доходя в отдельных случаях до сотен тысяч.

Широкий частотный диапазон делает невозможным в усилителях низкой частоты использование в качестве нагрузки лампы колебательного контура с острой кривой резонанса. Нагрузки ламп в этом случае, как правило, носят аperiodический характер, поэтому такие усилители иногда называются аperiodическими усилителями. Наиболее распространенным видом усилителей низкой частоты, с которым чаще всего приходится встречаться в практике и которому поэтому в данном курсе уделяется большое внимание, являются усилители электрических колебаний звуковой частоты. Рабочий диапазон частот для усилителей этого вида обычно заключен в пределах от  $f_n = 40 \div 200$  гц до  $f_0 = 3 \div 15$  кгц. Такой диапазон частот, как правило, вполне достаточен для малоискаженной передачи речи и музыки. Усилители этого вида работают в аппаратуре радиовещания; радиосвязи, проводной связи, записи и воспроизведения звука, а также в других установках, где необходимо усиление электрических колебаний звуковой частоты.

Специфическими особенностями отличаются широкополосные и импульсные усилители, также рассматриваемые в настоящей книге. Эти усилители предназначены для усиления сигналов в устройствах импульсной связи, радиолокации и телевидения. Вследствие особых условий своей работы, они отличаются от усилителей звуковой частоты весьма широким частотным диапазоном, нередко заключенным в пределах от нескольких десятков герц до десятков мегагерц. Такие усилители часто называются видеоусилителями.

Наконец, существуют так называемые усилители постоянного тока или постоянного напряжения, характерная особенность кото-

рых состоит в том, что они могут усиливать сколь угодно медленные электрические колебания. Нижний предел рабочей частоты для таких усилителей равен нулю ( $f_n = 0$ ). Эти усилители применяются, например, в измерительной аппаратуре, автоматике и телемеханике, счетно-решающих устройствах. Верхний предел рабочих частот для усилителей этого типа обычно не превосходит нескольких килогерц, но в случае необходимости может быть сделан достаточно высоким.

### Классификация по назначению и схеме

Всякий усилитель можно рассматривать как четырехполюсник, к входу которого подводятся колебания, подлежащие усилению (например, от микрофона), и к выходу которого подключена полезная нагрузка (например, громкоговоритель).

Усилитель является активным четырехполюсником, так как мощность колебаний на выходе (в нагрузке) превышает мощность, потребляемую усилителем от источника входного сигнала,

$$P_{\text{вых}} > P_{\text{вх}}. \quad (1.1)$$

Следует отметить, что для выполнения этого условия совсем не обязательно, чтобы напряжение на выходе усилителя  $U_{\text{вых}}$  было больше, чем напряжение на его входе  $U_{\text{вх}}$ . Мощность, как известно, зависит не только от напряжения, но и от величины сопротивления, на котором действует данное напряжение. Входное сопротивление усилителя всегда оказывается значительно больше, чем сопротивление внешней нагрузки, поэтому условие (1.1) выполняется иногда даже при  $U_{\text{вых}} < U_{\text{вх}}$ .

В большинстве случаев приходится иметь дело со столь слабыми сигналами на входе, что усиление, даваемое одной лампой или транзистором, оказывается недостаточным. В этом случае усилитель состоит из нескольких усилительных ступеней. Колебания, усиленные первой ступенью, поступают на вход второй ступени и так далее, пока интенсивность колебаний не достигает нужной величины.

Усилительной ступенью называется сочетание усилительного элемента (лампа, транзистор и др.), нагрузки и элементов схемы, служащих для связи данной ступени с входом последующей ступени или внешней нагрузкой. В последующих главах мы будем рассматривать главным образом усилительные ступени с электронными лампами.

Для того чтобы лампа последней ступени могла отдать заданную величину полезной мощности, на ее сетку должно быть подведено переменное напряжение  $U_c$  вполне определенной величины. Источник входного напряжения (например, микрофон), как правило, может дать напряжение  $U_{\text{вх}}$  значительно меньше того, которое необходимо подвести на вход последней ступени. Для того чтобы



усилить напряжение  $U_{ax}$  до требуемой величины  $U_c$ , применяется предварительный усилитель или усилитель напряжения, который может состоять из одной или, что встречается чаще, из нескольких ступеней.

Одним из важнейших параметров усилителя напряжения является коэффициент усиления, который должен быть равен отношению необходимого напряжения на входе усилителя мощности или иного потребителя усиленных сигналов к минимальному напряжению источника входного сигнала. Усиление каждой ступени предварительного усилителя выгодно иметь возможно большим. Это позволяет для получения общего усиления заданной величины обойтись меньшим числом ступеней, что, естественно, упрощает и удешевляет усилительное устройство. Из дальнейших рассуждений следует, что усиление, которое можно получить от каждой ступени, обратно пропорционально верхней частоте ее полосы пропускания. Поэтому в усилителях колебаний звуковой частоты можно получить более высокий коэффициент усиления от каждой ступени (порядка 100 и более), чем, например, в телевизионных усилителях, где он обычно не превышает 5—10.

Ввиду того что в усилителе напряжения весьма нежелательны даже малые сеточные токи, нужно, чтобы

$$-E_c = U_c + (0,5 \div 1) e,$$

так как для многих ламп ток сетки появляется даже при небольшом отрицательном напряжении на сетке порядка 0,5—1 в. Этот ток весьма мал и в усилителе мощности не играет роли, но в ступенях усилителей напряжения он нежелателен, так как из-за большого сопротивления сеточных цепей возможно возникновение значительных нелинейных искажений.

Лишь в редких случаях источник входного напряжения усилителя дает напряжение, достаточное для нормальной работы усилителя мощности ( $U_{ax} > U_c$ ), тогда предварительный усилитель не нужен.

Ступени предварительного усилителя одновременно с усилением напряжения увеличивают, конечно, и мощность подведенных колебаний. Однако для них развиваемая мощность не является показательной величиной, так как потребление мощности цепью сетки последующей лампы бывает обычно ничтожным (хотя и не равным нулю.)

В соответствии с изложенным различают усилители напряжения и усилители мощности. Для каждого из этих усилителей  $P_{вых} > P_{вх}$ , но в первом случае всегда  $U_{вых} > U_{вх}$ , а во втором случае выполнение этого требования не обязательно.

Усилители различаются также способом включения усилительного элемента и схемами межступенных связей. Эти вопросы рассматриваются в последующих главах.

## КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Усилительные устройства можно классифицировать по принципу действия усилительного элемента, рабочему диапазону частот, назначению усилителя и его схеме.

2. Наиболее универсальными и распространенными в настоящее время являются усилители с электронными лампами. Быстро растет применение также полупроводниковых усилителей.

3. Для получения достаточно большого общего усиления включают одну за другой несколько ступеней усиления.

4. Усилительные ступени увеличивают мощность подводимых электрических сигналов за счет энергии источников питания, преобразуемой в энергию полезного сигнала.

5. Выходные ступени усилителей, обеспечивающие необходимую мощность в нагрузке, называются усилителями мощности. Необходимое напряжение сигнала на их входе обеспечивают предварительные усилители напряжения.

### 1.2. ПОКАЗАТЕЛИ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ РАБОТУ УСИЛИТЕЛЯ

К числу основных эксплуатационных и качественных показателей усилителя относятся:

- 1) коэффициент усиления по напряжению (току или мощности),
- 2) данные входной цепи (напряжение на входе  $U_{\text{вх}}$ , входное сопротивление  $Z_{\text{вх}}$ ),
- 3) данные выходной цепи (мощность  $P_{\text{вых}}$  и напряжение  $U_{\text{вых}}$  на выходе, номинальное сопротивление нагрузки  $Z_{\text{н}}$ ),
- 4) коэффициент полезного действия  $\eta$ ,
- 5) рабочий диапазон частот  $f_{\text{н}} \div f_{\text{в}}$ ,
- 6) стабильность напряжения на выходе,
- 7) динамический диапазон амплитуд и уровень собственных шумов,
- 8) искажения, вносимые усилителем.

Перейдем к более подробному рассмотрению перечисленных выше показателей.

Коэффициентом усиления по напряжению (току или мощности) называется число, показывающее, во сколько раз напряжение (или соответственно ток и мощность) на выходе усилителя больше, чем на входе. Наибольшее значение и практическое употребление имеет коэффициент усиления по напряжению. Поэтому в дальнейшем термин «коэффициент усиления» будет использоваться для характеристики усиления по напряжению.

Для многоступенчатого усилителя общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных ступеней

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n. \quad (1.2)$$

Коэффициент усиления каждой ступени, а следовательно и всего усилителя в целом, не является величиной строго постоянной. Он всегда в большей или меньшей степени зависит от ряда факторов, например, частоты, амплитуды сигнала, напряжений источников питания и т. д. Часто усиление оценивают в логарифмических единицах — децибелах и неперах.

Усиление по напряжению, выраженное в децибелах, которое мы будем обозначать через  $S$ , определяется как

$$S = 20 \lg \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 20 \lg K. \quad (1.3)$$

Если принять  $S = 1$ , то

$$K = 10^{\frac{S}{20}} = 10^{\frac{1}{20}} = 1,12.$$

Следовательно, усиление равно одному децибелу, если напряжение на выходе усилителя в 1,12 раза (на 12%) больше, чем напряжение на входе. В табл. 1.1 дан перевод в децибелы некоторых значений коэффициента усиления.

Таблица 1.1

$K$	1,12	1,26	2	3,16	4	10	31,6	100	1000	10 000
$S, \text{дб}$	1	2	6	10	12	20	30	40	60	80

При увеличении коэффициента усиления  $K$  в 10 раз величина усиления в децибелах возрастает на 20 дб.

В технике проводной связи имеет широкое распространение другая логарифмическая единица — непер. Усиление  $N$  в неперах равно натуральному логарифму отношения напряжения на выходе к напряжению на входе

$$N = \ln K.$$

Если перейти от натуральных логарифмов к десятичным, то выражение для  $N$  примет вид

$$N = 2,3 \lg K. \quad (1.4)$$

Сопоставляя выражения (1.3) и (1.4), можно видеть, что непер единица более крупная, чем децибел: 1 непер равен 8,7 дб.

Если усиления нескольких ступеней выражены в логарифмических единицах, то общее усиление всего усилителя равно их сумме.

Справедливость этих соотношений вытекает из того, что общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных ступеней, а логарифм этого произведения равен сумме логарифмов множителей.

Следует иметь в виду, что в логарифмических единицах часто измеряются, помимо коэффициента усиления, многие другие относительные величины, например, искажения, динамический диапазон, затухание пассивных четырехполюсников (линий, фильтров) и так далее.

Выражение для коэффициента усиления  $K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$  дает представление об изменении только модуля напряжения сигнала в усилителе. Часто бывает необходимо знать не только увеличение напряжения, но и изменение его фазы, т. е. сдвиг фаз между напряжениями на выходе и входе всего усилителя или отдельной ступени. В этом случае коэффициент усиления определяют, как комплексное число, могущее быть изображенным в виде вектора на векторной диаграмме.

Если учитывать, что напряжения  $U_{\text{вх}}$  и  $U_{\text{вых}}$  в случае их изменения по синусоидальному закону в общем не совпадают по фазе (рис. 1.1), то эти напряжения следует рассматривать как векторы  $\bar{U}_{\text{вх}}$  и  $\bar{U}_{\text{вых}}$ . Тогда коэффициент усиления, равный их отношению, будет комплексным числом

$$\bar{K} = \frac{\bar{U}_{\text{вых}}}{\bar{U}_{\text{вх}}}.$$

Представим  $\bar{U}_{\text{вх}}$  и  $\bar{U}_{\text{вых}}$  в символической форме

$$\bar{U}_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} e^{i\varphi_1}, \quad \bar{U}_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} e^{i\varphi_2},$$

тогда

$$\bar{K} = \frac{\bar{U}_{\text{вых}}}{\bar{U}_{\text{вх}}} = K e^{i(\varphi_2 - \varphi_1)} = K e^{i\varphi},$$

где  $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$  — фаза (аргумент) коэффициента усиления, показывающая угол сдвига фаз между напряжениями на выходе и на входе усилителя.

Если нужно узнать только амплитуду напряжения на выходе какой-либо ступени, то достаточно оперировать с модулем коэффициента усиления  $K$ , как это и делалось выше.

Данные входной цепи (необходимое напряжение на входе и входное сопротивление усилителя) зависят от вида источника сигналов, подлежащих усилению. Номинальная величина напряжения на входе определяет чувствительность усилителя.

В большинстве случаев напряжение на входе усилителя, строго говоря, не является синусоидальным и периодическим. Форма

кривой входного напряжения при этом может быть весьма разнообразной. Однако всякое колебание может рассматриваться как более или менее сложный спектр синусоидальных составляющих, т. е. как сумма гармонических колебаний. В простом случае, когда усиливается колебание является периодическим, оно может быть представлено при помощи ряда Фурье в виде суммы гармоник с частотами, кратными основной частоте сигнала.

Для анализа и испытаний усилителей, работающих в установившемся режиме, обычно пользуются синусоидальным напряжением входного сигнала, что является в значительной мере условным и объясняется удобствами методического характера подобной идеализации действительной формы входного напряжения. Эта условная идеализация в большинстве случаев дает практически удовлетворительные результаты и является общепринятой.

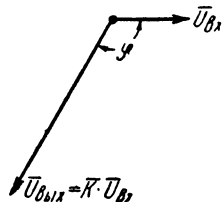


Рис. 1.1. Векторная диаграмма усилителя

При разработке усилителя обычно стремятся обеспечить линейность его электрических характеристик, т. е. прямую пропорциональность между токами и напряжениями на выходе усилителя и напряжением, подаваемым на вход. Как известно из электротехники, к таким системам, называемым линейными, применим принцип наложения (или суперпозиции), согласно которому действие каждой составляющей напряжения не зависит от присутствия и действия других составляющих. Это и позволяет при подаче на вход усилителя сигнала, состоящего из многих синусоидальных напряжений, рассматривать действие каждого из них в отдельности.

Величина амплитуды напряжения на входе усилителя зависит от вида источника усиливаемых колебаний. Наиболее распространенными источниками входного напряжения для усилителей звуковой частоты являются:

- 1) микрофон,
- 2) звукоусилитель (адаптер),
- 3) детекторная ступень радиоприемника,
- 4) проводная соединительная линия,
- 5) фотоэлемент (в киноаппаратуре, устройствах автоматики и т. д.)

Нередко один и тот же усилитель бывает приспособлен для работы от двух и больше источников входного напряжения (например, от микрофона и звукоусилителя).

В табл. 1.2 дан порядок величин амплитуд входных напряжений для усилителей звуковой частоты.

Входное сопротивление усилителя в целях уменьшения мощности, потребляемой от входного источника, как правило, стремятся сделать по возможности большим. Но иногда, если требуется согласование сопротивлений во входной цепи, входное сопротивле-



Таблица 1.2

Источник входного напряжения	Величина $U_{вх}$
Угольный микрофон радиовещательного типа . . . . .	$2 \div 4$ мв
Угольный микрофон телефонного типа . . . . .	$50 \div 100$ »
Динамический микрофон . . . . .	$0,3 \div 1$ »
Детектор радиоприёмника (при диодном детектировании) . . . . .	$0,2 \div 5$ в
Фотоэлемент в звуковом кино . . . . .	$0,25 \div 1$ мв

вление усилителя берут равным сопротивлению источника сигнала. Например, при работе усилителя после линии, чтобы устранить отражение волн на конце линии, входное сопротивление усилителя берут равным волновому сопротивлению линии, которое обычно бывает порядка сотен ом.

Данные выходной цепи определяются целиком требованиями внешней нагрузки усилителя. Выходное напряжение в зависимости от назначения усилителя может быть от единиц до сотен вольт.

Усилитель не позволяет неограниченно увеличивать мощность колебаний, получаемых в его нагрузке. При увеличении мощности далее некоторого предела, зависящего от примененных ламп (или транзисторов), возникают искажения сигналов.

Номинальной выходной мощностью принято считать ту наибольшую мощность, при которой искажения не превышают допустимой для данного усилителя величины. Номинальная мощность на выходе усилителя в зависимости от его назначения может быть от долей ватта до десятков и даже сотен киловатт. В радиоприемнике для питания громкоговорителя иногда достаточна мощность порядка долей ватта. На крупном радиотрансляционном узле, питающем по проводам десятки тысяч громкоговорителей, установленных у абонентов, мощность усилителей может быть порядка десятков киловатт.

Коэффициент полезного действия (кпд) является особенно важным показателем усилителя при питании его от источников постоянного тока (батарей и аккумуляторов), где стоимость электроэнергии высока и расход тока имеет большое значение, а также при оценке эксплуатационных свойств мощных усилителей. Кпд многоступенного усилителя определяется главным образом величиной кпд оконечной ступени, так как эта ступень потребляет значительно большую мощность, чем каждая из предварительных ступеней.

Различают два значения коэффициента полезного действия: электрический кпд и промышленный или полный кпд. Электрический кпд отдельной ступени равен

$$\eta = \frac{P_1}{P_0},$$

где  $P_1$  — полезная мощность, развиваемая ступенью,  
 $P_0$  — мощность, потребляемая от источника анодного питания.  
 Промышленный кпд ступени равен

$$\eta_{\text{п}} = \frac{P_1}{P}.$$

Здесь  $P$  — общая мощность, потребляемая ступенью от всех источников питания.

Нетрудно видеть, что

$$\eta_{\text{п}} < \eta.$$

Рабочим диапазоном частот или полосой пропускания усилителя называется та область частот, в пределах которой коэффициент усиления изменяется не больше, чем это допустимо по заданным техническим условиям. Допустимые изменения коэффициента усиления в пределах полосы пропускания зависят от условий работы усилителя. Обычно эти изменения не должны превышать 1—3 дб.

Требования к полосе пропускания усилителя определяются условиями работы того тракта, в котором должен работать данный усилитель.

Звуковые колебания, слышимые человеческим ухом, лежат в пределах приблизительно от 20 до 20 000 гц. Однако воспроизведение всего этого диапазона частот при передаче речи и музыки не обязательно. Многочисленные опыты показали, что некоторое ограничение передаваемой полосы со стороны нижних и верхних частот мало сказывается на натуральности передачи. Качество звучания получается хорошим, если передается полоса частот от 50 до 10 000 гц и удовлетворительным при воспроизведении полосы частот от 100 до 5000 гц. Указанные цифры относятся к художественной передаче музыки и речи. Для достижения лишь разборчивости речи (например, в телефонии) достаточно передавать еще более узкую полосу частот — от 300 до 2500 гц.

Следует иметь в виду, что с расширением полосы пропускания возрастает стоимость аппаратуры и усложняется ее конструкция. Кроме того, при этом часто увеличивается воздействие на усилитель различного вида помех, которые, накладываясь на полезный сигнал, при большой интенсивности могут существенно ухудшить условия работы усилителя. Поэтому в практических условиях передаваемый частотный диапазон сужают до минимальных пределов, обеспечивающих необходимое качество работы усилителя.

Для импульсных усилителей необходимая полоса пропускания всецело зависит от длительности передаваемых импульсов и до-

пустимой степени искажения их формы. С уменьшением длительности импульсов и повышением требований в отношении сохранения их формы полоса пропускания усилителя должна увеличиваться, так как при этом расширяется частотный спектр импульсов.

Стабильность напряжения на выходе усилителя (или стабильность коэффициента усиления) во многих случаях, например в измерительных усилителях, имеет большое значение. Колебания усиления, а следовательно, и напряжения на выходе (при  $U_{ex} = \text{const}$ ) возможны за счет следующих причин:

- 1) изменений параметров ламп при их старении и замене,
- 2) колебаний напряжений источников питания, что в свою очередь влечет за собой изменение параметров ламп,
- 3) отклонения от номинальных значений электрических величин элементов, входящих в схему усилителя (сопротивлений, емкостей, индуктивностей), например, за счет изменений температуры, влажности и т. д.,
- 4) изменения сопротивления внешней нагрузки.

Относительные колебания усиления в многоступенчатых усилителях имеют большую величину, чем при малом числе ступеней. Если, например, за счет изменения напряжений источников питания усиление одной ступени изменилось на  $10\%$  ( $\frac{\Delta K}{K} = 0,1$ ), то для четырехступенчатого усилителя изменение усиления может достигать  $(1,1)^4 = 1,46$ , т. е.  $46\%$ .

Сопротивление внешней нагрузки усилителя обычно не является строго постоянной величиной, а зависит от времени, частоты и других факторов. Например, выходная ступень усилителя радиотрансляционного узла нагружена на сопротивление, зависящее от количества абонентов, слушающих в данный момент радиопередачу, которое не остается постоянным в течение суток.

Если выходное напряжение усилителя радиотрансляционного узла будет зависеть от сопротивления нагрузки, то это приведет к существенным колебаниям слышимости у абонентов. Для количественной оценки постоянства выходного напряжения при колебаниях сопротивления нагрузки можно воспользоваться отношением напряжения холостого хода усилителя (когда сопротивление нагрузки равно бесконечности) к напряжению на нормальной нагрузке

$$H = \frac{U_{xx}}{U_{вых}}$$

Величину  $H$  желательно иметь возможно более близкой к единице. Обычно для усилителей радиовещательного типа  $H = 1,25 \div 1,4$ .

Динамическим диапазоном амплитуд называют пределы изменения амплитуды напряжения (или мощности) сигнала, так как переменное напряжение, поступающее на вход

усилителя при усилении звуковых сигналов, имеет непостоянную амплитуду.

Многочисленные измерения показывают, что мощность звуковых колебаний может изменяться в очень широких границах. Максимальная мощность звуковых колебаний, воспринимаемых человеческим ухом без ощущения боли, в  $10^{12}$  раз больше минимальной мощности, определяемой порогом чувствительности уха на средних звуковых частотах. Это соответствует изменению напряжения в  $10^6$  раз или на 120 дб. Однако практически передать такой диапазон изменения интенсивности колебаний невозможно, да и нецелесообразно. Передача будет вполне удовлетворительной, если воспроизводятся мощности, отличающиеся друг от друга в  $10^6$  раз. Для этого необходимо передавать напряжения, отличающиеся в  $10^3$  раз. Динамический диапазон при этом будет равен 60 дб.

Собственные шумы усилителя определяют нижний уровень передаваемого динамического диапазона мощностей. Эти шумы неизбежно возникают при работе любого усилителя. Минимальное напряжение сигнала, чтобы он не заглушался шумами, должно быть по крайней мере на 10 дб (т. е. приблизительно в 3 раза) выше уровня этих шумов. Максимальная передаваемая мощность, как уже указывалось, ограничена искажениями, возникающими в усилителях при больших амплитудах за счет нелинейности характеристик ламп.

Увеличение уровня собственных шумов сужает динамический диапазон амплитуд и ограничивает возможность повышения чувствительности усилителя. Это заставляет при проектировании усилителей принимать меры, способствующие снижению уровня собственных шумов.

Шумы в усилителях обусловлены совместным действием следующих причин:

- 1) собственные шумы ламп,
- 2) шумы, возникающие в элементах усилительных схем (главным образом в сопротивлениях),
- 3) помехи за счет пульсаций напряжений источников питания,
- 4) внешние электрические помехи (электростатические и электромагнитные воздействия внешних цепей).

Наиболее сильно сказываются шумы и помехи, возникающие во входной цепи и в первой ступени усилителя, так как эти помехи усиливаются всеми последующими ступенями. Шумы и помехи, возникающие в других ступенях, создают на выходе значительно меньшее напряжение, поэтому с ними обычно можно не считаться.

Остановимся подробнее на причинах возникновения собственных шумов в усилителе. На любом сопротивлении, даже не соединенном с источником тока, имеется напряжение, обусловленное тепловым движением электронов внутри вещества. Это движение носит случайный, хаотический характер и создает непериодическое напряжение  $U_n$ , называемое напряжением теплового или терми-

ческого шума. Энергия теплового шума распределена равномерно по частотному спектру, поэтому квадрат действующего напряжения теплового шума пропорционален полосе частот, воспроизводимой данным усилителем. Кроме того, энергия теплового шума пропорциональна абсолютной температуре вещества.

Напряжение теплового шума при  $t \approx 25^\circ\text{C}$  может быть найдено по формуле

$$U_t = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{R(f_s - f_n)} \text{ в}, \quad (1.5)$$

где  $R$  — величина сопротивления в омах.

Если, например, сопротивление входной цепи составляет  $4 \cdot 10^4$  ом и усилитель рассчитан на полосу частот от 50 гц до 10 кгц ( $f_s - f_n \approx 10$  гц<sup>4</sup>), то эффективное напряжение теплового шума на входе усилителя будет равно

$$U_t = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{4 \cdot 10^4 \cdot 10^4} = 2,6 \cdot 10^{-6} \text{ в или } 2,6 \text{ мкв.}$$

Приведенные цифры показывают, что порядок величины напряжений тепловых шумов очень мал, благодаря чему помехи от тепловых шумов в усилителях могут сказываться лишь при больших коэффициентах усиления.

Шумы электронных ламп в усилителе обусловлены несколькими причинами. Важнейшими из них являются:

1) изменения анодного тока лампы вследствие так называемого «дробового эффекта»,

2) непостоянство распределения во времени потока электронов между анодом и другими положительно заряженными электродами лампы;

3) тепловой шум, возникающий в лампе;

4) несовершенство вакуума в лампе;

5) эффект «мерцания».

Анодный ток лампы даже при совершенно постоянных напряжениях источников питания не остается строго постоянным по величине, а непрерывно подвержен отклонениям от своего среднего значения. Одна из причин таких изменений анодного тока электронной лампы — непостоянство во времени (флуктуации) количества электронов, излучаемых катодом. Количество электронов, покидающих катод в данный момент времени, зависит от того, сколько электронов будут обладать скоростью, достаточной для совершения работы выхода. Количество таких электронов в различные моменты времени неодинаково, так как скорости электронов внутри катода различны и колеблются в широких пределах. Непостоянство во времени электронной эмиссии катода создает быстрые неупорядоченные изменения анодного тока, имеющие, подобно термическим шумам, непрерывный частотный спектр. Это явление носит название дробового эффекта.

Флуктуации анодного тока из-за дробового эффекта сказываются сильнее при больших анодных токах, когда пространствен-



ный заряд вокруг катода мал, и ослабляются при увеличении пространственного заряда, который выполняет роль своеобразного ограничителя флуктуаций. Это делает целесообразным выбор режима работы лампы в первой ступени усилителя в области значительного пространственного заряда, т. е. работу при малом анодном токе.

В многосеточных лампах, например пентодах, наблюдается значительно больший уровень собственных шумов, чем в триодах. Увеличение уровня собственных шумов при наличии в лампе нескольких электродов, заряженных положительно, объясняется непостоянством распределения электронного потока между различными электродами лампы, а также колебаниями вторичной эмиссии анода. Эти процессы, подобно процессу излучения электронов раскаленным катодом, носят нерегулярный характер и создают дополнительные колебания анодного тока.

Помимо перечисленных явлений, собственный шум в электронных лампах возникает также за счет теплового движения электронов внутри лампы, что создает колебания тока, аналогичные колебаниям в любой другой электрической цепи. В лампах с не совершенным вакуумом уровень собственных шумов значительно возрастает за счет ионизации молекул газа в пространстве между анодом и катодом. Процесс ионизации имеет нерегулярный характер. Кроме того, положительные ионы, направляясь к катоду, частично нейтрализуют пространственный заряд, что также способствует увеличению флуктуаций анодного тока.

Количественную оценку шумовых свойств электронных ламп принято производить при помощи так называемого шумового сопротивления лампы. Шумовым сопротивлением называют такое эквивалентное сопротивление, которое, будучи включенным в цепь управляющей сетки лампы, дает напряжение тепловых шумов, равное напряжению шумов, создаваемых данной лампой. Для трехэлектродных ламп приблизительное значение шумового сопротивления может быть найдено из формулы

$$R_{ш} = \frac{2,5}{S}, \quad (1.6)$$

где  $S$  — крутизна характеристики лампы.

Для пентодов по причинам, указанным выше, шумовое сопротивление оказывается значительно большим, чем для триодов. Это сопротивление зависит от соотношения токов в цепи анода и в цепи экранирующей сетки. С увеличением тока экранирующей сетки сильнее сказывается неравномерность распределения потока электронов между электродами лампы и ее внутренний шум возрастает.

Шумовое сопротивление пентода может быть найдено по формуле

$$R_{ш} \approx \frac{I_a}{I_a + I_{c2}} \left( \frac{2,5}{S} + 20 \frac{I_{c2}}{S^2} \right). \quad (1.7)$$

Выражения (1.6) и (1.7) показывают, что с увеличением крутизны характеристики  $S$  шумовое сопротивление как триода, так и пентода уменьшается.

Зная шумовое сопротивление лампы, по ф-ле (1.5) можно найти напряжение ее внутренних шумов, отнесенное к входной цепи. Данные шумовых сопротивлений некоторых типов ламп приведены в табл. 1.3.

Таблица 1.3

Тип лампы	Шумовое сопротивление $R_{ш}$ <i>ом</i>	Примечание
6Ж4	220	} Пентод в триодном включении (экранирующая сетка соединена с анодом)
6Ж1П	385	
6Н1П	470	Триод
6С1П	1140	»
6Ж4	720	Пентод
6Ж1П	1880	»
6Ж8	5840	»
6Ж3	2850	»
6К3	10 500	»
6К1П	13 000	»

Общее напряжение шумов на входе усилителя, обусловленное тепловым шумом сопротивления входной цепи и шумом лампы первой ступени усилителя, находится из формулы

$$U_{ш} = \sqrt{U_t^2 + U_{\lambda}^2}. \quad (1.8)$$

Поскольку коэффициент усиления первой ступени  $K_1$  обычно имеет порядок нескольких десятков, то шумами, возникающими в последующих ступенях усилителя, как правило, можно пренебречь, так как даже шумы второй ступени сказываются на выходе усилителя в  $K_1$  раз слабее, чем шумы первой ступени.

Из табл. 1.3 видно, что триоды обладают значительно меньшим шумовым сопротивлением, чем пентоды. Это делает целесообразным в ряде случаев для уменьшения собственных шумов в усилителе с высокой чувствительностью использовать в первой его ступени трехэлектродные лампы. Вместо триодов с успехом можно применить пентоды в триодном включении, при котором экранирующая сетка соединяется с анодом лампы. В последующих ступенях усилителя выбор типов ламп может быть подчинен другим соображениям, так как шумы, создаваемые последующими лампами, по

указанной выше причине мало влияют на общий уровень шумов на выходе усилителя.

#### Пример.

Определить эффективное напряжение собственных шумов на выходе усилителя, если:

1. Верхняя граница полосы пропускания  $f_g = 10^6$  гц;  $f_n \ll f_g$ .
2. Сопротивление входной цепи 2000 ом.
3. В первой ступени усилителя работает пентод 6Ж7, для которого  $S = 1,5$  ма/в,  $I_a = 4$  ма,  $I_{c2} = 0,5$  ма.
4. Коэффициент усиления всего усилителя  $K = 10^4$ .

#### Решение.

1. Найдём вначале эффективное напряжение теплового шума за счёт входного сопротивления. Учитывая, что  $f_g - f_n \approx f_g$  имеем

$$U_i = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{R f_g} = 1,3 \cdot 10^{-10} \cdot \sqrt{2 \cdot 10^3 \cdot 10^6} = 5,8 \cdot 10^{-6} \text{ в} = 5,8 \text{ мкв.}$$

2. Шумовое сопротивление лампы 6Ж7

$$R_{ш} = \frac{I_a}{I_a + I_{c2}} \left( \frac{2,5}{S} + 20 \frac{I_{c2}}{S^2} \right) = \frac{4}{4 + 0,5} \left[ \frac{2,5}{1,5 \cdot 10^{-3}} + 20 \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{(1,5 \cdot 10^{-3})^2} \right] = 5500 \text{ ом.}$$

3. Эффективное напряжение шумов лампы, относимое к входной цепи,

$$U_{\lambda} = 1,3 \cdot 10^{-10} \cdot \sqrt{R_{ш} f_g} = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{5,5 \cdot 10^3 \cdot 10^6} = 9,6 \cdot 10^{-6} \text{ в} = 9,6 \text{ мкв.}$$

4. Общее напряжение шумов на входе усилителя

$$U_{ш} = \sqrt{U_i^2 + U_{\lambda}^2} = \sqrt{5,8^2 + 9,6^2} = 11 \text{ мкв.}$$

5. Эффективное напряжение шумов на выходе усилителя

$$U_{ш\text{вых}} = K U_{ш} = 10^4 \cdot 11 \cdot 10^{-6} = 0,11 \text{ в.}$$

Внутренние помехи в усилителях, обусловленные пульсациями напряжений источников питания (фон), а также внешние помехи могут оказать очень существенное влияние на общий уровень помех на выходе усилителя. В правильно спроектированном усилителе эти составляющие помех не должны существенно превышать внутренние шумы, вызванные другими причинами.

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Рабочий диапазон частот усилителя определяется его назначением и зависит от спектра входного сигнала. При расчете усилителя его данные выбираются так, чтобы обеспечить усиление сигналов в заданной полосе частот.

2. Динамический диапазон амплитуд колебаний на выходе усилителя диктуется качественными требованиями системы, в которой работает данный усилитель. Нижний предел динами-

ческого диапазона ограничивается собственными шумами усилителя, верхний предел — перегрузкой ламп.

3. Наибольшее значение имеют шумы, возникающие во входной цепи и в первой ступени усилителя, так как они усиливаются всеми последующими ступенями.

4. Уровень собственных шумов многоэлектродных ламп выше, чем триодов. С расширением полосы пропускания шумы возрастают.

### 1.3. ИСКАЖЕНИЯ В УСИЛИТЕЛЯХ

#### Общие сведения

Качество усилителя определяется главным образом тем, в какой степени данный усилитель удовлетворяет требованию неискаженного усиления передаваемых сигналов. Под искажениями усиливаемых сигналов понимают изменение формы сигнала  $u_{\text{вых}}$  на выходе усилителя по сравнению с формой сигнала  $u_{\text{вх}}$  на входе. Любой усилитель по причинам, рассмотренным ниже, в большей или меньшей степени искажает передаваемые сигналы. Основная задача при расчете усилителя сводится к определению параметров его схемы и режимов работы ламп, при которых искажения не будут превышать их значений, допустимых по техническим условиям.

В идеальном случае, для того чтобы усилитель не вносил искажений в передаваемый сигнал, необходимо, чтобы кривая изменения напряжения на выходе точно повторяла в увеличенном масштабе кривую изменения напряжения на входе. При этом обычно допустим некоторый сдвиг во времени  $\Delta t$  между входным и выходным напряжениями, равный времени пробега сигнала через усильтельное устройство.

Условие неискаженного усиления сигнала может быть записано в виде

$$u_{\text{вых}}(t) = k u_{\text{вх}}(t - \Delta t),$$

где  $k$  — постоянная величина.

Искажения сигнала могут быть следствием нескольких причин:

1. Составляющие различной частоты сложного сигнала усиливаются в неодинаковой степени, т. е. коэффициент усиления зависит от частоты сигнала. В этом случае возникают **частотные искажения**.

2. Составляющие различной частоты сигнала при усилении сдвигаются на различные отрезки времени, т. е. время пробега  $\Delta t$  зависит от частоты сигнала. Эти искажения называются **фазовыми искажениями**.

3. В усилителе содержится элемент с нелинейной вольтамперной характеристикой, в котором ток пропорционален не первой степени напряжения. В этом случае возникают **нелинейные искажения**.

Первые два вида искажений — частотные и фазовые иногда совместно называются линейными искажениями, так как их возникновение не связано с нелинейностью электрической цепи.

В усилителях колебаний звуковой частоты наибольшее значение для восприятия нашим ухом имеют нелинейные и частотные искажения. Фазовые искажения, не меняющие спектрального состава сигнала, а влияющие лишь на его форму, для усилителей звуковой частоты практически не имеют значения. Они приобретают, однако, большое значение в случае усиления сигналов изображения — телевизионных и фототелеграфных.

Для различного рода импульсных усилителей, предназначенных для усиления импульсных сигналов, по форме близких к прямоугольнику, опасны частотные и фазовые искажения. Качество работы таких усилителей определяется степенью искажения прямоугольной формы импульса. Неустановившиеся процессы, возникающие в момент включения и выключения импульса и искажающие его форму, зависят от частотных и фазовых искажений, вносимых усилителем. Сравнительная простота непосредственного исследования переходных процессов и наглядность получаемых результатов делают более целесообразным в этом случае определение искажений по виду кривой устанавливающегося выходного напряжения, а не путем определения фазовых сдвигов и неравномерности частотной характеристики.

### Частотные искажения

Частотные искажения в усилителях, как указывалось выше, возникают вследствие непостоянства коэффициента усиления на различных частотах в пределах заданной полосы пропускания. Непостоянство коэффициента усиления, в свою очередь, вызывается реактивными сопротивлениями, неизбежно входящими в схему каждой усилительной ступени. Зависимость величины реактивного сопротивления (емкости или индуктивности) от частоты не позволяет получить постоянный коэффициент усиления в широкой полосе частот.

Частотные искажения нарушают натуральное соотношение между амплитудами компонентов сложного колебания.

В усилителях колебаний звуковых частот искажения этого вида могут повлечь за собой значительное изменение тембра звука. При значительных частотных искажениях звучание различных музыкальных инструментов становится трудноразличимым, слова передачи делаются неразборчивыми.

Если коэффициент усиления на верхних частотах звукового диапазона больше, чем на нижних, то передача становится ненатуральной: звук теряет свою сочность, тембр получается звенящим, металлическим. При лучшем пропускании усилителем нижних звуковых частот по сравнению с верхними тембр передачи становится глухим, все низкие ноты оказываются неестественно подчеркнутыми.



Для неискаженного воспроизведения колебаний звуковой частоты в трактах электрической передачи звука необходимо равномерное усиление всех составляющих сигнала в пределах некоторой полосы. Однако практически допустима некоторая неравномерность усиления различных частот, если эта неравномерность не особенно велика, ее наше ухо не замечает. Опытом установлено, что изменение силы звука на 15—20% (1—2 дб) для уха обычно не заметно. Это позволяет установить некоторые нормы на частотные искажения. Так как частотные искажения в передачу вносят не только усилители, но и ряд других элементов (для звукового радиовещательного тракта: микрофон, линия, радиопередатчик, радиоприемник, громкоговоритель); то желательно искажения в усилителе свести к минимуму.

При усилении прямоугольных импульсных сигналов частотные искажения наряду с фазовыми искажениями оказывают значительное влияние на форму импульса напряжения на выходе усилителя. При неудовлетворительном пропускании усилителем верхних частот увеличивается время нарастания и время спада импульса, который становится вместо прямоугольного растянутым.

Для оценки частотных искажений, вносимых усилителями различных видов, а также радиопередатчиками, радиоприемниками и электроакустической аппаратурой, служат кривые, называемые частотными характеристиками.

Частотной (или амплитудно-частотной) характеристикой усилителя называется график зависимости модуля его коэффициента усиления от частоты. Если в пределах заданной полосы частот усилитель не вносит частотных искажений, то его частотная характеристика представляет собой прямую, параллельную оси абсцисс (рис. 1.2).

Практически большинство схем усилителей, за счет имеющихся в них реактивных сопротивлений дает некоторое уменьшение усиления в области нижних и верхних частот. Усиление на средних частотах обычно остается почти постоянным в достаточно широкой области. Например, для усилителей колебаний звуковых частот, имеющих полосу пропускания приблизительно от 50 до 10 000 гц, областью нижних частот следует считать участок диапазона от 50 до 100—200 гц, областью верхних частот от 3000—5000 гц до 10 000 гц; область средних частот при этом окажется в пределах от 150—200 до 3000—5000 гц.

Наиболее характерный вид частотной характеристики усилителя показан на рис. 1.3. Обозначим коэффициент усиления на средних частотах через  $K_0$ , на нижних частотах через  $K_n$  и на верхних частотах через  $K_s$ . Для большинства усилителей

$$K_n < K_0 \text{ и } K_s < K_0.$$

Количественная оценка частотных искажений производится при помощи коэффициента частотных искажений, который пред-

ставляет собой отношение усиления на средних частотах к усилению на данной частоте

$$M = \frac{K_0}{K} \quad (1.9)$$

Соответственно с этим коэффициент частотных искажений для области нижних частот равен

$$M_n = \frac{K_0}{K_n} \quad (1.10)$$

и для области верхних частот

$$M_v = \frac{K_0}{K_v} \quad (1.11)$$

Допустимая величина коэффициента частотных искажений для каждого усилителя зависит от его назначения и условий работы.

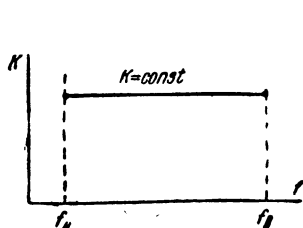


Рис. 1.2. Горизонтальная частотная характеристика усилителя

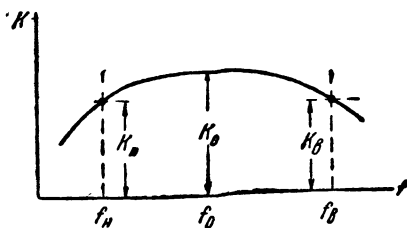


Рис. 1.3. Типовая частотная характеристика усилителя

Чем выше качественные требования, предъявляемые к усилителю, тем ближе к единице должен быть коэффициент частотных искажений в пределах полосы пропускания данного усилителя. Обычно допустимым колебанием коэффициента усиления является его изменение в пределах полосы пропускания не более, чем на 20—25% относительно среднего уровня. В этом случае допустимой нормой для коэффициента частотных искажений будет

$$0,8 \leq M \leq 1,25.$$

Для многоступенного усилителя общий коэффициент частотных искажений на любой частоте равен произведению коэффициентов частотных искажений всех его ступеней

$$M_{\text{об}} = M_1 \cdot M_2 \cdot \dots \cdot M_n.$$

Из этого выражения видно, что если в одних ступенях  $M < 1$  (подъем характеристики), а других  $M > 1$  (западание характеристики), то возможен случай, когда  $M_{\text{об}}$  будет равно единице. Это означает, что за счет взаимной компенсации (коррекции) частотных искажений в различных ступенях усилитель в целом может иметь в некоторой полосе частот прямолинейную частотную характеристику. Этим свойством широко пользуются при проектировании

усилителей. Если мы имеем  $N$  одинаковых ступеней, общий коэффициент частотных искажений будет равен

$$M_{\text{об}} = M^N,$$

откуда

$$M = \sqrt[N]{M_{\text{об}}}.$$

Это выражение служит для определения коэффициента частотных искажений одной ступени, если задано  $M_{\text{об}}$ . Искажения, допустимые для каждой ступени при отсутствии в усилителе взаимной коррекции, всегда бывают меньше искажений, заданных на весь усилитель.

Часто принято оценивать величину частотных искажений по отклонению усиления от среднего уровня, выраженному в децибелах. Обозначим усиление в децибелах на средних частотах через  $S_0$ , усиление на данной частоте через  $S$ , тогда

$$S_0 = 20 \lg K_0,$$

$$S = 20 \lg K.$$

Частотную характеристику можно представить как зависимость усиления в децибелах от частоты. Обозначим отклонение от среднего усиления через  $\Delta S$ , тогда

$$\Delta S = S_0 - S$$

или

$$\Delta S = 20 \lg K_0 - 20 \lg K = 20 \lg M. \quad (1.12)$$

В частности, для нижних частот

$$\Delta S_n = 20 \lg M_n$$

и для верхних частот

$$\Delta S_v = 20 \lg M_v.$$

Если по заданному  $\Delta S$  нужно определить  $M$ , то из выражения (1.12) находим

$$M = 10^{\frac{\Delta S}{20}}. \quad (1.13)$$

При малых абсолютных значениях  $\Delta S$  (2 дБ) ф-лу (1.13) можно заменить более простой, приближённой формулой

$$\Delta S \approx 8(M - 1),$$

откуда

$$M = 1 + \frac{\Delta S}{8}.$$

При построении частотных характеристик частоту на графике удобно откладывать в логарифмическом масштабе. Если частоту

отложить в линейном масштабе, то такая характеристика будет не удобной для пользования, так как все нижние частоты будут слишком тесно расположены в самом начале шкалы (рис. 1.4а). Например, точку, соответствующую частоте 50 гц, на шкале в линейном масштабе отметить чрезвычайно трудно. При использовании логарифмического масштаба для частоты 50 гц точка легко различима и шкала получается более удобной для пользования (рис. 1.4б). Часто пользуются так называемыми обобщенными частотными характеристиками. На этих характеристиках по оси ординат откладывается величина относительного коэффициента усиления  $\frac{K}{K_0}$ .

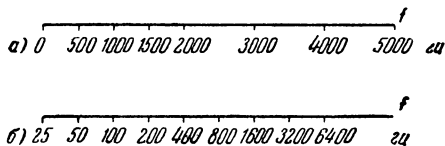


Рис. 1.4. Шкалы частот в линейном и логарифмическом масштабах

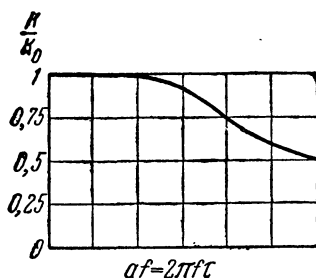


Рис. 1.5. Обобщенная частотная характеристика усилителя

По оси абсцисс откладывается так называемая обобщенная частота, представляющая собой безразмерную величину — произведение физической частоты сигнала  $f$  на какой-либо постоянный параметр схемы усилителя. Пример обобщенной частотной характеристики показан на рис. 1.5. Нетрудно видеть, что форма обобщенной частотной характеристики усилителя не отличается от формы его обычной характеристики, разница между этими графиками заключается лишь в масштабе.

Обобщенные частотные характеристики справедливы для любых ступеней, выполненных по данной схеме, независимо от конкретных величин их параметров, что представляет значительное удобство при пользовании этими графиками. В зависимости от величин параметров для той или иной ступени будет меняться лишь физическое значение частоты  $f$ , соответствующее данной величине относительного усиления или данному значению коэффициента частотных искажений.

### Фазовые искажения

Фазовые искажения являются результатом фазовых сдвигов, вносимых усилителем, для различных компонентов сложного сигнала. Если после прохождения сигнала через усилитель отдельные составляющие сложного колебания сдвинутся на различные отрезки времени, то форма сигнала будет искажена.

Временные сдвиги при прохождении через усилитель компонентов сложного по форме сигнала зависят от сдвига фаз выходного напря-

жения соответствующего компонента относительно напряжения на входе. Выясним, какому условию должны удовлетворять сдвиги фаз, вносимые усилителем на различных частотах, чтобы форма сигнала на выходе не искажалась.

Как известно, фаза колебания  $\varphi$  связана с частотой и временем следующим соотношением

$$\varphi = \omega t = 2\pi f t.$$

Если в качестве  $t$  сюда подставить временной сдвиг (время пробега сигнала)  $\Delta t$ , который должен на всех частотах сохраняться постоянным, то получим

$$\varphi = \omega \cdot \Delta t = 2\pi \Delta t f;$$

обозначим  $2\pi \Delta t = A$ , тогда

$$\varphi = A f. \quad (1.14)$$

Следовательно, условием неискаженного усиления сигнала является пропорциональность фазового сдвига, вносимого усилителем, частоте передаваемого сигнала.

Временное запаздывание сигнала на выходе связано с углом сдвига фаз выражением

$$\Delta t = \frac{\varphi}{\omega} = \frac{\varphi}{2\pi f}. \quad (1.15)$$

Значит время запаздывания сигнала равно коэффициенту пропорциональности между углом сдвига фаз и круговой частотой. В реальных системах  $\Delta t$  отрицательно, так как сигнал на выходе отстает во времени от сигнала на входе.

В усилителях колебаний звуковой частоты фазовые искажения не играют большой роли, так как ухо реагирует на соотношение амплитуд спектра колебания и не реагирует на фазовые сдвиги между отдельными составляющими. Поэтому сдвиг фаз отдельных составляющих, даже не удовлетворяющий условию (1.14), и связанное с этим искажение формы колебания (без изменения его спектрального состава) не вызывает при передаче звука ощущения искажений.

Очень большое значение фазовые искажения наряду с частотными искажениями имеют при усилении телевизионных и импульсных сигналов, где крайне важно сохранить форму колебания. Поэтому в телевизионных и импульсных усилителях принимают все возможные меры для уменьшения фазовых искажений.

Зависимость угла сдвига фаз, вносимого усилителем, от частоты называется фазовой характеристикой усилителя. На рис. 1.6 показана типичная фазовая характеристика радиовещательного усилителя, для которой не выполняется условие отсутствия фазовых искажений (1.14). Идеальная фазовая характеристика неискажающего усилителя должна иметь вид, показанный на рис. 1.7 (кривая 1). Действительная фазовая характеристика, даже для

усилителей импульсного или телевизионного типа, в которых фазовые искажения играют большую роль, отклоняется от идеальной линейной характеристики и имеет вид кривой 2. Фазовые искажения зависят от наибольшего отклонения  $\Delta\varphi_m$  фазовой характеристики от прямой. Обычно для того, чтобы фазовые искажения имели допустимую величину, это отклонение не должно превышать нескольких градусов для всего усилителя.

Фазовые искажения тесно связаны с частотными искажениями, так как оба эти вида искажений вызываются общими причинами —

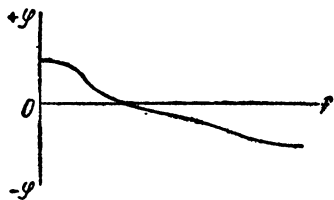


Рис. 1.6. Фазовая характеристика усилителя

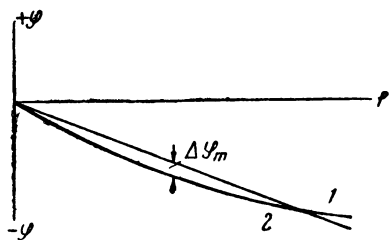


Рис. 1.7. Фазовые характеристики усилителя: 1 — идеализированная характеристика; 2 — действительная характеристика

реактивным характером сопротивлений, входящих в схемы усилительных ступеней. При построении фазовых характеристик следует иметь в виду, что для многоступенчатого усилителя фазовые сдвиги отдельных ступеней суммируются.

### Нелинейные искажения

Нелинейные искажения имеют очень большое значение при работе усилительных устройств, в особенности предназначенных для усиления колебаний звуковых частот, в которых борьба с нелинейными искажениями значительно труднее, чем с искажениями других видов. Причиной появления нелинейных искажений служит прохождение сигнала через какой-либо элемент, имеющий нелинейную вольтамперную характеристику, например, через электронную лампу, вследствие чего искажается форма колебания и меняется его спектральный состав.

Сущность этого вида искажений заключается в следующем. Если на вход устройства, имеющего нелинейную характеристику, подводится чисто синусоидальное напряжение, то на выходе напряжение будет искажено по форме, т. е. оно будет несинусоидальным. Всякая несинусоидальная кривая, как известно, может быть представлена суммой ряда синусоид: основной частоты и высших гармоник. Следовательно, на выходе усилителя при наличии нелинейных искажений появятся новые компоненты (гармоники), отсутствующие на входе. Это, разумеется, изменяет спектральный

состав колебания и искажает тембр в случае передачи звуковых колебаний.

Причинами появления нелинейных искажений в усилителях могут быть:

- 1) работа электронной лампы на криволинейном участке характеристики,
- 2) появление сеточных токов в усилительных лампах,
- 3) криволинейность характеристики намагничивания стали в усилителях с дросселями и трансформаторами.

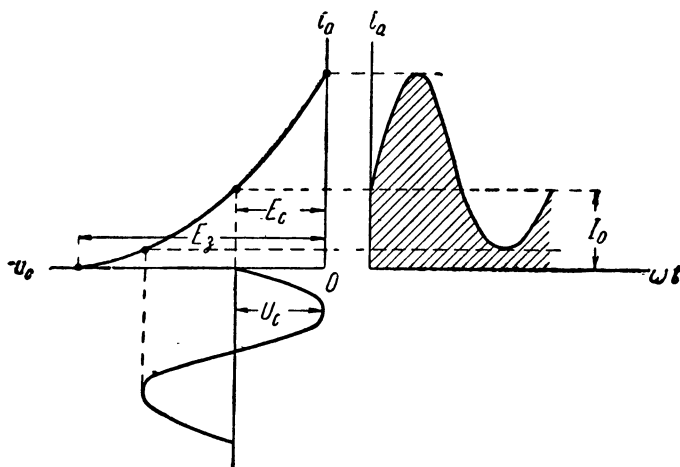


Рис. 1.8. График работы лампы

Наибольшее практическое значение имеют нелинейные искажения, вызванные нелинейностью характеристик электронных ламп. Рассмотрим работу лампы с учетом нелинейности ее характеристики.

Пусть на сетку лампы подается синусоидальное переменное напряжение полезного сигнала с амплитудой  $U_c$  и отрицательное постоянное напряжение (смещение)  $E_c$ , служащее для устранения сеточных токов (рис. 1.8). Тогда анодный ток лампы, как это видно из построения, будет иметь форму, отличную от синусоиды. Кривая анодного тока получилась не симметричной относительно линии тока покоя лампы  $I_0$ . Известно, что при разложении несимметричных кривых в ряд Фурье наиболее интенсивными будут четные гармоники: вторая, четвертая и т. д. Наибольшую амплитуду из всех гармоник, возникших из-за нелинейности характеристики лампы, в данном случае будет иметь вторая гармоника анодного тока.

Итак, мы пришли к заключению, что при криволинейной характеристике лампы анодный ток, а следовательно, и напряжение на выходе данной ступени будут содержать высшие гармонические

составляющие, которых нет на входе. Это влечет за собой появление искажений при воспроизведении звука.

Нетрудно показать математически появление высших гармоник анодного тока при нелинейной характеристике. Если характеристика лампы в сеточной системе координат нелинейна, то анодный ток связан с напряжением на сетке уравнением не первой степени. Предположим для простоты, что эта зависимость квадратична, что в некоторых случаях близко к действительности. Тогда

$$i_a = a (E_s - u_c)^2, \quad (1.16)$$

где  $E_s$  — напряжение, запирающее лампу (рис. 1.8),  
 $u_c$  — мгновенное значение напряжения на сетке, зависящее от постоянного напряжения смещения  $E_c$  и переменного синусоидального напряжения с амплитудой  $U_c$ .

$$u_c = U_c \sin \omega t + E_c.$$

Подставив  $u_c$  в ф-лу (1.16), получим

$$i_a = a (E_s - E_c - U_c \sin \omega t)^2 = a (E_s - E_c)^2 - 2a (E_s - E_c) U_c \sin \omega t + a U_c^2 \sin^2 \omega t. \quad (1.17)$$

Первый член полученного выражения от времени не зависит и является анодным током покоя лампы

$$a (E_s - E_c)^2 = I_0.$$

Второй член изменяется с основной частотой  $\omega$ ; он представляет собой первую гармонику анодного тока, амплитуда которой равна

$$I_1 = 2a (E_s - E_c) \cdot U_c. \quad (1.18)$$

В последнем члене ф-лы (1.17) разложим квадрат синуса по формуле

$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t,$$

тогда

$$a U_c^2 \sin^2 \omega t = \frac{a}{2} U_c^2 - \frac{a}{2} U_c^2 \cos 2\omega t.$$

Величина  $\frac{a}{2} U_c^2$  от  $t$  не зависит, следовательно, она представляет приращение к току покоя при подаче на сетку лампы сигнала с амплитудой  $U_c$ . Постоянная составляющая анодного тока в рабочем режиме окажется равной

$$I_0' = a (E_s - E_c)^2 + \frac{a}{2} U_c^2 = I_0 + \Delta I_0,$$

где  $\Delta I_0 = \frac{a}{2} U_c^2$  — приращение постоянного анодного тока.



Выражение (1.17) принимает вид

$$i_a = I_0 + \Delta I_0 + I_1 \sin \omega t - \frac{a U_c^2}{2} \cos 2\omega t. \quad (1.19)$$

Последний член изменяется с двойной частотой  $2\omega$ , следовательно, он представляет собой вторую гармонику анодного тока, вызывающую искажение сигнала. Амплитуда второй гармоники, очевидно, равна

$$I_2 = \frac{a}{2} U_c^2. \quad (1.20)$$

Сопоставляя выражения для  $I_2$  и  $\Delta I_0$ , мы приходим к заключению, что амплитуда второй гармоники равна приращению постоянной составляющей анодного тока

$$I_2 = \Delta I_0. \quad (1.21)$$

Это обстоятельство позволяет иногда судить о появлении нелинейных искажений при подаче на вход усилителя повышенной амплитуды сигнала по изменениям показаний миллиамперметра в цепи анода лампы.

Обычно характеристика лампы отличается от квадратичной, поэтому в ее анодной цепи могут быть обнаружены не только вторая гармоника основной частоты, но и гармоники более высокого порядка (3, 4-я и т. д.).

Первая гармоника (составляющая основной частоты) является полезным результатом работы лампы. Все высшие гармоники, начиная со второй, отсутствуют на входе усилителя и являются следствием нелинейности характеристики лампы. Эти гармоники обуславливают собой нелинейные искажения, вносимые усилителем. Величина искажений пропорциональна относительной мощности гармоник, возникших в результате нелинейности характеристики.

Для количественной оценки нелинейных искажений пользуются понятием коэффициента гармоник или коэффициента нелинейности, который представляет собой квадратный корень из мощности гармоник, отнесенной к мощности полезного сигнала

$$\gamma = \sqrt{\frac{P_s}{P_1}}.$$

Здесь

$$P_s = \frac{R}{2} (I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2),$$

$$P_1 = \frac{R}{2} I_1^2,$$

поэтому

$$\gamma = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n I_k^2}}{I_1}. \quad (1.22)$$

При расчете нелинейных искажений в большинстве случаев оказывается, что наибольшую мощность имеют вторая и третья гармоники. Все гармоники более высокого порядка обычно имеют значительно меньшую интенсивность и мало влияют на форму кривой выходного сигнала. Поэтому их можно не учитывать при подсчете коэффициента нелинейности. Тогда

$$\gamma = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2}}{I_1}$$

или иначе

$$\gamma = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2},$$

где  $\gamma_2 = \frac{I_2}{I_1}$  — коэффициент второй гармоники,

$\gamma_3 = \frac{I_3}{I_1}$  — коэффициент третьей гармоники.

С увеличением амплитуды сигнала нелинейные искажения возрастают, так как при этом увеличивается рабочий участок характеристики, вследствие чего сильнее сказывается его кривизна. Коэффициент второй гармоники  $\gamma_2$ , как это видно из ф-л (1.20) и (1.18), растет пропорционально амплитуде входного сигнала. Можно показать, что коэффициент третьей гармоники  $\gamma_3$  возрастает пропорционально квадрату этой амплитуды.

### Нормы на нелинейные искажения

Допустимая величина коэффициента нелинейности всецело зависит от назначения усилителя. Так для усилителей звуковой частоты, применяемых в радиовещании, звуковом кино и аппаратуре звуковоспроизведения, коэффициент нелинейности не должен превышать 4—5%. В наиболее ответственных усилителях радиовещательного типа, например в студийных усилителях, коэффициент нелинейности не превышает 1—2%.

В усилителях звуковой частоты, применяемых в установках связи, в которых достаточно обеспечить лишь разборчивость речи, допустимы большие значения коэффициента нелинейности до 10—15%.

Допустимая величина коэффициента нелинейности для усилителей радиовещательного типа частично зависит от их полосы пропускания. Чем шире полоса пропускания усилителя, тем меньше нелинейные искажения допустимы в нем. Этот факт объясняется тем, что при расширении полосы пропускания со стороны верхних частот лучше проходят гармоники, обуславливающие собой нелинейные искажения. При более узкой полосе пропускания некоторые гармоники оказываются за ее пределами и не влияют на искажения формы кривой сигнала на выходе.

В усилителях, применяемых в телевизионной аппаратуре, нелинейные искажения имеют относительно меньшее значение, чем при усилении колебаний звуковой частоты. Поэтому в телевизи-

онных усилителях коэффициент нелинейности может достигать 10—12%.

В импульсных усилителях допустимы еще большие нелинейности. Нетрудно убедиться, что при усилении прямоугольных импульсов постоянной амплитуды нелинейность характеристики лампы никак не влияет на форму сигнала. Поэтому понятие коэффициента нелинейности усилителя в этом случае теряет свой смысл.

Коэффициент нелинейности многоступенного усилителя обычно близок к сумме коэффициентов нелинейности отдельных ступеней или может быть несколько меньше этой суммы. Последнее происходит в том случае, когда фазы гармоник, возникающих в отдельных ступенях, взаимно противоположны и эти гармоники частично компенсируются. Однако усилитель нужно рассчитывать на самый неблагоприятный случай, так как трудно учесть фазовые соотношения гармоник в различных ступенях. Поэтому, если искажения предварительных ступеней соизмеримы с искажениями окончательной ступени, коэффициенты нелинейности нужно суммировать арифметически:

$$\gamma_{\text{сб}} = \gamma_1 + \gamma_2 + \dots$$

Оценка нелинейных искажений при помощи коэффициента нелинейности не дает полного представления о величине нелинейных искажений в усилителе, так как выражение для коэффициента нелинейности не учитывает колебания комбинационных частот, появляющихся при прохождении через нелинейный элемент несинусоидального колебания, состоящего из составляющих с различными частотами. Нетрудно показать, что при действии на вход усилителя, например, колебания из двух составляющих  $f_1$  и  $f_2$  на выходе при нелинейности появляются дополнительные составляющие не только частот  $2f_1$ ,  $2f_2$ ,  $3f_1$ ,  $3f_2$  и др. (гармоник), но и частот  $f_1 + f_2$ ;  $f_1 - f_2$ ;  $2f_1 + f_2$ ;  $2f_1 - f_2$  и т. д. Это и есть комбинационные частоты.

Однако до сих пор не получил распространения какой-либо универсальный способ оценки нелинейных искажений, тогда как метод их оценки при помощи коэффициента нелинейности благодаря его простоте прочно вошел в практику. Такая оценка нелинейных искажений дает представление о порядке величин нелинейности усилителей, удовлетворительное в большинстве практических случаев. Коэффициент нелинейности позволяет косвенно судить и об интенсивности комбинационных частот, так как их амплитуды примерно в той же мере зависят от степени нелинейности характеристики; как и амплитуды гармоник.

Нелинейные искажения усилителя, как было показано выше, сильно зависят от подводимой на вход амплитуды сигнала. На рис. 1.9 показан примерный характер зависимости коэффициента нелинейности от мощности на выходе усилителя. Эта кривая является основной характеристикой нелинейных искажений. Она

может служить для определения максимальной полезной мощности усилителя по заданному коэффициенту нелинейности.

Полезная мощность усилителя тесно связана с величиной вносимых им нелинейных искажений. Обычно имеется возможность несколько увеличить мощность, отдаваемую усилителем, ценой повышения нелинейных искажений. Величина коэффициента нелинейности задается, как правило, для максимальной амплитуды колебаний.

Величина нелинейных искажений, вносимых усилителем, не остается постоянной на всех частотах. Обычно в области верхних и нижних частот полосы пропускания нелинейные искажения возрастают при неизменной амплитуде напряжения входного сигнала. Это объясняется реактивным характером сопротивления нагрузок ламп и связанным с этим изменением формы характеристики на крайних частотах полосы пропускания. Точный количественный учет нелинейных искажений на крайних частотах полосы представляет значительные трудности, что, однако, не имеет решающего значения, так как амплитуды сигналов входного напряжения на этих частотах уменьшаются. Поэтому в реальных условиях работы усилителя наибольшее значение имеет его нелинейность в средней части рабочего диапазона частот, где концентрируется основная часть энергии полевого сигнала.

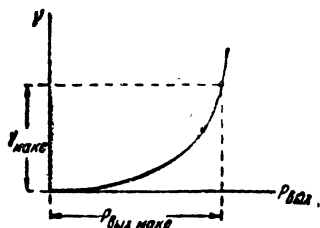


Рис. 1.9. Зависимость коэффициента нелинейности от выходной мощности

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. В усилителях колебаний звуковых частот наиболее опасны нелинейные и частотные искажения. В импульсных и телевизионных усилителях большое значение имеют также фазовые искажения. При усилении прямоугольных импульсов постоянной амплитуды нелинейные искажения не играют роли.

2. Линеинные искажения возникают в усилительных ступенях за счет наличия в них реактивных сопротивлений.

3. Основной причиной возникновения нелинейных искажений служит криволинейность характеристик ламп. Работа лампы в режиме с токами сетки может увеличить нелинейные искажения.

4. Нелинейные искажения растут с увеличением амплитуды колебаний. Поэтому в выходных ступенях, как правило, наблюдаются наибольшие нелинейные искажения.

### 1.4. ЭЛЕМЕНТЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ СХЕМ

Прежде чем перейти к подробному рассмотрению усилительных устройств, ознакомимся с типовыми схемами некоторых основных цепей усилителей, общими для большинства усилителей. К числу

таких схем относятся схемы входных и выходных цепей, схемы включения источников питания, а также схемы связей между ступенями усилителя.

Простейшая схема входной цепи показана на рис. 1.10. Последовательно с источником входного сигнала  $u_{вх}$  в сеточную цепь лампы включена батарея  $E_c$ , которая создает на сетке отрицательное напряжение относительно катода, что необходимо для предотвращения токов в цепи сетки, вызывающих нелинейные искажения. По схеме рис. 1.10 может быть включен, например, электромагнитный звукоусилитель.

Схема трансформаторного входа, показанная на рис. 1.11, более совершенна и имеет широкое практическое применение в уси-

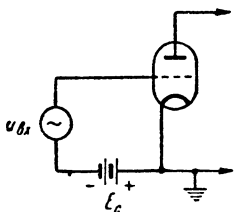


Рис. 1.10. Простейшая схема входной цепи

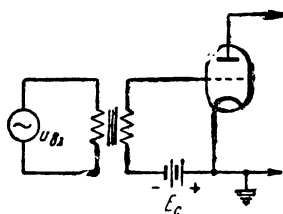


Рис. 1.11. Схема трансформаторного входа

лителях звуковой частоты. Ее преимуществом относительно других схем является возможность увеличения входного напряжения при помощи повышающего трансформатора, что позволяет снизить усиление ступеней усилителя напряжения. Не следует думать, что повышение напряжения входным трансформатором можно осуществить до любой величины. В главе, посвященной трансформаторному усилителю, показывается, что степень повышения напряжения при помощи трансформатора не может превышать некоторого предела, ограниченного рабочей полосой частот и допустимыми частотными искажениями. Трансформаторная схема входа может использоваться в усилителях, если источником входного сигнала служит, например, микрофон или проволочная соединительная линия.

На рис. 1.12 приведена реостатно-емкостная схема входной цепи. Распространенная область ее применения — широкополосные усилители, для которых трудно изготовить трансформатор с достаточно широкой полосой пропускания. Сопротивление  $R_0$  служит нагрузкой источника входного сигнала; конденсатор  $C_0$  отделяет сетку лампы от постоянного напряжения питания источника сигнала  $E$ ; сопротивление  $R_c$  замыкает сеточную цепь лампы, через него подается на сетку необходимый отрицательный потенциал.

Рассмотрим схемы выходных цепей, т. е. схемы соединения внешней нагрузки усилителя с его последней лампой.

Простейшая схема выходной цепи — непосредственное включение нагрузки в цепь анода лампы — показана на рис. 1.13. Такая схема, несмотря на свою простоту, имеет ряд недостатков, в силу чего применяется редко. К числу недостатков относятся, например, невозможность согласовать величину сопротивления нагрузки  $Z_n$

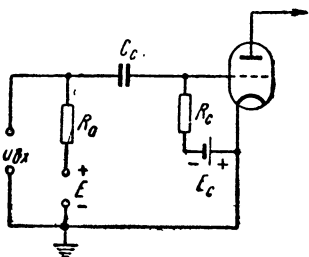


Рис. 1.12. Схема резистивного входа

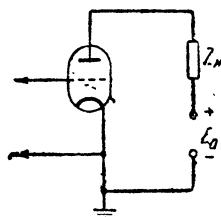


Рис. 1.13. Схема включения нагрузки в цепь анода

с требованиями, предъявляемыми к нагрузке режимом работы лампы, и наличие постоянного тока в нагрузке.

Последний недостаток можно устранить, применив схему выхода с разделительным конденсатором (рис. 1.14). В целях уменьшения потери постоянного напряжения и мощности полезного

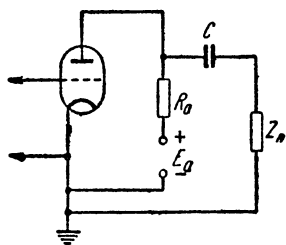


Рис. 1.14. Схема резистивного выхода с разделительным конденсатором

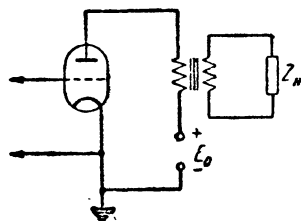


Рис. 1.15. Схема трансформаторного выхода

сигнала в сопротивлении  $R_a$ , его иногда заменяют катушкой с достаточной индуктивностью (дресселем со стальным сердечником).

Схема трансформаторного выхода (рис. 1.15) является наиболее распространенной в усилителях звуковой частоты. В этой схеме существует возможность путем выбора соответствующей величины коэффициента трансформации выходного трансформатора осуществить согласование сопротивления нагрузки с требованиями режима работы выходной лампы.

В широкополосных и импульсных усилителях в выходной ступени нагрузку часто включают в цепь катода лампы, как это показано на рис. 1.16. Такая схема, имеющая ряд преимуществ, рассмотренных ниже, называется схемой катодного выхода.

Рассмотрим кратко схемы цепей питания усилительных устройств. Нити накала усилительных ламп, питающихся от общего источника тока, соединяются обычно параллельно. Последовательная схема питания цепей накала используется в тех случаях, когда источник тока накала имеет напряжение, значительно превышающее нормальное напряжение накала одной лампы.

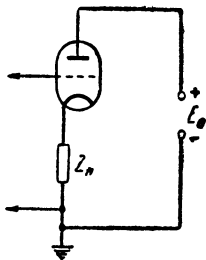


Рис. 1.16. Схема включения нагрузки в цепь катода

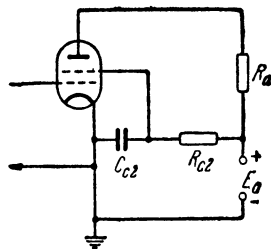


Рис. 1.17. Схема питания цепи экранирующей сетки

При питании нескольких ступеней от общего источника анодного питания анодные цепи всех ламп соединяются параллельно.

Цепи экранирующих сеток пентодов и тетродов выгодно питать от анодного источника. Для понижения напряжения на экранирующей сетке в ее цепь последовательно включается гасящее сопротивление

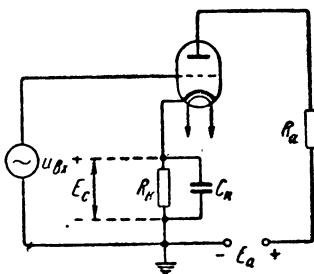


Рис. 1.18. Схема подачи смещения на сетку с катодного сопротивления

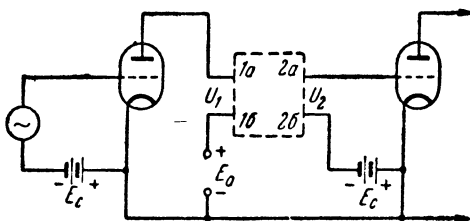


Рис. 1.19. Общий вид схемы связи между ступенями усилителя

включение  $R_{c2}$ . Переменная составляющая тока экранирующей сетки замыкается на катод через конденсатор  $C_{c2}$  (рис. 1.17).

Постоянное отрицательное напряжение на управляющие сетки ламп (так называемое напряжение смещения) может быть подано или от специального источника (рис. 1.10), или за счет падения напряжения на катодном сопротивлении  $R_k$  (рис. 1.18), по которому протекает ток анодной цепи. Переменная составляющая анодного тока пропускается через конденсатор  $C_k$ , включенный параллельно катодному сопротивлению.

Связь между усилительными ступенями осуществляется через некоторый пассивный четырехполюсник, как это показано на рис. 1.19. Рассмотрим требования, которым должен удовлетворять такой четырехполюсник связи и его основные схемы.

Основные требования к схеме межступенной связи сводятся к следующему:

1) Четырехполюсник должен проводить постоянный ток между входными точками  $1a$  и  $1б$ , а также выходными точками  $2a$  и  $2б$ .

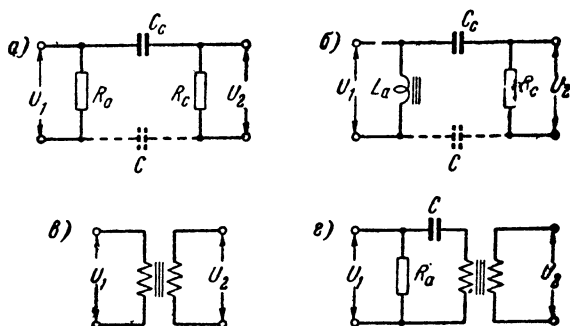


Рис. 1.20. Схемы четырехполюсников связи между ступенями

2) Четырехполюсник не должен обладать проводимостью для постоянного тока от входа к выходу. Исключение из этого правила составляют усилители постоянного тока.

3) Коэффициент передачи четырехполюсника межступенной связи должен иметь возможно большую величину и быть относительно постоянным в заданной полосе пропускания усилителя.

4) Четырехполюсник должен обладать минимальной нелинейностью.

Основные варианты схем межступенных связей, в большей или меньшей степени удовлетворяющие этим требованиям, показаны на рис. 1.20.

Усилитель, в котором межступенная связь выполнена по схеме рис. 1.20а, называется резистивным усилителем или усилителем на сопротивлениях. Если для связи используется четырехполюсник, выполненный по схеме рис. 1.20б, то усилитель называется дроссельным; если взять четырехполюсник вида 1.20в, получим трансформаторную схему. Схема 1.20г носит название схемы параллельного питания или резистивнотрансформаторной.

На рис. 1.21 показан пример схемы многоступенного усилителя.

Рассмотренные выше виды межступенных связей применяются преимущественно в усилителях звуковой частоты. В импульсных и широкополосных усилителях используются разновидности схемы.



резистивно-емкостной связи, дополненные элементами коррекции частотно-фазовой характеристики (обычно катушками индуктивности), расширяющими полосу пропускания усилителя.

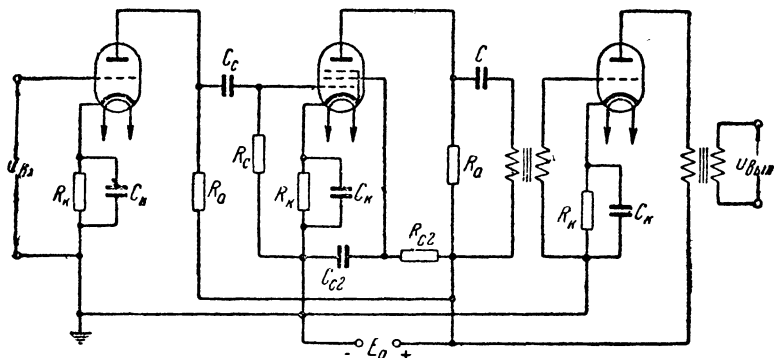


Рис. 1.21. Пример схемы трехступенного усилителя

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. В основных цепях усилительных устройств — входных, меж-ступенных и выходных могут быть применены резистивно-емкостная, дроссельная или трансформаторная схемы.

2. Нити накала всех ламп усилителя при питании его от общего источника тока обычно включаются параллельно. Цепи анодов и экранирующих сеток также имеют параллельное включение.

### Контрольные вопросы и задачи к гл. I

1. Каковы основные области применения усилительных устройств?
2. По каким признакам классифицируют усилительные устройства?
3. Назовите примерные границы полосы пропускания усилителей различного назначения
4. Чем отличаются усилители мощности от усилителей напряжения?
5. Перечислите основные показатели усилителя.
6. Что называется коэффициентом усиления?
7. Сколько однотипных ступеней следует включить, чтобы обеспечить общее усиление 86 дБ, если каждая ступень может дать коэффициент усиления  $K_1 = 12$ ? Ответ. 4 ступени
8. Во сколько раз изменится напряжение на выходе, если усиление возрастёт на 10 дБ?
9. Что такое фазовый сдвиг в усилителе?
10. Чем отличаются электрический и полный КДП усилителя?
11. От каких причин зависит стабильность коэффициента усиления?
12. Что такое динамический диапазон амплитуд?
13. Назовите основные причины возникновения собственных шумов в усилителе
14. Почему помехи и шумы возникающие в первой ступени, имеют большее значение, чем шумы последующих ступеней?
15. Что такое шумовое сопротивление лампы и чем оно определяется для триода?

16. Почему шумы, возникающие в пентоде, интенсивнее, чем в триоде?
17. Назовите основные виды искажений сигналов в усилителях.
18. Какие виды искажений имеют наибольшее значение в усилителях колебаний звуковых частот и какие в видеусилителях?
19. Определите коэффициент частотных искажений каждой ступени, если на весь усилитель допустимы искажения в 3 дБ. Усилитель содержит 4 однотипные ступени.
20. Каково условие отсутствия частотных и фазовых искажений?
21. Как связаны время задержки и фазовый сдвиг, вносимый усилителем?
22. Как оцениваются нелинейные искажения?
23. Каковы типовые схемы входных цепей?
24. Начертите основные схемы межступенных связей в усилителях.
25. Эффективное напряжение шумов на выходе усилителя равно 2 мВ при сопротивлении нагрузки 100 Ом. Определите максимальную полезную мощность, если динамический диапазон составляет 70 дБ, а минимальный сигнал в 3,16 раза превышает уровень шумов. Ответ.  $P_{\text{вых}} = 4 \text{ мВт}$
26. Определите амплитуду напряжения на входе 10-ваттного усилителя, если сопротивление нагрузки равно 20 Ом, а усиление составляет 66 дБ. Ответ.  $U_{\text{вх}} = 10 \text{ мВ}$ .
-

## ГЛАВА 2

# ХАРАКТЕРИСТИКИ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЛАМП

## 2.1. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛАМП

Для решения ряда вопросов, связанных с расчетом усилителей, особенно при расчете выходных ступеней, часто оказывается необходимым пользоваться характеристиками ламп. Характеристики ламп, как известно, представляют собой графическую зависимость анодного (или сеточного) тока от напряжений на электродах. Иногда бывает недостаточно иметь графическую зависимость анодного тока от напряжения на электродах, а желательно иметь эту зависимость в форме математического соотношения. Получение точного уравнения представляет большие трудности, однако обычно удается найти приближенную формулу, с удовлетворительной точностью соответствующую действительной характеристике лампы.

Если в анодной цепи лампы не включено нагрузочное сопротивление, то можно пользоваться статическими характеристиками. Но в практических случаях в анодной цепи лампы обычно содержится сопротивление нагрузки и для расчета нужно использовать динамические характеристики, учитывающие влияние этой нагрузки.

Вначале рассмотрим семейство статических характеристик и их уравнения. Как известно, семейства статических характеристик могут быть представлены в двух системах координат: сеточной  $i_a = f(u_c)$  при  $u_a = \text{const}$  (рис. 2.1) и анодной  $i_a = f(u_a)$ , при  $u_c = \text{const}$  (рис. 2.2). В дальнейшем чаще используется второй способ изображения характеристик, как более удобный.

Как указывалось выше, основной причиной появления нелинейных искажений в усилителях служит криволинейность характеристик ламп. Для того чтобы нелинейные искажения не превышали допустимых норм, режимы работы ламп нужно выбирать так, чтобы использовалась часть характеристики, близкая к прямолинейной. Это обстоятельство часто позволяет для расчета режима усилителя, например, с трехэлектродной лампой не учитывать нелинейности ее характеристик, заменяя эти характеристики идеализованными, прямолинейными.

Идеализированная характеристика (рис. 2.3) является продолжением касательной к наиболее вероятному рабочему участку действительной характеристики. Замена криволинейных характеристик идеализированными позволяет выразить зависимость анодного тока от напряжений на сетке и аноде в виде уравнения первой степени, что сильно упрощает расчет режима усилителя.

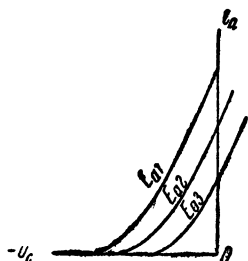


Рис. 2.1. Семейство характеристик лампы в сеточной системе координат

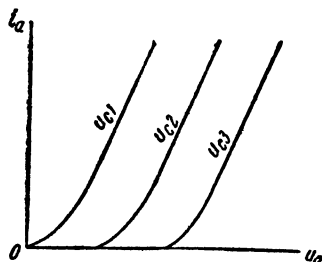


Рис. 2.2. Семейство характеристик лампы в анодной системе координат

Из рис. 2.3 видно, что в значительной части кривой отклонение идеализированной характеристики от действительной невелико. Следовательно, если лампа работает в этой части изменения токов, замена действительной характеристики идеализированной допустима. Ошибка при расчете режима по идеализированным характеристикам получается в этом случае не больше той неизбежной ошибки, которая обусловлена разбросом параметров и неодинаковостью характеристик различных экземпляров электронных ламп данного типа.

Пользуясь уравнением идеализированных характеристик, можно определить величины, связанные с током первой гармоники усиленного колебания, в том числе полезную мощность, кпд, напряжения на выходе и входе усилителя, а также постоянные составляющие анодного тока, сеточного и анодного напряжений.

Разумеется, ни в коем случае из уравнения идеализированной характеристики нельзя найти величины, обусловленные нелинейностью характеристик: высшие гармоники анодного тока и коэффициент нелинейности. Для определения этих величин следует пользоваться или уравнением действительной характеристики или, что обычно бывает проще, самой характеристикой (не идеализированной).

В дальнейшем мы будем широко использовать методы графического расчета по характеристикам ламп различных величин,

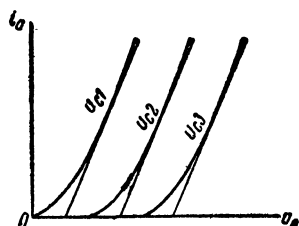


Рис. 2.3. Идеализированные характеристики лампы

определяющих их режим работы. При этом пользоваться идеализированными характеристиками нет смысла, так как столь же просто, но более точно, все интересующие нас величины можно найти при графическом расчете по реальной характеристике.

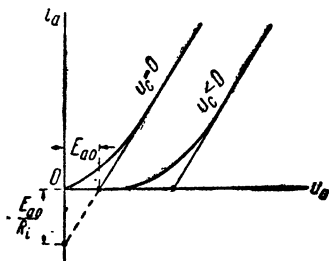


Рис. 2.4. Определение  $E_{a0}$  по характеристике

Найдем уравнение идеализированных характеристик триода, воспользовавшись уравнением прямой, не проходящей через начало координат

$$y = ax + b.$$

Для идеализированной характеристики в анодной системе координат при  $u_c = 0$  будем иметь

$$i_a = au_a + b.$$

Коэффициент  $a$  представляет собой тангенс угла наклона характеристики

$$a = \operatorname{tg} \beta = \frac{\Delta i_a}{\Delta u_a} = \frac{1}{R_i}.$$

Величина  $b$  представляет собой отрезок, отсекаемый характеристикой на оси ординат. Обозначая

$$b = - \frac{E_{a0}}{R_i},$$

получим

$$i_a = \frac{u_a - E_{a0}}{R_i}.$$

Чтобы учесть влияние сеточного напряжения, достаточно вспомнить, что оно действует на анодный ток в  $\mu$  раз сильнее, чем анодное напряжение. Следовательно,

$$i_a = \frac{u_a + \mu u_c - E_{a0}}{R_i}. \quad (2.1)$$

В полученном уравнении семейства идеализированных характеристик  $E_{a0}$  находится графически, как показано на рис. 2.4.

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Для расчета ряда величин, не связанных с нелинейностью характеристик ламп, действительные, нелинейные характеристики триодов могут быть заменены идеализированными, прямолинейными характеристиками, которые математически выражаются уравнением первой степени.

2. Если характеристики ламп в рабочем участке существенно нелинейны, следует пользоваться графическими методами расчета по реальным характеристикам.

## 2.2. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛАМП ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ВИДАХ НАГРУЗКИ

Полученное выше уравнение статической характеристики редко может быть использовано в своем первоначальном виде. В нем не учитывается влияние на работу лампы анодной нагрузки, которая всегда имеется в реальной схеме. Это влияние сводится к тому, что напряжение на аноде в реальных условиях работы лампы зависит от величины анодного тока. Характеристики ламп при

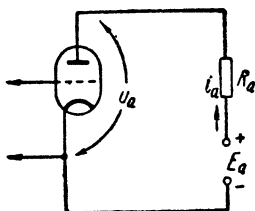


Рис. 2.5. Лампа, нагруженная на активное сопротивление

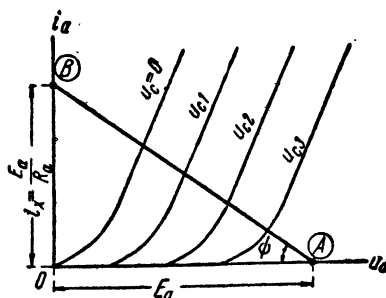


Рис. 2.6. Построение линии нагрузки на характеристиках лампы

включенной нагрузке называются динамическими. Динамическая характеристика для данной лампы зависит от величины и вида нагрузки, а также от напряжения источника анодного питания.

Вначале рассмотрим работу лампы при активном сопротивлении нагрузки. Из схемы, изображенной на рис. 2.5, видно, что

$$u_a = E_a - i_a R_a. \quad (2.2)$$

Это уравнение, выражающее зависимость напряжения на аноде от тока в анодной цепи, графически представляет собой прямую линию  $AB$  (рис. 2.6), проходящую через точки  $u_a = 0$ ,  $i_a = i_a$  и  $u_a = E_a$ ,  $i_a = 0$  и называемую нагрузочной прямой или линией нагрузки. Тангенс угла наклона этой прямой с учетом масштаба определяется выражением

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{\Delta u_a}{\Delta i_a} = \frac{1}{R_a}.$$

В точках пересечения со статическими характеристиками нагрузочная прямая  $AB$  дает значения токов, соответствующие заданным напряжениям на сетке.

Построение нагрузочной прямой при активной нагрузке (рис. 2.5) производят по двум точкам: точка  $A$  определяется заданным напряжением источника питания, а точка  $B$  — ординатой  $i_x = \frac{E_a}{R_a}$  (рис. 2.6).

Семейства нагрузочных прямых при различных значениях  $E_a$  и  $R_a$  показаны на рис. 2.7. Прямые при одинаковых значениях  $R_a$  идут параллельно.

Остановимся на построении нагрузочной прямой для схемы включения анодной нагрузки, показанной на рис. 2.8, важной для дальнейших рассуждений. Эта схема при некоторых допущениях соответствует работе лампы в трансформаторных и дроссельных ступенях усилителя. Пред-

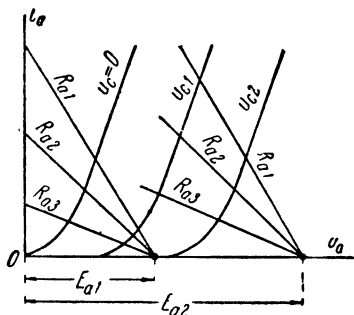


Рис. 2.7. Семейства характеристик ламп

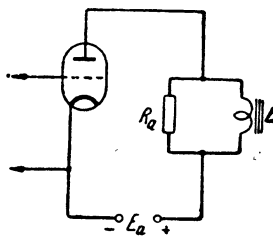


Рис. 2.8. Лампа, нагруженная на комплексное сопротивление

положим, что сопротивление индуктивности для постоянного тока близко к нулю, а для переменного тока значительно превышает сопротивление активной ветви нагрузки

$$\omega L \gg R_a.$$

Тогда сопротивление анодной нагрузки лампы постоянному току будет равно нулю, а сопротивление переменному току будет равно  $R_a$ .

Напряжение на аноде лампы в режиме покоя будет равно напряжению источника питания  $E_a$ , а изменения анодного тока будут происходить соответственно нагрузочной прямой, определяемой величиной  $R_a$ .

Поэтому

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{\Delta i_a}{\Delta u_a} = \frac{1}{R_a}.$$

Построение линии нагрузки для этого случая показано на рис. 2.9. Точка  $A$ , относительно которой происходит изменение анодного тока при изменениях напряжения на сетке лампы, называется рабочей точкой. Отличие нагрузочной прямой рис. 2.9 от предыдущего случая, когда сопротивление в цепи анода одинаково для постоянного и переменного токов (рис. 2.5), сводится к измене-

нию положения рабочей точки. Это изменение связано с тем, что падение постоянного напряжения в нагрузке при наличии дросселя или трансформатора становится практически равным нулю. Угол наклона характеристик при неизменном  $R_a$  оказывается одинаковым.

Как видно из рис. 2.9, мгновенное напряжение на аноде лампы (при  $i_a > I_0$ ) может превышать напряжение источника питания. С физической стороны это объясняется тем, что эдс индуктивности при спаде анодного тока складывается с напряжением источника питания  $E_a$ .

Динамические характеристики ламп могут быть представлены в сеточной системе координат. Уравнение идеализированной динамической характеристики лампы легко можно получить из уравнения идеализированной статической характеристики (2.1), подставив в него значение  $u_a$  из ур-ния (2.2) и решив результат относительно  $i_a$

$$i_a = \frac{E_a + \mu u_c - E_{a0}}{R_i + R_a}. \quad (2.3)$$

Построение динамических характеристик лучше всего производить, перенося точки с нагрузочной прямой, как это показано на рис. 2.10, в сеточную систему координат.

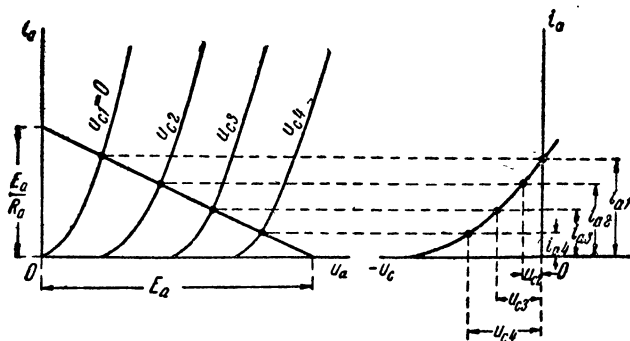


Рис. 2.10. Построение динамической характеристики

При комплексном характере нагрузки появляется угол сдвига фаз между переменными составляющими анодного тока и напряжения. Линия нагрузки при этом для синусоидального тока имеет вид эллипса. В частности, для схемы рис. 2.8, если нельзя прене-



брегать составляющей тока в индуктивности, динамическая характеристика оказывается эллипсоидальной формы. В практических расчетах для схемы рис. 2.8 нагрузку обычно считают активной, так как выполняется условие  $\omega L \gg R_a$ , и реактивной составляющей тока можно пренебречь.

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. При работе лампы с нагрузкой определение величин, характеризующих ее режим, должно производиться по динамической характеристике в сеточной системе координат или при помощи линии нагрузки в анодной системе координат.

2. Линия нагрузки при активном сопротивлении в анодной цепи и при активном сопротивлении, зашунтированном дросселем с относительно очень большой индуктивностью, представляет собой прямую линию (нагрузочную прямую). Угол наклона нагрузочной прямой зависит только от величины  $R_a$ , причем  $\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{R_a}$ .

### 2.3. КЛАССИФИКАЦИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ЛАМП

Во всех многочисленных случаях применения электронных ламп для целей усиления и генерирования колебаний в лампах возможны колебания тока двух видов:

а) колебания первого рода, когда анодный ток лампы протекает в течение всего периода изменения напряжения на сетке (рис. 2.11);

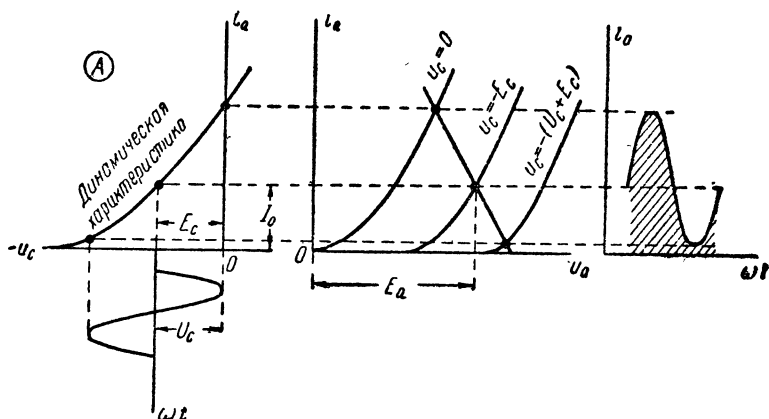


Рис. 2.11. Графики работы лампы при колебаниях первого рода (режим А)

б) колебания второго рода, когда анодный ток в течение части периода равен нулю (рис. 2.12).

Свойства режима колебаний второго рода зависят от соотношения длительности периода колебаний и времени работы лампы за этот период.

Для того чтобы охарактеризовать колебания второго рода, вводится обычно понятие об угле отсечки. Углом отсечки называется

половина той части периода, выраженной в угловых единицах, в течение которой анодный ток протекает через лампу. Угол отсечки будем обозначать через  $\theta$ . Его определение ясно из рис. 2.12. Нетрудно видеть, что при колебаниях первого рода  $\theta = 180^\circ$ .

При колебаниях первого рода усилитель характеризуется низким коэффициентом полезного действия. Основным преимуществом этого вида колебаний является возможность получения малых нелинейных искажений, так как рабочий участок характеристики лампы относительно прямолинеен.

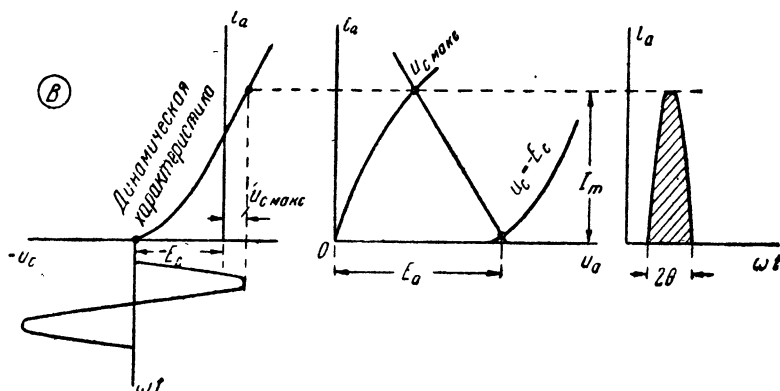


Рис. 2.12. Графики работы лампы при колебаниях второго рода (режим В)

При использовании колебаний второго рода можно получить значительно более высокий коэффициент полезного действия (до 70—80%), но одновременно увеличиваются нелинейные искажения.

В усилительной технике принята следующая классификация режимов работы усилителя:

- 1) режим класса А, или сокращенно режим А, соответствующий колебаниям анодного тока без отсечки (колебания первого рода,  $\theta = 180^\circ$ ),
- 2) режим класса В, когда угол отсечки  $\theta = 90^\circ$  (анодный ток протекает в течение половины периода),
- 3) режим класса АВ, который является промежуточным между двумя предыдущими режимами. Угол отсечки в режиме АВ обычно бывает порядка  $\theta \approx 120^\circ$ .
- 4) режим класса С, при котором анодный ток протекает меньше половины периода (угол отсечки меньше  $90^\circ$ ).

Как правило, с уменьшением угла отсечки увеличиваются нелинейные искажения, но одновременно растет кпд усилителя.

Режим А применяют в тех случаях, когда необходимо обеспечить минимальные нелинейные искажения, а величина мощности, снимаемая с лампы, и кпд не имеют решающего значения.

В режиме *A* работают все ступени усиления напряжения, а также маломощные (до нескольких ватт мощности) выходные ступени. Величина электрического кпд в режиме *A* обычно не превышает 20—30%. В этом режиме рабочая точка выбирается в середине относительно прямолинейного участка динамической характеристики, расположенного в отрицательной области сеточных напряжений. Работа лампы в режиме *A* графически показана на рис. 2.11.

Режимы *B* и особенно *C* являются более экономичными. Объясняется это тем, что снижается мощность потерь на аноде лампы при той же полезной мощности, отдаваемой в нагрузку.

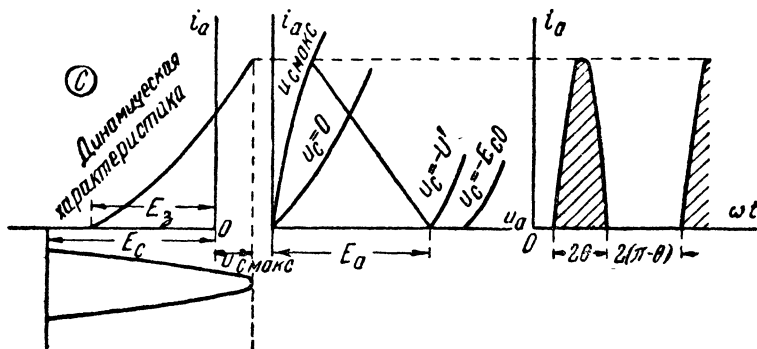


Рис. 2.13. Графики работы лампы в режиме *C*

Коэффициент полезного действия цепи анода в режиме *AB* может быть получен до 40—50%, в режиме *B* до 60—70% и в режиме *C* до 80—90%.

Область применения режимов *AB* и *B* — выходные (оконечные) ступени средней и большой мощности, а также маломощные выходные ступени, питающиеся от гальванических или аккумуляторных батарей. В перечисленных случаях расход энергии источников анодного питания составляет заметную часть расходов по эксплуатации усилителя, в силу чего становится особенно целесообразным использование экономических режимов работы лампы.

Режим *AB* применяется преимущественно в оконечных ступенях при мощностях порядка десятков ватт при работе в этих ступенях пентодов или тетродов, а также в выходных ступенях при батарейном питании.

Режим *B* применяется главным образом в мощных оконечных ступенях, работающих на триодах, при мощностях в сотни ватт и больше.

Режим *C*, несмотря на высокую экономичность, обычно не применяется в ступенях усилителей звуковой частоты. При использовании режима *C* происходит ограничение сигнала по минимуму в цепи сетки, в результате чего колебания с малыми амплитудами не проходят через усилитель. Из рис. 2.13 видно, что все сигналы с амплитудами напряжения, меньшими величины ( $E_c - E_g$ ), не

будут вызывать тока в цепи анода. Такой порог ограничения вызывает искажения звуковых колебаний и поэтому не допустим в усилителях звуковой частоты.

Режим  $C$  находит применение в усилительных ступенях, работающих при постоянной амплитуде сигналов, или при изменении амплитуды в небольших пределах. Кроме того, разумеется, использование режима  $C$  весьма целесообразно в тех случаях, когда сигнал в усилителе необходимо ограничить по минимуму.

Выше указывалось, что в большинстве случаев лампы в усилителях работают в режимах без токов сетки, т. е. рабочая область характеристики расположена влево от нуля. Однако иногда в целях повышения кпд и выходной мощности лампы в оконечных ступенях могут работать в режимах с заходом в область положительных напряжений на сетке, или, иначе говоря, с сеточными токами. При этом, как правило, одновременно увеличиваются нелинейные искажения, но в мощных усилителях бывает целесообразным пойти на усложнение схемы — применить специальные методы компенсации искажений (отрицательную обратную связь — см. гл. 10) и за счет этого получить возможность более полного использования характеристик ламп.

Для того чтобы отличить режимы работы ламп с токами сетки, у условного обозначения режима принято ставить индекс «2» (например  $AB_2$ ). Режимы работы ламп без токов сетки в отличие от этого имеют индекс «1» (например  $AB_1$ ).

Принципиально возможна работа лампы в любом из рассмотренных выше режимов ( $A$ ,  $B$ ,  $C$  и  $AB$ ) как с токами сетки, так и без токов сетки. Однако в действительности режим  $A$  применяют в тех случаях, когда работа с сеточными токами нецелесообразна (усилители напряжения, маломощные выходные ступени). Поэтому практически используется лишь режим класса  $A_1$ , в силу чего индекс у обозначения  $A$  не ставят, подразумевая под таким режимом работу лампы без токов сетки.

Режимы  $B$  и  $C$  используют в тех случаях, когда от лампы необходимо получить максимальные мощность и кпд, поэтому целесообразно применять эти режимы при работе лампы с токами сетки, т. е. режимы  $B_2$  и  $C_2$ . Режимы  $B_1$  и  $C_1$  практического распространения почти не имеют.

Режим  $AB$  как промежуточный встречается как с токами сетки, так и без токов сетки, следовательно, в практике применяется и режим  $AB_1$  и режим  $AB_2$ . Режим  $AB_2$  показан графически на рис. 2.14.

Весьма важное значение в режимах  $AB$  и  $B$  имеет повышение средней экономичности ступени, обусловленное малым (или нулевым) анодным током покоя ламп в этих режимах. Это обстоятельство значительно понижает потребление тока от источников анодного питания в паузах, т. е. в моменты отсутствия напряжения полезного сигнала на входе и тем самым заметно повышает экономичность усилителя.

Если расположить все рассмотренные выше режимы работы ламп, встречающиеся на практике, в порядке возрастания кид, то получится такой ряд:  $A$ ,  $AB_1$ ,  $AB_2$ ,  $B_2$  и  $C_2$ .

Следует иметь в виду, что в режимах  $AB$ ,  $B$ ,  $C$  лампа работает часть периода, а остальное время анодный ток лампы равен нулю. Поэтому при использовании режимов с отсечкой анодного тока для воспроизведения на выходе полного колебания, приложенного

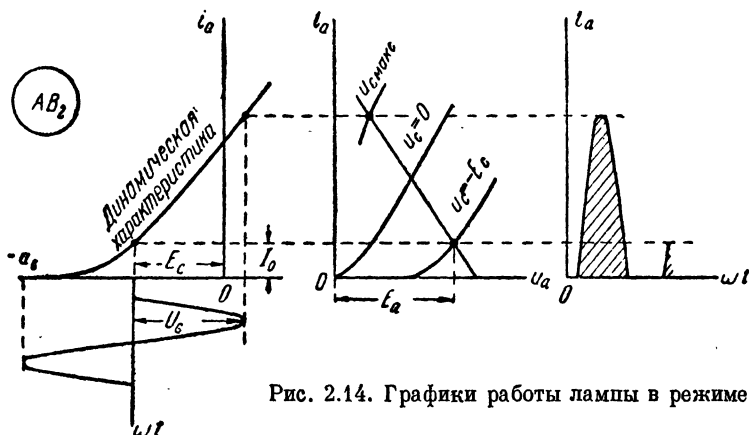


Рис. 2.14. Графики работы лампы в режиме  $AB_2$ .

на вход ступени, необходимо применение специальной двухтактной (симметричной) схемы усилителя, рассмотренной в гл. 7. В усилителе по простой (однотактной) схеме нелинейные искажения при этом оказались бы недопустимо большими (до 40% и более).

#### 2.4. РАБОТА УСИЛИТЕЛЬНОЙ СТУПЕНИ В РЕЖИМАХ ОГРАНИЧЕНИЯ

В некоторых специальных случаях, например в импульсных системах, отдельные ступени усилителей могут использоваться в режимах ограничения сигнала. Задачей таких ступеней является ограничение амплитуды сигнала по максимуму или минимуму, что бывает необходимо, например, в целях уменьшения воздействия различных посторонних колебаний (помех).

Форма сигнала на выходе усилительной ступени, работающей в режиме ограничения, которую для краткости будем называть ограничителем, резко отличается от формы сигнала на входе. Например, вместо синусоидальной кривой может быть получена на выходе форма кривой, близкая к прямоугольнику. Понятие коэффициента нелинейности для ограничителя теряет свой смысл, так как нелинейность в системах, использующих ограничение, является их полезным свойством. В усилителях звуковой частоты ограничение амплитуд сигналов при помощи рассмотренных ниже схем безусловно недопустимо вследствие резкого искажения формы колебаний на выходе.

Ограничение амплитуды сигнала по минимуму наиболее просто может быть получено при использовании рассмотренного выше режима работы лампы с углом отсечки меньше  $90^\circ$  (режим С). Кроме этого, ограничение по минимуму можно осуществить в схемах с диодами, на которых мы не останавливаемся, так как эти схемы не относятся к числу усилительных схем.

Ограничение амплитуды сигнала по максимуму может быть осуществлено многими способами. Например, может быть использован участок характеристики лампы, соответствующий току насыщения. Для такого ограничителя должна быть выбрана лампа с резко выраженным током насыщения. Лампа может работать в режимах В или С, при достаточно большой амплитуде сигнала на сетке.

Аналогичный результат можно получить в случае применения схемы, показанной на рис. 2.15, которая отличается от обычной схемы усилительной ступени дополнительным высокоомным сопротивле-

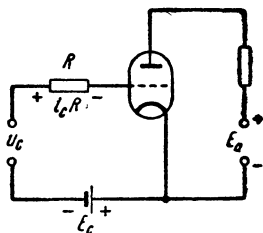


Рис. 2.15. Схема ограничителя по максимуму в цепи сетки

нием, включенным последовательно в цепь сетки. В этой схеме могут работать лампы любого типа, в том числе не имеющие резко выраженного тока насыщения. Режим ограничения по максимуму в данной схеме получается вследствие значительного падения напряжения на сопротивлении  $R$  за счет сеточного тока, который возникает при напряжениях сигнала, превышающих абсолютную величину отрицательного напряжения на сетке  $E_c$ . Это падение напряжения, при соответствующем выборе величины сопротивления  $R$ , может быть сделано настолько большим, что напряжение на сетке лампы практически не будет возрастать выше нуля даже при значительном увеличении амплитуды сигнала на входе усилителя. Таким образом порог ограничения по максимуму будет приблизительно равен величине сеточного смещения.

Из рассмотренного примера работы ограничителя с сеточным током видно, что такой режим работы лампы влечет за собой значительное искажение формы сигнала. Поэтому при использовании в усилительных ступенях режимов работы с токами сетки могут возникнуть значительные нелинейные искажения, особенно при больших значениях сопротивления  $R$  в цепи сетки. Это обстоятельство заставляет весьма осторожно подходить к вопросу выбора режима работы ламп, в частности, в усилителях звуковой частоты.

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. В ступенях усиления напряжения применяется режим А, обеспечивающий наименьшие нелинейные искажения.
2. В ступенях усиления мощности применяется режим А (в маломощных усилителях), режим АВ (в усилителях мощностью

порядка десятков и сотен ватт) и режим В (в усилителях большой мощности).

3. С уменьшением угла отсечки анодного тока кпд усилителя возрастает, так как увеличивается промежуток времени, в течение которого лампы заперта и не потребляет энергии от источника анодного питания.

4. Работа лампы с токами сетки вызывает ограничение положительной полуволны сеточного напряжения и поэтому может послужить причиной резкого увеличения нелинейных искажений.

## 2.5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПО ХАРАКТЕРИСТИКАМ ЛАМП

Нелинейные искажения особенно значительны в ступенях усиления мощности, где характеристики ламп используются наиболее полно. Самым простым способом расчета нелинейных искажений служит графический метод определения их по характеристикам ламп.

Для получения необходимых расчетных соотношений представим мгновенное значение анодного тока лампы в виде суммы

$$i_a = I_0 + \Delta I_0 + I_1 \sin \omega t - I_2 \cos 2\omega t + I_3 \sin 3\omega t, \quad (2.4)$$

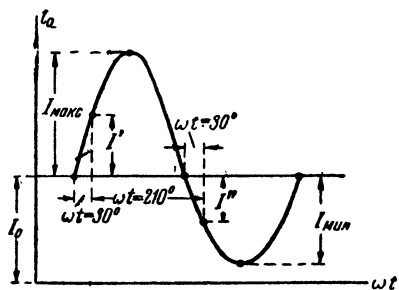


Рис. 2.16. График анодного тока для режима А

которая отличается от выражения (1.19) лишь последним членом, учитывающим для общности рассмотрения третью гармонику анодного тока. Положим в ф-ле (2.4)  $\omega t = 90^\circ$ , тогда

$$\sin \omega t = 1, \quad \cos 2\omega t = -1, \quad \sin 3\omega t = -1.$$

Кроме того, из рис. 2.16 следует, что при  $\omega t = 90^\circ$

$$i_a = I_0 + I_{\max},$$

поэтому

$$I_0 + I_{\max} = I_0 + \Delta I_0 + I_1 + I_2 - I_3,$$

но согласно доказанному выше (1.21)  $I_2 = \Delta I_0$ , следовательно,

$$I_{\max} = I_1 + 2I_2 - I_3. \quad (2.5)$$

Возьмем теперь  $\omega t = 270^\circ$ . При этом согласно рис. 2.17

$$i_a = I_0 - I_{\min} = I_0 - I_1 + 2I_2 + I_3,$$

откуда

$$I_{\min} = I_1 - 2I_2 - I_3. \quad (2.6)$$

Вычитая (2.6) из (2.5), получим

$$I_{\max} - I_{\min} = 4I_3,$$

откуда

$$I_3 = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{4}. \quad (2.7)$$

Сложив (2.5) и (2.6), получим

$$I_{\max} + I_{\min} = 2(I_1 - I_3). \quad (2.8)$$

Но амплитуда третьей гармоники анодного тока всегда меньше амплитуды составляющей основной частоты (т. к.  $\gamma_3 = \frac{I_3}{I_1} < 1$ ). Следовательно,

$$J_1 \approx \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2}. \quad (2.9)$$

Разделив (2.7) на (2.9), получаем выражение для определения коэффициента второй гармоники по форме кривой анодного тока

$$\gamma_2 = \frac{I_3}{I_1} = \frac{1}{2} \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}}. \quad (2.10)$$

Выражение для коэффициента третьей гармоники можно найти, положив в ф-ле (2.4)  $\omega t = 30^\circ$ . Тогда (см. рис. 2.16)

$$I_0 + I' = I_0 + \Delta I_0 + \frac{I_1}{2} - \frac{I_2}{2} + I_3. \quad (2.11)$$

Для  $\omega t = 210^\circ$  соответственно получим

$$I_0 - I'' = I_0 + \Delta I_0 - \frac{I_1}{2} - \frac{I_2}{2} - I_3. \quad (2.12)$$

Вычитая ф-лу (2.12) из ф-лы (2.11), найдем

$$I' + I'' = I_1 + 2I_3. \quad (2.13)$$

Решая совместно уравнения (2.8) и (2.13), будем иметь

$$I_3 = \frac{2(I' + I'') - (I_{\max} + I_{\min})}{6} \quad (2.14)$$

и

$$I_1 = \frac{(I' + I'') + (I_{\max} + I_{\min})}{3}, \quad (2.15)$$

откуда

$$\gamma_3 = \frac{I_3}{I_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2(I' + I'') - (I_{\max} + I_{\min})}{I_{\max} + I_{\min} + I' + I''}. \quad (2.16)$$



Формула (2.15) пригодна для определения амплитуды первой гармоники анодного тока с учетом поправки на нелинейность характеристики лампы. При расчетах обычно бывает удобнее пользоваться вместо ординат токов отрезками линии нагрузки. Легко видеть, что ординаты токов  $I_{\max}$ ,  $I_{\min}$ ,  $I'$  и  $I''$  пропорциональны отрезкам  $a$ ,  $b$ ,  $c$  и  $d$  (рис. 2.17). Поэтому во все полученные выше формулы удобно подставлять указанные отрезки, которые можно измерять непосредственно на линии нагрузки. При этом не требуется

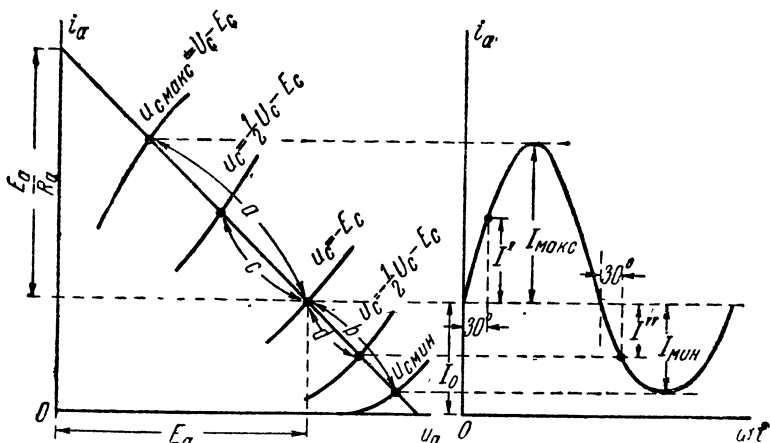


Рис. 2.17. Определение нелинейных искажений по характеристикам лампы и графику анодного тока

построения графика анодного тока, что несколько упрощает вычисления.

Расчетные формулы для определения коэффициентов гармоник по отрезкам линии нагрузки принимают вид

$$\gamma_1 = \frac{1}{2} \frac{a-b}{a+b} \quad (2.17)$$

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \frac{2(c+d) - (a+b)}{a+b+c+d} \quad (2.18)$$

Следует иметь в виду, что в зависимости от формы анализируемой кривой при вычислении амплитуд гармоник и коэффициентов нелинейности по приведенным выше формулам эти величины могут оказаться отрицательными.

С физической стороны это означает поворот фазы соответствующей гармоники на  $180^\circ$ , что для вычисления коэффициента нелинейности не имеет значения.

### Пример.

Рассчитать составляющие анодного тока пентода 6П2П по заданным характеристикам и линии нагрузки, приведенным на рис. 2.18. Линия нагрузки здесь соответствует трансформаторной схеме и сопротивлению анодной нагрузки  $R_a = 2700 \text{ ом}$ . Задан следующий режим работы лампы:

$$E_a = 200 \text{ в}, \quad E_c = -10 \text{ в}, \quad U_c = 10 \text{ в}.$$

Решение.

1. Коэффициент второй гармоники анодного тока

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \frac{a-b}{a+b} = 0,05 \text{ или } 5\%.$$

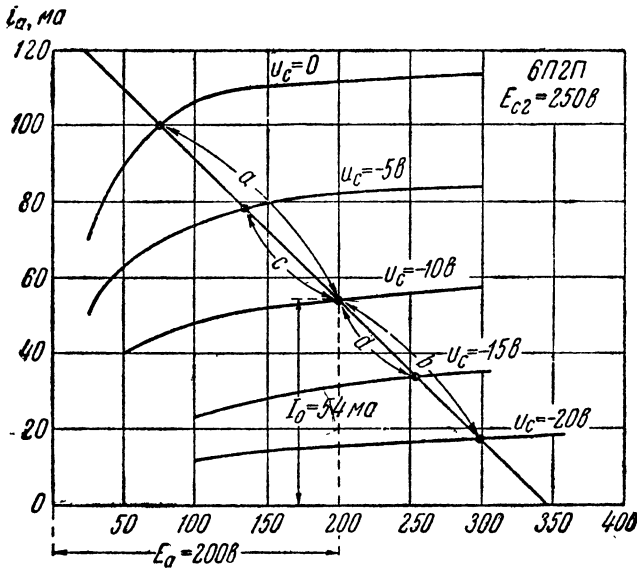


Рис. 2.18. Характеристики лампы 6П2П

2. Коэффициент третьей гармоники анодного тока

$$\gamma_3 = \frac{1}{2} \frac{2(c+d)-(a+b)}{a+b+c+d} = 0,015 \text{ или } 1,5\%.$$

3. Полный коэффициент нелинейности

$$\gamma = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2} = \sqrt{5^2 + 1,5^2} = 5,2\%.$$

### Контрольные вопросы и задачи к гл. 2

1. В чем различие между статическими и динамическими характеристиками лампы?
2. Что называется уравнением характеристики лампы?
3. Что такое идеализированная характеристика?

4. Определите анодный ток лампы 6Н1П для режима:

$$u_a = 200 \text{ в}, \quad u_c = -3 \text{ в}, \quad R_a = 0 \text{ и } R_a = 10 \text{ ком.}$$

5. Как строится нагрузочная характеристика при нагрузке в виде активного сопротивления, зашунтированного очень большой индуктивностью?

6. Что такое угол отсечки анодного тока?

7. Почему с уменьшением угла отсечки увеличиваются нелинейные искажения, вносимые лампой?

8. Чему равен угол отсечки в режиме *B* и *C*?

9. Почему режим *C* не применим в усилителях звуковой частоты?

10. В каких соотношениях находятся величины напряжения запира-  
ния  $E_s$  и отрицательного смещения  $E_c$  (рис. 2.13) в режимах *A*, *B* и *C*?

11. Почему при появлении токов в цепи сетки увеличиваются нелиней-  
ные искажения?

12. Вычислите коэффициент нелинейности для режима, показанного  
на рис. 2.18, при коротком замыкании анодной цепи ( $R_a = 0$ ).

13. Как изменится коэффициент нелинейности для того же режима,  
если амплитуда напряжения на входе ( $U_c$ ) уменьшится в два раза?

14. Определите коэффициент второй гармоники анодного тока, если из-  
вестно, что при  $R_a = 2 \cdot 10^4 \text{ ом}$  лампа отдаёт полезную мощность 9 вт,  
а показания анодного миллиамперметра при подаче на вход сигнала увели-  
чиваются на 2 ма ( $\Delta I_0 = 2 \text{ ма}$ ). Ответ.  $\gamma_2 = 6,7\%$ .

15. Найдите амплитуду первой гармоники анодного тока лампы, если  
напряжение на входе ступени равно 0,5 в, усиление ступени составляет 26 дб  
и сопротивление нагрузки 20 ком. Ответ.  $I_1 = 0,5 \text{ ма}$ .

16. Нагрузочная прямая проходит через точки  $u_a = 0$ ,  $i_a = 50 \text{ ма}$  и  $u_a =$   
 $= 200 \text{ в}$ ,  $i_a = 0$ . Определите сопротивление нагрузки лампы.

Ответ.  $R_a = 4 \cdot 10^3 \text{ ом}$ .

---

## ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЬНОЙ СТУПЕНИ

### 3.1. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ЛАМПЫ С НАГРУЗКОЙ

Лампа, работающая в режиме усиления, может быть заменена эквивалентным генератором переменной эдс, в  $\mu$  раз большей напряжения сигнала на сетке. Внутреннее сопротивление эквивалентного генератора зависит от типа лампы и режима ее работы. В режиме *A* сопротивление генератора можно считать равным внутреннему сопротивлению лампы  $R_i$  в рабочей точке.

Замена лампы эквивалентным генератором позволяет представить усилительную ступень с анодной нагрузкой  $Z_a$  в виде эквивалентной схемы, показанной на рис. 3.1. При составлении эквивалентных схем сопротивление источников питания переменному току считается равным нулю.

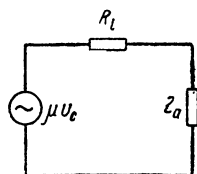


Рис. 3.1. Эквивалентная схема лампы с нагрузкой. Замена лампы генератором напряжения

Эквивалентная схема усилительной ступени имеет очень большое значение для теории и расчета усилительных устройств. Исследование частотных и фазовых характеристик усилителей основано на рассмотрении эквивалентных схем, позволяющих легко получить уравнения этих характеристик, т. е. найти зависимости  $K$  и  $\varphi$  от частоты.

Для доказательства возможности замены усилительной ступени эквивалентной схемой воспользуемся уравнением динамической характеристики (2.3). Предположив, что на сетку лампы поступает синусоидальный сигнал, будем иметь

$$u_c = U_c \sin \omega t - E_c, \quad (3.1)$$

тогда

$$i_a = \frac{E_a - E_{a0} + \mu U_c \sin \omega t - \mu E_c}{R_s + R_i} = I_0 + I_1 \sin \omega t, \quad (3.2)$$

где

$$I_0 = \frac{E_a - E_{a0} - \mu E_c}{R_s + R_i} \quad (3.3)$$

— постоянная слагающая тока анода,

$$I_1 = \frac{\mu U_c}{R_a + R_i} \quad (3.4)$$

— амплитуда переменной слагающей анодного тока.

Полученное выражение для амплитуды переменной слагающей анодного тока свидетельствует о возможности замены лампы с нагрузкой эквивалентной схемой рис. 3.1, для которой ток определяется тем же выражением.

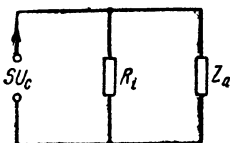


Рис. 3.2. Эквивалентная схема лампы с нагрузкой. Замена лампы генератором тока

Если сопротивление анодной нагрузки будет комплексным ( $\bar{Z}_a$ ), то ток не будет совпадать по фазе с напряжением сигнала на сетке и мы должны будем перейти к комплексной форме записи

$$\bar{I}_1 = \frac{\mu \bar{U}_c}{\bar{Z}_a + R_i} \quad (3.5)$$

Выражения (3.4) и (3.5) справедливы для любого типа лампы при малых амплитудах колебаний, когда нелинейностью характеристики можно пренебречь. Однако с достаточной для практических целей точностью ими можно пользоваться для всех случаев работы лампы в режиме А.

Иногда пользуются другим видом эквивалентной схемы усилительной ступени, приведенным на рис. 3.2. В этой схеме лампа заменяется генератором тока с амплитудой  $SU_c$ , где  $S$  — крутизна характеристики лампы в рабочей точке. Можно показать, что в этом случае ток в сопротивлении  $\bar{Z}_a$  выражается той же ф-лой (3.5).

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Электронная лампа, работающая в усилительном режиме А, может быть заменена эквивалентным генератором переменной эдс  $\mu U_c$ , обладающим внутренним сопротивлением  $R_i$ .
2. Эквивалентная схема усилительной ступени верна для переменного тока основной частоты.

### 3.2. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ УСИЛИТЕЛЬНОЙ СТУПЕНИ

Эквивалентная схема усилительной ступени позволяет получить выражение для ее коэффициента усиления.

Найдем коэффициент усиления для схемы рис. 3.3, в которой нагрузка лампы состоит из двух последовательных участков  $Z_{a1}$  и  $Z_{a2}$ , с одного из которых ( $Z_{a2}$ ) снимается выходное напряжение. К этой схеме часто сводятся реальные схемы усилителей.

Заменим принципиальную схему ступени эквивалентной, показанной на рис. 3.4. Для этой схемы имеем:

$$\mu \bar{U}_1 = \bar{I}_1 (R_i + \bar{Z}_{a1} + \bar{Z}_{a2})$$

или

$$\bar{U}_1 = \frac{\bar{I}_1}{\mu} (R_i + \bar{Z}_{a1} + \bar{Z}_{a2}). \quad (3.6)$$

Напряжение на выходе равно

$$\bar{U}_2 = \bar{I}_1 \bar{Z}_{a2}. \quad (3.7)$$

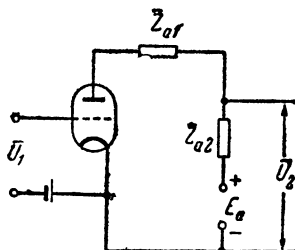


Рис. 3.3. Схема усилительной ступени в общем виде

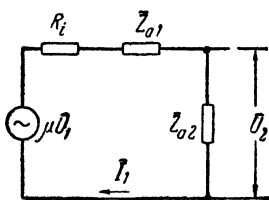


Рис. 3.4. Эквивалентная схема для рис. 3.3

Разделив (3.7) на (3.6), получим

$$\bar{K} = \frac{\bar{U}_2}{\bar{U}_1} = \frac{\mu \bar{Z}_{a2}}{R_i + \bar{Z}_{a1} + \bar{Z}_{a2}}.$$

или

$$\bar{K} = \frac{\mu}{1 + \frac{\bar{Z}_{a1}}{\bar{Z}_{a2}} + \frac{R_i}{\bar{Z}_{a2}}}. \quad (3.8)$$

Формула (3.8) позволяет найти коэффициент усиления в комплексной форме. Подставив в нее конкретные выражения вместо  $\bar{Z}_{a1}$  и  $\bar{Z}_{a2}$ , можно определить модуль или абсолютное значение коэффициента усиления и угол сдвига фаз  $\varphi$ , вносимый усилительной ступенью.

Нередко приходится сталкиваться с частным и более простым видом схемы усилительной ступени, когда  $Z_{a1} = 0$  и нагрузка состоит лишь из анодного сопротивления  $Z_a = Z_{a2}$ , тогда

$$\bar{K} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{\bar{Z}_a}}. \quad (3.9)$$

Эквивалентная схема и общее выражение для коэффициента усиления (3.8) позволяют выяснить причины возникновения в ха-

ракетер частотных искажений в усилительной ступени. Если обозначить  $Z_{a1} + R_i = Z_i$ , то выражение (3.8) примет вид

$$\bar{K} = \frac{\mu}{1 + \frac{\bar{Z}_i}{\bar{Z}_a}}. \quad (3.10)$$

Частотные искажения в усилителе, как мы знаем, вызываются изменением коэффициента усиления на различных частотах. Изменения коэффициента усиления в каждой из ступеней усилителя обусловлены реактивным характером сопротивлений, входящих в схему данной ступени. Причинами изменения усиления могут быть зависимости от частоты сопротивления нагрузки  $\bar{Z}_a$  или эквивалентного внутреннего сопротивления  $\bar{Z}_i$ , имеющих реактивные составляющие:

$$\begin{aligned} \bar{Z}_i &= R_i + iX_i, \\ \frac{1}{\bar{Z}_a} &= \frac{1}{R_a} + \frac{1}{iX_a}. \end{aligned}$$

Если, например, реактивная составляющая внутреннего сопротивления имеет емкостный характер и, следовательно, ее сопротивление увеличивается с уменьшением частоты, то коэффициент усиления ступени на нижних частотах будет уменьшаться. Такая картина наблюдается при работе резистивной ступени на нижних частотах.

При индуктивном характере  $X_i$  с ростом частоты это сопротивление будет увеличиваться, что послужит причиной снижения коэффициента усиления на верхних частотах.

Реактивная составляющая сопротивления анодной нагрузки  $X_a$ , с которого снимается выходное напряжение ступени, действует на изменение коэффициента усиления иначе. При емкостном характере сопротивления  $X_a$  его величина на верхних частотах падает, что вызывает одновременное снижение коэффициента усиления. При индуктивном характере сопротивления  $X_a$  будет наблюдаться снижение усиления ступени в области нижних частот.

В заключение остановимся на возможности использования для анализа усилительных схем теоремы об эквивалентном генераторе, что во многих случаях существенно упрощает вывод расчетных соотношений.

Сущность теоремы об эквивалентном генераторе заключается в следующем. Если имеется схема, составленная из произвольного сочетания источников тока и сопротивлений <sup>1)</sup>, то относительно нагрузки  $Z$  (рис. 3.5) эта схема может быть заменена эквивалентным генератором с внутренним сопротивлением  $Z_i$  и эдс  $U$ . Сопро-

<sup>1)</sup> Теорема действительна только для устройств, элементы которых обладают в области возможных изменений токов и напряжений линейными характеристиками

тивление эквивалентного генератора и его эдс оказываются равными выходному сопротивлению и напряжению на выходе преобразуемой схемы в точках  $a-b$  в режиме холостого хода, т. е. когда нагрузка  $Z$  отключена.

Частные случаи преобразования схемы согласно теореме об эквивалентном генераторе показаны на рис. 3.6 и 3.7. Эти

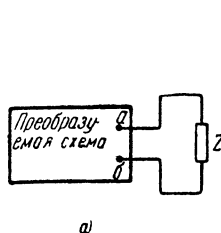


Рис. 3.5. Преобразование схемы по теореме об эквивалентном генераторе

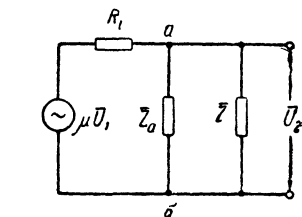
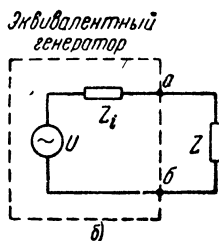


Рис. 3.6. Эквивалентная схема усилительной ступени

случай важны для дальнейшего рассмотрения усилительных схем.

Согласно приведенному выше правилу для схемы рис. 3.7 будем иметь

$$\bar{Z}_i = \frac{R_i \bar{Z}_a}{R_i + \bar{Z}_a}. \quad (3.11)$$

$$\bar{U} = \mu \bar{U}_1 \frac{\bar{Z}_a}{R_i + \bar{Z}_a}. \quad (3.12)$$

Рассмотрение схемы рис. 3.7, естественно, значительно проще, чем схемы рис. 3.6.

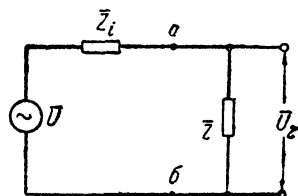


Рис. 3.7. Преобразование схемы рис. 3.6

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Для вычисления коэффициента усиления различных схем усилительных ступеней удобно пользоваться ф-лой (3.8), вытекающей из эквивалентной схемы ступени.

2. Причиной частотных и фазовых искажений в усилителях служит зависимость от частоты сопротивлений, входящих в схему усилительной ступени.

3. При помощи теоремы об эквивалентном генераторе сложные схемы усилительных ступеней можно приводить к более простым.

### Контрольные вопросы и задачи к гл. 3

1. Почему в эквивалентных схемах усилительных ступеней не учитываются источники питания?

2. Для чего служат эквивалентные схемы усилительных ступеней?



3. Определите амплитуду первой гармоники анодного тока лампы, если

$$U_c = 5 \text{ в}, S = 2 \frac{\text{мА}}{\text{в}}, \mu = 20 \text{ и } R_a = 20 \text{ ком.}$$

4. Почему при работе лампы в режиме класса В ф-ла (3.5) не справедлива?

5. От чего зависит коэффициент усиления ступени?

6. Изменится ли усиление ступени, если в неё включить две лампы параллельно, при условии, что  $R_a \gg R_i$  и  $R_a \ll R_i$ ?

7. Каковы причины возникновения частотных искажений?

8. Начертите вид частотной характеристики при ёмкостной нагрузке лампы.

9. Как влияет величина внутреннего сопротивления лампы на колебания усиления, вызванные непостоянством сопротивления нагрузки?

10. Сформулируйте теорему об эквивалентном генераторе.

11. На сколько децибел возрастает усиление ступени, если сопротивление анодной нагрузки увеличить от  $R_a = R_i$  до значения  $R_a = 3R_i$ .

О т в е т. На 3,5 дБ.

---

## УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

---

### ГЛАВА 4

## ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ

### 4.1. УСЛОВИЯ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Выходная ступень усилительного устройства, работающая в режиме усиления мощности, предназначена для того, чтобы отдать во внешнюю нагрузку усилителя заданную величину мощности полезного сигнала. В отличие от них ступени усиления напряжения имеют своим назначением увеличить амплитуду напряжения входного сигнала до значения, необходимого для нормальной работы усилителя мощности.

Расчет усилителя низкой частоты обычно удобно начинать с выходной ступени на основании заданных при проектировании усилителя его выходных данных. Поэтому изучение работы различных схем усилительных ступеней начнем с усилителей мощности.

Специфическая особенность усилителей мощности по сравнению с усилителями напряжения состоит в весьма полном использовании характеристик ламп из-за значительной амплитуды колебаний, поэтому в выходных ступенях усилителей колебаний звуковых частот большую роль играют нелинейные искажения, в отличие от ступеней усиления напряжения, где большее значение имеют частотные искажения.

Если мощность выходной ступени невелика и лампы работают в режиме без сеточных токов, то мощность предоконечной ступени может быть ничтожно малой, обычно не более 1% от мощности на выходе. В усилителях большей мощности лампы выходной ступени обычно работают в режимах с токами сетки ( $AB_2$  или  $B_2$ ), при этом потребление мощности в сеточных цепях существенно возрастает. Тогда предоконечная ступень также работает в режиме усиления мощности.

Условия работы оконечной ступени зависят от величины и характера внешней нагрузки усилителя, которая в общем случае

зависит от частоты. Например, для усилителей звуковой частоты нагрузкой обычно служат динамические громкоговорители, сопротивление которых носит комплексный характер — содержит индуктивную составляющую и, следовательно, возрастает с увеличением частоты. Однако на средних звуковых частотах, порядка сотен герц, сопротивление полезной нагрузки в большинстве случаев можно считать активным. Режим работы ламп в усилителях рассчитывается именно для этих частот, так как на средних частотах мощность звуковых колебаний максимальна. Это позволяет считать сопротивление нагрузки ламп постоянным по величине и активным по своему характеру, что в сильной степени упрощает построение линий нагрузки и динамических характеристик, а также расчет нелинейных и частотных искажений окончательных ступеней.

В усилителях мощности применяются разнообразные типы ламп: триоды, тетроды, пентоды в зависимости от требований, предъявляемых к усилителю. Рабочий режим ламп также может быть различным (класса *A*, *AB*, *B* без токов сетки или с токами сетки). Наконец, усилители мощности отличаются схемами: кроме простой однотактной схемы, широко применяется двухтактная схема, обладающая рядом важных преимуществ.

Таким образом в усилителях мощности в зависимости от специфики их работы встречаются разнообразные сочетания типов ламп, рабочих режимов и схем. Но изучать раздельно все возможные варианты нет необходимости. Некоторые показатели усилительных устройств можно определить на основании общих соображений и ряд параметров можно найти из общих расчетных формул для всех перечисленных случаев. Сюда относятся частотные и нелинейные искажения, определение параметров выходного трансформатора. Перейдем к рассмотрению вопросов, являющихся общими для усилителей мощности звуковой частоты.

## 4.2. НАЗНАЧЕНИЕ ВЫХОДНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

В выходных ступенях усилителей звуковой частоты, как правило, используется трансформаторная схема связи с внешней нагрузкой (рис. 4.1). Применение выходного трансформатора диктуется следующими соображениями.

Чтобы получить от лампы наибольшую полезную мощность, необходимо иметь в ее анодной цепи колебания тока и напряжения максимальной величины, лимитируемой допустимыми нелинейными искажениями.

Обозначим амплитуду первой гармоники тока в цепи анода через  $I_1$  и амплитуду напряжения через  $U_a$ . Тогда полезная мощность, отдаваемая лампой, будет равна

$$P_1 = \frac{I_1 \cdot U_a}{2}. \quad (4.1)$$

Максимально допустимые величины  $I_1$  и  $U_a$  заданы типом применяемой лампы и допустимыми нелинейными искажениями, поэтому сопротивление нагрузки анодной цепи

$$R_a = \frac{U_a}{I_1} \quad (4.2)$$

также оказывается заданным; например, для маломощных усилительных тетродов и пентодов обычно  $U_a \approx 200$  в и  $I_1 \approx 30-40$  ма. Следовательно, величина сопротивления, нагружающего анодную цепь, должна быть порядка нескольких килоом. Такого же порядка должны быть сопротивления анодных нагрузок ламп других типов.

В то же время сопротивление внешней нагрузки усилителя составляет во многих случаях не более нескольких десятков ом, например, сопротивление звуковой катушки динамического громкоговорителя обычно бывает порядка 3—10 ом.

Столь значительное несоответствие величин сопротивлений фактической нагрузки усилителя и наиболее выгоднейшей нагрузки анодной цепи лампы выходной ступени заставляет применять выходной трансформатор в качестве согласующего элемента схемы. Если низкоомное сопротивление нагрузки включить непосредственно в анодную цепь лампы, то это повлечет за собой весьма существенное уменьшение мощности, отдаваемой усилителем в нагрузку. Кроме того, могут значительно возрасти нелинейные искажения, возникающие в выходной ступени.

Сравним для примера режимы работы пентода 6П2П при двух значениях сопротивления нагрузки анодной цепи  $R_{a1} = 7400$  ом и  $R_{a2} = 10$  ом. Второй случай соответствует непосредственному включению низкоомной звуковой катушки громкоговорителя в цепь анода лампы.

При  $R_{a1} = 7400$  ом полезная мощность, отдаваемая лампой, окажется равной

$$P_1 = \frac{1}{2} I_1 U_a = \frac{1}{2} I_1^2 R_{a1} = \frac{1}{2} (27 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 7400 = 2,7 \text{ вт},$$

где  $I_1 = 27$  ма — амплитуда тока в цепи анода при  $R_{a1} = 7400$  ом.

При  $R_{a2} = 10$  ом получим

$$P_1 = \frac{1}{2} I_1^2 R_{a2} = \frac{1}{2} (30 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 10 = 0,045 \text{ вт},$$

где  $I_1 = 30$  ма — амплитуда анодного тока при коротком замыкании анодной цепи.

Следовательно, полезная мощность, отдаваемая лампой при низкоомной нагрузке в 60 раз меньше, чем при высокоомной. Одно-

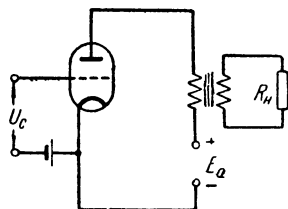


Рис. 4.1. Схема выходной ступени с трансформатором

временно возрастут нелинейные искажения приблизительно с 5 до 10%. Кроме того, при непосредственном включении нагрузки в цепь анода через нее будет протекать постоянная составляющая анодного тока лампы, что во многих случаях, например, для звуковой катушки громкоговорителя, недопустимо.

Совершенно иная картина наблюдается, если низкоомную нагрузку соединить с лампой через понижающий трансформатор. Сопротивление нагрузки, отнесенное к первичной обмотке трансформатора, окажется равным

$$R_n' = \frac{R_n}{n^2}, \quad (4.3)$$

где  $R_n'$  — сопротивление нагрузки во вторичной обмотке,  $n$  — коэффициент трансформации выходного трансформатора, равный отношению числа витков вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки  $\frac{w_2}{w_1}$ .

Для понижающего трансформатора  $n < 1$ . Это позволяет создать в цепи анода сопротивление, равное наивыгоднейшему для данной лампы даже при низкоомной нагрузке во вторичной обмотке. Коэффициент трансформации, обеспечивающий заданное сопротивление анодной нагрузки  $R_a$ , может быть найден из следующей формулы, вытекающей из соотношения (4.3)

$$n = \sqrt{\frac{R_n}{R_n'}} = \sqrt{\frac{R_n}{R_a}}. \quad (4.4)$$

Обычно  $R_n < R_a$ , поэтому наивыгоднейший коэффициент трансформации оказывается меньше единицы. Необходимость применения понижающего выходного трансформатора с физической точки зрения можно объяснить следующим образом. Для получения на сопротивлении нагрузки нужной полезной мощности необходимо, чтобы по этому сопротивлению проходил значительный ток, так как величина сопротивления  $R_n$  невелика. В цепи анода лампы, как указывалось выше, протекает переменный ток сравнительно небольшой величины. Применяя понижающий выходной трансформатор ( $n < 1$ ), можно увеличить ток, протекающий в его вторичной обмотке.

Работу выходного трансформатора можно до некоторой степени уподобить использованию механического рычага, который позволяет получить выигрыш в силе за счет проигрыша в расстоянии (пути). Понижающий выходной трансформатор подобно этому дает выигрыш в силе тока за счет проигрыша в напряжении.

На рис. 4.2 показаны графики зависимости двух показателей работы выходной ступени: полезной мощности  $P_1$  и коэффициента нелинейности  $\gamma$  от коэффициента трансформации  $n$ . Кривые построены для пентода 6П2П, работающего при напряжении источника анодного питания и напряжении на экранирующей сетке 250 в,

при отрицательном смещении на сетке 16,5 в, амплитуде сигнала на сетке 14 в и сопротивлении нагрузки в цепи вторичной обмотки трансформатора 10 ом. Рассмотрение этих кривых показывает, что, для указанного выше режима, наиболее выгодное значение коэффициента трансформации выходного трансформатора лежит в пределах 0,03—0,04, причем меньшее значение ( $n = 0,03$ ) дает максимум полезной мощности, а большее значение ( $n = 0,04$ ) позволяет получить от лампы минимальные нелинейные искажения. Целе-

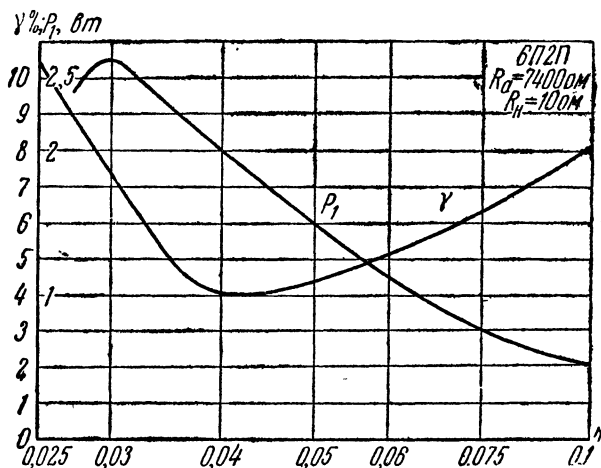


Рис. 4.2. Зависимость полезной мощности и нелинейных искажений от коэффициента трансформации

сообразно выбрать  $n = 0,035$ , что соответствует понижению напряжения выходным трансформатором приблизительно в 28 раз. В этом случае от лампы, в указанном выше режиме можно получить полезную мощность около 2,4 вт, при нелинейных искажениях порядка 5%.

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Применение выходного трансформатора позволяет поставить лампу в наиболее выгодный режим в отношении сопротивления нагрузки цепи анода.
2. Вследствие того, что на практике приходится сталкиваться с низкоомными нагрузками, применяются понижающие выходные трансформаторы.

### 4.3. ЧАСТОТНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ВЫХОДНЫХ СТУПЕНЯХ

Поскольку выходной трансформатор содержит реактивные сопротивления, он может быть источником частотных искажений. Для оценки частотных искажений следует рассмотреть эквивалентную схему выходной ступени (рис. 4.3), состоящую из генератора,

эквивалентного лампы, схемы замещения трансформатора и внешней нагрузки, которую для простоты считаем активной.

Для эквивалентной схемы (рис. 4.3) приняты следующие обозначения:

$r_1$  — активное сопротивление первичной обмотки трансформатора,

$L_{s1}$  — индуктивность рассеяния первичной обмотки,

$L_{s2}$  и  $r_2'$  — приведенные значения активного сопротивления и индуктивности рассеяния вторичной обмотки,

$R_n'$  — приведенное сопротивление полезной нагрузки,

$L_1$  — индуктивность первичной обмотки,

$R_{сг}$  — сопротивление потерь в сердечнике.

Из электротехники известно, что приведенные (пересчитанные в цепь первичной обмотки) величины вычисляются по формулам:

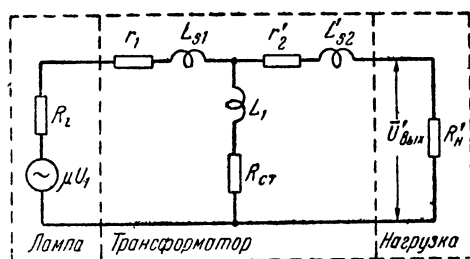


Рис. 4.3. Эквивалентная схема трансформаторной ступени

$$r_2' = \frac{r_2}{n^2}; \quad L_{s2}' = \frac{L_{s2}}{n^2};$$

$$R_n' = \frac{R_n}{n^2},$$

$$\text{где } n = \frac{w_2}{w_1}.$$

Рассмотрение полной эквивалентной схемы (рис. 4.3) сравнительно сложно и в нем нет необходимости. Дело в том, что в радио-

вещательном или телефонном усилителе звуковых колебаний не все элементы, входящие в схему, одинаково сильно влияют на частотную характеристику на различных частотах. Разобьем рабочий диапазон частот  $f_n \div f_c$  на три области: область нижних, средних и верхних частот. Ориентировочные границы каждой области частот таковы: нижние частоты от  $f_n$  до  $(3 \div 4) f_n$ ; верхние частоты от  $\frac{f_c}{3 \div 4}$  до  $f_c$ ; область средних частот — между нижними и верхними частотами, т. е. от  $(3 \div 4) f_n$  до  $\frac{f_c}{3 \div 4}$ .

Если для примера взять усилитель радиовещательного типа с рабочим диапазоном частот от 50 гц до 10 кгц, то область нижних частот следует считать частоты от 50 до 150 гц, область средних частот от 150 гц до 3 кгц и высших частот от 3 до 10 кгц.

Для упрощения полной эквивалентной схемы отбросим те ее элементы, которые мало влияют на коэффициент усиления в определенной зоне частот или во всем рабочем диапазоне.

Прежде всего следует отметить, что потери в сердечниках трансформаторов низкой частоты обычно бывают весьма малы, так как эти трансформаторы работают при относительно малых зна-

чениях индукции в стали. Вследствие этого на всех частотах выполняется условие

$$R_{сг} \ll \omega L_1,$$

что позволяет пренебречь величиной  $R_{сг}$  во всем частотном диапазоне и исключить этот элемент из эквивалентной схемы.

В области нижних частот можно пренебречь сопротивлением индуктивностей рассеяния  $L_{s1}$  и  $L_{s2}$ , поскольку величины этих сопротивлений на нижних частотах значительно меньше, чем величины других сопротивлений, включенных с ними последовательно.

Сделав указанные допущения, получим эквивалентную схему, показанную на рис. 4.4; для дальнейшего упрощения преобразуем ее, как это показано на рис. 4.5. Такое преобразование схемы не внесет заметной погрешности, так как величина активного сопро-

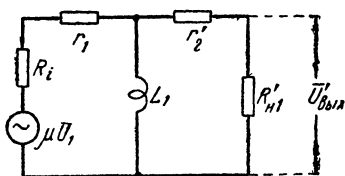


Рис. 4.4. Эквивалентная схема трансформаторной ступени для нижних частот

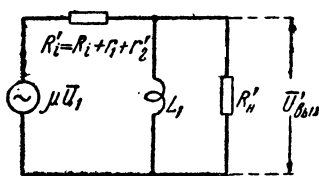


Рис. 4.5. Упрощенная эквивалентная схема рис. 4.4.

тивления обмотки мала по сравнению с другими сопротивлениями схемы и вообще мало влияет на усиление. Как будет видно из дальнейших рассуждений, переход от схемы рис. 4.4 к схеме рис. 4.5 несколько увеличивает внутреннее сопротивление источника тока и создает небольшой запас в величине частотных искажений ступени на нижних частотах.

Схему рис. 4.5 можно преобразовать; пользуясь теоремой об эквивалентном генераторе, преобразуем схему рис. 4.5 в схему рис. 4.6. В этой схеме согласно ф-лам (3.11) и (3.12):

$$R_0 = \frac{(R_1 + r_1 + r_2') R_{н'}}{R_1 + r_1 + r_2' + R_{н'}} = \frac{R_1' R_{н'}}{R_1' + R_{н'}} \quad (4.5)$$

и

$$\bar{U} = \mu \bar{U}_1 \frac{i\omega L_1}{R_1 + r_1 + r_2' + i\omega L} = \mu \bar{U}_1 \frac{i\omega L_1}{R_1' + i\omega L}.$$

Полученная упрощенная эквивалентная схема для нижних частот (рис. 4.6) весьма удобна для анализа.

Чтобы исследовать частотную характеристику ступени во всем рабочем диапазоне частот, нужно получить эквивалентные схемы для верхних и средних частот. Эквивалентную схему для верхних частот можно получить из общей схемы, если из нее исключить элементы, мало влияющие на усиление в данной области частот.



Таким элементом будет индуктивность первичной обмотки трансформатора  $L_1$ , включенная параллельно нагрузке, так как сопротивление ее становится весьма значительным на верхних частотах. Упрощенная эквивалентная схема для верхних частот показана на рис. 4.7. На этой схеме

$$R_i' = R_i + r_1 + r_2',$$

$$L_s = L_{s1} + L_{s2}.$$

На средних частотах в схему не должны входить реактивные элементы, так как усиление ступени остается постоянным. На этих частотах

$$\omega L_1 \gg R_n',$$

$$\omega L_s \ll R_n'.$$

Вследствие того, что  $L_1$  составляет параллельную, а  $L_s$  — последовательную с нагрузкой цепи, на средних частотах их можно не учитывать.

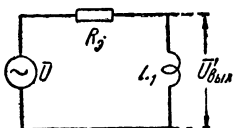


Рис. 4.6. Эквивалентная схема трансформаторной ступени для нижних частот

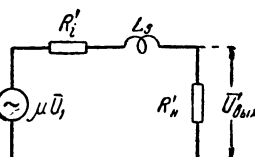


Рис. 4.7. Эквивалентная схема трансформаторной ступени для верхних частот

Эквивалентная схема для средних частот показана на рис. 4.8. Рассмотрим теперь ход частотной характеристики ступени усиления мощности с выходным трансформатором. Будем исходить вначале из физических соображений, вытекающих из полученных выше эквивалентных схем. В области нижних частот, где справедлива эквивалентная схема рис. 4.6, с ростом частоты будет увеличиваться сопротивление  $\omega L_1$ . Это вызовет увеличение выходного напряжения при неизменном по амплитуде напряжении на входе, т. е. усиление будет возрастать. Влияние  $L_1$  на усиление будет тем слабее, чем больше величина этой индуктивности.

Из двух трансформаторов, работающих в одинаковых условиях, лучшую частотную характеристику на нижних частотах будет иметь трансформатор с большей индуктивностью первичной обмотки. Однако увеличение  $L_1$  может быть получено за счет увеличения размеров, веса и стоимости трансформатора. Поэтому при проектировании трансформаторов стремятся ограничиться минимально необходимой индуктивностью первичной обмотки.

В области средних частот, как указывалось выше, реактивные элементы на усиление не влияют и оно остается постоянным.

При дальнейшем увеличении частоты, т. е. при переходе в область верхних частот, начнет сказываться сопротивление индуктивности рассеяния  $\omega L_s$ , которое растет с увеличением частоты. Из эквивалентной схемы для верхних частот (рис. 4.7) видно, что увеличение сопротивления  $\omega L_s$  вызовет увеличение падения напряжения на индуктивности рассеяния, вследствие чего уменьшится напряжение на нагрузке  $U'_{вых}$ , а следовательно, и коэффициент усиления. Таким образом, в области верхних частот с ростом частоты усиление будет уменьшаться из-за наличия индуктивности рассеяния трансформатора  $L_s$ . Поэтому индуктивность рассеяния

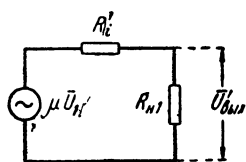


Рис. 4.8. Эквивалентная схема трансформаторной ступени для средних частот

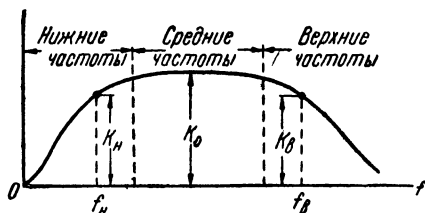


Рис. 4.9. Частотная характеристика выходной трансформаторной ступени при активной нагрузке

в выходных трансформаторах стремятся по возможности уменьшить, что может быть достигнуто за счет улучшения магнитной связи между обмотками путем усложнения конструкции трансформатора.

Индуктивность рассеяния не должна превышать некоторого значения, заданного величиной искажений. В хороших трансформаторах индуктивность рассеяния  $L_s$  составляет доли процента от индуктивности его первичной обмотки  $L_1$ .

Следует иметь в виду, что частотная характеристика имеет плавный ход, так как при переходе от нижних частот к средним постепенно уменьшается влияние индуктивности первичной обмотки трансформатора  $L_1$ , а при переходе от средних частот к верхним постепенно начинает сказываться влияние индуктивности рассеяния  $L_s$ . Вид типичной частотной характеристики оконечной ступени трансформаторного усилителя показан на рис. 4.9.

Количественную зависимость усиления от частоты для выходной ступени с трансформатором, т. е. уравнение частотной характеристики, можно получить из рассмотрения эквивалентных схем ступени.

Для области нижних частот из эквивалентной схемы рис. 4.6, в соответствии с полученным ранее общим выражением для усиления (3.9) и с учетом связи между  $\bar{U}_{вых}$  и  $\bar{U}'_{вых}$  ( $\bar{U}_{вых} = n\bar{U}'_{вых}$ ), будем иметь

$$\bar{K}_n = \frac{\bar{U}_{вых}}{\bar{U}_{вх}} = \mu n \frac{R_n'}{R_n' + R_i'} \cdot \frac{i\omega L_1}{R_s + i\omega L_1}$$

или

$$\bar{K}_n = \frac{\mu n q}{1 + \frac{R_s}{i\omega L_1}},$$

где

$$q = \frac{R_n'}{R_n' + R_i'}.$$

Мы получили выражение для усиления в комплексной форме, из которого легко найти модуль (абсолютное значение) коэффициента усиления и угол сдвига фаз, вносимый ступенью в области нижних частот

$$K_n = \frac{\mu n q}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_s}{\omega L_1}\right)^2}}, \quad (4.6)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_n = \frac{R_s}{\omega L_1}. \quad (4.7)$$

Из рис. 4.8 легко убедиться, что коэффициент усиления на средних частотах будет равен

$$K_0 = \mu n \frac{R_n'}{R_i' + R_n'} = \mu n q. \quad (4.8)$$

К этому же результату можно прийти, положив в ф-ле (4.6)  $\omega L_1 \gg R_s$ , что соответствует переходу от нижних к средним частотам.

Разделив выражение (4.8) на выражение (4.6), получим формулу для коэффициента частотных искажений на нижних частотах

$$M_n = \frac{K_0}{K_n} = \sqrt{1 + \left(\frac{R_s}{\omega L_1}\right)^2}. \quad (4.9)$$

Иногда оказывается полезным иметь связь между частотными искажениями и фазовым сдвигом, вносимым ступенью. Сопоставляя ф-лы (4.7) и (4.9), находим

$$M_n = \sqrt{1 + (\operatorname{tg} \varphi_n)^2} = \frac{1}{\cos \varphi_n}. \quad (4.10)$$

Рассматривая эквивалентную схему для верхних частот (рис. 4.7), можно получить

$$\bar{K}_s = \frac{\mu n q}{1 + i \frac{\omega L_s}{R_i' + R_n'}}, \quad (4.11)$$

откуда следует

$$K_s = \frac{\mu n q}{\sqrt{1 + \left( \frac{\omega L_s}{R_i' + R_n'} \right)^2}}, \quad (4.12)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_s = - \frac{\omega L_s}{R_i' + R_n'}. \quad (4.13)$$

Разделив выражение (4.8) на выражение (4.12), получаем коэффициент частотных искажений на верхних частотах

$$M_s = \frac{K_0}{K_s} = \sqrt{1 + \left( \frac{\omega L_s}{R_i' + R_n'} \right)^2}. \quad (4.14)$$

Подставив ф-лу (4.13) в ф-лу (4.14), получим

$$M_s = \frac{1}{\cos \varphi_s}. \quad (4.15)$$

Из выражений (4.9) и (4.14) видно, что частотные искажения, вносимые ступенью, зависят на нижних частотах от отношения  $\frac{L_1}{R_s}$

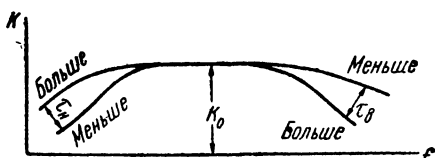


Рис. 4.10. Влияние постоянных времени трансформаторной ступени на частотную характеристику

и на верхних частотах от отношения  $\frac{L_s}{R_i' + R_n'}$ . Отношение индуктивности к активному сопротивлению имеет размерность времени и называется постоянной времени цепи. Обозначим  $\frac{L_1}{R_s} = \tau_n$

и  $\frac{L_s}{R_i' + R_n'} = \tau_s$  и будем называть  $\tau_n$  постоянной времени ступени на нижних частотах и  $\tau_s$  — постоянной времени ступени на верхних частотах. Частотная характеристика ступени в каждой области частот зависит исключительно от соответствующей постоянной времени.

С увеличением индуктивности первичной обмотки трансформатора  $L_1$  или с уменьшением активного сопротивления ступени  $R_s$  (что равносильно увеличению  $\tau_n$ ) — частотные искажения на нижних частотах уменьшаются.

Для получения меньших частотных искажений на верхних частотах выгодно постоянную времени  $\tau_s$  иметь малой, для чего следует уменьшать индуктивность рассеяния трансформатора  $L_s$ .

На рис. 4.10 приведены частотные характеристики трансформаторной ступени, построенные для различных значений  $\tau_n$  и  $\tau_s$ . Удобно пользоваться обобщенной частотной характеристикой усилителя, где независимой переменной вместо частоты служит без-

размерная величина  $\omega\tau_n$  на нижних частотах и  $\omega\tau_s$  на верхних частотах.

Обобщенная частотная характеристика оконечной трансформаторной ступени приведена на рис. 4.11. Воспользовавшись этой характеристикой легко найти индуктивность первичной обмотки  $L_1$  и индуктивность рассеяния выходного трансформатора  $L_s$ . Для

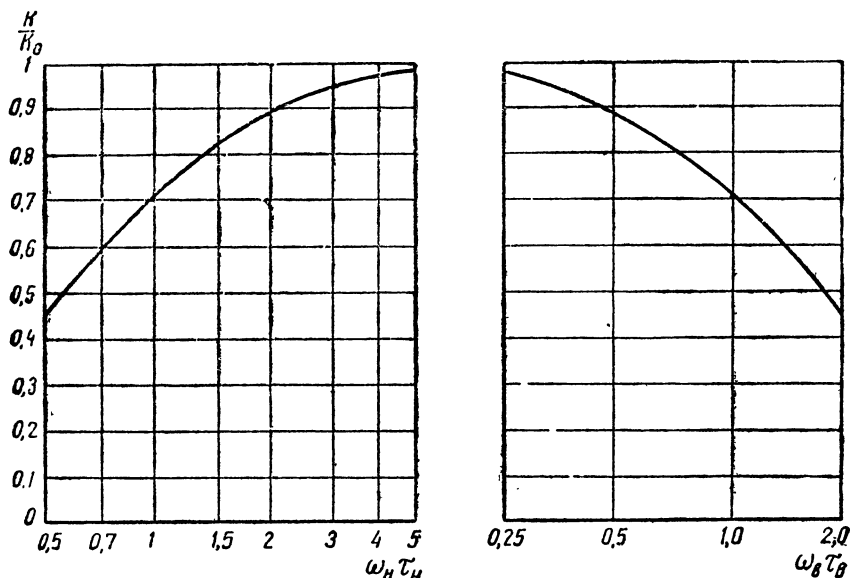


Рис. 4.11. Обобщенная частотная характеристика трансформаторной ступени

этого по заданной неравномерности усиления  $\frac{K}{K_0}$  из графика рис. 4.11 находим значения  $\omega_n\tau_n$  и  $\omega_s\tau_s$ . Величины  $L_1$  и  $L_s$  определяем из простых выражений

$$L_1 = \frac{\omega_n\tau_n}{2\pi} \cdot \frac{R_s}{f_n} \quad (4.16)$$

и

$$L_s = \frac{\omega_s\tau_s}{2\pi} \cdot \frac{R_1' + R_n'}{f_s} \quad (4.17)$$

где  $f_n$  и  $f_s$  — границы полосы пропускания, заданные при расчете усилителя.

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Частотные характеристики выходной ступени могут быть получены из рассмотрения упрощенных эквивалентных схем, в которые входят лишь элементы, существенно влияющие на усиление в данной области частот.

2. Причиной частотных искажений в трансформаторной схеме на нижних частотах служит уменьшение сопротивления индуктивности первичной обмотки трансформатора.

3. Причиной частотных искажений на верхних частотах является увеличение сопротивления индуктивности рассеяния трансформатора.

4. Величина частотных искажений в заданной полосе частот полностью определяется значением двух постоянных времени схемы:  $\tau_n$  и  $\tau_o$ .

#### 4.4. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ВЫХОДНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Свойства выходного трансформатора можно характеризовать следующими его основными параметрами:

- 1) индуктивностью первичной обмотки  $L_1$ ,
- 2) индуктивностью рассеяния  $L_s$ ,
- 3) коэффициентом трансформации  $n$ ,
- 4) активными сопротивлениями обмоток (первичной  $r_1$  и вторичной  $r_2$ ).

Влияние на работу усилителя первых трех параметров трансформатора рассмотрено выше. Поэтому остановимся лишь на роли активных сопротивлений обмоток.

Активные сопротивления обмоток трансформатора влияют на величину потерь в нем энергии звуковой частоты и определяют собой коэффициент полезного действия (кпд) трансформатора  $\eta_t$ . Величина кпд, строго говоря, зависит еще и от потерь в сердечнике. Но в трансформаторах звуковой частоты, особенно в мало-мощных, величина потерь в сердечнике мала по сравнению с потерями в обмотках. Это позволяет при подсчете кпд учитывать лишь потери в обмотках трансформатора, пренебрегая потерями в сердечнике.

Для лучшего использования мощности, вырабатываемой лампами оконечной ступени усилителя, всегда выгодно иметь более высокий кпд выходного трансформатора. Увеличение кпд может быть достигнуто путем снижения потерь в обмотках, т. е. за счет увеличения диаметра провода обмоток трансформатора. Это неизбежно влечет за собой увеличение его размеров и стоимости. При проектировании трансформатора следует выбрать такое компромиссное значение кпд, которое удовлетворяет противоречивым требованиям — обеспечить малые размеры трансформатора при высоком кпд. Чтобы найти зависимость кпд от сопротивления обмоток трансформатора, воспользуемся соотношением

$$\eta_T = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вых}} + \frac{1}{2} I_1^2 (r_1 + r_2')}, \quad (4.18)$$

где  $I_1$  — амплитуда тока в цепи анода;  $\frac{1}{2} I_1^2 (r_1 + r_2')$  — мощность потерь в обмотках;  $P_{\text{вых}} = \frac{1}{2} I_1^2 R_a = \frac{1}{2} I_2^2 R_n$  — полез-

ная мощность, отдаваемая в нагрузку. Подставив значение  $P_{\text{вых}}$ , после сокращения, получим

$$\eta_1 = \frac{R_a}{R_a + r_1 + r_2'} \quad (4.19)$$

Приведенное значение сопротивления вторичной обмотки  $r_2'$  в трансформаторах обычно берется равным сопротивлению первичной обмотки, тогда при заданных размерах потери в обмотках получаются минимальными. Итак

$$r_2' = r_1.$$

Следовательно,

$$\eta_T = \frac{R_a}{R_a + 2r_1} \quad (4.20)$$

Решая это уравнение относительно  $r_1$ , получим расчетную формулу для определения активного сопротивления обмоток трансформатора по заданному кпд

$$r_1 = r_2' = \frac{R_a}{2} \frac{1 - \eta_T}{\eta_T} \quad (4.21)$$

Примерные значения  $\eta_T$ , обычно выбираемые при проектировании трансформаторов, указаны в табл. 4.1.

Таблица 4.1

$P_{\text{вых}}, \text{ вт}$	до 5	5—100	100—1000	больше 1000
$\eta_T$	0,7—0,8	0,8—0,9	0,9—0,95	0,95—0,98

Меньшие значения  $\eta_T$  (в пределах, указанных в таблице) следует выбирать в случаях, когда необходимо по возможности уменьшить размеры и стоимость трансформатора (например, в переносной аппаратуре).

Минимально допустимое значение индуктивности первичной обмотки трансформатора можно определить, решив уравнение (4.9) относительно  $L_1$

$$L_1 = \frac{R_s}{\omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}} \quad (4.22)$$

Здесь

$$R_s = \frac{R_i' R_n'}{R_i' + R_n'} \quad (4.23)$$

Для некоторых частных случаев работы усилителя выражение (4.23) можно заменить более простым.

Если в выходной ступени работает триод в режиме  $A$ , то обычно  $R'_n \gg R_i$ , поэтому приближенно можно считать

$$R_o = R_i. \quad (4.23a)$$

При использовании лампы с большим внутренним сопротивлением (тетрода или пентода)  $R'_n \ll R_i$ , поэтому

$$R_o \approx R'_n = \frac{R_n}{n^2}. \quad (4.23b)$$

Индуктивность рассеяния выходного трансформатора находится из следующей формулы, вытекающей из (4.14)

$$L_s = \frac{R_i' + R'_n}{\omega_s} \sqrt{M_s^2 - 1}, \quad (4.24)$$

где

$$R_i' = R_i + 2r, \quad (4.25)$$

$$R'_n = \frac{R_n}{n^2},$$

если фактическая величина  $L_s$  будет меньше величины  $L_s$ , полученной по ф-ле (4.24), то частотные искажения на верхней частоте окажутся меньше допустимых.

Важным показателем, характеризующим возможность изготовления трансформатора, служит коэффициент рассеяния

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1}.$$

Трансформатор легко выполним, если  $\sigma > 0,5 \cdot 10^{-2}$ . При меньших значениях  $\sigma$  приходится существенно усложнять конструкцию трансформатора. Порядок расчета параметров выходного трансформатора приведен в примере.

#### Пример.

Определить параметры выходного трансформатора для усилителя с лучевым тетродом 6П6С, работающего в режиме класса  $A$ , если известно, что частотные искажения в полосе частот от  $f_n = 80$  гц до  $f_s = 8 \cdot 10^3$  гц не должны превышать 1,6 дб. Внутреннее сопротивление лампы в рабочей точке  $R_i = 8 \cdot 10^4$  ом, наимыгоднейшее сопротивление нагрузки лампы  $R_a = 6 \cdot 10^3$  ом, сопротивление полезной нагрузки в цепи вторичной обмотки трансформатора (звуковая катушка динамического громкоговорителя)  $R_n = 4$  ом.

#### Решение

1. Вследствие того, что полезная мощность усилителя с лампой 6П6С в режиме  $A$  не превышает 5 вт, задаемся кпд выходного трансформатора:  $\eta_T = 0,75$ . Определяем активное сопротивление обмоток трансфор-



матора

$$r_1 = r_2' = \frac{R_a}{2} \cdot \frac{1 - \eta_T}{\eta_T} = \frac{6 \cdot 10^3}{2} \cdot \frac{1 - 0,75}{0,75} = 1000 \text{ ом.}$$

2. Находим коэффициент трансформации из ф-лы (4. 4)

$$n = \sqrt{\frac{R_n}{R_a}} = \sqrt{\frac{4}{6 \cdot 10^3}} = 0,0258.$$

3. По заданной величине  $\Delta S = 1,6$  db определяем коэффициент частотных искажений на крайних частотах полосы пропускания

$$M_n = M_\theta = 10^{\frac{\Delta S}{20}} = 10^{\frac{1,6}{20}} = 1,2.$$

4. Из ф-лы (4.23 б) находим величину  $R_\theta$ , необходимую для определения индуктивности первичной обмотки

$$R_\theta = \frac{R_n}{n^2} = R_a = 6 \cdot 10^3 \text{ ом.}$$

5. Определяем минимально допустимую индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$L_1 = \frac{R_\theta}{\omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}} = \frac{6000}{6,28 \cdot 80 \sqrt{1,2^2 - 1}} = 18 \text{ гн.}$$

6. Определяем величину максимально допустимой индуктивности рассеяния трансформатора

$$L_s = \frac{R_a + R_1'}{\omega_\theta} \cdot \sqrt{M_\theta^2 - 1} = \frac{6 \cdot 10^3 + 82 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 8 \cdot 10^3} \sqrt{1,2^2 - 1} = 1,17 \text{ гн.}$$

7. Коэффициент рассеяния  $\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{1,17}{18} = 0,065$ , что вполне допустимо. Если трансформатор будет иметь  $L_1 > 18 \text{ гн}$  или  $L_s < 1,17 \text{ гн}$  то частотные искажения окажутся меньше максимально допустимых.

#### 4.5. ПОСТОЯНСТВО АМПЛИТУДЫ НАПРЯЖЕНИЯ НА ВЫХОДЕ

Сопротивление полезной нагрузки усилителя мощности не является постоянной величиной, а может зависеть от многих факторов: времени, частоты и т. д. При любых колебаниях сопротивления нагрузки будет изменяться амплитуда напряжения на выходе усилителя даже при неизменном по величине сигнале на входе. Причиной изменения амплитуды выходного напряжения в этом случае служит перераспределение напряжения между внутренним (выходным) сопротивлением усилителя и сопротивлением нагрузки. Вследствие того, что внутреннее сопротивление усилителя никогда не равно нулю, колебания сопротивления нагрузки неизбежно вызывают изменение амплитуды выходного напряжения.

Непостоянство амплитуды выходного сигнала, обусловленное колебаниями нагрузки, может вызвать ряд нежелательных явлений. Например, для усилителей радиотрансляционного узла, где сопротивление нагрузки зависит от количества включенных радиоточек, это может повести к колебаниям слышимости у абонентов. Для усилителей всех типов зависимость сопротивления нагрузки от частоты влечет за собой появление частотных искажений. Таким образом, желательно обеспечить при работе усилителя минимальную зависимость выходного напряжения от изменений сопротивления нагрузки.

Постоянство амплитуды напряжения на выходе количественно удобно оценивать через отношение напряжения холостого хода (когда сопротивление нагрузки равно бесконечности) к напряжению при номинальном сопротивлении нагрузки

$$H = \frac{U_{xx}}{U_{вых}}. \quad (4.26)$$

Величину  $H$  принято называть коэффициентом сброса нагрузки. Выясним зависимость  $H$  от условий работы выходной ступени усилителя.

Напряжение на выходе усилителя, работающего в режиме  $A$  можно найти из выражения

$$U_{вых} = KU_{вх} = \mu \frac{R_a}{R_a + R_i} U_{вх}.$$

При холостом ходе (сброс нагрузки)  $R_a = \infty$ , следовательно,

$$U_{xx} = \mu U_{вх},$$

откуда

$$\frac{U_{xx}}{U_{вых}} = H = \frac{R_a + R_i}{R_a} = 1 + \frac{1}{a}, \quad (4.27)$$

где  $a = \frac{R_a}{R_i}$  — отношение сопротивления анодной нагрузки к внутреннему сопротивлению лампы, называемое коэффициентом нагрузки. Коэффициент нагрузки  $a$  служит важным параметром усилительной ступени и определяет многие ее свойства.

Из выражения (4.27) видно, что постоянство амплитуды выходного сигнала зависит только от соотношения сопротивления нагрузки и внутреннего сопротивления лампы.

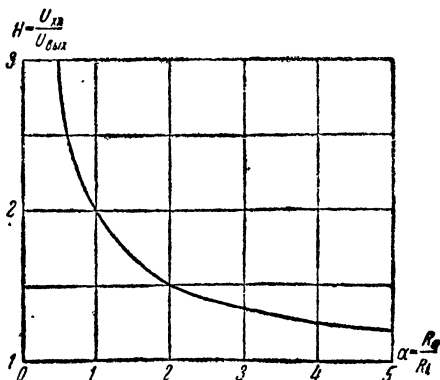


Рис. 4.12. Зависимость  $H$  от коэффициента нагрузки

Чем больше величина  $\alpha$ , тем стабильнее выходное напряжение.

Если требуется определить  $\alpha$  из соображений, диктуемых постоянством амплитуды выходного напряжения, то можно воспользоваться следующей формулой, вытекающей из выражения (4.27)

$$\alpha > \frac{1}{H-1}. \quad (4.28)$$

Для усилителей мощности радиовещательного типа обычно желательно, чтобы при сбросе нагрузки выходное напряжение возрастало не более, чем на 30—40%, т. е.  $H = 1,3—1,4$ .

На рис. 4.12 показан график зависимости  $H$  от  $\alpha$ .

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Чем меньше внутреннее сопротивление лампы выходной ступени и больше номинальное сопротивление анодной нагрузки, тем стабильнее напряжение на выходе.

2. Чтобы обеспечить большее постоянство амплитуды выходного сигнала, выгодно работать в выходной ступени усилителя при большом  $\alpha$  (порядка  $3 \div 4$ ).

### Контрольные вопросы и задачи к гл. 4

1. В чём заключаются основные особенности работы усилителей мощности?

2. Почему внешнюю нагрузку усилителя можно считать активным сопротивлением?

3. В чём состоит назначение выходного трансформатора?

4. Почему выходные трансформаторы обычно бывают понижающими ( $n < 1$ )?

5. Вычислите значения амплитуды выходного напряжения трансформаторной ступени в зависимости от изменения коэффициента трансформации для  $n = 0,01; 0,02; 0,03; 0,04; 0,05$  и  $0,1$ , если  $\mu = 20$ ,  $R_i = 11 \cdot 10^3$  ом,  $U_c = 5$  в,  $R_n = 10$  ом. При вычислении использовать формулу

$$K_0 = \mu n \frac{R_n'}{R_n' + R_i}, \quad (4.29)$$

где  $R_n' = \frac{R_n}{n^2}$ .

6. Найдите значение  $n$ , соответствующее максимуму коэффициента усиления, определяемого по ф-ле (4.29). Истолковать полученный результат.

$$\text{Ответ. } n = \sqrt{\frac{R_n}{R_i}}.$$

7. Что называется нижними, средними и верхними частотами полосы пропускания усилителя?

8. Как влияет величина индуктивности первичной обмотки трансформатора на частотную характеристику?

9. Как влияет индуктивность рассеяния трансформатора на частотную характеристику?

10. Как связаны между собой частотные искажения и фазовый сдвиг в выходной ступени с активной нагрузкой?

11. Как нужно изменить постоянные времени схемы, чтобы расширить полосу пропускания в обе стороны?

12. На что влияют активные сопротивления обмоток выходного трансформатора?

13. Почему для повышения КПД трансформатора требуется увеличение его размеров?

14. Определите внутреннее сопротивление лампы усилителя, если  $R_a = 10^4$  ом и при сбросе нагрузки выходное напряжение возрастает на 6 дБ. Потери в обмотках трансформатора пренебречь. Ответ.  $R_i = 10^4$  ом.

15. Определите сопротивление нагрузки усилителя, если  $R_i = 3 \cdot 10^3$  ом и при включении в схему второй лампы параллельно первой выходное напряжение возрастает на 2,5 дБ. Ответ.  $R_a = 3 \cdot 10^3$  ом.

16. Усилитель мощности с трансформатором при номинальной активной нагрузке вносит частотные искажения на крайних частотах  $f_n$  и  $f_c$  по 3 дБ. Определите  $M_n$  и  $M_c$  в режиме сброса нагрузки, если коэффициент сброса нагрузки  $H = 2$ . Потери в обмотках трансформатора пренебречь.

Ответ.  $M_n = 2,24$ ;  $M_c = 1$ .

---

## УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ НА ТРИОДЕ В РЕЖИМЕ А

### 5.1. СВОЙСТВА И ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ТРИОДОВ

Характеристики трехэлектродных ламп более линейны по сравнению с характеристиками тетродов и пентодов. Поэтому усилитель на триодах при прочих равных условиях дает меньшие нелинейные искажения, чем усилитель с многоэлектродными лампами. Использование триодов обеспечивает лучшую стабильность выходного напряжения и при данном трансформаторе — меньшие частотные искажения. Но, вместе с этим, триоды значительно уступают пентодам и тетродам в отношении кпд и чувствительности, так как при прочих равных условиях при использовании триодов затрачивается большая мощность источников анодного питания и требуется подвести на сетку большее напряжение полезного сигнала.

Перечисленные свойства свидетельствуют о том, что триоды в режиме А целесообразно применять в случаях, когда кпд играет второстепенную роль, а также в усилителях, к которым предъявляются повышенные качественные требования. Сюда, например, относятся студийные усилители, контрольно-измерительная аппаратура и т. д. Экономические показатели таких усилителей должны быть подчинены качественным требованиям. Кроме того, триоды в режиме А работают в ступенях усилителей напряжения и в мало-мощных выходных ступенях, где потребление энергии от источников питания незначительно.

Возможны два метода расчета режима работы усилителя мощности: аналитический метод, основанный на использовании уравнений характеристик ламп и графоаналитический метод, в котором используются сами характеристики.

Первый метод (аналитический) приводит к достаточно простым формулам, если взять уравнения идеализированных характеристик, т. е. уравнения первой степени, что допустимо при значительных амплитудах колебаний лишь для триодов. Уравнения действительных характеристик с учетом их нелинейности не дают возможности получить достаточно простые формулы, пригодные для быстрых практических расчетов. Поэтому в случаях, когда

невозможно воспользоваться уравнениями идеализированных характеристик, например для пентодов и тетродов, пользуются графоаналитическим методом расчета по действительным характеристикам. Таким образом, графоаналитический метод расчета наиболее универсален, так как он применим для ламп любого типа. Этот метод достаточно прост и дает хорошую точность.

В целях исследования некоторых общих закономерностей для ступени усиления мощности на триоде в режиме А, воспользуемся уравнением идеализированной характеристики лампы, что в данном случае вполне допустимо.

## 5.2. ВЛИЯНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА НАГРУЗКИ НА ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЯ

Как указывалось выше, характерной величиной для режима усилительной ступени служит коэффициент нагрузки  $\alpha = \frac{R_a}{R_l}$ , от выбора величины которого зависит полезная мощность, отдаваемая лампой, кпд, нелинейные искажения и ряд других показателей.

Вначале рассмотрим зависимость от коэффициента нагрузки  $\alpha$  полезной мощности, отдаваемой триодом в режиме А. Нагрузку усилителя будем считать активной, включенной через выходной трансформатор (рис. 4.1).

Воспользовавшись эквивалентной схемой для области средних частот, легко получить выражение для амплитуды анодного тока в виде

$$I_1 = \frac{\mu U_a}{R_a + R_l} \quad (5.1)$$

Но полезная мощность, отдаваемая лампой, равна

$$P_1 = \frac{I_1^2 R_a}{2},$$

поэтому

$$P_1 = \frac{(\mu U_c)^2}{2} \frac{R_a}{(R_a + R_l)^2} = \frac{(\mu U_c)^2}{2 R_l} \frac{\alpha}{(1 + \alpha)^2} \quad (5.2)$$

Если считать амплитуду напряжения сигнала на сетке лампы постоянной (не зависящей от  $\alpha$ ), то полезная мощность будет пропорциональна множителю  $\frac{\alpha}{(1 + \alpha)^2} = f_1(\alpha)$ . Дифференцируя эту функцию по  $\alpha$  и приравнявая производную нулю, легко убедиться, что максимум полезной мощности лампа отдает при условии, когда

$$\alpha = 1 \text{ или } R_a = R_l. \quad (5.3)$$

Полученный результат не отличается от известного из электротехники условия, согласно которому генератор отдает наибольшую

мощность во внешнюю нагрузку при равенстве сопротивления нагрузки внутреннему сопротивлению генератора. Однако это правило далеко не всегда справедливо для усилительных устройств. Оно не справедливо, например для случаев, когда характеристики ламп существенно криволинейны и нельзя воспользоваться уравнением идеализированных характеристик (например, для пентодов).

Рассмотрим второй, более важный для практики, случай зависимости полезной мощности  $P_1$  от  $a$ , когда амплитуда переменного напряжения на сетке не задана и в целях увеличения мощности выбирается возможно большей. Оказывается, что наибольшее значение амплитуды сигнала, которое можно подать на сетку лампы без опасности сильного увеличения нелинейных искажений, зависит от  $a$ . При этом максимум полезной мощности сдвигается в сторону больших значений  $a$ , так как с увеличением сопротивления нагрузки  $R_a$  (или  $a$ ) динамическая характеристика лампы идет более полого, что позволяет увеличить амплитуду переменного напряжения на сетке при неизменных нелинейных искажениях.

Найдем вначале зависимость амплитуды напряжения на сетке от коэффициента нагрузки.

На рис. 5.1 приведена прямая нагрузки лампы, работающей на активное сопротивление через трансформатор, соответственно схеме рис. 4.1. Из рис. 5.1 очевидно

$$E_a + U_a = 2\mu U_c + e_0, \quad (5.4)$$

где  $E_a$  — напряжение источника анодного питания,

$U_a$  — амплитуда переменного напряжения в анодной цепи,

$U_c$  — амплитуда переменного напряжения на сетке,

$e_0$  — отрезок, определяющий собой степень использования характеристики лампы.

Если выразить  $U_a$  через  $U_c$

$$U_a = U_c \mu \frac{R_a}{R_a + R_i} = U_c \mu \frac{a}{1+a}, \quad (5.5)$$

подставить этот результат в ф-лу (5.4) и решить полученное уравнение относительно  $U_c$ , то найдем

$$U_c = \frac{E_a - e_0}{\mu} \frac{1+a}{2+a}. \quad (5.6)$$

Эта формула служит для определения амплитуды сигнала на сетке лампы, из нее следует, что с увеличением сопротивления нагрузки (при неизменном значении  $\frac{E_a - e_0}{\mu}$ ) на сетку лампы должен быть подан сигнал большей амплитуды. Это объясняется более пологой динамической характеристикой при большем значении  $a$ , что позволяет снизить положение рабочей точки на сеточной характеристике и увеличить амплитуду колебаний на сетке.

Если подставить ф-лу (5.6) в ф-лу (5.2), получим

$$P_1 = \frac{(E_a - e_0)^2}{2R_1} \frac{\alpha}{(2+\alpha)^2}. \quad (5.7)$$

Следовательно, в данном случае полезная мощность пропорциональна множителю  $\frac{\alpha}{(2+\alpha)^2} = f_2(\alpha)$  и максимум ее будет соответствовать максимуму функции  $f_2(\alpha)$ ; так как все остальные величины, входящие в ф-лу (5.7), в рассматриваемом случае от  $\alpha$  не зависят.

Исследуя обычным образом функцию  $f_2(\alpha) = \frac{\alpha}{(2+\alpha)^2}$  на максимум, легко получить следующее условие максимума полезной мощности, отдаваемой лампой,

$$\alpha = 2 \text{ или } R_a = 2R_1. \quad (5.8)$$

Выясним, как влияет выбор сопротивления нагрузки цепи анода лампы на электрический кпд ступени  $\eta$ , который равен отношению полезной мощности к мощности, потребляемой от источника анодного питания,

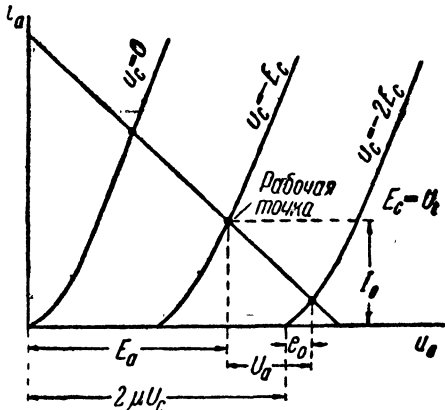


Рис. 5.1. Динамическая характеристика триода при работе в режиме А

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{\frac{1}{2} U_a I_1}{E_a I_0} = \frac{1}{2} \frac{U_a}{E_a} \cdot \frac{I_1}{I_0}. \quad (5.9)$$

Отношение  $\frac{U_a}{E_a} = \xi$  принято называть коэффициентом использования анодного напряжения. Вводя это обозначение, получим

$$\eta = \frac{1}{2} \xi \frac{I_1}{I_0}. \quad (5.10)$$

Выразим  $\xi$  через  $\alpha$

$$\xi = \frac{U_a}{E_a} = \frac{\mu \alpha U_c}{E_a (1+\alpha)}, \quad (5.11)$$

подставив из ф-лы (5.6) выражение для  $U_c$ , после сокращений получим

$$\xi = \frac{\alpha}{2+\alpha} \left( 1 - \frac{e_0}{E_a} \right). \quad (5.12)$$



Сопоставляя (5.10) и (5.12), получаем выражение кпд через  $\alpha$

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{I_1}{I_0} \left(1 - \frac{e_0}{E_a}\right) \frac{\alpha}{2 + \alpha}. \quad (5.13)$$

Множитель  $\frac{1}{2} \frac{I_1}{I_0} \left(1 - \frac{e_0}{E_a}\right)$  определяет собой степень использования характеристики лампы и не зависит от  $\alpha$ . Обозначим

$$\frac{1}{2} \frac{I_1}{I_0} \left(1 - \frac{e_0}{E_a}\right) = f(e_0), \quad (5.14)$$

тогда

$$\eta = f(e_0) \frac{\alpha}{2 + \alpha}. \quad (5.15)$$

Полученное выражение показывает, что с увеличением  $\alpha$  кпд усилительной ступени возрастает, но в режиме  $A$  он не может пре-

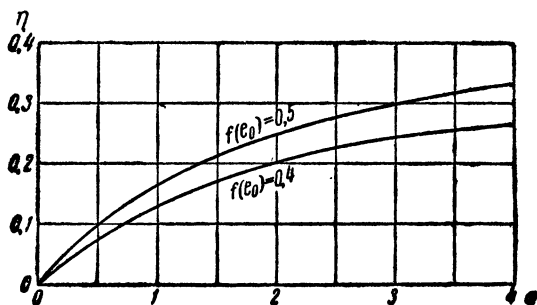


Рис. 5.2. Зависимость кпд от коэффициента нагрузки

высить 50%. Действительно, при полном использовании характеристики  $I_1 = I_0$ ,  $e_0 = 0$  и  $f(e_0) = \frac{1}{2}$ , тогда

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{\alpha}{2 + \alpha}.$$

При  $\alpha \Rightarrow \infty$   $\eta \Rightarrow \frac{1}{2}$ .

В действительных условиях при работе триода в режиме  $A$  кпд обычно не превышает 25—30%.

Из выражений (5.10) и (5.13) следует также, что с увеличением используемого участка характеристики лампы ее кпд также увеличивается. На рис. 5.2 приведен график зависимости кпд от  $\alpha$  для  $f(e_0) = 0,5$ , что соответствует полному использованию характеристики лампы и  $f(e_0) = 0,4$ , при котором  $\frac{e_0}{E_a} = 0,1$  и  $\frac{I_1}{I_0} = 0,9$ .

Мы установили, что с увеличением  $\alpha$  коэффициент полезного действия лампы также увеличивается. Следовательно, при неизменной величине напряжения источника анодного питания  $E_a$  с ростом  $\alpha$  уменьшается мощность потерь на аноде за счет сдвига рабочей точки вниз. Найдем минимальное значение  $\alpha$ , при котором мощность потерь на аноде лампы не будет превышать заданной величины.

В режиме А наибольшие потери на аноде имеют место при отсутствии полезного сигнала на сетке лампы, т. е. при  $U_c = 0$ . В этот момент вся мощность, потребляемая от источника анодного питания, расходуется на нагревание анода

$$P_{a \text{ макс}} = P_0 = E_a I_0.$$

В то же время известно, что

$$P_{a \text{ макс}} = P_0 = \frac{P_1}{\eta}.$$

Подставив сюда значение  $\eta$  из ф-лы (5.15), получим

$$P_{a \text{ макс}} = \frac{P_1}{f(e_0)} \frac{\alpha + 2}{\alpha}. \quad (5.16)$$

Последнее выражение позволяет найти максимальную мощность потерь на аноде лампы по заданной полезной мощности. Подставим далее  $P_1$  из ф-лы (5.7) в (5.16)

$$P_{a \text{ макс}} = \frac{(E_a - e_0)^2}{2R_i f(e_0)(\alpha + 2)} = \frac{E_a^2}{R_i(\alpha + 2)} \cdot \frac{\left(1 - \frac{e_0}{E_a}\right)^2}{2f(e_0)}.$$

Обычно

$$\frac{\left(1 - \frac{e_0}{E_a}\right)^2}{2f(e_0)} \approx 1,$$

поэтому

$$P_{a \text{ макс}} = \frac{E_a^2}{R_i(\alpha + 2)}, \quad (5.17)$$

откуда получаем

$$\alpha = \frac{E_a^2}{P_{a \text{ макс}} R_i} - 2. \quad (5.18)$$

Мы нашли минимальное значение  $\alpha$ , при котором потери на аноде не будут превышать допустимого значения  $P_{a \text{ макс}}$ . Увеличение  $\alpha$  по сравнению с результатом, полученным из ф-лы (5.18), с точки зрения нагрева анода вполне допустимо. При большем значении  $\alpha$  выбирают более низкое положение рабочей точки на характеристике лампы, что уменьшает ток покоя, а следовательно, и нагрев анода.

Рассмотрим далее зависимость коэффициента нелинейности  $\gamma$  от величины  $a$ . Из предыдущих рассуждений известно, что с увеличением  $a$  динамическая характеристика становится более прямой. Благодаря этому с ростом  $a$  нелинейные искажения, вносимые триодом в режиме  $A$ , уменьшаются. Это обстоятельство с физической стороны можно объяснить тем, что с увеличением сопротивления нагрузки общая нелинейность последовательной цепи «лампа—нагрузка» становится меньшей, так как относительное влияние нелинейного элемента цепи — лампы — при этом уменьшается. На рис. 5.3 показан примерный ход зависимости коэффициента нелинейности от величины  $a$  для усилителя с триодом.

Величина  $a$  для ступени с триодом в режиме  $A$  берется обычно порядка 3—4. При этом полезная мощность, которую можно полу-



Рис. 5.3. Зависимость нелинейных искажений от коэффициента нагрузки

чить от ламп, уменьшится незначительно по сравнению с максимальной (соответствующей  $a = 2$ ) всего лишь на 5—10%. В то же время увеличение  $a$  с 2 до 4 заметно уменьшит нелинейные искажения, что весьма важно, так как триод в режиме  $A$  применяется преимущественно в тех случаях, когда допустимы малые нелинейные искажения.

Следует иметь в виду, что при увеличении  $a$  для получения той же полезной мощности бывает необходимо увеличить амплитуду переменного напряжения и отрицательное смещение на сетке, а также напряжение источника анодного питания.

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Триод в режиме  $A$  отдает наибольшую мощность при  $a = 1$ , если амплитуда сигнала на сетке задана ( $U_c = \text{const}$ ), и при  $a = 2$ , если  $U_c$  можно увеличить до значения  $\frac{3E_a}{4\mu}$ .
2. С увеличением  $a$  КПД триода растет, а нелинейные искажения уменьшаются.
3. Для триода, работающего в режиме  $A$ , значение  $a$  рекомендуется выбирать порядка 3—4.

### 5.3. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА ТРИОДЕ В РЕЖИМЕ $A$

При расчете оконечной ступени усилителя обычно бывают заданы:

- 1) полезная мощность на выходе  $P_1$ ,
- 2) допустимые нелинейные искажения, вносимые оконечной ступенью (коэффициент нелинейности  $\gamma$ ).

- 3) сопротивление нагрузки  $R_n$ ,
- 4) полоса частот и допустимые частотные искажения в этой полосе.

Кроме того, иногда дополнительно задается допустимый рост выходного напряжения при сбросе нагрузки.

Тип лампы и анодное напряжение обычно не известны и подлежат выбору в процессе расчета. Но иногда бывает необходимо рассчитать усилитель на заданный тип лампы или заданное напряжение источника анодного питания.

Если тип лампы не задан, то он может быть выбран по мощности потерь на аноде, которая, в свою очередь, определяется полезной мощностью, отдаваемой лампой. Из ф-лы (5.16) можно найти  $P_{a \text{ макс}}$ , положив  $f(e_0) \approx 0,35$ ,

$$P_{a \text{ макс}} \approx 3P_1 \frac{a+2}{a}. \quad (5.19)$$

Величина  $a$  выбирается согласно приведенным выше соображениям порядка 3—4.

Определив  $P_{a \text{ макс}}$ , по справочнику выбираем тип триода, для которого максимальная допустимая мощность рассеяния на аноде не меньше величины, найденной из ф-лы (5.19).

После того как выбран тип лампы, переходим к расчету ее режима. Вначале находим напряжение источника анодного питания  $E_a$  из ф-лы (5.7), подставив в нее предварительно  $e_0 \approx 0,1E_a$ . В результате получим

$$E_a = 1,1(a+2) \cdot \sqrt{\frac{2P_1 R_i}{a}}. \quad (5.20)$$

Далее находим амплитуду сигнала и постоянное отрицательное напряжение на сетке. Расчетную формулу можно получить, решив уравнение (5.2) относительно  $U_c$ .

$$U_c = E_c = \frac{1+a}{\mu} \cdot \sqrt{\frac{2P_1 R_i}{a}}. \quad (5.21)$$

Построив линию нагрузки, проверяем величину нелинейных искажений по ф-ле (2.17). Построение линии нагрузки проще всего произвести следующим образом.

Отложив величину  $E_a$  (рис. 5.4), восстановим из полученной точки перпендикуляр до пересечения со статической характеристикой, соответствующей  $u_c = -E_c$  (точка 1 на рис. 5.4). Проводим

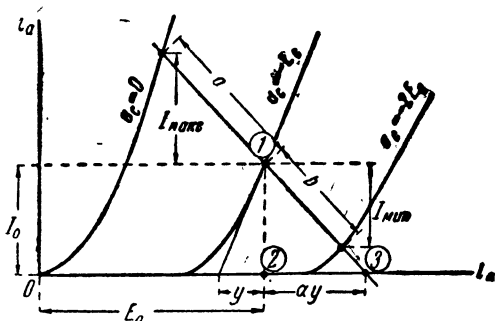


Рис. 5.4. Построение динамической характеристики в режиме А

касательную к статической характеристике в этой точке. Эта касательная отсекает на оси абсцисс отрезок  $y$ . Откладываем вправо от точки 2 отрезок  $ay$ . Через полученную точку 3 и рабочую точку 1 проводим прямую, которая является нагрузочной прямой, соответствующей сопротивлению нагрузки  $R_a$ .

Определив по динамической характеристике отрезки  $a$  и  $b$ , находим коэффициент нелинейности  $\gamma$  по ф-ле (2.17). Если  $\gamma$  не превышает заданной величины, режим выбран правильно. Если  $\gamma$  окажется больше допустимой величины, то следует сделать второй вариант расчета, увеличив  $E_a$  на 5—10%.

При расчете ступени усилителя мощности на заданное напряжение источника анодного питания при выборе типа лампы руководствуются следующими дополнительными соображениями.

Согласно ф-ле (5.7) мощность, отдаваемая лампой, равна

$$P_1 = \frac{(E_a - e_0)^2}{2R_i} \frac{a}{(2+a)^2} \approx 0,4 \frac{E_a^2}{R_i} \frac{a}{(a+2)^2}. \quad (5.22)$$

Если  $E_a$  задано, то единственной величиной, которую можно изменять в широких пределах при выборе типа лампы, является внутреннее сопротивление  $R_i$ . Из ф-лы (5.22) получим

$$R_i = 0,4 \frac{E_a^2}{P_1} \frac{a}{(a+2)^2}.$$

Как указывалось выше, обычно  $a \approx 3$ , поэтому

$$R_i = \frac{E_a^2}{20 P_1}.$$

Если внутреннее сопротивление  $R_i$  у выбранной лампы окажется больше этой величины, то лампа не сможет отдать заданной мощности. Поэтому необходимо, чтобы внутреннее сопротивление лампы удовлетворяло условию

$$R_i \leq \frac{E_a^2}{20 P_1}.$$

В остальном расчет ступени на заданное напряжение источника анодного питания не отличается от рассмотренного выше.

Нелинейность характеристики лампы может вызвать некоторую ошибку при определении величины полезной мощности  $P_1$ . Проверка полезной мощности с учетом поправки на нелинейность характеристики лампы может быть произведена при помощи ф-лы (2.9), согласно которой амплитуда 1-й гармоники анодного тока равна

$$I_1 = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2},$$

где  $I_{\max}$  и  $I_{\min}$  находим из характеристики лампы (рис. 5.4). Определив таким образом  $I_1$ , можно проверить полезную мощность на выходе по формуле

$$P_{\text{вых}} = I_1^2 \frac{\eta_T R_a}{2}.$$

Порядок расчета выходной ступени с триодом можно уяснить из приводимого ниже примера.

**Пример.**

Рассчитать усилитель мощности с триодом по следующим техническим условиям:

1. Полезная мощность на выходе  $P_{\text{вых}} = 2,2 \text{ вт}$ .
2. Коэффициент нелинейности  $\gamma = 3,5\%$ .
3. Полоса частот  $f_n = 60 \text{ гц}$ ,  $f_v = 8 \cdot 10 \text{ гц}$ .
4. Частотные искажения в заданной полосе частот  $\Delta S < 2 \text{ дб}$ .
5. Сопротивление внешней нагрузки  $R_n = 10^3 \text{ ом}$ .
6. Рост напряжения при сбросе нагрузки  $H < 1,35$ .

**Решение.**

1. Находим мощность, которую должна отдать лампа, приняв кпд выходного трансформатора  $\eta_T = 0,8$ ,

$$P_1 = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_T} = \frac{2,2}{0,8} = 2,75 \text{ вт}.$$

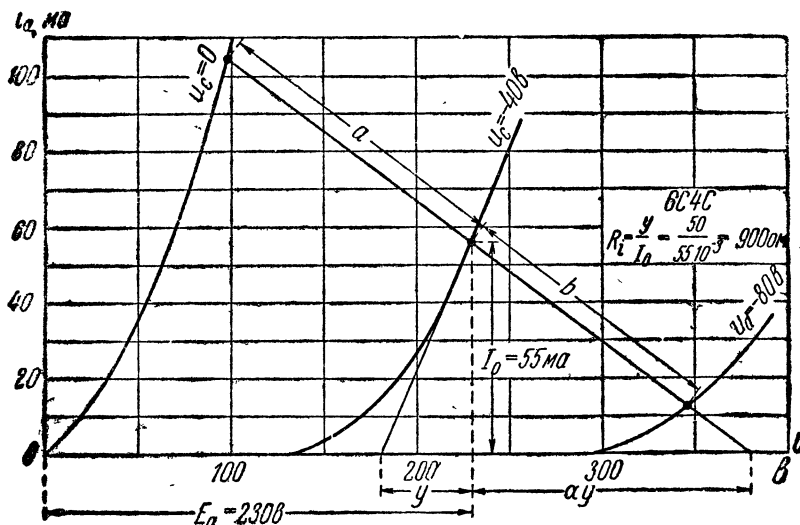


Рис. 5.5. Характеристики лампы 6С4С

2. По заданному нам допустимому росту напряжения на выходе при сбросе нагрузки  $H = 1,35 \text{ дб}$  находим коэффициент нагрузки

$$a > \frac{1}{H-1} = 2,85,$$

принимая  $a = 3$ ,

8. Находим максимальную мощность потерь на аноде лампы из формулы

$$P_a = 3P_1 \frac{a+2}{a} = 3 \cdot 2,75 \frac{3+2}{3} = 13,75 \text{ вт.}$$

По справочнику выбираем тип лампы, для которой  $P_{a \text{ доп}} > P_a$ . Подходящим типом является триод 6С4С, характеристики которого даны на рис. 5. 5. Лампа имеет следующие параметры:  $P_{a \text{ доп}} = 15 \text{ вт}$ ,  $\mu = 4$ .  $R_i = 900 \text{ ом}$ .

4. Определяем амплитуду переменного напряжения на сетке и отрицательное смещение

$$U_c = E_c = \frac{1+a}{\mu} \cdot \sqrt{\frac{2P_1 R_i}{a}} = 40 \text{ в.}$$

5. Находим постоянное напряжение на аноде

$$E_a = 1,1(a+2) \sqrt{\frac{2P_1 R_i}{a}} = 224 \text{ в,}$$

принимаем  $E_a = 230 \text{ в}$ .

6. Строим линию нагрузки (рис. 5. 5) и определяем  $I_0 = 55 \text{ ма}$ ,  $R_i = 900 \text{ ом}$  и коэффициент нелинейных искажений по второй гармонике

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \frac{a-b}{a+b} = 0,033 \text{ или } 3,3\%,$$

что не превышает заданной величины.

7. Проверим полезную мощность, отдаваемую лампой,

$$P_1 = \frac{R_a}{2} \left( \frac{I_{\text{макс}} + I_{\text{мин}}}{2} \right)^2 = \frac{2700}{3} \left( \frac{50+43}{2} \cdot 10^{-3} \right)^2 = 2,9 \text{ вт,}$$

что несколько превышает заданную величину (2,75 вт).

8. Определяем активное сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора

$$r_1 = \frac{R_a}{2} \cdot \frac{1-\eta_T}{\eta_T} = 338 \text{ ом.}$$

9. Находим напряжение источника анодного питания для случая подачи на сетку автоматического смещения от анодного тока

$$E_a' = E_a + E_c + I_0 r_1 = 230 + 40 + 55 \cdot 10^{-3} \cdot 338 = 290 \text{ в.}$$

10. Сопротивление автоматического смещения

$$R_k = \frac{L_c}{I_0} = \frac{40}{55 \cdot 10^{-3}} = 730 \text{ ом.}$$

11. Находим индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора

$$L_1 = \frac{R_2}{\omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}} = \frac{900}{6,28 \cdot 60 \cdot \sqrt{1,26^2 - 1}} = 3,1 \text{ мГ,}$$

где

$$R_2 \approx R_i = 900 \text{ ом; } M_n = 10^{4S_n/20} = 1,26.$$

## 12. Индуктивность рассеяния трансформатора

$$L_s < \frac{R_i' + R_a'}{\omega_s} \sqrt{M_s^2 - 1} = \frac{900 + 2 \cdot 338 + 2700}{5 \cdot 10^4} \sqrt{1,26^2 - 1} = 0,065 \text{ мк.}$$

## 13. Коэффициент рассеяния

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,065}{3,1} = 0,021 \text{ или } 2,1\%,$$

что вполне допустимо.

## 14. Находим коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n = \sqrt{\frac{R_n}{R_a}} = \sqrt{\frac{10}{2700}} = 0,061.$$

## Контрольные вопросы и задачи к гл. 5

1. Лампы какого типа, работающие в усилителях мощности, способны обеспечить лучшие качественные показатели и почему?

2. Назовите возможные методы расчета режима усилителя мощности и их особенности.

3. Как влияет выбор коэффициента нагрузки лампы  $a$  на величину полезной мощности.

4. Как изменится величина полезной мощности на выходе усилителя, если при работе его в режиме  $A$  амплитуда сигнала на входе удвоилась, оставаясь в пределах линейного участка характеристики?

5. Объясните, в каких случаях и почему лампа отдаёт наибольшую мощность при  $R_a = 2R_i$ .

6. На сколько децибел следует увеличить уровень входного сигнала, чтобы при увеличении  $a$  с 1 до 2 использование характеристики лампы по току осталось неизменным? Ответ. На 1 дБ или 12%.

7. На сколько процентов необходимо поднять напряжение на аноде лампы, чтобы сохранить неизменной величину полезной мощности при увеличении  $a$  с 2 до 4? Ответ. На 6%.

8. Что такое коэффициент использования анодного напряжения, от чего он зависит и в каких пределах может изменяться?

9. Чему равен максимальный КПД анодной цепи лампы в режиме  $A$ ?

10. Как зависят потери на аноде лампы от амплитуды напряжения на входе усилителя при работе в режиме  $A$ ?



## УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ НА ПЕНТОДЕ ИЛИ ЛУЧЕВОМ ТЕТРОДЕ В РЕЖИМЕ А

### 6.1 СВОЙСТВА И ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА ПЕНТОДЕ

Пентоды и лучевые тетроды находят широкое применение в усилителях.

Свойства выходных ступеней, работающих на этих лампах, мало отличаются между собой, поэтому в дальнейшем для краткости изложения рассматривается работа усилителя на пентоде, но все выводы в равной степени относятся и к усилителям на лучевых тетродах.

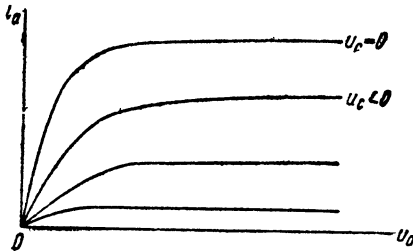


Рис. 6.1. Характеристики пентода

Характеристики пентодов существенно отличаются по форме от характеристик трехэлектродных ламп. При значительных напряжениях на аноде характеристики пентода идут почти горизонтально, (рис. 6.1), что объясняется слабым влиянием анодного

напряжения на анодный ток за счет действия дополнительных сеток, экранирующих поле анода. Следствием этого является весьма значительное внутреннее сопротивление пентода, достигающее в оконечных пентодах значений порядка десятков и сотен килоом.

При небольших анодных напряжениях ток анода начинает резко уменьшаться и характеристики пентода сильно искривляются. Это явление обусловлено перераспределением тока эмиссии между анодом и экранирующей сеткой. Нелинейность характеристик при малых анодных напряжениях, а также непостоянство  $\mu$  при различных напряжениях на управляющей сетке, могут вызвать значительные нелинейные искажения. Это обстоятельство

являются важнейшим недостатком пентода при его использовании в усилителях мощности. Вместе с тем пентод характеризуется значительно большим коэффициентом усиления чем триод. Это позволяет снизить амплитуду сигнала на сетке, т. е. повысить чувствительность ступени.

За счет специфической формы характеристик в анодной системе координат пентод позволяет получить большую амплитуду напряжения в цепи анода, чем триод равной мощности. Поэтому кнд пентода заметно выше, чем у триода.

Важной особенностью использования пентодов в усилителях служит их работа при малом коэффициенте нагрузки  $\alpha$ , который обычно не превышает значения 0,1—0,2. Это объясняется следующими причинами.

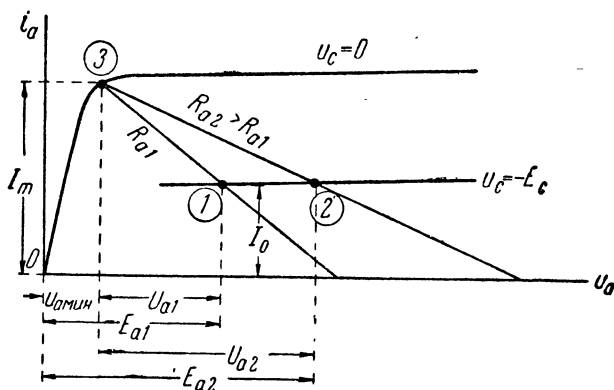


Рис. 6.2. Влияние сопротивления нагрузки на положение рабочей точки

Верхний конец линии нагрузки (рис. 6.2) не должен спускаться ниже точки 3, соответствующей перегибу характеристики, так как иначе неизбежно резкое снижение полезной мощности за счет уменьшения амплитуды анодного тока и значительный рост нелинейных искажений за счет криволинейности характеристики ниже точки 3. Следовательно, для данного пентода величины  $I_m$  и  $u_{a мин}$  заданы и не зависят от выбора  $R_a$ . Из рис. 6.2 видно, что увеличение  $R_a$  возможно в этих условиях только за счет увеличения напряжения на аноде  $E_a$  путем переноса рабочей точки из положения 1 в положение 2. Выразим  $R_a$  через величины, характеризующие режим работы пентода

$$R_a = \frac{U_a}{I_1}, \quad (6.1)$$

где  $U_a$  и  $I_1$  — амплитуды напряжения и тока в цепи анода,

$$U_a = E_a - u_{a мин}; \quad I_1 = \frac{I_m}{2}.$$

поэтому

$$R_a = 2 \frac{E_a - u_{a \text{ мин}}}{I_m} \quad (6.2)$$

или

$$R_a < 2 \frac{E_a}{I_m}. \quad (6.3)$$

Следовательно наибольшее сопротивление нагрузки должно удовлетворять условию

$$R_{a \text{ макс}} < 2 \frac{E_{\text{макс}}}{I_m},$$

а коэффициент нагрузки

$$\alpha_{\text{макс}} < \frac{2E_{a \text{ макс}}}{I_m R_i}. \quad (6.4)$$

Таким образом, увеличение  $\alpha$  лимитируется максимально допустимым напряжением на аноде лампы. Например, чтобы взять  $\alpha = 1$  для лучевого тетрода 6ПЗС потребовалось бы подать на анод лампы напряжение

$$E_a > \frac{\alpha I_m R_i}{2} = \frac{0,15 \cdot 24 \cdot 10^3}{2} = 1800 \text{ в},$$

что не допустимо, так как для этой лампы  $E_{a \text{ доп}} = 400 \text{ в}$ .

Если вычислить  $\alpha_{\text{макс}}$  для различных ламп, мы получим цифры, приведённые в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Тип лампы	6П6С	6ПЗС	6П9	6П1Ц
$\alpha_{\text{макс}}$	0,135	0,22	0,08	0,125

При малом значении коэффициента нагрузки нельзя обеспечить высокую стабильность выходного напряжения при изменениях сопротивления нагрузки, так как согласно ф-ле (4.27)

$$H = 1 + \frac{1}{\alpha}.$$

Например, если  $\alpha = 0,2$ , то при сбросе нагрузки выходное напряжение может возрастать в 6 раз, что в большинстве случаев недопустимо. Поэтому в усилителях с пентодами оказывается необходимым применять специальные меры, стабилизирующие выходное напряжение, например, использовать схемы обратной связи. Если в ступени усилителя мощности с пентодом применить отрицательную обратную связь, то свойства усилителя будут мало отличаться от свойств ступени с триодом.

## КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Пентоды и лучевые тетроды характеризуются большей чувствительностью и более высоким кпд, чем триоды.

2. Недостатками пентодов в усилительных схемах без обратной связи по сравнению с триодами являются большие нелинейные искажения и худшая стабильность выходного напряжения.

3. Пентоды всегда работают при малых значениях коэффициента нагрузки ( $\alpha \approx 0,1-0,2$ ). Пределом, лимитирующим возможность увеличения  $\alpha$  служит максимально допустимое напряжение на аноде.

### 6.2. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА ПЕНТОДЕ В РЕЖИМЕ А

#### Основные соотношения

Вследствие значительной криволинейности характеристик пентодов для них не применим метод расчета режима по уравнениям идеализированных характеристик. Поэтому воспользуемся графоаналитическим методом расчета, где основные величины, определяющие режим работы, находятся графически по характеристикам лампы.

Если тип лампы не задан, то его ориентировочно можно выбрать по известной полезной мощности, исходя из вероятного значения кпд.

Наибольшие потери на аноде в режиме А равны мощности, потребляемой от источника анодного питания,

$$P_a = P_0 = \frac{P_1}{\eta}.$$

Обычно  $\eta \approx 0,25$ , поэтому

$$P_a \approx 4P_1. \quad (6.5)$$

Из справочника выбираем тип лампы, удовлетворяющий условию

$$P_{a \text{ доп}} \geq P_a.$$

Чтобы определить напряжение источника анодного питания, воспользуемся соотношением

$$P_1 = \frac{U_a I_1}{2}.$$

Для пентода обычно

$$U_a = (0,6 - 0,75) E_a,$$

$$I_1 = 0,4 I_m,$$

поэтому, принимая  $U_a = 0,62 E_a$ , получим

$$P_1 = \frac{E_a I_m}{8}, \quad (6.6)$$

следовательно,

$$E_a = \frac{8P_1}{I_m}. \quad (6.7)$$

Здесь  $I_m$  — максимальное значение анодного тока, допустимое для выбранной лампы. Значение  $I_m$  берем из характеристик при  $u_c = 0$  и  $u_a = u_{a \text{ мин}}$  или из табл. 6.2.

Таблица 6.2

Тип лампы	Основные параметры выходных тетродов и пентодов					
	$S \frac{\text{ма}}{\text{в}}$	$E_{a \text{ доп}} \frac{\text{в}}{\text{в}}$	$R_i \text{ ком}$	$P_{a \text{ доп}} \text{ вт}$	$I_m \text{ ма}$	$P_{\text{вых}} \text{ вт}$
6П1П	5	250	40	12	100	4,5
6П3С	6	400	24	20,5	150	6
6П6С	4,1	350	52	13,2	100	3,5
6П7С	6	500	32	20	75	6
6П9	11	330	130	9	60	4

Положение рабочей точки на характеристике пентода можно определить следующим способом.

Взяв статическую характеристику, соответствующую найденному значению  $E_a$  в сеточной системе координат, проводим касательную к этой характеристике (идеализированную характеристику), как это показано на рис. 6.3. Отрезок  $E_a$ , отсекаемый касательной на оси  $u_c$ , равный запирающему напряжению на сетке по идеализированной характеристике, соответствует участку  $AOB$  действительной статической характеристики, который является обычно допустимым рабочим участком этой характеристики.

Определив величину  $E_a$ , находим отрицательное смещение на сетке

$$E_c = \frac{E_a}{2}. \quad (6.8)$$

Рис. 6.3. Выбор положения рабочей точки на характеристике.

Величина  $E_c$  может быть также найдена приближенно из соотношения

$$E_c \approx \frac{I_m}{S}, \quad (6.9)$$

где  $S$  — крутизна статической характеристики в середине рабочего участка.

Амплитуду переменного напряжения на сетке в режиме  $A$  обычно выгодно взять равной отрицательному смещению  $E_c$ , что соответствует наиболее полному использованию характеристики лампы при работе без токов сетки.

Постоянная составляющая анодного тока лампы  $I_0$  должна быть такой, при которой мощность потерь на аноде не превышает максимально допустимой величины  $P_{a \text{ доп.}}$ . Для этого необходимо иметь

$$I_0 \leq \frac{P_{a \text{ доп.}}}{E_a}. \quad (6.10)$$

Однако значение тока  $I_0$  должно быть тем больше, чем меньше нелинейные искажения допустимы. Коэффициент полезного действия усилителя при этом уменьшается.

В зависимости от требований, предъявляемых к усилителю, выбор сопротивления анодной нагрузки пентода можно производить из условий получения максимальной полезной мощности или минимальных нелинейных искажений.

#### Выбор $a$ для получения наибольшей полезной мощности

Определив, как указывалось выше, положение рабочей точки на характеристике, необходимо, вращая нагрузочную прямую вокруг точки  $O$  (рис. 6.4), найти такое ее положение, при котором произведение отрезков  $AB \times BC$  будет максимальным. Это соответствует наибольшей площади  $\triangle ABC$ . Нетрудно видеть, что полезная мощность, отдаваемая лампой, пропорциональна площади  $\triangle ABC$ .

Действительно

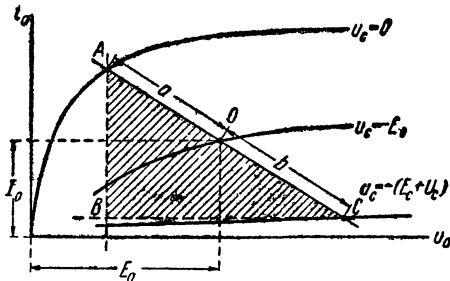


Рис. 6.4. Определение невыгоднейшего сопротивления анодной нагрузки

$$I_1 = \frac{AB}{2}, \quad U_a = \frac{BC}{2},$$

следовательно,

$$P_1 = \frac{1}{2} U_a \cdot I_1 = \frac{AB \cdot BC}{8} = \frac{1}{4} \text{ площадь } \triangle ABC. \quad (6.11)$$

Определив таким образом наклон динамической характеристики, соответствующий максимуму полезной мощности  $P_1$ , легко найти

сопротивление анодной нагрузки по формуле

$$R_a = \frac{U_a}{I_1} = \frac{BC}{AB}. \quad (6.12)$$

### Выбор $a$ для получения минимальных нелинейных искажений

Для получения наименьших нелинейных искажений — необходимо так подобрать наклон динамической характеристики пентода, чтобы кривая его анодного тока оказалась симметричной относительно линии тока покоя  $I_0$ .

При этом все четные гармоники анодного тока будут равны нулю, а нелинейные искажения, вносимые лампой, окажутся минимальными. На рис. 6.5 показана зависимость нелинейных искажений от сопротивления нагрузки.

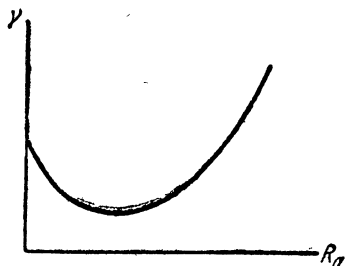


Рис. 6.5. Зависимость коэффициента нелинейности от сопротивления анодной нагрузки.

Для определения величины  $R_a$  следует, вращая динамическую характеристику вокруг точки  $O$  (рис. 6.4), найти такое ее положение, при котором отрезки  $a$  и  $b$  окажутся равными между собой. Это обеспечит симметричную форму кривой анодного тока. Величину сопротивления  $R_a$  находим по ф-ле (6.12). Нелинейные искажения, вносимые пентодом, при этом будут определяться в основном 3-й

гармоникой анодного тока, т. е.

$$\gamma = \gamma_3,$$

и для определения коэффициента нелинейности следует пользоваться ф-лами (2.16) или (2.18).

Отметим, что симметричная кривая анодного тока может быть получена лишь при использовании в усилителе пентода или тетрода за счет специфической формы их характеристик. Для триода, работающего в режиме  $A$ , кривая анодного тока всегда имеет несимметричную форму.

### 6.3. ЦЕПЬ, СТАБИЛИЗИРУЮЩАЯ СОПРОТИВЛЕНИЕ НАГРУЗКИ

Если сопротивление нагрузки усилителя содержит индуктивную составляющую, что имеет место, например, при работе усилителя на обмотку динамического громкоговорителя, то на верхних частотах наблюдается значительное увеличение сопротивления анодной нагрузки пентода. Это обстоятельство влечет за собой два нежелательных явления: возрастают нелинейные искажения за счет асимметрий кривой тока анода и появляются частотные искажения из-за роста выходного напряжения на верхних частотах.

Для уменьшения этих искажений необходимо сделать сопротивление анодной нагрузки возможно более постоянным (не зависящим от частоты). Для этой цели следует включить параллельно анодной цепи лампы корректирующую цепь  $RC$ , схема которой показана на рис. 6.6. Эквивалентная схема ступени для верхних частот принимает вид рис. 6.7. На этой схеме

$$L_a = L_s + \frac{L_n}{n^2}; \quad R_a = \frac{R_n}{n^2} + r_1 + \frac{r_2}{n^2},$$

где  $L_s$  — индуктивность рассеяния трансформатора,  $r_1$  и  $r_2$  — активные сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора,  $L_n$  и  $R_n$  — индуктивность и активное сопротивление нагрузки.

С увеличением частоты сопротивление цепи, содержащей индуктивность, возрастает, а сопротивление цепи, содержащей емкость, уменьшается. Вследствие этого полное сопротивление нагрузки лампы с увеличением частоты меняется в меньших пределах,

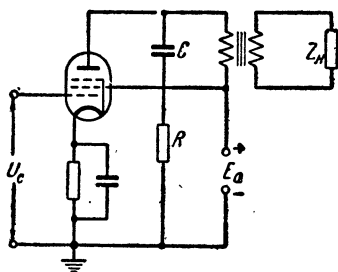


Рис. 6.6. Схема включения корректирующей цепи

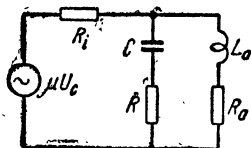


Рис. 6.7. Эквивалентная схема для рис. 6.6

чем сопротивление нагрузки без корректирующей цепи.

Можно подобрать параметры цепи таким образом, что полное сопротивление в анодной цепи лампы не будет зависеть от частоты. Для этой цели используют явление так называемого «вечного резонанса», получающегося в параллельном колебательном контуре.

Если параметры этого контура будут удовлетворять условию

$$R = R_a = \sqrt{\frac{L_a}{C}}, \quad (6.13)$$

то сопротивление этого контура  $Z_a$ , которое является сопротивлением нагрузки лампы, на всех частотах будет активным, постоянным по величине и равным

$$Z_a = R_a.$$

В этом случае искажения, являющиеся следствием непостоянства сопротивления нагрузки  $Z_a$ , будут сведены к нулю.

Докажем, что при выполнении условия (6.13) действительно



$Z_a = R_a$ . Для полного сопротивления контура, приведенного на рис. 6.7, имеем следующее выражение

$$\bar{Z}_a = \frac{(R_a + i\omega L_a) \left( R + \frac{1}{i\omega C} \right)}{R_a + R + i\omega L_a + \frac{1}{i\omega C}} = \frac{RR_a + \frac{L_a}{C} + i \left( \omega L_a R - \frac{R_a}{\omega C} \right)}{R_a + R + i \left( \omega L_a - \frac{1}{\omega C} \right)},$$

но согласно условию (6.13)

$$R_a = R \text{ и } \frac{L_a}{C} = R_a^2,$$

поэтому

$$\bar{Z}_a = \frac{2R_a^2 + i \left( \omega L_a R_a - \frac{R_a}{\omega C} \right)}{2R_a + i \left( \omega L_a - \frac{1}{\omega C} \right)}.$$

Вынося в числителе  $R_a$  за скобки, получим для всех частот

$$Z_a = R_a.$$

Расчет элементов цепи весьма прост. Величина  $R_a$  известна из электрического расчета усилителя. Значение индуктивности  $L_a$  находим из формулы

$$L_a = L_s + \frac{L_n}{n^2}. \quad (6.14)$$

Величину емкости корректирующей цепи находим из формулы, являющейся прямым следствием выражения (6.13),

$$C = \frac{L_a}{R_a^2}. \quad (6.15)$$

Для полной компенсации влияния частоты на сопротивление нагрузки лампы согласно условию (6.13) активное сопротивление корректирующей цепи  $R$  должно быть взято равным величине  $R_a$ . Однако часто в целях уменьшения потерь в сопротивлении  $R$  его величина берется несколько больше, например,

$$R \approx (1,5 - 2) R_a.$$

При этом сопротивление нагрузки  $Z_a$  при изменении частоты не остается строго постоянным, но оно будет изменяться в меньших пределах, чем без корректирующей цепи  $RC$ .

В заключение следует отметить, что при наличии отрицательной обратной связи в усилителе с пентодом нет необходимости включать цепь  $RC$ , так как обратная связь компенсирует искажения, связанные с непостоянством величины сопротивления нагрузки. Не нужен также корректирующий контур в выходной ступени с триодом в режиме  $A$ , так как увеличение сопротивления нагрузки в этом

случае уменьшает нелинейные искажения, а значительный рост напряжения на выходе на верхних частотах не будет иметь места из-за того, что триод работает при большом значении  $a$ .

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Увеличение сопротивления нагрузки относительно номинального значения неблагоприятно сказывается на режиме работы пентода — при этом увеличиваются нелинейные и частотные искажения.

2. Если нагрузка содержит индуктивную составляющую и ее сопротивление возрастает на верхних частотах, то параллельно анодной цепи включают корректирующую цепь  $RC$ , стабилизирующую сопротивление нагрузки в зависимости от частоты.

### 6.4. ПРИМЕР РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА ЛУЧЕВОМ ТЕТРОДЕ

**Задание.** Требуется рассчитать ступень усиления мощности в режиме  $A$  на лучевом тетроде типа 6П1П для получения наибольшей мощности при напряжении источника анодного питания  $E_a = 250$  в. Полоса частот от  $f_n = 60$  гц до  $f_v = 8$  кец, при частотных искажениях не свыше 2 дб. Сопротивление внешней нагрузки  $R_n = 10$  ом, индуктивность нагрузки  $L_n = 3 \cdot 10^{-3}$  гн.

**Решение.**

1. Для лампы 6П1П максимально допустимая мощность потерь на аноде (табл. 6.2)  $P_a \text{ доп} = 12$  вт. Поэтому анодный ток покоя не должен превышать значения

$$I_0 < \frac{P_a \text{ доп}}{E_a} = \frac{12}{250} = 48 \cdot 10^{-3} \text{ а.}$$

По характеристике лампы (рис. 6.8) выбираем рабочую точку  $E_c = -12,5$  в,  $I_0 = 42$  ма.

2. Строим семейство динамических характеристик (рис. 6.8) при различных сопротивлениях анодной нагрузки  $R_a = 10^3, 2 \cdot 10^3, 3 \cdot 10^3, 4 \cdot 10^3, 5 \cdot 10^3$  и  $6 \cdot 10^3$  ом и находим данные характеризующие режим работы лампы при этих значениях  $R_a$ . Результаты расчета приведены в табл. 6.3.

3. Из таблицы следует, что максимальную мощность лампа отдаёт при  $R_a = 4 \cdot 10^3$  ом. В этом режиме  $P_1 = 3,9$  вт,  $\gamma_2 = 9\%$ ,  $\gamma_3 = 2,3\%$ .

4. Найдем мощность на выходе, задавшись кнд выходного трансформатора  $\eta_T = 0,85$ ,

$$P_{\text{вых}} = \eta_T P_1 = 0,85 \cdot 3,9 = 3,3 \text{ вт.}$$

5. Полный коэффициент нелинейности

$$\gamma = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2} = \sqrt{9^2 + 2,3^2} = 9,3\%.$$

6. Индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора

$$L_1 = \frac{R_a}{\omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}} = \frac{4 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 60 \sqrt{1,26^2 - 1}} = 14 \text{ гн,}$$

где  $M_n = 1,26$ , что соответствует искажениям 2 дб.

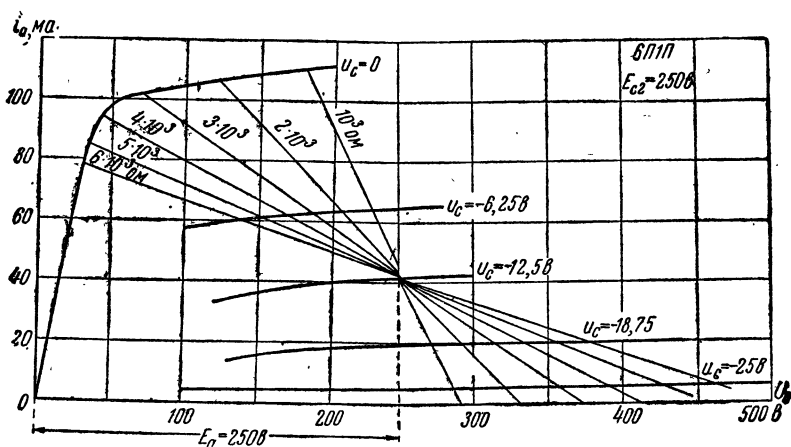


Рис. 6.8. Характеристики лампы 6П1П

Таблица 6.3

$R_a$ Ом	$U_a$ В	$I_1$ мА	$P_1$ Вт	$\gamma_a$ %
10	53	53	1,4	16
2 · 10	101	50,5	2,55	14
3 · 10	144	48	3,45	12
4 · 10	175	44,5	3,9	9
5 · 10	190	38	3,6	4,8
6 · 10	210	35	3,6	1,1

7 Выходной трансформатор легко изготовить, если принять коэффициент рассеяния  $\sigma = \frac{L_s}{L_1} = 0,015$ . Тогда

$$L_s = \sigma L_1 = 1,5 \cdot 10^{-2} \cdot 14 = 0,21 \text{ гн.}$$

8. Проверим частотные искажения на верхней частоте для выбранного значения  $\sigma$

$$M_s = \sqrt{1 + \left( \frac{\omega_s L_s}{R_a + R_i} \right)^2} = \sqrt{1 + \left( \frac{6,28 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 0,21}{4 \cdot 14^2 + 40 \cdot 10^3} \right)^2} = 1,03,$$

что не превышает заданной величины.

### 9. Коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n = \sqrt{\frac{R_n}{R_a}} = \sqrt{\frac{10}{4 \cdot 10^3}} = 0,05.$$

### 10. Рассчитаем параметры корректирующей цепи $RC$

$$R = (1 \div 2) R_a = (4 \div 8) \cdot 10^3 \text{ ом},$$

принимаем  $R = 8 \cdot 10^3 \text{ ом}$ , тогда

$$C = \frac{L_s + \frac{L_n}{n^2}}{R^2} = \frac{0,21 + \frac{3 \cdot 10^{-3}}{0,05^2}}{(8 \cdot 10^3)^2} = 2,2 \cdot 10^{-8} \text{ ф},$$

принимаем  $C = 0,02 \text{ мкф}$ .

## Контрольные вопросы и задачи к гл. 6

1. Назовите преимущества и недостатки пентодов и лучевых тетродов
  2. Почему в усилителе с пентодом практически неосуществим режим, при котором  $\alpha = 1$ ?
  3. Какого порядка может быть коэффициент сброса нагрузки  $\Pi$  в усилителе с пентодом без обратной связи?
  4. Из каких соображений выбирается тип пентода или лучевого тетрода в усилителе мощности?
  5. Как определяется положение рабочей точки на характеристике?
  6. Постройте зависимость полезной мощности от  $R_n$  для лампы 6ПЗС, если  $E_a = 250 \text{ в}$ ,  $U_c = -E_c = 15 \text{ в}$  и  $n = \frac{1}{20}$ .
  7. Из каких соображений определяется сопротивление анодной нагрузки пентода и лучевого тетрода?
  8. Для чего включается корректирующая цепь  $RC$  в анодную цепь пентода?
  9. Какова будет частотная характеристика усилителя с корректирующей цепью  $RC$ , если комплексную полезную нагрузку заменить активной?
  10. Как определить  $R_a$  для получения наибольшей полезной мощности? Как следует изменить  $R_a$ , чтобы получить минимальные нелинейные искажения?
-

## ДВУХТАКТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

### 7.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ДВУХТАКТНОГО УСИЛИТЕЛЯ

До сих пор рассматривались лишь усилительные устройства, выполненные по одноконтурной схеме; в данной главе мы изучим работу и особенности расчета усилителя, выполненного по двухконтурной схеме (рис. 7.1). Эта схема обладает рядом важных преимуществ и, прежде всего, характеризуется значительно меньшим коэффициентом нелинейности, чем при одноконтурной схеме в тех

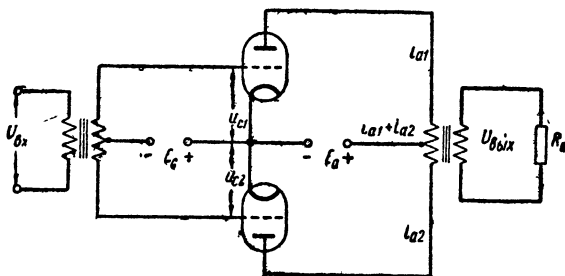


Рис. 7.1. Двухтактная схема усилителя

же условиях. Поэтому в выходных ступенях усилителей звуковой частоты средней и большой мощности применяется исключительно двухконтурная схема. Если в усилителе от одной лампы нельзя получить заданной полезной мощности, то вместо параллельного включения ламп в одноконтурной схеме значительно выгоднее применить двухконтурную схему.

Отличительной особенностью двухконтурной схемы является ее симметрия относительно цепей источников питания. Рассмотрим вначале работу двухконтурного усилителя в режиме А. Характеристики ламп, работающих в обоих плечах схемы, будем считать полностью идентичными. Входной трансформатор имеет вывод от середины вторичной обмотки, который соединен отрицательным по-

люсом источника смещения на сетке. Концы вторичной обмотки соединены с сетками ламп. При таком включении входного трансформатора переменные напряжения на сетках ламп  $u_{c1}$  и  $u_{c2}$  будут взаимно сдвинуты по фазе на  $180^\circ$ . График изменения напряжений на сетках показан на рис. 7. 2а.

Анодные токи каждой из ламп  $i_{a1}$  и  $i_{a2}$  совпадают по фазе с напряжениями на сетках (при активном сопротивлении нагрузки), поэтому угол сдвига фаз между анодными токами также равен  $180^\circ$  (рис. 7. 2б). Ток, потребляемый от источника анодного питания в каждый момент времени, равен сумме мгновенных значений анодных токов  $i_{a1}$  и  $i_{a2}$ . Но так как

$$i_{a1} = I_0 + I_1 \sin \omega t,$$

а

$$i_{a2} = I_0 - I_1 \sin \omega t,$$

то

$$i_{a1} + i_{a2} = 2I_0. \quad (7.1)$$

Следовательно, ток, потребляемый от источника анодного питания в двухтактной схеме, не содержит переменной составляющей (первой гармоники) и равен удвоенной постоянной составляющей анодного тока каждой из ламп (рис. 7.2 в).

Рассмотрим теперь зависимость от времени магнитного потока в сердечнике выходного трансформатора (рис. 7.2г). Ток в нагрузке, включенной во вторичную обмотку, будет пропорционален переменному магнитному потоку в сердечнике, который, в свою очередь, пропорционален разности токов  $i_{a1}$  и  $i_{a2}$ , так как они текут по первичной обмотке в противоположных направлениях. Мгновенное значение магнитного потока равно

$$\phi = A (i_{a1} - i_{a2}),$$

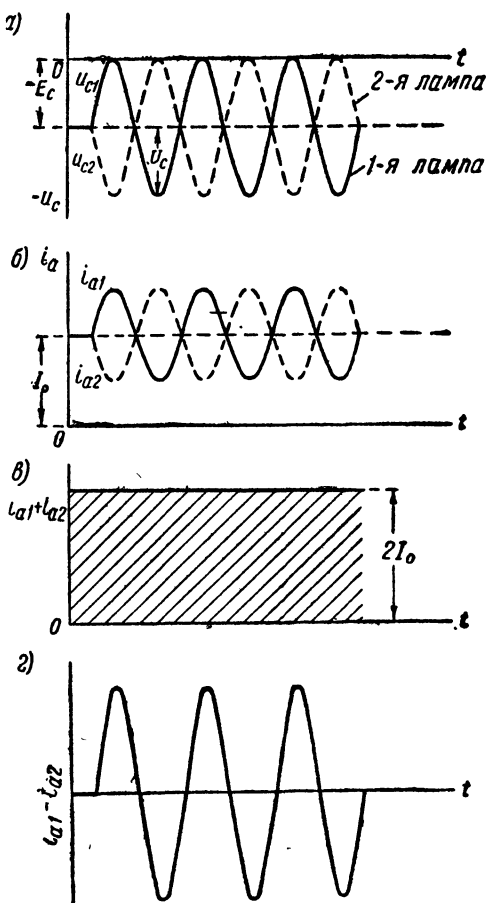


Рис. 7.2. Графики работы двухтактной ступени в режиме класса А

где  $A$  — коэффициент пропорциональности. Подставив в это выражение значения токов  $i_{a1}$  и  $i_{a2}$ , получим

$$\phi = 2A \sin \omega t.$$

Из этого результата можно сделать такие выводы:

1. Магнитный поток в сердечнике выходного трансформатора в двухтактной схеме не содержит постоянной составляющей (постоянное подмагничивание сердечника отсутствует).

2. Амплитуда переменного магнитного потока пропорциональна удвоенной амплитуде анодного тока каждой из ламп.

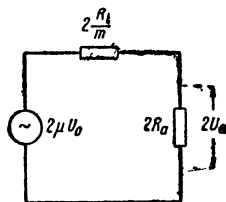


Рис. 7.3. Эквивалентная схема двухтактной ступени

Если каждая из ламп (или лампы одного плеча в случае параллельного включения ламп) дает полезную мощность  $P_1$ , то, очевидно, общая мощность усилителя будет в два раза больше и равна  $2P_1$ .

Когда мощность, которую способна отдать одна лампа, недостаточна и другие лампы близкой мощности также не подходят, то иногда прибегают к параллельному включению нескольких ламп. При включении  $m$  ламп параллельно общая мощность усилителя  $P_{\text{вых}} = 2m \cdot P_1$ .

Обычно не включают параллельно более трех ламп из-за разнородности их параметров. Если при  $m=2-3$  мощность усилителя все же недостаточна, следует выбрать другой, более мощный тип лампы.

Работу двухтактного усилителя можно рассматривать как работу двух последовательно соединенных на общую нагрузку генераторов. Эквивалентная схема двухтактной ступени приведена на рис. 7.3. В этой схеме в целях упрощения два последовательно соединенных генератора заменены одним с удвоенной эдс и удвоенным внутренним сопротивлением.

Положительными свойствами двухтактного усилителя являются:

1) уменьшение нелинейных искажений по сравнению с однотактным усилителем при той же полезной мощности, снимаемой с лампы,

2) возможность применения режимов  $B$  и  $AB$  вследствие симметрии схемы и уменьшения нелинейных искажений,

3) отсутствие постоянного подмагничивания в сердечнике выходного трансформатора, что облегчает его конструкцию,

4) уменьшение чувствительности усилителя к пульсациям питающих напряжений,

5) уменьшение влияния последней ступени на предварительные, за счет ослабления связи через сопротивление источника анодного питания.

Остановимся подробнее на каждом из этих преимуществ двухтактной схемы.

Уменьшение нелинейных искажений в двухтактном усилителе объясняется тем, что все четные гармоники, возникающие вследствие нелинейности характеристик ламп, полностью уничтожаются, если плечи ступени строго симметричны. Даже в том случае, когда схема не вполне симметрична, нелинейные искажения значительно ослабляются.

Для полной симметрии схемы необходимо иметь одинаковое напряжение на сетках ламп верхнего и нижнего плеч, совершенно однородные лампы и симметричный выходной трансформатор. Практически полной симметрии схемы достигнуть невозможно, например, вследствие неполной однородности ламп; поэтому четные гармоники не уничтожаются, но значительно ослабляются.

Уменьшение нелинейных искажений в двухтактном усилителе наиболее просто показать графически. Вследствие нелинейности характеристики лампы анодный ток каждого плеча двухтактного усилителя будет искажен по сравнению с синусоидой, поданной на вход, как это показано на рис. 7.4 а и б. Несимметричность кривой анодного тока говорит о том, что он содержит четные гармоники.

Ток во вторичной обмотке, как это было установлено выше, пропорционален разности анодных токов  $i_{a1}$  и  $i_{a2}$ . Следовательно, форма кривой тока в нагрузке будет соответствовать разностной кривой  $i_{a1} - i_{a2}$ , которая приведена на рис. 7.4 в. Эта кривая, как видно из ее построения, симметрична относительно оси абсцисс. Следовательно, ток в нагрузке не содержит четных гармоник, вследствие чего нелинейные искажения будут меньше, чем в однотактной схеме.

С физической точки зрения уменьшение нелинейных искажений в двухтактном усилителе объясняется тем, что токи четных гармоник каждой из ламп создают в сердечнике выходного трансформатора магнитные потоки противоположных знаков, вследствие чего эти токи взаимно уничтожаются.

Благодаря уменьшению нелинейных искажений в усилителе, собранном по двухтактной схеме, возможно применение экономичных режимов В и АВ, которые в однотактной схеме невозможно использовать из-за больших значений коэффициента нелинейности (до 30–40%).

Третье преимущество двухтактной схемы — отсутствие постоянного подмагничивания в сердечнике выходного трансформатора.

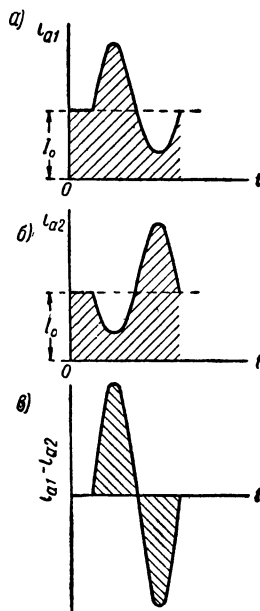


Рис. 7.4. Компенсация нелинейных искажений в двухтактной ступени



Дело в том, что постоянное подмагничивание уменьшает магнитную проницаемость стали сердечника и вынуждает увеличивать его размеры для получения необходимой индуктивности первичной обмотки. Постоянные составляющие анодных токов верхнего и нижнего плеч проходят, как это видно из их схемы усилителя, по двум половинам первичной обмотки в противоположных направлениях. Токи и количество витков в каждой из половин этой обмотки должны быть равны для того, чтобы схема была симметричной. Следовательно, создаются равные и противоположно направленные постоянные магнитные потоки, которые компенсируют друг друга, и результирующий постоянный магнитный поток в сердечнике становится равным нулю. Это облегчает конструкцию выходного трансформатора и уменьшает нелинейные искажения, возникающие в нем.

Четвертым преимуществом двухтактной схемы является меньшая ее чувствительность к пульсациям переменного напряжения при питании сеточных и анодных цепей от выпрямителя и нитей накала ламп от сети переменного тока. Во всех этих случаях анодный ток под влиянием изменения (пульсаций) напряжения на сетке  $u_c$  или аноде  $u_a$  меняется с частотой этих пульсаций (обычно 100 гц). Эти колебания анодного тока, накладываясь на полезный сигнал, создают фон (гудение в громкоговорителе), мешающий слушать передачу. При питании нитей накала от сети переменного тока через понижающий трансформатор наблюдается аналогичная картина. Вследствие колебаний температуры катода и наличия переменного магнитного поля вокруг катода на анодный ток лампы также накладываются эти колебания, слышимые в виде фона.

В двухтактном усилителе эти явления в значительной степени ослабляются вследствие того, что колебания анодных токов обоих плеч с частотой пульсаций происходят с одинаковой фазой, т. е. анодные токи или одновременно увеличиваются или одновременно уменьшаются на величину  $\Delta i_a$ . Вследствие того что магнитный поток в сердечнике пропорционален разности токов  $i_{a1} - i_{a2}$ , он не должен изменяться, если эти токи получают одновременно приращение на одну и ту же величину.

Если усилитель несимметричен, то полной компенсации не происходит, так как хотя колебания анодных токов с частотой пульсаций и происходят с одинаковой фазой, но их амплитуды неодинаковы. В этом случае фон лишь ослабится по величине сравнительно с однократным усилителем, работающим в тех же условиях.

Пятым преимуществом двухтактной схемы является уменьшение паразитной связи между ступенями усилителя через общий источник анодного питания. На практике обычно несколько ступеней усилителя (2—3 и более) питаются от общего источника анодного тока. В этом случае внутреннее сопротивление этого источника является элементом связи между отдельными ступенями, так как по этому сопротивлению одновременно проходят анодные токи всех ламп. Оказывается, что связь между различными ступенями

может вызвать самовозбуждение паразитных колебаний в усилителе, делающее невозможным усиление полезного сигнала или приводящее к дополнительным его искажениям. Поэтому подобная связь является чрезвычайно вредной и ее нужно по возможности ослаблять.

Если выходная ступень усилителя выполнена по двухтактной схеме, то ее влияние через источник анодного питания на все остальные ступени сказывается значительно слабее. Объясняется это обстоятельство свойством двухтактной схемы, доказанным выше: в симметричном двухтактном усилителе первая гармоника переменной составляющей анодного тока в цепи источника анодного питания отсутствует.

Наряду с разобранными выше положительными качествами двухтактной схемы ей свойственны некоторые недостатки, которые, однако, играют сравнительно небольшую роль и обычно целиком окупаются ее преимуществами.

К числу недостатков схемы следует отнести:

1. Необходимость применения в выходной ступени не менее двух ламп (или одной двояной).

2. Необходимость иметь симметричный выход предыдущей ступени. Вследствие этого, если предыдущая ступень является однотактной, она не может быть выполнена по обычной резистивной или дроссельной схеме. Переход с однотактного усилителя на двухтактный может быть осуществлен или при помощи трансформатора или путем применения так называемых инверсных схем, рассмотренных ниже.

### **КРАТКИЕ ВЫВОДЫ**

1. Двухтактная схема усилителя имеет ряд преимуществ перед однотактной схемой, к числу которых, в первую очередь, относится уменьшение нелинейных искажений за счет частичной компенсации четных гармоник в анодной цепи усилителя.

2. Меньшая величина нелинейных искажений позволяет в двухтактном усилителе полнее использовать характеристики ламп и применять экономичные режимы В и АВ, в силу чего двухтактная схема получила исключительно широкое распространение в усилителях мощности.

3. Все преимущества двухтактной схемы зависят от степени электрической симметрии ее половин (плеч), поэтому в двухтактной схеме должны работать по возможности более однородные лампы.

## **7.2. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ДВУХТАКТНОГО УСИЛИТЕЛЯ В РЕЖИМЕ А**

При расчете двухтактного усилителя мощности, работающего в режиме А, справедливы основные расчетные формулы, полученные выше для усилителя, выполненного по однотактной схеме.

Расчет режима работы лампы производится для одного плеча двухтактного усилителя на половинную мощность.

В двухтактной схеме мощность, отдаваемая лампами одного плеча равна

$$P_1' = \frac{P_{\text{вых}}}{2\eta_T}.$$

При использовании в двухтактном усилителе триодов, по величине  $P_1'$  находим так же, как для однотактного усилителя, мощность потерь на аноде  $P_a'$ , напряжение на аноде  $E_a$  и напряжения на сетке  $U_c$  и  $E_c$ . Величина  $P_a'$  в этом случае будет соответствовать мощности потерь на аноде ламп одного плеча.

В двухтактном усилителе, как было показано выше, нелинейные искажения уменьшаются за счет частичной или полной компенсации четных гармоник анодного тока. Это обычно позволяет при применении триодов полностью использовать характеристику анодного тока и считать, что  $e_0 \approx 0$  и  $i_{a \text{ мин}} \approx 0$ . За счет этого несколько повышается КПД лампы и выражение для определения мощности потерь на аноде принимает вид

$$P_a' = 2P_1' \frac{2+a}{a}.$$

Если по каким-либо причинам не удастся подобрать тип лампы, выдерживающий потери на аноде  $P_a'$ , то нужно выбрать наиболее желательный тип лампы; тогда количество ламп в плече определяется из выражения

$$m \geq \frac{P_{\text{вых}}}{P_{a \text{ доп}}} \frac{2+a}{a\eta_T},$$

Число  $m$  округляем до ближайшего целого. По соображениям экономичности, устойчивости, надежности и простоты конструкции усилителя берем  $m$  обычно не более 2—3. Выбрав таким образом тип и количество ламп, переходим к расчету режима ступени.

При полном использовании характеристики триода по току внутреннее сопротивление лампы в динамическом режиме меняется в пределах от некоторого минимального значения (при максимальном токе) до бесконечно большой величины (при  $i_a \approx 0$ ). Действующее значение сопротивления  $R_i'$ , которым определяется амплитуда первой гармоники анодного тока  $I_1$  будет несколько превышать сопротивление лампы в рабочей точке (на 10—15%).

При определении нелинейных искажений двухтактного усилителя следует учитывать, что четные гармоники анодного тока частично или полностью уничтожаются.

Для симметричной двухтактной ступени независимо от типа применяемых ламп коэффициент нелинейности может быть определен по формуле, учитывающей лишь третью гармонику анодного тока, так же как для однотактной схемы.

Определение нелинейных искажений с учетом асимметрии усилителя представляет значительные трудности, связанные, в частности, с тем, что степень асимметрии данного усилителя неизвестна, так как она зависит от случайных причин. Для приближенного расчета нелинейных искажений воспользуемся методикой, излагаемой ниже. Если усилитель несимметричен, например вследствие неоднородности ламп, то амплитуды токов четных гармоник во вторичной обмотке выходного трансформатора будут пропорциональны разности амплитуд соответствующих гармоник в анодных цепях.

Для количественного учета нелинейных искажений в несимметричном двухтактном усилителе введем понятие коэффициента асимметрии схемы.

Коэффициентом асимметрии  $x$  будем называть число, показывающее относительное различие анодных токов плеч

$$x = \frac{i_{a2} - i_{a1}}{i_{a1}}.$$

Для расчета нелинейных искажений двухтактного усилителя можно воспользоваться следующим выражением

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{x}{x+2} \gamma_2\right)^2 + \gamma_3^2}. \quad (7.2)$$

Коэффициент асимметрии  $x$  определяется на основании опытных данных. Его точная величина может быть известна только в том случае, если имеются характеристики, именно тех экземпляров ламп, которые работают в данном усилителе. По типовым характеристикам величину  $x$  определить, разумеется, невозможно.

Величина  $x$  при подобранных экземплярах ламп не превышает 0,1 — 0,2. При использовании ламп со значительным разбросом параметров величина  $x$  может достигать значений 0,4—0,5.

В качестве примера определим нелинейные искажения в двухтактном усилителе для случая, когда коэффициенты нелинейности, рассчитанные по характеристикам лампы одного плеча, составляют:  $\gamma_2 = 0,2$ ,  $\gamma_3 = 0,04$ ; кроме того, известно, что мгновенные значения анодных токов ламп, работающих в различных плечах усилителя отличаются на 20%, т. е.  $\frac{i_{a2}}{i_{a1}} = 1,2$ .

1. Коэффициент асимметрии схемы

$$x = \frac{i_{a2}}{i_{a1}} - 1 = 0,2.$$

2. Нелинейные искажения, вносимые двухтактным усилителем,

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{x}{x+2}\right)^2 \gamma_2^2 + \gamma_3^2} = \sqrt{\left(\frac{0,2}{0,2+2}\right)^2 0,2^2 + 0,04^2} = 0,044.$$

Следовательно, относительное влияние второй гармоники в данном случае весьма невелико.

Если в двухтактном усилителе работают пентоды или лучевые тетроды, то сопротивление анодной нагрузки целесообразно выбирать из условий получения максимальной мощности, так как четные гармоники анодного тока ослабляются за счет свойств двухтактной схемы.

При расчете параметров выходного трансформатора двухтактного усилителя можно пользоваться ранее полученными формулами, подставляя в них в качестве величин  $R_i$  и  $R_a$  их удвоенные значения.

### **КРАТКИЕ ВЫВОДЫ**

*1. Расчет двухтактного усилителя аналогичен расчету усилителя по однокатной схеме и ведется для одного плеча на половинную полезную мощность*

*2. Нелинейные искажения в двухтактном усилителе в значительной степени зависят от степени симметрии его плеч. Чем меньше разброс характеристик ламп, тем меньше нелинейные искажения вносит усилитель*

### **Контрольные вопросы и задачи к гл. 7**

1. Нарисуйте схему двухтактного усилителя и поясните его работу.
  2. В чем состоят основные преимущества двухтактного усилителя по сравнению с однокатным?
  3. Почему в двухтактном усилителе снижаются нелинейные искажения по сравнению с однокатным усилителем при том же режиме работы ламп?
  4. Нарисуйте графики изменения напряжений и токов в двухтактном усилителе.
  5. Почему улучшение симметрии схемы двухтактного усилителя способствует повышению его качественных показателей?
  6. Каким образом можно улучшить симметрию двухтактного усилителя?
-

## РАБОТА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ В РЕЖИМАХ *B* и *AB*

### 8.1. СВОЙСТВА РЕЖИМОВ *B* и *AB* И ОБЛАСТЬ ИХ ПРИМЕНЕНИЙ

Как указывалось выше, при уменьшении угла отсечки анодного тока  $\theta$  возрастает кпд усилителя, но вместе с этим существенно увеличиваются нелинейные искажения. Вследствие того, что в усилителях звуковой частоты коэффициент нелинейности обычно не должен превышать 10%, в одноканальном усилителе можно практически использовать только режим *A*, который характеризуется низким значением кпд, обычно не превышающим 20—30%.

Если усилитель выполнен по двухтактной схеме, то появляются возможности применения более экономичных режимов *B* и *AB*. За счет компенсации четных гармоник анодного тока нелинейные искажения в двухтактном усилителе, работающем в режиме *B*, могут быть получены порядка 5—10%. При наличии в усилителе отрицательной обратной связи возможно дальнейшее снижение нелинейных искажений. Электрический кпд усилителя в режиме *B* может достигать 70% и в режиме *AB*—40—50%. Кроме того, за счет малого тока покоя ламп существенно снижается потребление энергии от источника анодного питания в паузах.

Одним из важных недостатков режима *B* является необходимость подачи постоянного отрицательного напряжения на сетки ламп от специального источника питания — выпрямителя или батареи. Подача автоматического смещения от анодного тока в этом режиме не применима, так как постоянная составляющая анодного тока в усилителе колебаний звуковых частот будет изменяться в широких пределах в соответствии с колебаниями амплитуды сигнала на входе усилителя. В теоретическом режиме *B* в моменты пауз анодный ток ламп равен нулю. В практически применяемом режиме *B* ток покоя не равен нулю, но он весьма мал — составляет несколько процентов от максимального анодного тока, поэтому постоянная составляющая тока будет сильно зависеть от амплитуды подводимого сигнала. Это обстоятельство исключает возможность применения автосмещения в режиме *B*.

На рис. 8.1 показан выбор рабочей точки на характеристике лампы в режиме  $B_1$ . Стремление уменьшить нелинейные искажения заставляет выбирать режим с током покоя, отличным от нуля. При этом наиболее криволинейный участок характеристики лампы, расположенный ниже рабочей точки, не используется, так как в двухтактном усилителе, после того как напряжение входного сигнала изменит свой знак, в работу вступает лампа второго плеча, анодный ток которой увеличивается.

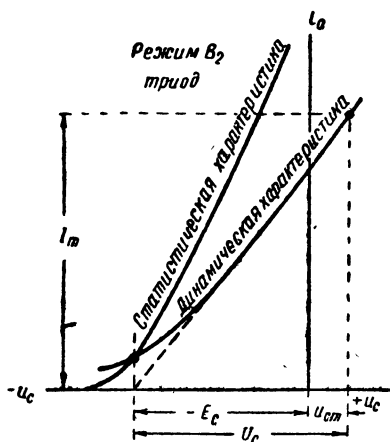


Рис. 8.1. Работа триода в режиме  $B_1$ .

Наивыгоднейшее положение рабочей точки, а следовательно, и величина смещения  $E_c$ , определяется точкой пересечения касательной к динамической характеристике с осью абсцисс, как это показано на рис. 8.1. Приблизительно величина напряжения смещения для триода при этом оказывается равной

$$E_c = -\frac{E_a}{\mu}. \quad (8.1)$$

Если положение рабочей точки выбрано указанным образом, то для триодов ток покоя обычно оказывается весьма малым по отношению к максимальному импульсу анодного тока

$$I_0 = (0,05-0,1) I_m. \quad (8.2)$$

При выполнении этого условия можно считать, что режим работы лампы не отличается от теоретического режима  $B$ . В дальнейшем под режимом  $B$  мы будем понимать такой режим, когда выполняется условие (8.2) и рабочая точка выбрана, как это показано на рис. 8.1.

Однако в некоторых случаях (при использовании пентодов и лучевых тетродов) за счет большого криволинейного участка характеристики выбор рабочей точки указанным выше методом не соответствует условию (8.2). Для пентодов и тетродов ток покоя оказывается соизмеримым с постоянной составляющей анодного тока лампы  $I_0'$  и может составлять 20—30% от величины  $I_m$ . Такой режим значительно отличается от теоретического режима  $B$  и должен быть отнесен к режиму  $AB$ . Из сказанного выше следует сделать вывод, что в режиме  $B$  обычно можно использовать лишь триоды. Пентоды и тетроды могут удовлетворительно работать при колебаниях с отсечкой главным образом в режиме  $AB$ .

В экономичных режимах  $AB$  и особенно  $B$  в целях дальнейшего увеличения кд и полезной мощности лампы обычно работают с токами сетки, т. е. большее распространение на практике имеют

режимы  $AB_2$  и  $B_2$ . Но иногда, если в двухтактном усилителе по-  
чему-либо нежелательно применять входной трансформатор или  
делать относительно мощную предоконечную ступень, применяется  
режим  $AB_1$  работы ламп. Режим  $B_1$  является наименее распро-  
страненным.

В режиме  $B_2$ , кроме триодов, имеющих характеристику вида,  
показанного на рис. 8.1, могут использоваться триоды, характери-  
стики которых расположены почти целиком в области положительных  
напряжений на сетке (справа от начала координат). Такие три-  
оды условно называют «правыми» триодами в отличие от «левых»  
триодов, имеющих характеристики, расположенные в основном  
слева от начала координат.

Отличительной особенностью правых триодов является повышен-  
ный коэффициент усиления  $\mu$  (обычно  $\mu > 20$ ). К этому же типу  
ламп относятся генераторные триоды, имеющие весьма значитель-  
ный коэффициент усиления (обычно  $\mu > 100$ ), которые в ряде  
случаев могут успешно использоваться в мощных усилителях низ-  
кой частоты. Кроме того, существуют вдвоенные правые триоды,  
предназначенные для работы в оконечных усилителях малой мощ-  
ности (обычно не больше 10—20 вт). Эти лампы содержат два триода,  
объединенные в одном баллоне. Примером вдвоенных правых трио-  
дов является лампа 6Н7С.

Правые триоды при работе в усилителе мощности обычно дают  
несколько худшие качественные показатели по сравнению с левыми  
триодами. Основным преимуществом использования правых трио-  
дов является возможность работы усилителя на этих лампах в ре-  
жиме  $B_2$  без источника отрицательного сеточного смещения, по-  
скольку необходимое положение рабочей точки обеспечивается при  
 $u_c = 0$ .

Правые триоды, как указывалось выше, характеризуются боль-  
шим коэффициентом усиления  $\mu$ . За счет этого для получения той же  
полезной мощности на сетку правого триода требуется подвести  
переменное напряжение меньшей амплитуды, чем в случае приме-  
нения левого триода. Правый триод имеет чувствительность того  
же порядка, что и пентод, что является его достоинством.

Область применения режимов  $B$  и  $AB$  весьма обширна. Они  
используются в выходных ступенях усилителей в тех случаях,  
когда бывает особенно важным получить высокую экономичность  
аппаратуры. Сюда, в первую очередь, относятся усилители бата-  
рейного питания. Кроме того, в усилителях большой мощности,  
где расход энергии значителен, в целях снижения эксплуатацион-  
ных расходов почти всегда применяются экономичные режимы.

### **КРАТКИЕ ВЫВОДЫ**

1. В двухтактном усилителе возможно применение экономич-  
ных режимов, которые в одноктактных усилителях не используются  
из-за значительных нелинейных искажений.



2. В режиме В невозможна подача автоматического смещения от анодного тока, так как среднее значение тока не остается постоянным.

3. Лучевые тетроды и пентоды могут удовлетворительно работать в режиме АВ. В режиме В эти лампы не используются из-за значительного криволинейного участка характеристики при малых анодных токах.

## 8.2. РАБОТА УСИЛИТЕЛЯ НА ТРИОДЕ В РЕЖИМЕ В<sub>2</sub>

Теория триодных усилителей в случаях левой и правой характеристик в значительной степени совпадает. Некоторые расчетные особенности усилителей с правыми триодами оговорены ниже.

На рис. 8.2 показаны графики изменения напряжений и токов в цепях двухтактного усилителя для режима В<sub>2</sub>. Напряжения на сетках ламп сдвинуты по фазе на 180°. Если сопротивление нагрузки считать активным, то анодные токи будут изменяться в фазе с сеточными напряжениями (рис. 8.2 в и г). Вследствие того, что анодный ток каждой из ламп протекает в течение половины периода, лампы будут работать поочередно. Импульсы анодного тока, протекая по половинам первичной обмотки трансформатора в противоположных направлениях, создают симметричную кривую напряжения во вторичной обмотке выходного трансформатора (рис. 8.2 д).

Для расчета усилителя мощности, работающего в режимах В и АВ, необходимо знать соотношения между максимальным импульсом тока  $I_m$ , с одной стороны, и амплитудой первой гармоники  $I_1$  и постоянной составляющей анодного тока  $I_0'$ , с другой стороны.

Разлагая импульсы анодного тока в ряд Фурье, можно доказать, что для режима В справедливы следующие выражения:

$$I_1 = \frac{I_m}{2}, \quad (8.3)$$

$$I_0' = \frac{I_m}{\pi}. \quad (8.4)$$

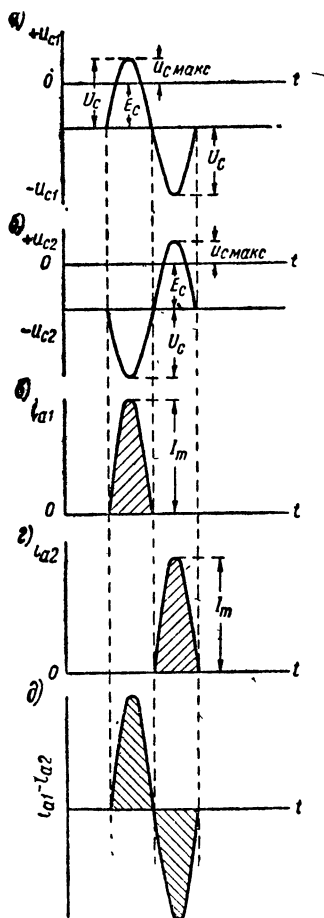


Рис. 8.2. Графики работы двухтактного усилителя в режиме В<sub>2</sub>

Если учесть поправку на ток покоя лампы  $I_0$ , то постоянную составляющую анодного тока можно приближенно найти, как

$$I_0' = \frac{I_m - I_0}{\pi} + \frac{3}{4} I_0 = 0,318 I_m + 0,43 I_0.$$

Обычно  $I_0 \approx 0,05 I_m$ , поэтому можно считать, что

$$I_0' \approx \frac{I_m}{3}. \quad (8.5)$$

При работе лампы в режимах с отсечкой анодного тока в течение части периода лампа оказывается запертой, ее анодный ток равен нулю, а внутреннее сопротивление в это время бесконечно велико. Последнее обстоятельство не может не отразиться на величине эквивалентного внутреннего сопротивления лампы, действующего за весь период.

Найдем эквивалентное внутреннее сопротивление лампы  $R_i'$  в режиме  $B$ . Для этого посмотрим, как изменится амплитуда тока первой гармоники лампы  $I_1$  в режиме короткого замыкания ( $R_a = 0$ ) при переходе из режима  $A$  в режим  $B$  если амплитуду переменного напряжения на сетке  $U_c$  оставит неизменной.

На рис. 8.3 показаны графики работы лампы в режимах  $A$  и  $B$  при  $U_c = \text{const}$ . Из этого рисунка видно, что при соблюдении указанных выше условий максимальный импульс анодного тока в режиме  $B$  ( $I_{m(B)}$ ) будет равен амплитуде тока первой гармоники в режиме  $A$  ( $I_{1(A)}$ )

$$I_{m(B)} = I_{1(A)}.$$

Но, как указывалось выше, амплитуда тока первой гармоники в режиме  $B$  равна половине максимального импульса тока, поэтому

$$I_{1(B)} = \frac{I_{m(B)}}{2} = \frac{I_{1(A)}}{2}. \quad (8.6)$$

Следовательно, при переходе из режима  $A$  в режим  $B$  при неизменной амплитуде переменного напряжения на сетке амплитуда первой гармоники анодного тока уменьшится вдвое. Последнее обстоятельство позволяет утверждать, что эквивалентное внутреннее

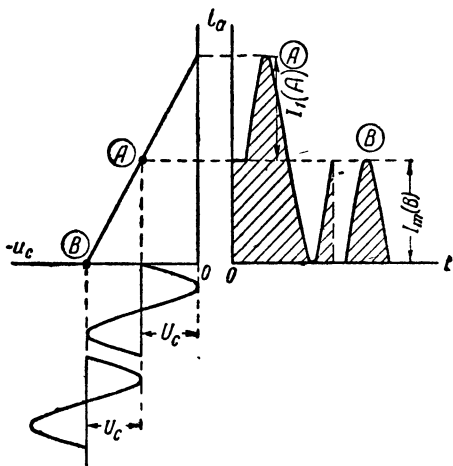


Рис. 8.3. Работа лампы в режимах  $A$  и  $B$

сопротивление лампы в режиме *B* увеличивается в два раза по сравнению с сопротивлением лампы в прямолинейной части характеристики

$$R_i' = 2R_i. \quad (8.7)$$

В режиме *AB* внутреннее сопротивление лампы возрастает приблизительно на 50%, т.е. для режима *AB*

$$R_i' \approx \frac{3}{2} R_i.$$

При расчете параметров выходного трансформатора двухтактного усилителя в режиме *B* следует в формулы подставлять вместо значения  $R_i$  величину

$$R_i' = \frac{4R_i}{m} \quad (8.8)$$

и для режима *AB* соответственно

$$R_i' = \frac{3R_i}{m}, \quad (8.9)$$

где  $m$  — число параллельно работающих ламп в одном плече.

Под величиной коэффициента нагрузки  $\alpha$  в двухтактном усилителе, работающем в режиме *B*, понимают отношение сопротивления нагрузки между анодами ламп  $R_{aa}$  к эквивалентному сопротивлению ламп  $R_i'$

$$\alpha = \frac{R_{aa}}{R_i'}.$$

Следует иметь в виду одну особенность в построении линий нагрузки для ламп, работающих в режиме *B*. Поскольку амплитуда первой гармоники равна половине максимального импульса, тангенс угла наклона линии нагрузки, как это видно из рис. 8.4, равен

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{I_m}{U_a} = \frac{i_x}{E_a},$$

но

$$\frac{I_1}{U_a} = \frac{1}{R_a},$$

следовательно,

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{2}{R_a}. \quad (8.10)$$

При построении линии нагрузки по заданному значению  $R_a = 2\alpha R_i$  следует, как это показано на рис. 8.4, отложить отрезок  $i_x = R \frac{2E_a}{R_a}$ .

Мощность потерь на аноде лампы в режиме В равна

$$P_a = P_0 - P_1 = E_a I_0' - \frac{U_a I_1}{2},$$

но

$$I_0' = \frac{I_m}{3}; \quad I_1 = \frac{I_m}{2} \text{ и } U_a = \xi E_a,$$

поэтому

$$P_a = \frac{E_a I_m}{3} - \frac{\xi E_a I_m}{4}.$$

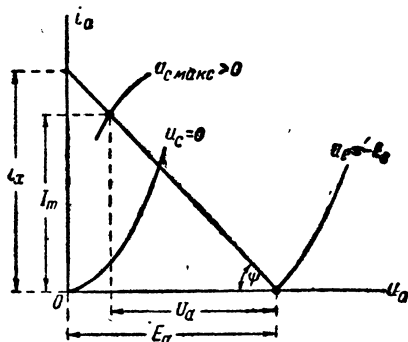


Рис. 8.4. Динамическая характеристика лампы в режиме В<sub>3</sub>

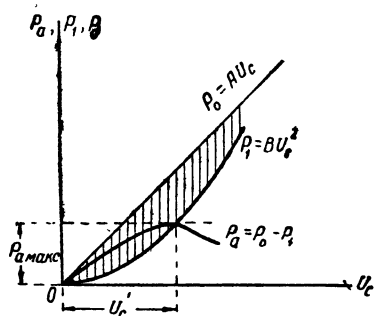


Рис. 8.5. Зависимость  $P_1$ ,  $P_0$  и  $P_a$  от амплитуды колебаний на сетке

Подставляя  $I_m = 2I_1 = 2 \frac{U_a}{R_a} = 2\xi \frac{E_a}{R_a}$ , получим

$$P_a = \frac{2E_a^2 \xi}{3R_a} - \frac{E_a^2 \xi^2}{2R_a}. \quad (8.11)$$

Первый член в правой части полученного выражения представляет собой мощность  $P_0$ , потребляемую лампой от источника анодного питания, второй член — полезную мощность  $P_1$ . Из ф-лы (8.11) видно, что  $P_0$  растет пропорционально первой степени коэффициента использования анодного напряжения  $\xi$ , а  $P_1$  — пропорционально квадрату  $\xi$ . Учитывая, что  $\xi$  изменяется прямо пропорционально амплитуде входного напряжения  $U_c$ , можно написать

$$P_a = AU_c - BU_c^2.$$

При увеличении  $U_c$  мощность  $P_a$  вначале будет расти, а затем начнет уменьшаться. При некотором значении  $U_c = U_c'$  мощность потерь на аноде будет максимальной, что видно из рис. 8.5, где построены графики изменения  $P_0$  и  $P_1$  в зависимости от  $U_c$  (или  $\xi$ ). С физической стороны тот факт, что с увеличением  $U_c$  (или  $\xi$ )  $P_a$  вначале растет, а затем начинает уменьшаться, объясняется тем,

что полезная мощность  $P_1$  при больших амплитудах колебаний начинает возрастать быстрее (так как она пропорциональна квадрату амплитуды колебаний), чем потребляемая мощность  $P_0$ .

Следовательно, максимальная мощность потерь на аноде лампы в режиме  $B$  будет иметь место при  $U_c = U_c'$  или  $\xi = \xi'$ , причем может оказаться, что наибольшие потери на аноде будут не при максимальной амплитуде колебаний, а при некоторой промежуточной амплитуде.

Найдем значение  $\xi$ , при котором на анодах ламп рассеивается максимальная мощность. Для этого в выражении (8.11) вынесем за скобки  $\frac{2E_a^2}{R_a}$

$$P_a = \frac{2E_a^2}{R_a} \left( \frac{\xi}{3} - \frac{\xi^2}{4} \right). \quad (8.12)$$

Когда выражение, стоящее в скобках, зависящее от  $\xi$  проходит через максимум, то  $P_a = P_{\max}$ . Условие этого максимума найдем по известному правилу: продифференцируем это выражение по  $\xi$  и приравняем производную нулю

$$-\frac{d}{d\xi} \left( \frac{\xi}{3} - \frac{\xi^2}{4} \right) = \frac{1}{3} - \frac{\xi'}{2} = 0,$$

отсюда

$$\xi' = \frac{2}{3}. \quad (8.13)$$

Для теоретического режима  $B$

$$\xi' = \frac{2}{\pi}.$$

Для определения величины максимальной мощности потерь на аноде подставим найденное значение  $\xi'$  в выражение (8.12). При этом получим

$$P_{a \max} = \frac{2E_a^2}{9R_a}. \quad (8.14)$$

Последняя формула позволяет подсчитать максимальную мощность потерь на аноде лампы в режиме  $B$ , если  $\xi_{\max} > \frac{2}{3}$ , что обычно имеет место на практике. Если же максимальный коэффициент использования анодного напряжения  $\xi_{\max} < \frac{2}{3}$ , то наибольшие потери на аноде будут определяться выражением (8.12), в которое нужно подставить  $\xi = \xi_{\max}$ .

$$P_{a \max} = \frac{2E_a^2 \xi_{\max}}{R_a} \left( \frac{1}{3} - \frac{\xi_{\max}}{4} \right). \quad (8.15)$$

Если известна максимально допустимая мощность потерь на аноде лампы  $P_{a \text{ доп}}$  и выбрано сопротивление нагрузки  $R_a$ , то из ф-лы (8.14) можно найти допустимое анодное напряжение

$$E_a \leq 3 \sqrt{\frac{P_{a \text{ доп}} R_a}{2}}. \quad (8.16)$$

Проведенное исследование зависимости мощности потерь на аноде лампы от ее режима справедливо как для случая работы лампы без токов сетки, так и для работы лампы с сеточными токами, т. е. для режимов  $B_1$  и  $B_2$ .

Рассмотрим теперь зависимость полезной мощности  $P_1$ , отдаваемой лампой, и КПД от коэффициента нагрузки  $a$  для режима  $B_2$ , что позволит выбрать наимыгоднейшее значение  $a$ .

Если лампа работает с токами сетки ( $U_c > |E_c|$ ), то можно различить три основных случая работы лампы в зависимости от соотношения между максимальным мгновенным напряжением на сетке  $u_{c \text{ макс}}$  и минимальным мгновенным напряжением на аноде  $u_{a \text{ мин}}$ :

1. Недонапряженный режим  $u_{c \text{ макс}} < u_{a \text{ мин}}$ .

2. Критический режим  $u_{c \text{ макс}} = u_{a \text{ мин}}$ .

3. Перенапряженный режим  $u_{c \text{ макс}} > u_{a \text{ мин}}$ .

Перенапряженный режим характеризуется резким возрастанием сеточного тока и нелинейных искажений. Поэтому в усилителях колебаний звуковых частот он обычно не применяется.

Чтобы лампа работала в недонапряженном режиме, необходимо выполнять условие

$$\frac{u_{a \text{ мин}}}{u_{c \text{ макс}}} = k > 1,$$

где  $k$  — коэффициент недонапряженности режима.

Найдем зависимость полезной мощности от  $k$ . Для этого заменим

$$u_{a \text{ мин}} = E_a - U_a,$$

$$u_{c \text{ макс}} = U_c + E_c.$$

Получим

$$E_a - U_a = k(U_c + E_c).$$

Но в режиме  $B$

$$E_c = -\frac{E_a}{\mu}.$$

Кроме того,

$$U_c = \frac{U_a}{K_0},$$

где  $K_0$  — усиление ступени по анодной цепи.

Поэтому

$$E_a - U_a = k \left( \frac{U_a}{K_0} - \frac{E_a}{\mu} \right).$$

Отсюда

$$U_a = E_a \frac{K_0}{\mu} \frac{k + \mu}{k + K_0}.$$

Полезная мощность, отдаваемая лампой,

$$P_1 = \frac{U_a^2}{2 R_a}$$

или

$$P_1 = \frac{E_a^2}{4a R_i} \frac{\left(1 + \frac{k}{\mu}\right)^2}{\left(1 + \frac{k}{K_0}\right)^2}, \quad (8.17)$$

где

$$K_0 = \mu \frac{a}{1+a}.$$

Для определения величины  $a$ , при которой усилитель отдает наибольшую полезную мощность, продифференцируем выражение (8.17) по  $a$ , приравняем результат нулю и решим полученное уравнение относительно  $a$ . В результате найдем

$$a_0 = \frac{k}{k + \mu}. \quad (8.18)$$

Следовательно, лампа при работе в режиме  $B_2$  отдает максимум мощности при  $a < 1$ . Работу лампы в режиме  $B_1$  без токов сетки можно считать частным случаем рассмотренного режима, когда  $k = \infty$ .

При этом, очевидно,

$$a_0 = 1.$$

Таким образом в режиме  $B_1$  триод отдает максимум полезной мощности при

$$R_a = 2 R_i.$$

При работе с токами сетки коэффициент недонапряженности  $k$  следует выбирать не менее 2—3. При этом, чем меньше задана величина нелинейных искажений, тем больше следует брать  $k$ .

Амплитуду переменного напряжения на сетке можно найти из выражения

$$U_c = \frac{U_a}{K_0} = \xi \frac{E_a}{K_0},$$

которое легко может быть приведено к виду

$$\dot{U}_c = \frac{E_a}{\mu} \frac{1+a}{a_0+a},$$

где

$$a_0 = \frac{k}{k + \mu}.$$

Исследуем зависимость полезной мощности  $P_1$  (при  $E_a = \text{const}$ ) и кпд от отношения  $\frac{a}{a_0}$ .

Из выражения полезной мощности (8.17) имеем

$$P_1 = \frac{E_a^2}{4 a R_i} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{a_0}{a}\right)^2}, \quad (8.19)$$

но

$$P_{1 \text{ макс}} = \frac{E_a^2}{16 a_0 R_i},$$

поэтому

$$\frac{P_1}{P_{1 \text{ макс}}} = 4 \frac{\frac{a}{a_0}}{\left(1 + \frac{a_0}{a}\right)^2}. \quad (8.20)$$

Коэффициент полезного действия равен

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{I_1}{I_0} \xi = \frac{3}{4} \cdot \frac{1 + \frac{k}{\mu}}{1 + \frac{k}{K_0}},$$

подставив в это выражение  $K_0 = \mu \frac{a}{1+a}$  и проделав простейшие преобразования, найдем

$$\eta = \frac{3}{4} \frac{\frac{a}{a_0}}{1 + \frac{a}{a_0}}. \quad (8.21)$$

На рис. 8.6 даны графики зависимостей  $\frac{P_1}{P_{1 \text{ макс}}}$ ,  $\xi$  и  $\eta$  от отношения  $\frac{a}{a_0}$ . Из графиков видно, что с увеличением  $\frac{a}{a_0}$  полезная мощность падает незначительно, а коэффициент полезного действия заметно возрастает. Поэтому целесообразно выбирать  $a = (3 - 4) a_0$ , что позволяет получить кпд усилителя порядка 60—65%.

В тех случаях, когда необходимо спроектировать усилитель на минимальное анодное напряжение, отношение  $\frac{a}{a_0}$  берут порядка 1—2.

В режиме  $B_1$  величина коэффициента нагрузки  $a$  должна удовлетворять некоторым дополнительным требованиям.

При заходе в область положительных напряжений на сетке мгновенное значение анодного тока может быть весьма велико;



оно может в некоторых случаях оказаться больше максимально допустимого импульса анодного тока  $I_s$  для данного типа лампы. Поэтому при расчете необходимо делать проверку, выполняется ли условие  $I_m \leq I_s$ .

Для выполнения этого условия нужно, чтобы коэффициент нагрузки был не меньше величины, определяемой следующим соотношением

$$P_1 \geq \frac{I_m^2}{4} a R_i,$$

откуда следует

$$a \geq \frac{4 P_1}{I_s^2 R_i}. \quad (8.22)$$

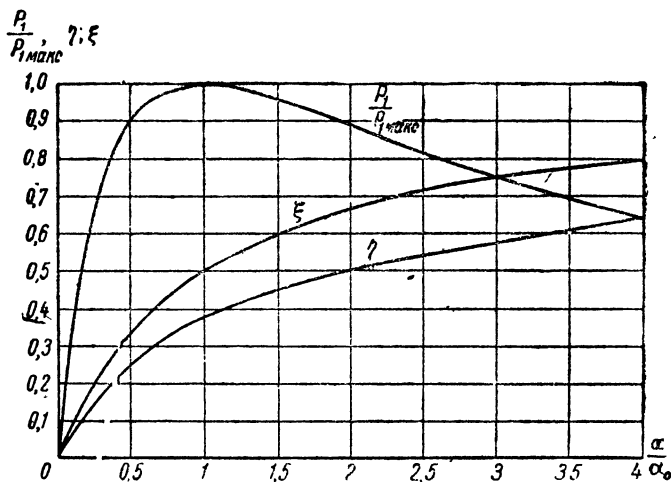


Рис. 8.6. Зависимость полезной мощности, кпд и коэффициента использования анодного напряжения от  $\frac{\alpha}{\alpha_0}$

Кроме того, из условия допустимой мощности потерь на аноде

$$R_a \geq \frac{2 E_a^2 \partial \omega}{9 P_a \partial \omega},$$

но  $R_a = 2 a R_i$ , поэтому

$$a \geq \frac{E_a^2 \partial \omega}{9 P_a \partial \omega R_i}. \quad (8.23)$$

При проверке минимально допустимой величины  $a$  следует взять наибольшее значение из двух величин, определяемых выражениями (8.22) и (8.23).

В зависимости от выбранного значения  $a$  максимальная мощность потерь на аноде получится при наибольшей амплитуде

входного напряжения (если  $\xi = \frac{2}{3}$ , что соответствует  $\frac{a}{a_0} = 2$ ) или при  $U_c = U_c' < U_{c \text{ макс}}$  (если  $\xi > \frac{2}{3}$ , что соответствует  $\frac{a}{a_0} > 2$ ). Обычно в целях получения более высокого кпд отношение  $\frac{a}{a_0}$  берут не меньше 2.

В этом случае наибольшая мощность потерь на аноде лампы определяется по ф-ле (8.14). Амплитуда напряжения на сетке  $U_c'$ , соответствующая максимальным потерям на аноде, может быть найдена из соотношения

$$\frac{U_c'}{U_c} = \frac{\xi'}{\xi} = \frac{\frac{2}{3}}{\xi}.$$

Поскольку  $\xi = \frac{a}{a_0 + a}$ , получим

$$U_c' = \frac{2}{3} U_c \left( 1 + \frac{a_0}{a} \right). \quad (8.24)$$

Для выбора типа лампы, работающей в режиме  $B$ , полезно связать между собой максимальную мощность потерь на аноде  $P_{a \text{ макс}}$  и мощность, отдаваемую лампой  $P_1$ . Сопоставляя выражения (8.14) и (8.19), находим

$$P_{a \text{ макс}} = \frac{4P_1}{9} \left( 1 + \frac{a_0}{a} \right)^2. \quad (8.25)$$

Рассмотрим далее метод определения нелинейных искажений двухтактного усилителя, работающего в режимах  $AB$  или  $B$ . Нелинейные искажения в этом случае зависят от режимов сеточной и анодной цепей. Определение нелинейных искажений, возникающих в цепи сетки, рассмотрено в гл. 9. Ниже рассматривается метод расчета искажений, возникающих в анодных цепях ламп для случая активной анодной нагрузки. Реактивный характер нагрузки может значительно увеличить нелинейные искажения в режиме  $B$ . Количественный учет искажений при этом становится весьма сложным, поэтому ограничимся расчетом искажений для случая активной нагрузки и будем стремиться по возможности уменьшить реактивные сопротивления в анодной цепи, для чего необходимо, в частности, свести к минимуму магнитное рассеяние в выходном трансформаторе.

Как уже было выяснено, важной особенностью двухтактного усилителя является то обстоятельство, что напряжение на вторичной обмотке выходного трансформатора в каждый момент времени пропорционально разности мгновенных значений анодных токов ламп первого и второго плеч. Поэтому для определения нелинейных искажений двухтактного усилителя пригодны ранее полученные формулы, если в них подставлять разность мгновенных значений анодных токов для соответствующих моментов времени.

Для определения коэффициента нелинейности по 3-й гармонике анодного тока в режиме *B* пригодны выражения (2.16) и (2.18), в которых следует положить  $I'' = I_0$ ;  $I_{мин} = I_0$  и  $d = b = 0$ , в результате чего получим:

$$\gamma_3 = \frac{1}{2} \frac{2I' + I_0 - I_m}{I_m + I' + 2I_0},$$

$$\gamma_3 = \frac{1}{2} \frac{2c - a}{a + c}. \quad (8.26)$$

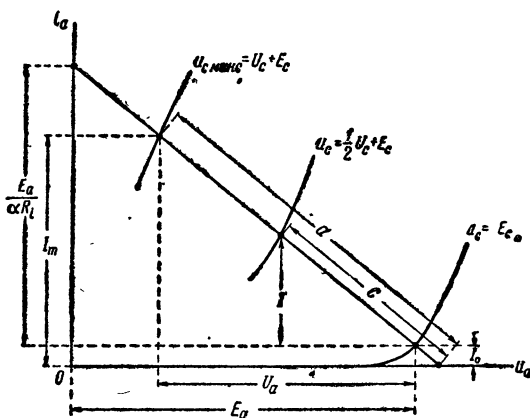


Рис. 8.7. Определение нелинейных искажений по динамической характеристике лампы, работающей в режиме класса  $B_2$

Отрезки  $a$  и  $c$  определяются, как показано на рис. 8.7. Коэффициент нелинейности по 2-й гармонике анодного тока в двухтактном усилителе будет определяться степенью асимметрии усилителя и может быть найден из ф-лы (2.10)

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \frac{I_m' - I_m''}{I_m'' + I_m'}, \quad (8.27)$$

где  $I_m'$  и  $I_m''$  — максимальные значения анодных токов ламп первого и второго плеч. Введя коэффициент асимметрии

$$I_m' = I_m'' (1 + x),$$

получим

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \frac{x}{x + 2}. \quad (8.28)$$

Коэффициент  $x$ , зависящий от неоднородности характеристик ламп, следует брать порядка 0,2—0,3.

Полный коэффициент нелинейности анодной цепи определяется, как и обычно, из формулы

$$\gamma = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2}.$$

В заключение отметим, что при работе лампы в режиме *AB* и особенно *B* нелинейные искажения могут значительно увеличиться за счет нестационарных процессов, возникающих при прохождении импульсов анодного тока через реактивные сопротивления в анодной цепи. Даже при чисто активной нагрузке во вторичной обмотке выходного трансформатора в анодной цепи лампы будут содержаться реактивные сопротивления — индуктивности рассеяния  $L_s$  между первичной и вторичной обмотками, а также индуктивность рассеяния  $L_{s1-1}$  между половинами первичной обмотки. Эта индуктивность существенно сказывается на работе ступени в режиме *B*, где импульсы анодного тока проходят поочередно по половинам первичной обмотки выходного трансформатора.

Количественный подсчет нелинейных искажений, связанных с деформацией импульса анодного тока за счет наличия реактивности в анодной цепи, представляет значительные трудности. Искажения этого вида в наибольшей степени сказываются в области верхних частот, где влияние индуктивностей рассеяния максимально. Для снижения этих искажений необходимо, чтобы сопротивление индуктивностей рассеяния даже для самых высоких частот заданной полосы пропускания было мало по сравнению с активными элементами схемы. Для получения удовлетворительных результатов при работе усилителя в режиме *B* величина индуктивности рассеяния выходного трансформатора должна быть взята минимальной, определяемой возможностью конструктивного выполнения трансформатора. Это требование равносильно заданию малого значения коэффициента частотных искажений на верхней частоте.

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. В режиме *B* амплитуда первой гармоники анодного тока в 1,5 раза больше постоянной составляющей. Вследствие этого КПД лампы в режиме *B* оказывается выше, чем в режиме *A*, где отношение этих токов не превышает единицы.

2. Наибольшие потери на аноде наблюдаются при такой амплитуде полезного сигнала, когда  $U_a = \frac{2}{3} E_a$ .

3. В усилителях колебаний звуковых частот лампы работают в недонапряженном режиме, т. е. при  $u_{a \text{ мин}} > u_{c \text{ макс}}$ .

4. Перенапряженный режим характеризуется увеличением тока сетки и нелинейных искажений.

5. В режиме  $B_1$  лампа отдает наибольшую полезную мощность при  $\alpha = 1$ , т. е. при  $R_a = 2R_i$ .

6. В режиме  $B_2$  лампа отдает наибольшую мощность при  $\alpha_0 = \frac{k}{k+\mu} < 1$ .

7. С увеличением  $\alpha$  возрастает кпд усилителя, поэтому обычно выбирают  $\alpha = (3 - 4) \alpha_0$

8. Реактивность анодной нагрузки может существенно увеличить нелинейные искажения в режиме В.

### 8.3. ПРИМЕР РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ В РЕЖИМЕ В<sub>2</sub> НА ТРИОДЕ

**Задание.** Рассчитать усилитель мощности в режиме класса В<sub>2</sub> по следующим данным:

$P_{\text{вых}} = 45 \text{ вт}$ ,  $\gamma < 7\%$ ,  $\eta_m = 0,9$ ,  $f_n = 60 \text{ гц}$ ,  $f_c = 8,10^3 \text{ гц}$ ,  $M_n = 1,2$ ,  $M_s = 1,05$  и  $R_n = 370 \text{ ом}$ .

**Решение.**

1. Задаемся отношением  $\frac{\alpha}{\alpha_0} = 4$  и находим максимальную мощность потерь на аноде ламп одного плеча

$$P'_{\alpha_{\text{ламкс}}} = \frac{2P_{\text{вых}}}{9\eta_T} \left(1 + \frac{\alpha_0}{\alpha}\right)^2 = \frac{2 \cdot 45}{9 \cdot 0,9} \left(1 + \frac{1}{4}\right)^2 = 17,4 \text{ вт}$$

2. Подходящим типом лампы является триод М-457. Эта лампа имеет следующие параметры:  $E_{\alpha \text{ доп}} = 750 \text{ в}$ ,  $I_s \leq 0,25 \text{ а}$ ,  $\mu = 9$ ,  $R_i = 1500 \text{ ом}$ . Берём число ламп в плече  $m = 1$ , так как  $P_{\alpha \text{ доп}} > P_{\alpha \text{ макс}}$ .

3. Полезная мощность, отдаваемая каждой лампой,

$$P_1 = \frac{P_{\text{вых}}}{2m\eta_T} = \frac{45}{2 \cdot 1 \cdot 0,9} = 25 \text{ вт}.$$

4. Определяем  $\alpha_0$ , задавшись коэффициентом недонапряженности  $k = 4$ ,

$$\alpha_0 = \frac{k}{k + \mu} = \frac{4}{4 + 9} = 0,308,$$

откуда

$$\alpha = 4 \alpha_0 = 1,23.$$

Проверяем, допустимо ли найденное значение  $\alpha$

По максимальному импульсу анодного тока  $\alpha > \frac{4P_1}{I_s^2 R_i} = \frac{4 \cdot 25}{0,25^2 \cdot 1500} = 1,07$ ,

т. е. условие выполняется.

По максимальному анодному напряжению

$$\alpha > \frac{E_{\alpha \text{ доп}}^2}{9 P_{\alpha \text{ доп}}} = \frac{750^2}{9 \cdot 50 \cdot 1500} = 0,833.$$

Следовательно,  $\alpha = 1,23$  допустимо.

5. Определяем напряжение на аноде

$$E_a = 2 \left(1 + \frac{\alpha_0}{\alpha}\right) \cdot \sqrt{P_1 R_i} \alpha = 2 \left(1 + \frac{1}{4}\right) \sqrt{25 \cdot 1500 \cdot 1,23} = 540 \text{ в}.$$

6. Отрицательное смещение на сетке

$$-E_c = \frac{E_a}{\mu} = \frac{540}{9} = 60 \text{ в}.$$

## 7. Амплитуда переменного напряжения на сетке

$$U_c = \frac{E_a}{\mu} \frac{1 + \alpha}{\alpha + a_0} = 60 \frac{1 + 1,23}{1,23 + 0,308} = 86 \text{ e.}$$

Максимальное положительное мгновенное напряжение на сетке  
 $u_{с\text{ макс}} = 86 - 60 = 26 \text{ в.}$

8. Строим линию нагрузки (рис. 8.8), для чего находим отрезок

$$i_x = \frac{E_a}{aR_1} = \frac{540}{1,23 \cdot 1500} = 0,29 \text{ a.}$$

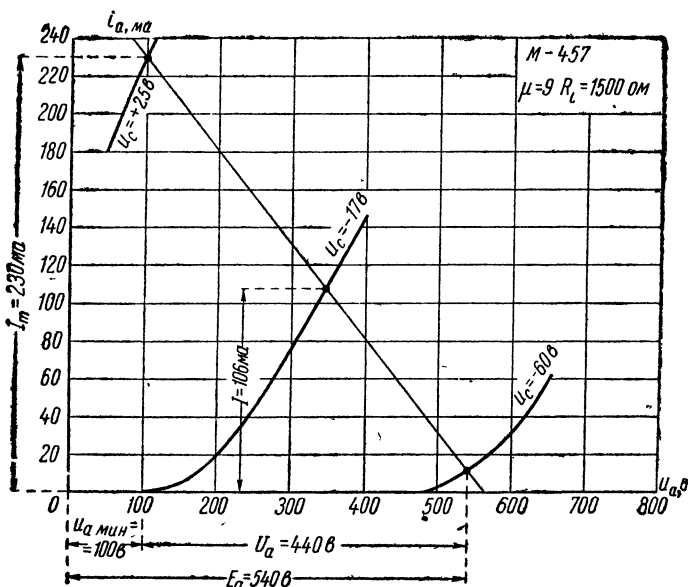


Рис. 8.8. Характеристики лампы М-457.

Из характеристики находим  $U_a=440$  в,  $I_m=230$  ма,  $I=106$  ма (ток, соответствующий напряжению на сетке  $u_c=E_c+\frac{1}{2}U_c=-17$  в),  $I_0=12$  ма. Проверим полезную мощность, отдаваемую лампой,

$$P_1 = \frac{U_a \dot{I}_1}{2} = \frac{U_a I_m}{4} = \frac{440 \cdot 230 \cdot 10^{-3}}{4} = 25,3 \text{ вт},$$

что несколько превышает заданную мощность.

Найдём нелинейные искажения в анодной цепи с учётом асимметрии, задавшись коэффициентом асимметрии

$$\gamma = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{x}{x+2}\right)^2 + \left(\frac{2I - I_m}{I + I_m}\right)^2} = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{0,25}{2,25}\right)^2 + \left(\frac{2 \cdot 106 - 230}{106 + 230}\right)^2} = 0,06 \text{ или } 6\%,$$

что допустимо, так как не превышает заданного значения.

## 9. Омическое сопротивление первичной обмотки трансформатора

$$r_1 = \frac{a R_t}{m} (1 - \eta_T) = 185 \text{ ом}$$

## 10. Постоянная составляющая анодного тока каждой лампы

$$I_0' = \frac{I_m}{3} = \frac{230}{3} = 77 \text{ ма.}$$

Проверим потери на аноде лампы в режиме максимальной мощности и в режиме покоя:

$$P_a = E_a I_0 - P_1 = 540 \cdot 77 \cdot 10^{-3} - 25 = 16 \text{ вт} < P_{a \text{ доп}},$$

$$P_{a0} = E_a I_0 = 540 \cdot 12 \cdot 10^{-3} = 6,5 \text{ вт.}$$

## 11. Напряжение источника анодного питания

$$E_a' = E_a + \frac{m}{2} I_0' r_1 = 540 + \frac{1}{2} 77 \cdot 10^{-3} \cdot 185 = 550 \text{ е.}$$

## 12. Индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора

$$L_1 = \frac{4 R_t a}{\omega_n m (1+a) \sqrt{M_n^2 - 1}} = \frac{4 \cdot 1500 \cdot 1,23}{(1+1,23) \sqrt{1,2^2 - 1} \cdot 2\pi 60} = 13 \text{ эн.}$$

## 13. Индуктивность рассеяния трансформатора

$$L_s < \frac{4 R_t (1+a)}{\omega_s m} \sqrt{M_s^2 - 1} = \frac{4 \cdot 1500 (1+1,23)}{6,28 \cdot 8 \cdot 10^3} \sqrt{1,2^2 - 1} = 0,175 \text{ эн.}$$

Чтобы снизить нелинейные искажения, обусловленные нестационарными процессами, величину  $L_s$  следует уменьшить и иметь

$$L_s \approx 0,06 \text{ эн,}$$

при этом  $\sigma = \frac{L_s}{L_1} = 0,5 \cdot 10^{-2}$ , что допустимо.

## 14. Коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n = \sqrt{\frac{m R_n}{4 a R_t}} = \sqrt{\frac{370}{4 \cdot 1,23 \cdot 1500}} = 0,22.$$

## 8.4. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ВЫХОДНОЙ СТУПЕНИ В РЕЖИМЕ АВ

Выше указывалось, что в режиме АВ обычно работают пентоды или лучевые тетроды, которые из-за специфической формы характеристики не могут быть использованы в более экономичном режиме В. Выбор режима работы ламп в этом случае целесообразно производить графическим методом. Тип ламп, как обычно, выбирается по максимальной мощности потерь на аноде. Для определения  $P_{a \text{ макс}}$  воспользуемся выражением (8.5), связы-

вающим постоянную составляющую анодного тока лампы в режиме наибольшей мощности  $I_0'$  с максимальным импульсом тока  $I_m$

$$I_0' = \frac{I_m}{\pi} + 0,43 I_0. \quad (8.29)$$

В режиме  $AB_1$  ток покоя  $I_0$  обычно бывает порядка 20—30% от величины  $I_m$ , поэтому

$$I_0' = (0,4 - 0,45) I_m.$$

В режиме  $AB_2$  за счёт захода в положительную часть характеристики ток  $I_m$  возрастает и  $I_0 = (0,15 - 0,2) I_m$ , тогда

$$I_0' = (0,38 - 0,4) I_m.$$

Найдем теперь  $P_{a \max}$ , воспользовавшись выражением

$$\begin{aligned} P_{a \max} = P_0 - P_1 &= 0,45 I_m E_a - \xi E_a \frac{I_m}{4} = 0,25 E_a I_m = \\ &= 1,25 P, \end{aligned} \quad (8.30)$$

где для режима  $AB_1$   $\xi = 0,8$ .

Следовательно, в режиме  $AB_1$  наибольшая мощность потерь на аноде примерно равна полезной мощности, отдаваемой лампой, т. е. кпд имеет величину порядка 45—50%.

В режиме  $AB_2$  при значительном заходе в положительную область напряжений на сетке можно получить несколько более высокий кпд — до 60—65% за счет повышения коэффициента использования анодного напряжения до величины порядка  $\xi \approx 0,9$ . В режиме  $AB_2$

$$P_{a \max} \approx (0,55 - 0,6) P_1. \quad (8.31)$$

Для определения анодного напряжения по заданной полезной мощности можно пользоваться той же формулой, что и для режима  $A$

$$E_a = \frac{5 P_1}{I_m}.$$

Выигрыш в полезной мощности при использовании режима  $AB$  по сравнению с режимом  $A$  получается за счет возможности применения более высокого анодного напряжения, которое в режиме  $A$  может оказаться недопустимым с точки зрения норм нагрева анода. Например, для тетрода 6ПЗС в режиме  $A$  предельным по потерям на аноде является режим:  $E_a = 250 - 300$  в,  $I_0 = 70 - 80$  ма. При этом  $P_a \approx 20$  вт =  $P_{a \text{ доп.}}$ . Следовательно, дальнейшее увеличение анодного напряжения в режиме  $A$  недопустимо. В режиме  $AB$  для той же лампы анодное напряжение может быть повышено до 400 в, так как ток покоя в этом режиме меньше, а кпд выше. Это позволяет значительно увеличить полезную мощность, отдаваемую лампой.



В режиме  $AB_1$ , кроме того, увеличение полезной мощности получается за счет большего значения максимального импульса анодного тока  $I_m$ . Например, для тетрода 6ПЗС в режиме  $AB_1$   $I_m = 150$  ма, а в режиме  $AB_2$  значение  $I_m$  может быть увеличено до 250—300 ма, т. е. примерно вдвое.

Последнее обстоятельство позволяет в случае необходимости получить от лампы в режиме  $AB_2$  заданную величину полезной мощности при более низком анодном напряжении.

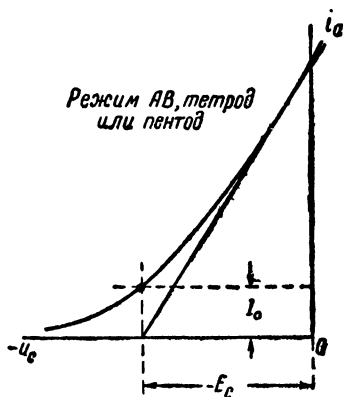


Рис. 8.9. Выбор рабочей точки на характеристике тетрода или пентода для режима  $AB$

Положение рабочей точки на характеристике лампы в режимах  $AB_1$  и  $AB_2$  выбирается (рис. 8.9) таким образом, чтобы отрицательное смещение на сетке было равно равно отрезку, отсекаемому идеализированной характеристикой на оси абсцисс. При этом нелинейные искажения, вносимые двухтактным усилителем, оказываются наименьшими.

Сопротивление нагрузки пентода в двухтактном усилителе, так же как и в режиме  $A$ , целесообразно выбирать из условия получения от лампы максимальной полезной мощности. Для получения наибольшей полезной мощности наклон линии нагрузки следует графически (рис. 8.7) подобрать таким, чтобы произведе-

ние  $U_a I_m$  было максимальным.

Полезная мощность  $P_1$  определяется из обычного выражения

$$P_1 = \frac{U_a I_m}{4}.$$

Сопротивление нагрузки одной лампы .

$$R_a = \frac{U_a}{I_1} = \frac{2 U_a}{I_m}.$$

Сопротивление нагрузки между анодами лампы двухтактной ступени

$$R_{aa} = \frac{4 U_a}{m I_m}. \quad (8.32)$$

Индуктивность рассеяния выходного трансформатора в режиме  $AB$  следует иметь минимальной величины. Определение  $L_s$  из условия заданных частотных искажений в усилителях с пентодами или тетрами не дает удовлетворительных результатов, так как за счет большого  $R_i$  частотные искажения в области верхних частот оказываются весьма малыми. Максимально допустимая величина  $L_s$  в режиме  $AB$ , так же как и в режиме  $B$ , обусловлена нестационарными явлениями, имеющими место в выходном трансфор-

маторе при прохождении через него импульсов анодного тока ламп. Для того чтобы этого вида искажения лежали в пределах норм, рекомендуется иметь величину  $L_2$  не более 0,5% от  $L_1$ .

В режиме АВ отрицательное смещение на сетки ламп должно подаваться, как правило, от постороннего источника—сеточного выпрямителя или батареи. Объясняется это колебаниями среднего значения анодного тока  $I'_0$  в широких пределах в зависимости от амплитуды входного сигнала. Но в некоторых усилителях при работе в режиме АВ<sub>1</sub> допустимо применение схемы автоматического сеточного смещения от анодного тока. При этом необходимо, чтобы величина максимального импульса анодного тока  $I'_m$  не превышала трехкратного значения тока покоя  $I_0$ .

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. В режиме АВ работают обычно пентоды и лучевые тетроды, которые не дают удовлетворительных результатов в режиме В из-за нерезкой отсечки анодного тока (наличия «хвоста» характеристики).

2. За счет большего тока покоя кпд в режиме АВ оказывается ниже, чем в режиме В (порядка 50%).

3. В режиме АВ желательно иметь индуктивность рассеяния выходного трансформатора минимальной величины.

4. Из-за непостоянства анодного тока в режиме АВ желательно применять схему фиксированного смещения.

### 8.5. ПРИМЕР РАСЧЁТА УСИЛИТЕЛЯ В РЕЖИМЕ АВ

**Задание.** Рассчитать оконечный усилитель в режиме АВ<sub>1</sub>, если дано:  $P_{\text{вых}} = 80 \text{ вт}$ ,  $\gamma = 6\%$ ,  $\eta_m = 0,93$ ,  $f_n = 50 \text{ гц}$ ,  $M = 1,25$ ,  $R_n = 180 \text{ ом}$ .

**Решение.**

1. Находим максимальную мощность потерь на аноде ламп одного плеча

$$P_{a \text{ макс}} = \frac{P_{\text{вых}}}{2 \eta_T} = \frac{80}{2 \cdot 0,93} = 43 \text{ вт.}$$

2. Подходящего типа пентода, выдерживающего потери на аноде порядка 45 вт, нет. Поэтому выберем лучевой тетрод 6ПЗС, для которого  $P_{a \text{ доп}} = 20 \text{ вт}$ , и найдем число ламп в плече

$$m > \frac{P'_{a \text{ макс}}}{P_{a \text{ доп}}} = 2,15.$$

Поскольку  $m$  лишь немногим превышает 2, примем  $m = 2$ , а в дальнейшем проверим, насколько это допустимо.

3. Мощность, отдаваемая каждой лампой,

$$P_1 = \frac{P_{\text{вых}}}{2m\eta_T} = \frac{80}{2 \cdot 2 \cdot 0,93} = 21,5 \text{ вт.}$$

#### 4. Определяем ориентировочно напряжение на аноде из формулы

$$E_a \approx \frac{5P_1}{I_m}.$$

Если лампу использовать в режиме  $AB_1$ , то максимальное значение импульса анодного тока  $I_m$ , как это видно из характеристики лампы, не может превышать 200 ма. В этом случае  $E_a = \frac{5 \cdot 21,5}{0,2} = 540$  в.

Такое анодное напряжение для лампы 6ПЗС недопустимо, так как оно превышает  $E_{a \text{ доп}}$ . Для получения заданной мощности с лампы при более низком анодном напряжении целесообразно применить режим  $AB_2$ , что даст возможность увеличить значение  $I_m$ . Определим необходимое значение  $I_m$  из допустимого напряжения на аноде  $E_a$ , которое для данной лампы

равно 400 в,  $I_m = \frac{5P_1}{E_a} = 0,27$  а.

Такой импульс анодного тока может быть получен при  $U_c \text{ макс} = +5$  в, что вполне допустимо.

5. Находим графически (рис. 8.10) наиболее выгодное отрицательное смещение на сетке  $E_c = 30$  в. Отрицательное смещение на сетке должно быть взято от постороннего источника питания (не автоматическое).

6. Амплитуда переменного напряжения на сетке  $U_c = E_c + u_c \text{ макс} = 35$  в.

7. Строим линию нагрузки (рис. 8.11), при которой произведение  $U_a I_m$  — максимально. Из чертежа находим:  $U_a = 340$  в,  $I_m = 260$  ма,  $I_0 = 32$  ма. Полезная мощность, отдаваемая лампой,

$$P_1 = \frac{U_a I_m}{4} = \frac{340 \cdot 0,26}{4} = 22 \text{ вт},$$

что почти точно совпадает с заданной величиной (21,5 вт).

Сопротивление нагрузки между анодами

$$R_{aa} = \frac{4U_a}{mI_m} = \frac{4 \cdot 340}{2 \cdot 0,26} = 2620 \text{ ом}.$$

#### 8. Мощность потерь на аноде лампы в режиме покоя

$$P_{a0} = E_a I_0 = 400 \cdot 32 \cdot 10^{-3} = 12,8 \text{ вт}.$$

Постоянная составляющая тока одной лампы в режиме максимального сигнала

$$I_0' = 0,318 I_m + 0,42 I_0 = 83 + 13 = 96 \text{ ма}.$$

#### 9. Мощность потерь на аноде лампы в режиме максимального сигнала

$$P_{a \text{ макс}} = E_a I_0' - P_1 = 400 \cdot 0,096 - 22 = 15,5 \text{ вт} < P_{a \text{ доп}}.$$

#### 10. Коэффициент нелинейности

$$\gamma = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{x}{x+2}\right)^2 + \left(\frac{2c-a}{a+c}\right)^2} = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{0,2}{2+0,2}\right)^2 + 0,13^2} = 0,08 \text{ или } 8\%.$$

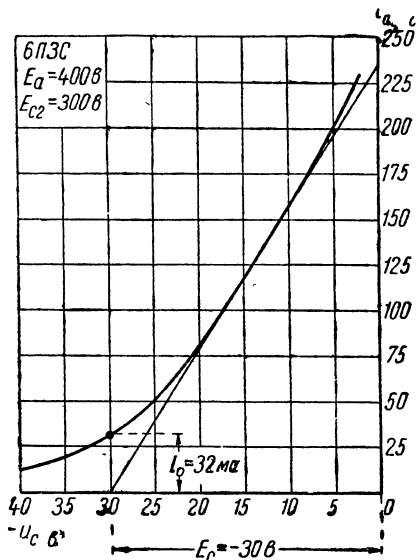


Рис. 8.10. Характеристика лампы 6ПЗС в сеточной системе координат

# 11. Индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$L_1 = \frac{R_{aa}}{\omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}} = \frac{2620}{2\pi 50 \sqrt{1,25^2 - 1}} = 11 \text{ гн.}$$

# 12. Индуктивность рассеяния трансформатора желательно иметь не более

$$L_s \leq 0,5 \cdot 10^{-2} L_1 = 0,055 \text{ гн.}$$

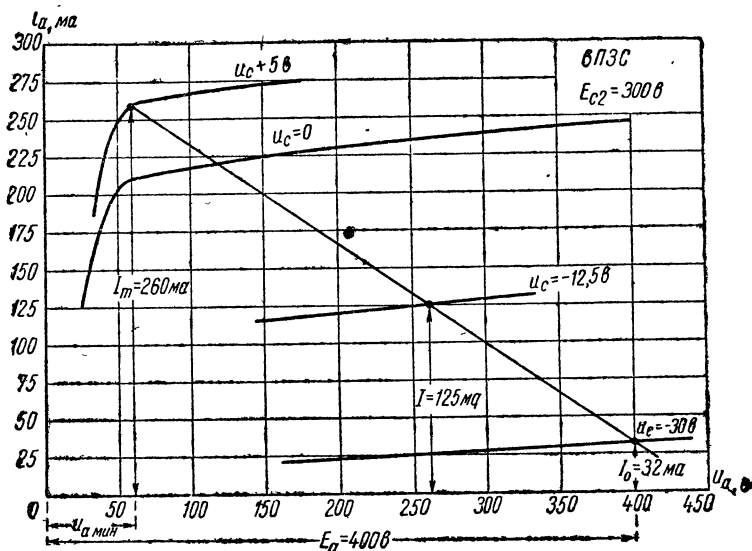


Рис. 8.11. Характеристики лампы 6П3С

# 13. Коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n = \sqrt{\frac{R_n}{R_{aa}}} = \sqrt{\frac{180}{2620}} = 0,26.$$

## 8.6. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ОКОНЕЧНОГО УСИЛИТЕЛЯ НА КОМПЛЕКСНУЮ НАГРУЗКУ

Выше указывалось, что в большинстве случаев сопротивление нагрузки оконечной ступени в области средних частот имеет весьма небольшую реактивную составляющую и может считаться чисто активным.

Рассмотрим особенности работы оконечной ступени для случая, когда реактивной составляющей сопротивления нагрузки пренебречь нельзя, что может иметь место, например, при частотах, близких к крайним значениям полосы пропускания  $f_n$  и  $f_s$ . В этом случае  $\vec{Z}_a = R_a + iX_a$ .

Реактивная составляющая сопротивления нагрузки, кроме влияния на частотную характеристику ступени, может оказать некоторое

влияние на режим работы лампы. Для уменьшения зависимости коэффициента усиления от  $X_a$  рекомендуется в ступенях на левых триодах, работающих без токов, сетки, выбирать значение  $\alpha$  не менее 2—3. В ступенях на пентодах, а также на лампах всех типов, работающих с токами сетки, когда оптимальное значение  $\alpha$  оказывается меньше единицы, частотная характеристика при комплексной нагрузке может быть улучшена за счет включения корректирующей цепи (стр. 102) и особенно за счет применения отрицательной обратной связи.

Реактивная составляющая сопротивления нагрузки может оказывать влияние на следующие показатели, характеризующие режим работы усилителя мощности:

- 1) постоянство выходного напряжения при сбросе нагрузки,
- 2) нелинейные искажения,
- 3) мощность потерь на аноде лампы.

Рассмотрим кратко зависимость каждого из этих показателей от наличия реактивной составляющей в сопротивлении нагрузки.

Замена активной нагрузки на комплексную, имеющую индуктивную составляющую, не ухудшает стабильности выходного напряжения усилителя при сбросе нагрузки, если значение  $\alpha$  неизменно.

Нелинейные искажения ступени при работе в режиме А для данного использования характеристики оказываются примерно одинаковыми при активной и комплексной нагрузках. В режимах с отсечкой тока нелинейные искажения при комплексной нагрузке, как указывалось выше, могут возрасти за счет переходных процессов в анодной цепи.

Максимальная мощность потерь на аноде лампы при замене активной нагрузки на комплексную возрастает при том же значении  $E_a$ . С физической стороны это обстоятельство объясняется тем, что при комплексной нагрузке (если  $|Z_a| = R_a$ ) уменьшается активная мощность, отдаваемая лампой, а мощность, потребляемая от источника питания, остается неизменной.

Формула (8.14) для определения максимальных потерь на аноде лампы в случае комплексной нагрузки принимает вид

$$P_{a \text{ макс}} = \frac{2E_a^2}{9Z_a \cos \varphi}.$$

При работе лампы на комплексную нагрузку максимум мощности потерь на аноде получается при большей амплитуде полезного сигнала, чем в случае активной нагрузки.

Вследствие этого при комплексной нагрузке наибольший нагрев анодов лампы обычно имеет место при максимальной амплитуде полезного сигнала.

Максимальное анодное напряжение, допустимое с точки зрения нагрева анода лампы при комплексном сопротивлении нагрузки, оказывается меньше, чем при активной нагрузке той же величины.

Величина  $E_{a \text{ макс}}$  для режима  $B$  может быть найдена из выражения

$$E_{a \text{ макс}} = 3 \sqrt{\frac{P_{a \text{ доп}} Z_a \cos \varphi}{2}}.$$

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Реактивная составляющая сопротивления нагрузки может вызвать увеличение частотных и нелинейных искажений, вносимых усилителем.

2. При замене активной нагрузки на комплексную ( $|Z_a| = R_a$ ) увеличивается мощность потерь на аноде и ее максимум сдвигается в сторону больших амплитуд сигнала.

### Контрольные вопросы и задачи к гл. 8

1. Каковы преимущества и недостатки режима  $B$  по сравнению с режимом  $A$ ?

2. Чем отличается режим  $AB$  от  $B$ ?

3. Какие лампы обычно работают в режимах  $A$ ,  $AB$ ,  $B$ ?

4. Почему в режиме  $B$  нельзя применять схему автосмещения?

5. Почему в одноктактной схеме усилителя колебаний звуковых частот лампа не используется в режимах  $B$  и  $AB$ ?

6. Как изменится максимальная мощность потерь на аноде лампы в режиме  $B$ , если увеличить величины  $E_a$ ;  $E_c$  и  $U_c$  на 20%?

Ответ. Увеличится на 44 %.

7. Найдите кпд лампы при работе в режиме  $B$ , если  $E_a = 300$  в,  $U_{a \text{ мин}} = 60$  в.

Ответ.  $\eta = 62$  %.

8. Определите коэффициент нагрузки  $\alpha$  для предыдущей задачи.

Ответ.  $\alpha = 4$ .

9. При каких условиях увеличение амплитуды сигнала вызывает уменьшение мощности потерь на аноде?

10. Какие факторы способствуют повышению кпд усилителя?

11. Как определить сопротивление нагрузки для получения максимума полезной мощности в режиме  $B_2$ ?

12. Почему обычно выбирают  $\alpha > \alpha_0$ ?

13. Как определить максимальную мощность потерь на аноде в режиме  $B$ ?

14. Почему с лампы можно получить наибольшую мощность в режиме  $B_2$ ?

15. Каковы особенности определения нелинейных искажений в режиме  $B_2$ ?

16. Почему индуктивность рассеяния выходного трансформатора может вызвать увеличение нелинейных искажений в режиме  $B$ ?

17. Как изменится полезная мощность на выходе усилителя при переводе его из режима  $A$  в режим  $B$ , если величины  $U_c$  и  $R_a$  оставить неизменными?

Ответ. Уменьшается в 4 раза.

18. Как влияет реактивная составляющая сопротивления нагрузки на работу усилителя?

19. Какие факторы лимитируют увеличение напряжения источника анодного питания для усилителя, работающего в режиме  $B$ ?

20. Как изменится максимальная мощность потерь на аноде, если заменить активную нагрузку усилителя на комплексную ( $|Z_a| = R_a$ ) при  $\varphi = 45^\circ$ ?

Ответ. Мощность потерь на аноде увеличится на 41 %.

21. Как влияет реактивная составляющая нагрузки усилителя на максимально допустимую величину анодного напряжения?

## ЦЕПЬ СЕТКИ УСИЛИТЕЛЯ ПРИ РАБОТЕ ЛАМП С СЕТОЧНЫМ ТОКОМ

### 9.1. ВЛИЯНИЕ СЕТОЧНЫХ ТОКОВ НА НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Выше указывалось, что при работе усилителя в режиме с сеточным током ( $AB_2$  и  $B_2$ ) может быть получена с той же лампы большая полезная мощность и увеличен кпд. Эти преимущества часто побуждают использовать режим с токами сетки в выходных ступенях особенно при значительной мощности усилителя. Вместе с этим режим с токами сетки обычно дает большие нелинейные искажения, что является его крупным недостатком.

Если лампа в усилителе работает без сеточных токов, то нелинейные искажения определяются кривизной рабочего участка динамической характеристики лампы, а также нелинейностью кривой намагничивания сердечника выходного трансформатора.

При работе лампы с сеточными токами нелинейные искажения в усилителе в значительной степени зависят от режима работы цепи сетки.

Увеличение нелинейных искажений при появлении сеточных токов объясняется тем, что форма кривой напряжения на сетке в этом случае не соответствует форме кривой эдс входного генератора, если его внутреннее сопротивление не равно нулю.

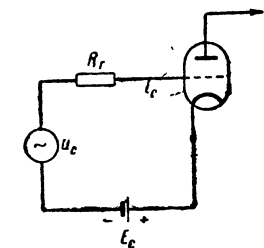


Рис. 9.1. Цепь сетки  
усилительной ступени

Рассмотрим графически влияние тока сетки на нелинейные искажения. Для этого обратимся к схеме рис. 9.1. На этой схеме через  $R_r$  обозначено сопротивление источника входного сигнала (генератора).

Предположим, что эдс генератора синусоидальна и построим для этого случая форму изменения напряжения на сетке при заходе в положительную область сеточного напряжения ( $u_{c \max} > 0$ ).

В течение всего времени, когда напряжение на сетке отрицательно, сеточный ток отсутствует, а закон изменения напряжения на сетке точно соответствует закону изменения эдс генератора

Начиная с момента времени  $t_1$ , после которого напряжение на сетке становится положительным, возникает сеточный ток. Мгновенное значение напряжения на сетке теперь равно разности эдс генератора и падения напряжения на его внутреннем сопротивлении

$$u_c' = u_c - i_c R_r. \quad (9.1)$$

Максимальное значение напряжения на сетке будет равно

$$U_c' = U_c - I_{cm} R_r. \quad (9.2)$$

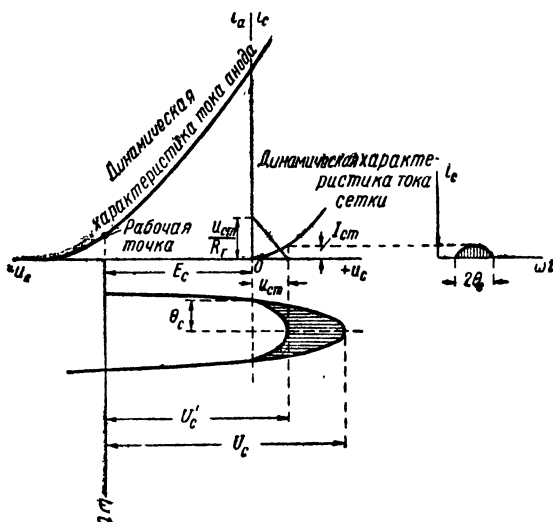


Рис. 9.2. Графики работы лампы при наличии токов сетки

Следовательно, при работе с токами сетки напряжение, поступающее на сетку лампы, будет несинусоидально, даже при синусоидальной форме эдс сигнала (рис. 9.2), т. е. имеют место нелинейные искажения.

Эти искажения будут тем больше, чем больше произведение  $I_c R_r$ . Если сопротивление генератора  $R_r$  уменьшать, то одновременно будут уменьшаться и нелинейные искажения, вносимые сеточной цепью. Однако уменьшение сопротивления  $R_r$  может быть получено только за счет увеличения мощности источника входной эдс (лампы предоконечной ступени). Поэтому получить слишком малую величину  $R_r$  без значительного усложнения усилителя невозможно. Если предположить сопротивление сеточной цепи



равным нулю, что практически не осуществимо, то сеточная цепь не внесла бы дополнительных нелинейных искажений.

Работа лампы с сеточным током используется почти исключительно в экономичных режимах  $B$  и  $AB$ , которые применимы только в двухтактных схемах. Поэтому форма кривой напряжения на сетках, если считать схему симметричной, не содержит четных гармоник и нелинейные искажения сеточной цепи могут быть найдены по рассмотренному выше методу, учитывающему третью гармонику.

Найдем выражения для вычисления нелинейных искажений в сеточной цепи по 3-й гармонике, считая активным сопротивление сеточной цепи. Тогда

$$\gamma_c = \gamma_3 = \frac{U_{c3}}{U_{c1}},$$

здесь  $U_{c3}$  и  $U_{c1}$  — амплитуды третьей и первой гармоник напряжения на сетке.

Для определения  $\gamma_{c3}$  воспользуемся таким выражением

$$\gamma_{c3} = \frac{1}{2} \frac{2U - U_c'}{U + U_c'}. \quad (9.3)$$

Но  $U_c' = U_c - I_{cm} R_r$ . Кроме того, для углов отсечки сеточного тока  $\theta_c$ , не превышающих  $60^\circ$ , что почти всегда имеет место,  $U' = U_c \sin 30^\circ = \frac{U_c}{2}$ . Поэтому

$$\gamma_{c3} = \frac{I_{cm} R_r}{3U_c - 2I_{cm} R_r}. \quad (9.4)$$

Максимальное значение сеточного тока  $I_{cm}$  может быть найдено графически из динамической характеристики, как это показано на рис. 9.2. При отсутствии динамической характеристики сеточного тока, т. е. характеристики, снятой при заданной величине сопротивления анодной нагрузки, можно воспользоваться статической характеристикой, соответствующей минимальному напряжению на аноде  $U_{a \min}$ , так как в момент максимума напряжения на сетке напряжение на аноде минимально.

При работе ламп любого типа с углом отсечки сеточного тока больше  $60^\circ$ , ф-ла (9.4) будет давать несколько преувеличенный результат. Для получения более точного результата лучше пользоваться ф-лой (9.3), а величины  $U_c'$  и  $U$  при этом находить графически.

Величину сопротивления  $R_r$  для трансформаторной схемы сеточной цепи легко найти, пересчитав сопротивление ламп предыдущей ступени во вторичную обмотку сеточного трансформатора по формуле

$$R_r = \frac{n^2}{4} R_{rл}, \quad (9.5)$$

где  $n$  — коэффициент трансформации входного трансформатора,  $R_{лп}$  — внутреннее сопротивление лампы предоконечной ступени.

Чем меньше взят коэффициент трансформации входного трансформатора, тем меньше оказывается сопротивление  $R_f$  и, следовательно, меньше будут нелинейные искажения, обусловленные токами сетки.

В цепи сетки имеются реактивные элементы  $L_s$ ,  $C_{вх}$ , которые являются причиной нестационарных явлений, наблюдающихся в этой цепи при работе лампы с токами сетки. Нестационарные процессы могут вызывать до-

полнительные искажения в усилителе. Для некоторого ослабления нестационарных процессов во вторичную обмотку трансформатора рекомендуется включать омический шунт. Кроме того, особенно важно иметь индуктивность рассеяния входного трансформатора, по возможности, меньшей величины. Необходимо, чтобы на верхней частоте заданной полосы пропускания сопротивление  $\omega_s L_s$  было, по крайней мере, в  $2 \div 3$  раза меньше внутреннего сопротивления лампы, т. е.

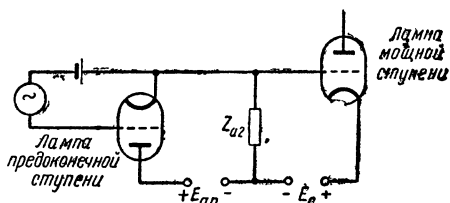


Рис. 9.3. Бестрансформаторная схема предоконечной ступени

Необходимо, чтобы на верхней частоте заданной полосы пропускания сопротивление  $\omega_s L_s$  было, по крайней мере, в  $2 \div 3$  раза меньше внутреннего сопротивления лампы, т. е.

$$L_s < \frac{R_{лп}}{(2 \div 3) \omega_s} \quad (9.6)$$

Чтобы исключить индуктивность рассеяния трансформатора иногда применяется бестрансформаторная схема связи между предоконечной и выходной ступенями усилителя (рис. 9.3). Эта схема позволяет получить меньшие нелинейные искажения, благодаря чему она нашла себе применение в промышленной аппаратуре — усилителях для радиотрансляционных узлов, например, типов ТУ-500 (500 вт) и ТУ-5 (5 вт).

## 9.2. ВЫБОР ЛАМПЫ ПРЕДОКОНЕЧНОЙ СТУПЕНИ

Выше мы установили, что нелинейные искажения, вносимые сеточными токами, уменьшаются одновременно с уменьшением внутреннего сопротивления источника сигнала  $R_f$ . Это обстоятельство делает целесообразным применение в предоконечной ступени ламп, обладающих минимальным внутренним сопротивлением, т. е. триодов, работающих в режиме А. Применение в этом случае пентодов или тетродов дает плохие результаты, так как эти лампы имеют большое внутреннее сопротивление.

Для выбора типа лампы предоконечной ступени необходимо знать ее внутреннее сопротивление  $R_{лп}$ , а также напряжение на ее аноде  $E_{ап}$ .

Величину  $E_{a\Pi}$  можно выразить через амплитуду сигнала на сетке лампы оконечной ступени

$$E_{a\Pi} = \frac{U_{a\Pi}}{\xi_{\Pi}} = \frac{2}{n} \cdot \frac{U_c}{\xi_{\Pi}}.$$

где  $\xi$  — коэффициент использования анодного напряжения лампы предоконечной ступени. Учитывая, что согласно ф-ле (9.5)

$$h = 2 \sqrt{\frac{R_{\Gamma}}{R_{\Pi}}}.$$

находим

$$E_{a\Pi} = \frac{U_c}{\xi_{\Pi}} \cdot \sqrt{\frac{R_{\Pi}}{R_{\Gamma}}}. \quad (9.7)$$

Из ф-лы (9.4) определим  $R_{\Gamma}$  (при  $\gamma_{c3} \ll 1$ )

$$R_{\Gamma} = \frac{3U_c}{I_{cm}} \gamma_{c3}.$$

Подставив  $R_{\Gamma}$  в ф-лу (9.7), получим

$$E_{a\Pi} = \frac{1}{\xi_{\Pi}} \sqrt{\frac{U_c R_{\Pi} I_{cm}}{3\gamma_{c3}}} \quad (9.8)$$

или

$$\frac{E_{a\Pi}^2}{R_{\Pi}} = \frac{U_c I_{cm}}{3\gamma_{c3} \xi_{\Pi}^2}. \quad (9.9)$$

Полученная формула позволяет выбрать тип лампы для предоконечной ступени. Величины максимального напряжения и тока в цепи сетки ламп мощной ступени при расчете должны быть известны. Нелинейные искажения для сеточной цепи также бывают заданы; если эта величина не известна, то можно взять ее в пределах от  $\frac{1}{2}$  до  $\frac{2}{3}$  коэффициента нелинейности анодной цепи мощного усилителя. Коэффициент использования анодного напряжения  $\xi_{\Pi}$  следует взять порядка 0,5—0,6. Если в каждом плече оконечной ступени работает  $m$  ламп, то правую часть выражения (9.9) следует умножить на  $m$ . Определив из ф-лы (9.9) значение  $\frac{E_{a\Pi}^2}{R_{\Pi}}$ , из справочника выбираем лампу, для которой величина  $\frac{E_a^2}{R_i}$  не меньше значения, полученного из ф-лы (9.9).

В табл. 9.1 даны значения  $\frac{E_a^2}{R_i}$  для некоторых типов триодов, пригодных для использования в предоконечной ступени.

Таблица 9.1

Тип лампы	$E_a$ в	$R_i$ ом	$\mu$	$S$ ма/в	$P_a$ доп вт	$\frac{E_a^2}{R_i}$ , вт
6С6Б	250	5000	25	5	1,2	12,5
6Н1П	300	7800	35	4,5	2,2	11,5
6Н8С	330	8000	20	2,5	2,75	13,6
6Н12С	300	2830	17	6	4,2	31,8
6Н7С	300	16000	32	2	5,5	5,6
6Н5С	250	460	3,1	6,7	13	135
6С4С	360	800	4	5	15	160
6П3С	400	1500	7,5	5	20	106
(триодное включение) М-457	750	1500	9	6	50	375

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Сеточный ток лампы вызывает рост нелинейных искажений в усилителе за счет срезания вертушек кривой сеточного напряжения.

2. Нелинейные искажения в цепи сетки пропорциональны сопротивлению источника сигнала, включенного в эту цепь. Опасно увеличение не только активного сопротивления, но особенно реактивного сопротивления индуктивности рассеяния входного трансформатора.

3. В целях снижения искажений применяют схему бестрансформаторной связи с предоконечной ступенью.

4. При наличии трансформатора в сеточной цепи искажения уменьшаются с понижением коэффициента трансформации  $n$ .

5. Предоконечная ступень работает в режиме усиления мощности. Мощность, которую должна отдать лампа предоконечной ступени, пропорциональна амплитудам тока и напряжения в цепи сетки и обратно пропорциональна допустимой величине нелинейных искажений.

### 9.3 ПРИМЕР РАСЧЕТА ПРЕДОКОНЕЧНОЙ СТУПЕНИ

**Задание.** Рассчитать предоконечную ступень к двухтактному усилителю с 4 лампами 6П3С при  $U_c = 40$  в  $\gamma_{сз} = 3 \cdot 10^{-2}$ .

**Решение**

1. По динамической характеристике сеточного тока лампы 6П3С (рис. 9.4) находим для  $m=2$  и  $u_{с макс} = 10$  в

$$I_{cm} = 2 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 8 \cdot 10^{-3} \text{ а.}$$

2. Для выбора типа лампы определяем из ф-лы (9.9) величину  $\frac{E_{a\Pi}^2}{R_{i\Pi}}$ , задавшись  $\xi_{\Pi} = 0,6$

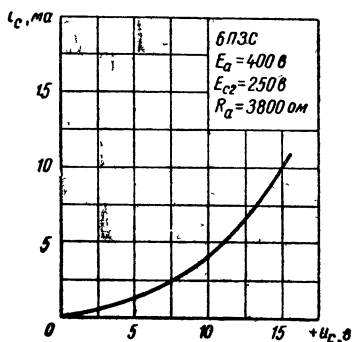
$$\frac{E_{a\Pi}^2}{R_{i\Pi}} = \frac{40 \cdot 8 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 3 \cdot 10^{-2} \cdot 0,36} = 10.$$

3. Из табл. 9.1 видно, что подходящим типом лампы является двойной триод 6Н7С при параллельном включении электродов. Величину анодного напряжения  $E_{a\Pi}$  принимаем равной 300 в.

4. Находим сопротивление сеточной цепи

$$R_{\Gamma} = \frac{3U_c}{I_{cm}} \cdot \gamma_{c3} = \frac{3 \cdot 40}{8 \cdot 10^{-3}} \cdot 3 \cdot 10^{-2} = 450 \text{ ом}.$$

5 Коэффициент трансформаций сеточного трансформатора



$$n = \frac{w_2}{w_1} = 2 \cdot \sqrt{\frac{R_{\Gamma}}{R_{i\Pi}}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{450}{7500}} = 0,49.$$

6 Для определения сопротивления шунта во вторичной обмотке сеточного трансформатора задаемся коэффициентом нагрузки предоконечной ступени  $a_{\Pi} = 4$ , тогда

$$R_{ш} = \frac{a_{\Pi}^2 R_{i\Pi}}{2} = \frac{4 \cdot 0,49^2 \cdot 7,5 \cdot 10^3}{2} = 3600 \text{ ом}$$

Рис. 9.4. Характеристика сеточного тока лампы 6Н7С

в каждой половине вторичной обмотки.

## Контрольные вопросы и задачи к гл. 9

1. Какие преимущества дает работа лампы в режиме с токами сетки?  
2. Почему в режиме с токами сетки лампа вносит большие нелинейные искажения?

3. При каких условиях сеточный ток не увеличивает нелинейных искажений усилителя?

О т в е т: а) при сопротивлении в цепи сетки, равном нулю ( $R_{\Gamma} = 0$ );

б) в двухтактной схеме, если  $\theta_{c3} = 90^\circ$  и характеристика сеточного тока линейна.

4. На сколько процентов напряжение в цепи сетки меньше, чем эдс, если  $\gamma_{c3} = 5\%$ ?

О т в е т. На 14%.

5. Как влияет коэффициент трансформации сеточного трансформатора на нелинейные искажения, обусловленные сеточным током?

6. Почему индуктивность рассеяния сеточного трансформатора увеличивает нелинейные искажения при наличии токов сетки?

7. Какие требования предъявляются к лампе предоконечной ступени?

8. В чем состоят основные особенности бестрансформаторной схемы связи между предоконечной и выходной ступенями усилителя?

## ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

### 10.1. СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В усилителях очень часто напряжение из выходной цепи воздействует на входную цепь, образуя так называемую обратную связь. Принципиальная схема обратной связи показана на рис. 10.1.

Обратная связь может быть искусственной, созданной для улучшения различных свойств усилителя, а также паразитной, возникающей за счет нежелательного влияния выходных цепей усилителя на его входные цепи. Обратные связи любого вида могут существенно влиять на свойства усилителя. Паразитная обратная связь может значительно ухудшать работу усилителя, а в некоторых случаях может сделать невозможным его использование из-за возникновения в нем паразитных колебаний.

Правильно выбранная искусственная обратная связь может в значительной степени улучшить все основные показатели усилителя. Ниже рассматриваются основные виды обратных связей и их влияние на работу усилительных устройств.

Свойства усилителя с обратной связью зависят от фазы напряжения, попадающего с выхода усилителя на его вход, т. е. фазы напряжения обратной связи. Если фаза этого напряжения такова, что в результате введения обратной связи напряжение на входе усилителя возрастает, то обратная связь называется *положительной*. Если в результате введения обратной связи входное напряжение уменьшается, то связь называется *отрицательной*.

В усилительной технике практически применяется почти исключительно отрицательная обратная связь, которая способствует улучшению качественных показателей усилительных устройств.

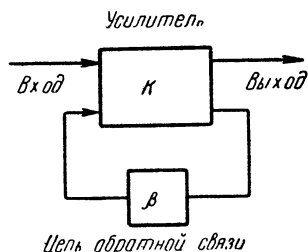


Рис. 10.1. Схема усилителя с обратной связью

Положительная обратная связь применяется главным образом в генераторах электрических колебаний.

Использование отрицательной обратной связи в усилителях дает возможность уменьшить искажения всех видов, возникающие в участке схемы, охваченном цепью обратной связи. Особенно большое значение имеет возможность уменьшения за счет отрицательной обратной связи нелинейных искажений в усилителях мощности, что позволяет улучшить использование ламп, повысить кпд и полезную мощность на выходе усилителя. Кроме этого, применение отрицательной обратной связи позволяет:

1) уменьшить различного рода посторонние колебания (помехи) в усилителе, действующие не со стороны входа усилителя (например, возникающие за счет воздействия посторонних магнитных и электрических полей, пульсаций источников питания и т. д.),

2) повысить стабильность коэффициента усиления, т. е. уменьшить зависимость  $K$  от питающих напряжений, непостоянства параметров ламп, изменений сопротивлений нагрузок и пр.

К числу недостатков усилителей с отрицательной обратной связью следует отнести снижение коэффициента усиления и возможность появления паразитной генерации при неправильном выборе схемы и величины обратной связи. Однако эти недостатки обычно перекрываются перечисленными выше преимуществами. Поэтому схемы усилителей с отрицательной обратной связью в настоящее время получили широкое распространение.

## 10.2. КЛАССИФИКАЦИЯ СХЕМ ПОДАЧИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Существует большое количество схем подачи искусственной обратной связи. Возможности возникновения паразитных обратных связей в усилителях также разнообразны.

Схемы обратных связей, как искусственных, так и паразитных, можно классифицировать по следующим признакам:

1) по способу получения напряжения обратной связи с выхода усилителя,

2) по методу подачи напряжения обратной связи на вход усилителя.

По первому признаку различают связь по напряжению (рис. 10.2), когда напряжение обратной связи  $U_{\beta}$  пропорционально напряжению на выходе, и связь по току, когда напряжение  $U_{\beta}$  пропорционально току в выходной цепи усилителя (рис. 10.3). Кроме того, возможна смешанная связь, являющаяся комбинацией обратной связи по напряжению и по току.

Независимо от способа получения напряжения обратной связи с выхода усилителя оно может быть подано на вход последовательно или параллельно.

В первом случае схемы обратной связи называются последовательными (рис. 10.4), во втором случае — параллельными (рис. 10.5).

Кроме того, известны более сложные схемы обратной связи: балансные и дифференциальные, которые существенно отличаются от перечисленных выше простых схем.

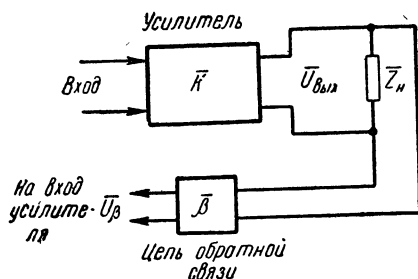


Рис. 10.2. Схема обратной связи по напряжению

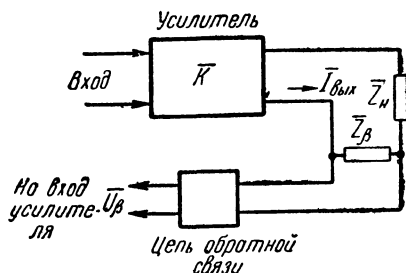


Рис. 10.3. Схема обратной связи по току

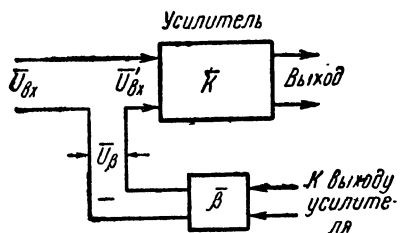


Рис. 10.4. Схема последовательной обратной связи

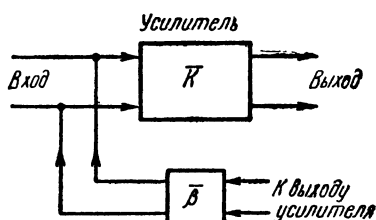


Рис. 10.5. Схема параллельной обратной связи

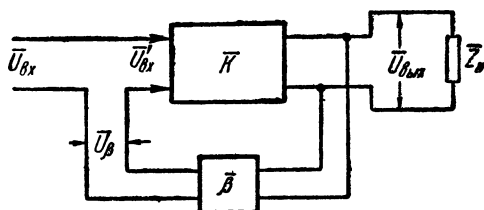


Рис. 10.6. Схема последовательной обратной связи по напряжению

Из всего многообразия схем обратной связи наибольшее практическое применение имеет последовательная схема обратной связи по напряжению (рис. 10.6), которой в дальнейшем и уделяется наибольшее внимание.



### 10.3. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ВХОДНОЕ И ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ УСИЛИТЕЛЯ

Входное сопротивление усилителя или его отдельной ступени оказывает существенное влияние на его свойства. Например, изменение емкостного входного сопротивления ламп в зависимости от частоты является одной из основных причин частотных искажений в области верхних частот.

Введение обратной связи может значительно изменить величину и характер входного сопротивления усилителя, которое зависит от вида схемы обратной связи (последовательная или параллельная), а также от ее знака. Рассмотрим вначале влияние последовательной обратной связи (рис. 10.4) на входное сопротивление усилителя. Входное сопротивление усилителя определяется отношением входного напряжения к току, протекающему во входной цепи

$$\bar{Z}_{\text{вх}} = \frac{\bar{U}_{\text{вх}}}{\bar{I}_{\text{вх}}}. \quad (10.1)$$

При введении обратной связи положительного знака напряжение на входе  $\bar{U}'_{\text{вх}}$  равно сумме напряжений  $\bar{U}_{\text{вх}}$  и  $\bar{U}_{\beta}$ ,

$$\bar{U}'_{\text{вх}} = \bar{U}_{\text{вх}} + \bar{U}_{\beta},$$

где

$$\bar{U}_{\beta} = \bar{\beta} \bar{U}_{\text{вых}} = \bar{K} \bar{\beta} \bar{U}_{\text{вх}},$$

$\bar{\beta}$  — коэффициент передачи цепи обратной связи, показывающий, в каком соотношении напряжение обратной связи находится с выходным напряжением усилителя ( $\bar{\beta} = \frac{\bar{U}_{\beta}}{\bar{U}_{\text{вых}}}$ ).

Отсюда

$$\bar{U}_{\text{вх}} = \bar{U}'_{\text{вх}} (1 - \bar{K} \bar{\beta}).$$

Найдем входное сопротивление усилителя с учетом действия цепи обратной связи

$$\bar{Z}_{\text{вх}} = \frac{\bar{U}_{\text{вх}}}{\bar{I}_{\text{вх}}} = \frac{\bar{U}'_{\text{вх}}}{\bar{I}_{\text{вх}}} (1 - \bar{K} \bar{\beta}) = \bar{Z}_{\text{вх}} (1 - \bar{K} \bar{\beta}), \quad (10.2)$$

где  $\bar{Z}_{\text{вх}}$  — входное сопротивление усилителя без обратной связи.

Величина  $\bar{K} \bar{\beta}$ , называемая фактором обратной связи, существенно влияет на все основные показатели усилителя.

Из выражения (10.2) видно, что при введении последовательной отрицательной обратной связи, когда  $\bar{K} \bar{\beta}$  — отрицательно, входное сопротивление усилителя возрастает, что обычно благоприятно сказывается на его работе.

С физической точки зрения рост входного сопротивления в рассмотренном случае объясняется уменьшением тока во входной цепи, так как из входного сигнала  $\bar{U}_{ex}$  вычитается напряжение обратной связи.

Входное сопротивление усилителя при параллельной обратной связи можно найти из следующего выражения

$$\bar{Z}_{ex}' = \frac{\bar{U}_{ex}}{\bar{I}_{ex} + \bar{I}_{\beta}},$$

где  $\bar{I}_{ex} = \frac{\bar{U}_{ex}}{\bar{Z}_{ex}}$  — ток входной цепи,  $\bar{I}_{\beta} = \frac{\bar{U}_{ex} - \bar{U}_{\beta}}{\bar{Z}_{\beta}} = \frac{\bar{U}_{ex}}{\bar{Z}_{\beta}} (1 - \bar{K}\bar{\beta})$  — ток в цепи обратной связи.

Следовательно,

$$\bar{Z}_{ex}' = \frac{1}{\frac{1}{\bar{Z}_{ex}} + \frac{1 - \bar{K}\bar{\beta}}{\bar{Z}_{\beta}}}. \quad (10.3)$$

Если параллельная связь имеет отрицательный знак, то входное сопротивление усилителя уменьшается.

Всякий усилитель со стороны выхода можно рассматривать как генератор (источник) электрических колебаний усиливаемого сигнала. Подобно любому источнику тока усилитель характеризуется некоторым выходным или внутренним сопротивлением  $Z_{вых}$ , зависящим от схемы выходной ступени, а также режима и типа работающих в нем ламп. На средних частотах выходное сопротивление усилителя можно считать чисто активным и равным  $R_{вых}$ .

Величина выходного сопротивления усилителя оказывает существенное влияние на его свойства. Изменения выходного напряжения усилителя при колебаниях сопротивления нагрузки, обусловленных любыми причинами, зависят от величины выходного сопротивления. Если изменения сопротивления нагрузки вызваны ее реактивным характером и связаны с изменением частоты, то за счет таких изменений возникают дополнительные частотные искажения. Колебания сопротивления нагрузки за счет других причин вызывают нестабильность выходного напряжения усилителя, что представляет собой частный случай нестабильности его усиления.

Выходное сопротивление усилителя связано с коэффициентом сброса нагрузки  $H$ . С увеличением выходного сопротивления коэффициент сброса нагрузки, характеризующий непостоянство выходного напряжения усилителя, возрастает.

Рассмотрим влияние обратной связи на выходное сопротивление усилителя. Изменение выходного сопротивления при введении обратной связи зависит от схемы получения напряжения обратной связи (по току или по напряжению) и от знака обратной связи.

При отрицательной обратной связи по напряжению или положительной по току выходное сопротивление усилителя уменьшается.

При положительной обратной связи по напряжению или отрицательной по току выходное сопротивление усилителя увеличивается. Следовательно, введение отрицательной обратной связи по напряжению уменьшает коэффициент сброса нагрузки, т. е. стабилизирует выходное напряжение усилителя, что служит ее важным преимуществом.

Увеличение выходного сопротивления для многих случаев применения усилителей весьма нежелательно, поэтому отрицательная обратная связь по току используется редко. Однако с такой связью часто приходится сталкиваться при рассмотрении паразитных связей в усилителях. Например, наиболее распространенный способ подачи постоянного отрицательного смещения на сетки лампы — автоматическое смещение анодного тока — вызывает появление паразитной отрицательной связи по току между анодной и сеточной цепями лампы данной ступени.

Положительная связь как по току, так и по напряжению в усилителях не нашла себе практического применения из-за ухудшения качественных показателей и опасности возникновения собственных колебаний в усилителе (паразитной генерации).

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Применение отрицательной обратной связи позволяет улучшить основные показатели усилителя — снизить искажения всех видов, уменьшить внутренние помехи и повысить стабильность усиления. Одновременно с этим для большинства схем усилителей с обратной связью снижается коэффициент усиления.

2. Наибольшее практическое применение находит схема последовательной отрицательной обратной связи по напряжению, которая позволяет увеличить входное сопротивление и снизить выходное сопротивление усилителя.

### 10.4. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ И ИСКАЖЕНИЯ

Введение обратной связи в усилитель для рассмотренных выше схем связи вызывает изменение его коэффициента усиления.

Если применить последовательную обратную связь и считать усилитель линейной системой, то напряжение на выходе будет равно

$$\bar{U}'_{\text{вых}} = \bar{U}_{\text{вых}} + \bar{K}\bar{\beta}\bar{U}'_{\text{вых}}. \quad (10.4)$$

Разделив обе части выражения (10.4) на  $\bar{U}_{\text{вх}}$ , находим

$$\frac{\bar{U}'_{\text{вых}}}{\bar{U}_{\text{вх}}} = \frac{\bar{U}_{\text{вых}}}{\bar{U}_{\text{вх}}} + \bar{K}\bar{\beta} \frac{\bar{U}'_{\text{вых}}}{\bar{U}_{\text{вх}}}, \quad (10.5)$$

но  $\bar{U}'_{\text{вых}}/\bar{U}_{\text{вх}} = \bar{K}'$  — коэффициент усиления при наличии обратной связи

$\bar{U}_{\text{вых}}/\bar{U}_{\text{вх}} = K$  — коэффициент усиления без обратной связи.  
Следовательно,

$$\bar{K}' = \bar{K} + \bar{K}\bar{\beta}\bar{K}',$$

откуда

$$\boxed{K' = \frac{\bar{K}}{1 - \bar{K}\bar{\beta}}} \quad (10.6)$$

Если обратная связь положительна, то  $K' > K$ , т. е. усиление возрастает, если применяется отрицательная обратная связь, то  $K' < K$ , следовательно, усиление уменьшается.

Нужно иметь в виду, что один и тот же усилитель на одних частотах может иметь отрицательную связь, на других частотах за счет изменения модуля и фазы  $\bar{K}\bar{\beta}$  связь может стать положительной. Это обстоятельство имеет большое значение для работы усилителей с обратной связью, так как изменение знака связи существенно влияет на частотно-фазовые характеристики усилителя, а в ряде случаев даже вызывает в нем генерацию.

Часто на практике особенно важное значение имеет стабильность коэффициента усиления (например, в измерительных усилителях), поэтому представляет интерес рассмотреть влияние на нее обратной связи. Если обратная связь отрицательна ( $\beta < 0$ ), то коэффициент усиления при отсутствии влияния реактивных элементов в усилителе и в цепи обратной связи ( $K$  и  $\beta$  действительны) равен

$$K' = \frac{K}{1 + K\beta}.$$

Предположим, что усиление без обратной связи изменилось на величину  $\Delta K$ , тогда

$$K' = \frac{K + \Delta K}{1 + (K + \Delta K)\beta}. \quad (10.7)$$

Из последнего выражения следует, что усиление при наличии обратной связи изменится в меньшей степени, так как одновременно изменяются числитель и знаменатель этого выражения. Пусть, например,  $K = 100$ ,  $\beta = 0,1$  и усиление  $K$  изменилось на 10%. Найдем, на сколько изменится усиление системы с отрицательной обратной связью

$$K' = \frac{100}{1 + 100 \cdot 0,1} = 9,1,$$

$$K' + \Delta K' = \frac{100 + 10}{1 + (100 + 10) 0,1} = 9,16.$$

Следовательно, усиление  $K'$  изменилось менее чем на 1%.

С физической стороны стабилизация усиления при введении отрицательной обратной связи объясняется следующим образом. Если за счет каких-либо причин усиление изменилось на величину  $\Delta K$ , то напряжение обратной связи изменится на соответствующую величину  $\Delta u_{\text{б}}$ , причем, если усиление возросло, то возрастает напряжение обратной связи, что вызовет уменьшение входного напряжения, если усиление упало, то уменьшится напряжение обратной связи, что вызовет увеличение входного напряжения. Таким образом, отрицательная обратная связь всегда будет уменьшать изменения коэффициента усиления.

Обратная связь оказывает существенное влияние на различные составляющие выходного напряжения, возникающие в данном усилителе, в том числе на гармоники, обусловленные нелинейностью усилителя, а также различного рода внутренние помехи (шумы, фон и т. д.). Количественное влияние обратной связи на перечисленные факторы определяется величиной и знаком обратной связи.

Рассмотрим влияние обратной связи на нелинейные искажения. Если в усилителе возникают нелинейные искажения, то с его выхода на вход через цепь обратной связи будет подаваться не только напряжение основной частоты (полезного сигнала), но и гармоники, возникающие в данном усилителе. Если обратная связь имеет отрицательный знак, то фазы всех гармоник, поступающих из цепи обратной связи на вход, будут такими, что на выходе напряжение этих гармоник будет ослаблено. При положительной обратной связи напряжение гармоник увеличится.

Следовательно, в результате введения отрицательной обратной связи напряжение всех составляющих на выходе усилителя, в том числе всех гармоник и помех, возникающих в усилителе, будет ослаблено. Однако напряжение полезного сигнала на выходе может быть доведено до прежнего уровня путем соответствующего увеличения напряжения этого сигнала на входе. В этом случае соотношение между полезной и вредными составляющими будет улучшено, т. е. нелинейные искажения усилителя уменьшатся при сохранении неизменной амплитуды полезного сигнала на выходе.

Подобным же образом введение отрицательной обратной связи уменьшает на выходе напряжение составляющих различного рода помех, возникающих в усилителе (например за счет пульсаций источников питания).

Следует иметь в виду, что при помощи обратной связи нельзя уменьшить относительную величину напряжения каких-либо нежелательных составляющих, если они возникают в звене усилителя, не входящем в цепь обратной связи. Так, например, помехи, возникающие в усилителе  $K_1$  (рис. 10.7), не могут быть уменьшены при помощи обратной связи, а помехи, возникающие в усилителе  $K_2$ , могут быть ослаблены пропорционально величине введенной отрицательной обратной связи.

Недостатком большинства схем отрицательной обратной связи является падение чувствительности усилителя, что вызывает необходимость для сохранения неизменной амплитуды полезного сигнала на выходе увеличивать напряжение сигнала на входе пропорционально снижению нелинейных искажений и помех в усилителе.

Одним из важнейших показателей усилителя является отношение напряжения полезного сигнала на выходе к напряжению собственных шумов усилителя. Эта величина, как известно, определяется в значительной степени флуктуациями анодного тока первой лампы усилителя. Введение обратной связи в большинстве случаев не позволяет увеличить отношение  $\frac{u_c}{u_{ш}}$ , так как необходи-

мое для восстановления требуемого напряжения на выходе дополнительное усиление, вводимое в усилитель в любом из его звеньев, неизбежно увеличивает уровень собственных шумов.

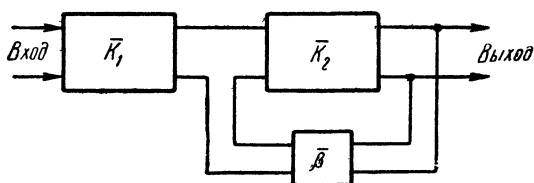


Рис. 10.7. Схема усилителя с обратной связью

Для количественной оценки влияния обратной связи на помехи и нелинейные искажения в усилителе введем следующие обозначения:

$U_\gamma$  — напряжение гармоник, обусловленных нелинейностью в усилителе без обратной связи;

$U_\gamma'$  — то же напряжение при наличии обратной связи;

$U_\Pi$  — напряжение помех, возникающих в данном усилителе, без обратной связи (за исключением шумов лампы первой ступени);

$U_\Pi'$  — то же напряжение при наличии обратной связи.

Вследствие того, что при малых амплитудах колебаний система может считаться в первом приближении линейной, можно воспользоваться принципом суперпозиции. на основании которого для усилителя с обратной связью составим следующие соотношения:

$$U_\gamma' = U_\gamma + \bar{K}\beta U_\gamma',$$

$$U_\Pi' = U_\Pi + \bar{K}\beta U_\Pi',$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} U_\gamma' &= \frac{U_\gamma}{|1 - \bar{K}\beta|} \\ U_\Pi' &= \frac{U_\Pi}{|1 - \bar{K}\beta|} \end{aligned} \right\} \quad (10.8)$$

Следует иметь в виду, что при отрицательной обратной связи  $|1 - \bar{K}\bar{\beta}|$  — величина, большая единицы.

Благодаря тому, что напряжение гармоник уменьшилось в  $|1 - \bar{K}\bar{\beta}|$  раз, а амплитуда полезного сигнала за счет соответствующего увеличения входного напряжения осталась неизменной, коэффициент нелинейности, очевидно, уменьшится также в  $|1 - \bar{K}\bar{\beta}|$  раз.

Следовательно,

$$\gamma' = \frac{\gamma}{|1 - \bar{K}\bar{\beta}|}. \quad (10.9)$$

Во столько же раз уменьшится напряжение помех, возникающих в усилителе, например за счет пульсаций питающих напряжений, воздействия внешних мешающих полей и т. д.

Из приведенных соотношений видно, что улучшение качественных показателей усилителя, так же как и снижение его усиления, происходит пропорционально величине  $A = |1 - \bar{K}\bar{\beta}|$ , которую принято называть глубиной обратной связи.

Найдем модуль величины  $A$

$$A = |1 - \bar{K}\bar{\beta}| = |1 - K\beta e^{i\varphi_0}| = \sqrt{1 - 2K\beta \cos \varphi_0 + (K\beta)^2}, \quad (10.10)$$

где  $\varphi_0 = \varphi + \varphi_\beta$  — общий угол сдвига фаз, вносимый усилителем и цепью обратной связи.

Если  $\cos \varphi_0 < \frac{1}{2} K\beta$ , то  $A > 1$  (связь отрицательна). Искажения и помехи в этом случае за счет введения обратной связи уменьшаются.

Если  $\cos \varphi_0 > \frac{1}{2} K\beta$ , то  $A < 1$  (связь положительна). При этом искажения и помехи за счет обратной связи увеличатся.

Вследствие того, что в пределах рабочего диапазона частот величина  $\frac{K\beta}{\cos \varphi_0}$  может принимать различные значения, возможно, что в усилителе с обратной связью одни составляющие помех и искажений будут уменьшаться, а другие — возрастать. Наиболее опасными участками рабочего диапазона частот, на которых возможен переход отрицательной связи в положительную, являются частоты, близкие к границам полосы пропускания  $f_n$  и  $f_0$ . Поэтому в усилителях с обратной связью рекомендуется делать проверку величины  $A$  на частотах порядка  $f_n$  и  $f_0$ . Чем меньше фазовые сдвиги в усилителе и чем меньше в нем частотные искажения, тем менее вероятно изменение знака обратной связи вблизи границ полосы пропускания.

Следует отметить, что уменьшение коэффициента нелинейности усилителя в  $A$  раз происходит лишь при относительно малых нелинейных искажениях ( $\gamma < 10-15\%$ ), когда система имеет малые отклонения от линейности.

При значительной нелинейности, т. е. при больших значениях  $\gamma$ , эффективность действия обратной связи резко ухудшается и фактическая компенсация вредных гармоник получается меньшей, чем расчетная. Возможны случаи, когда при большой нелинейности в усилителе отрицательная обратная связь не будет уменьшать нелинейные искажения.

Например, форма кривой выходного напряжения с плоской вершиной, получаемая за счет тока насыщения лампы или за счет ограничения в цепи сетки, не может быть исправлена путем введения обратной связи.

Благодаря уменьшению нелинейных искажений в усилителях с отрицательной обратной связью, как указывалось выше, появляется возможность значительно расширить степень использования характеристик ламп, работая в режиме  $B$ , с сеточными токами и т. д. Это позволяет намного поднять полезную мощность на выходе и коэффициент полезного действия усилителей, не выходя за рамки допустимого значения коэффициента нелинейных искажений. Это является одним из важнейших преимуществ усилителей с отрицательной обратной связью и имеет особенно большое значение для мощных ступеней усиления колебаний звуковых частот.

Выше было установлено, что введение обратной связи изменяет модуль и фазу коэффициента усиления, а следовательно, влияет на частотно-фазовые характеристики усилителя.

Из общего выражения (10.6) для коэффициента усиления усилителя с обратной связью видно, что оно зависит от параметров усилителя и от параметров цепи обратной связи. Это позволяет, подбирая соответственно частотную характеристику цепи обратной связи  $\beta$ , получать весьма разнообразные частотные характеристики усилителя. Но если, как обычно бывает на практике, частотная характеристика цепи обратной связи прямолинейна, т. е. если  $\beta$  не зависит от частоты, то также можно, применяя отрицательную обратную связь, значительно уменьшить частотные искажения в усилителе.

С физической точки зрения спрямление частотной характеристики ступени с отрицательной обратной связью объясняется следующим образом. Если на какой-либо частоте коэффициент усиления  $K$  уменьшается, то одновременно уменьшается и напряжение обратной связи, подаваемое в противофазе к основному напряжению на вход. Это влечет за собой увеличение суммарного напряжения на входе, вследствие чего напряжение на выходе усилителя уменьшается в меньшей степени. При наличии подъема частотной характеристики (увеличение  $K$ ) наблюдается обратная картина.

Очевидно, что применение отрицательной обратной связи одновременно с уменьшением частотных искажений снижает усиление на средних частотах<sup>1</sup>. Это утверждение справедливо только при

<sup>1</sup>) Существуют специальные схемы подачи обратной связи, в которых путем усложнения схемы уменьшения усиления на средних частотах удается избежать.



неизменных параметрах схемы. Если же, применяя отрицательную связь, например, в двухступенном усилителе, увеличить сопротивление анодных нагрузок ламп, то коэффициент усиления при заданных частотных искажениях может быть даже увеличен. Поэтому применение отрицательной обратной связи рационально в ряде случаев и в усилителях напряжения.

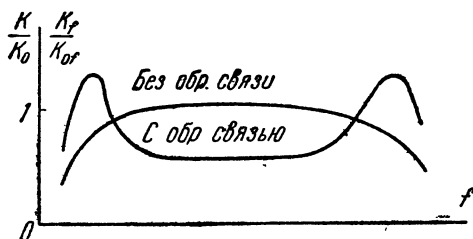


Рис. 10.8. Частотные характеристики с обратной связью

В многоступенных усилителях за счет изменения знака обратной связи на крайних частотах частотная характеристика может иметь подъемы даже в том случае, когда усилитель до введения обратной связи имел характеристику с западанием на этих частотах, как это показано на рис. 10.8.

Выведем уравнения частотной и фазовой характеристик в общем виде для усилителя с обратной связью по напряжению. Эти уравнения удобно иметь в виде зависимостей коэффициента частотных искажений усилителя с обратной связью  $M'$  от коэффициента частотных искажений того же усилителя без обратной связи  $M$  и угла сдвига фаз при наличии обратной связи  $\varphi'$  от угла сдвига фаз, вносимого усилителем без обратной связи  $\varphi$ .

Подставим в выражение (10.6) значения  $\bar{K}$  и  $\bar{\beta}$  в виде

$$\bar{K} = \frac{K_0}{M} (\cos \varphi + i \sin \varphi),$$

$$\bar{\beta} = \frac{\beta_0}{M_\beta} (\cos \varphi_\beta + i \sin \varphi_\beta),$$

где  $M_\beta$  и  $\varphi_\beta$  — соответственно коэффициент частотных искажений и угол сдвига фаз в цепи обратной связи. В результате подстановки после простых преобразований получим

$$\bar{K}' = \frac{K_0}{\frac{M}{\cos \varphi + i \sin \varphi} + \frac{K_0 \beta_0}{M_\beta} (\cos \varphi_\beta + i \sin \varphi_\beta)}.$$

Отсюда находим модуль коэффициента усиления  $K'$  и тангенс угла сдвига фаз усилителя с обратной связью

$$K' = \frac{K_0}{\sqrt{\left(M \cos \varphi - \frac{K_0 \beta_0}{M_\beta} \cos \varphi_\beta\right)^2 + \left(\frac{K_0 \beta_0}{M_\beta} \sin \varphi_\beta + M \sin \varphi\right)^2}}, \quad (10.11)$$

$$\operatorname{tg} \varphi' = \frac{M M_\beta \sin \varphi + K_0 \beta_0 \sin \varphi_\beta}{M M_\beta \cos \varphi - K_0 \beta_0 \cos \varphi_\beta}. \quad (10.12)$$

Последнее выражение является уравнением фазовой характеристики усилителя с обратной связью.

После раскрытия скобок и приведения подобных членов в знаменателе выражения (10, 11) оно может быть приведено к виду

$$K' = \frac{K_0}{\sqrt{1 - 2K_0\beta_0 \frac{M}{M_\beta} \cos(\varphi + \varphi_\beta) + \left(\frac{K_0\beta_0}{M_\beta}\right)^2}}.$$

Найдем теперь коэффициент частотных искажений усилителя с обратной связью

$$M' = \frac{K_0'}{K'} = \frac{\sqrt{M^2 - 2K_0\beta_0 \frac{M}{M_\beta} \cos(\varphi + \varphi_\beta) + \left(\frac{K_0\beta_0}{M_\beta}\right)^2}}{1 - K_0\beta_0}. \quad (10.13)$$

Мы получили уравнение частотной характеристики усилителя с обратной связью, справедливое для любого числа ступеней усилителя и произвольной формы частотно-фазовой характеристики усилителя и цепи обратной связи.

Для того чтобы оценить степень уменьшения частотных искажений за счёт применения отрицательной обратной связи, рассмотрим следующий пример. Пусть в усилителе применена активная обратная связь отрицательного знака, причём  $-K_0\beta_0 = 2$ . На крайних частотах полосы пропускания до введения обратной связи усиление ступени падало на 6 дб ( $M=2$ ) при фазовом сдвиге  $\varphi = 60^\circ$ . Воспользовавшись ф-лой (10.13), найдём коэффициент частотных искажений при введении обратной связи. В данном случае  $M_\beta = 1$  и  $\varphi_\beta = 0$ , поэтому

$$M' = \frac{\sqrt{M^2 - 2K_0\beta_0 M \cos \varphi + (K_0\beta_0)^2}}{1 - K_0\beta_0} = \frac{\sqrt{4 + 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 0,5 + 4}}{3} = 1,15.$$

Значит, введение отрицательной обратной связи позволит снизить искажения с 6 до 1,2 дб.

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. При введении отрицательной обратной связи коэффициент усиления, внутренние помехи и нелинейные искажения уменьшаются пропорционально глубине обратной связи, т. е. в  $A$  раз, где  $A = |1 - K\beta|$ .

2. Если  $\frac{K\beta}{\cos \varphi_0} > 2$ , то усиление, а также помехи и искажения, возникающие в данном усилителе, уменьшаются. Если  $\frac{K\beta}{\cos \varphi_0} < 2$ , то усиление, помехи и искажения увеличиваются.

### 10.5. САМОВОЗБУЖДЕНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Для уменьшения искажений и помех, возникающих в усилителе, обратная связь, как указывалось выше, должна быть отрицательной, т. е. напряжение обратной связи  $U_\beta$ , вводимое во входную цепь усилителя в рабочем диапазоне частот, должно иметь фазу, противоположную фазе напряжения основного сигнала  $U_{\text{вх}}$ . Однако получить угол сдвига фаз  $180^\circ$  между напряжениями  $U_\beta$  и  $U_{\text{вх}}$ , строго говоря, можно лишь на одной частоте или отдельных

частотах. На других частотах за счет сдвига фаз, вносимого усилителем и цепью обратной связи, фазы напряжений  $U_p$  и  $U_{ex}$  не будут точно противоположны.

В области средних частот фазовые сдвиги в цепи усилителя и цепи обратной связи обычно весьма малы, поэтому обратная связь на этих частотах практически получается отрицательной. Но в области крайних частот и особенно за пределами рабочего диапазона частот, усилитель и цепь обратной связи могут вносить весьма значительные фазовые сдвиги. Угол фазового сдвига, вносимого усилителем на данной частоте, тем больше, чем больше ступеней содержит усилитель. Этот угол в многоступенчатых усилителях легко может достигать величины  $180^\circ$  и больше.

На частоте, где ступени, охваченные активной обратной связью, вносят угол сдвига фаз  $180^\circ$ , обратная связь вместо отрицательной окажется положительной.

Если на той же частоте величина  $K\beta$  окажется равной единице, то коэффициент усиления обращается в бесконечность.

С физической точки зрения это означает, что при положительной обратной связи (если  $K\beta = 1$ ), даже при отсутствии сигнала на входе усилителя, мы будем иметь напряжение на его выходе, т. е. усилитель превращается в генератор электрических колебаний. Появление такой генерации в усилителе ни в коем случае не допустимо, так как усилитель при этом не может быть использован по своему прямому назначению — для усиления сигналов, поступающих на его вход.

Физически процесс самовозбуждения усилителя можно представить в следующем виде.

Через цепь обратной связи напряжение выхода попадает на вход и, так как обратная связь положительна, оно увеличивает суммарное напряжение на входе. Увеличение напряжения на входе вызовет возрастание напряжения на выходе, что, в свою очередь, увеличит напряжение на входе. Таким образом, амплитуда колебаний будет нарастать до тех пор, пока остается справедливым условие самовозбуждения.

Если при рассмотрении процесса самовозбуждения придерживаться линейной теории, т. е. считать, что характеристики ламп строго прямолинейны, токи сетки отсутствуют и, следовательно,  $K$  не зависит от амплитуды напряжения на входе, то мы пришли бы к заключению, что амплитуда колебаний возрастает безгранично (так как при этом всегда будет сохраняться равенство  $K\beta = 1$ ), что не соответствует действительности.

В действительных условиях вследствие нелинейности усилителя, т. е. вследствие криволинейности характеристик ламп, появления токов сетки и др., с увеличением амплитуды колебаний величина  $K$  уменьшается. Это обстоятельство ограничивает нарастание амплитуды колебаний.

Если  $K\beta > 1$ , то усилитель в практических условиях тоже самовозбуждается.

С изменением частоты от средних частот до того значения  $f$ , где  $\varphi = 180^\circ$ , коэффициент усиления  $K$ , а следовательно, и величина  $K\beta$ , как правило, уменьшается. Если окажется, что на частоте, где  $\varphi = 180^\circ$ ,  $K\beta < 1$ , то генерация не возникнет.

Вероятность возникновения генерации в усилителе с обратной связью тем больше, чем больше ступеней охвачено обратной связью и чем больше величина обратной связи  $K\beta$ .

Допустимая глубина обратной связи, а следовательно, и возможная степень снижения искажений зависят от схемы и количества ступеней в цепи, охваченной обратной связью. Наиболее просто найти предельно допустимую глубину обратной связи для усилителя, состоящего из  $N$  одинаковых аperiodических ступеней при активной связи (т. е. если  $\varphi_3 = 0$  и  $\beta = \beta_0 = \text{const}$ ).

Условием самовозбуждения усилителя является:

$$K_0\beta_0 = 1 \quad \varphi = 180^\circ.$$

Вспомогая, что  $K = \frac{K_0}{M}$  и  $M = \frac{1}{(\cos \varphi_1)^N}$ , где  $\varphi_1 = \frac{\varphi}{N}$  — угол сдвига фаз, вносимый одной ступенью, получим

$$K_0\beta_0 = \frac{1}{\cos\left(\frac{\pi}{N}\right)^N},$$

откуда получаем условие устойчивой работы усилителя

$$K_0\beta_0 < \frac{1}{\cos\left(\frac{\pi}{N}\right)^N}.$$

Если обратной связью охвачены две ступени усилителя, то теоретически он должен работать устойчиво при любом конечном значении  $K_0\beta_0$ . Трехступенный усилитель должен работать устойчиво, если

$$K_0\beta_0 < \frac{1}{\left(\cos \frac{\pi}{3}\right)^3} = 8.$$

Аналогично находим для  $N = 4$ ,  $K_0\beta_0 < 1$  и т. д.

Однако значения предельной глубины обратной связи для устойчивой работы усилителя практически берут несколько меньше найденных выше. Максимальная допустимая глубина обратной связи оказывается меньше теоретической за счет ряда неучтенных факторов, например вследствие наличия паразитных связей в усилителе, неизбежного угла сдвига фаз в цепи обратной связи и пр.

Одноступенный усилитель устойчиво работает при любых значениях обратной связи, если  $\beta$  — действительная величина.

Для двухступенного усилителя обычно берут  $K_0\beta_0$  не выше 5—6, для трехступенного — не выше 4—5. Не рекомендуется охватывать обратной связью более трех ступеней усилителя из-за

трудности обеспечить устойчивую работу усилителя. Если необходимо компенсировать искажения больше чем в 2—3 ступенях, можно применить многократную обратную связь, схема которой показана на рис. 10.9. Для каждой отдельной группы ступеней,

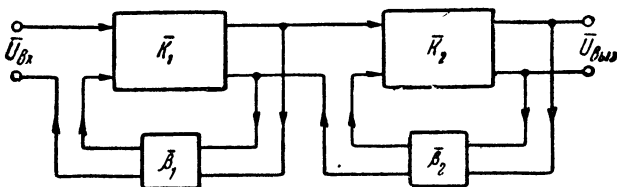


Рис. 10.9. Схема усилителя с индивидуальными цепями обратной связи

охваченных цепью обратной связи, применимы все приведенные выше рассуждения.

Значительно более общим способом оценки устойчивости усилителей, справедливым при произвольной форме частотных и фазовых характеристик цепей  $K$  и  $\beta$  является следующий метод.

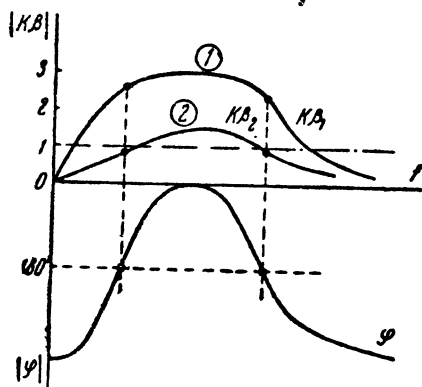


Рис. 10.10. Частотные и фазовая характеристики усилителя с обратной связью

Строится суммарная частотно-фазовая характеристика усилителя и цепи обратной связи, т. е. зависимости модуля  $|K\beta|$  и угла сдвига фаз  $\varphi_0$  от частоты (рис. 10.10). Если на частотах, где  $\varphi_0 = \pi n$  ( $n$  — любое целое число), окажется, что  $|K\beta| < 1$ , то усилитель устойчив (кривая 2).

Если при  $\varphi_0 = \pi n$   $|K\beta| \geq 1$ , то усилитель не устойчив (кривая 1). Проверка устойчивости усилителя должна быть сделана не только в пределах рабочего диапазона частот данного усили-

теля, но и за этими пределами, так как в усилителях паразитная генерация может происходить на частотах, лежащих далеко за пределами рабочей полосы пропускания. Например, в усилителях колебаний звуковых частот нередко генерация возникает на частотах порядка нескольких десятков или сотен килогерц.

Построение частотно-фазовых характеристик в цепи  $K\beta$  для выяснения вопроса об устойчивости усилителя с обратной связью следует производить до той области частот, где модуль  $|K\beta|$  становится значительно меньше единицы. Следует иметь в виду, что на частотной характеристике  $K\beta$  возможны подъемы усиления за пределами полосы пропускания системы.

## БРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Если в усилителе осуществлена на средних частотах отрицательная обратная связь, то вблизи границ полосы пропускания или за ее пределами возможно изменение знака обратной связи и возникновение паразитной генерации за счет фазовых сдвигов в системе усилитель — цепь обратной связи.

2. Если за счет фазовых сдвигов на какой-либо частоте (от  $f = 0$  до  $f = \infty$ ) обратная связь становится положительной, то для устойчивой работы усилителя необходимо, чтобы на этой частоте выполнялось условие  $|K\beta| < 1$ .

## Контрольные вопросы и задачи к гл. "10"

1. Что называется обратной связью в усилителе?
2. Что такое паразитная обратная связь и чем она опасна?
3. Чем отличается отрицательная обратная связь от положительной?
4. Какие преимущества даёт применение обратной связи в усилителях?
5. Какие существуют виды обратной связи?
6. Чем отличается последовательная обратная связь от параллельной?
7. Как влияют последовательная и параллельная обратные связи на входное сопротивление усилителя?

8. Входная ёмкость лампы первой ступени усилителя равна 10 пф. Найти ёмкостную составляющую входного сопротивления усилителя при последовательной активной обратной связи на частоте 1 МГц, если  $K\beta = -3$ .

О т в е т.  $Z_{вх} = 63 \cdot 10^3$  ом.

9. Какого вида обратная связь уменьшает выходное сопротивление усилителя?

10. Каковы недостатки отрицательной обратной связи по току?

11. В результате введения обратной связи напряжение на выходе усилителя упало на 12 дБ. Найти коэффициент усиления без обратной связи, если  $\beta = 0,1$ .

О т в е т.  $K = 30$ .

12. Известно, что  $K = 20$ ,  $\beta = 0,2$ ,  $\varphi = 45^\circ$ , требуется определить знак обратной связи.

О т в е т. Связь отрицательна, так как  $\frac{K\beta}{\cos \varphi} = 5,66 > 2$ .

13. Каково условие устойчивой работы усилителя с обратной связью?

14. Найдите коэффициент передачи цепи активной обратной связи отрицательного знака, охватывающей две одинаковые ступени усилителя для снижения частотных искажений с 6 до 1 дБ, если  $K_0 = 100$ .

О т в е т.  $-\beta_0 = 0,01$ .

## СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

### 11.1. СХЕМЫ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ

В данной главе рассматриваются схемы искусственной обратной связи, применяемые в усилителях мощности, а также паразитные обратные связи в одноступенном усилителе. Схемы обратной связи в усилителях напряжения, применяемые для коррекции частотно-фазовых характеристик усилителей, кратко рассмотрены в гл. 15.

Наиболее распространенной является обратная связь по напряжению, которая, как это известно из предыдущих рассуждений, помимо компенсации помех и искажений в усилителе, стабилизирует амплитуду выходного напряжения. Если нелинейные искажения в основном обусловлены анодной цепью выходной ступени, что имеет место в усилителях небольшой мощности, работающих без токов сетки, то цепью обратной связи обычно охватывают лишь одну выходную ступень. Два варианта схем последовательной обратной связи для этого случая показаны на рис. 11.1. Отличительная особенность схемы рис. 11.1а состоит в том, что помехи на выходе (фон) за счет пульсаций напряжения источника питания выходной ступени обратной связью не ослабляются, так как источник питания включен в участок схемы, не охваченный обратной связью. Это обстоятельство, впрочем, обычно не играет существенной роли, так как фон на выходе усилителя определяется в основном пульсациями анодного напряжения не выходной, а первой ступени усилителя.

Коэффициент передачи цепи обратной связи для схемы рис. 11.1а равен

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (11.1)$$

Емкость разделительного конденсатора  $C_\beta$ , преграждающего путь постоянному току в цепь обратной связи, выбирается из условия, чтобы его сопротивление в рабочей полосе частот было мало

$$\frac{1}{\omega C_\beta} \ll R_1 + R_2.$$

Величину  $C_\beta$  можно найти из выражения

$$C_\beta \geq \frac{2-3}{\omega_n(R_1+R_2)} . \quad (11.2)$$

Сопротивление цепи обратной связи не должно заметным образом шунтировать анодную цепь лампы. Для этого необходимо иметь

$$R_1 + R_2 \geq 10 R_a, \quad (11.3)$$

где  $R_a$  — сопротивление нагрузки, отнесенное к анодной цепи лампы.

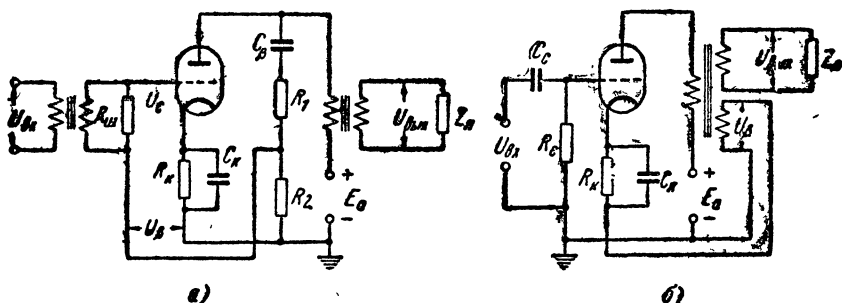


Рис. 11.1. Схемы усилителей с обратной связью в одной ступени

Задавшись величиной обратной связи  $A = 1 + K_0\beta_0$  порядка 3—5, при помощи ф-л (11.1), (11.2) и (11.3) легко рассчитать все данные цепи обратной связи, учитывая, что

$$K_0 = \mu \frac{\alpha}{1+\alpha} = S \frac{R_a R_i}{R_a + R_i} . \quad (11.4)$$

В схеме рис. 11.1 б напряжение обратной связи  $U_\beta$  берется со специальной обмотки выходного трансформатора. В схеме рис. 11.1 а обратная связь всегда получается отрицательной, а в данном случае она может быть либо отрицательной, либо положительной в зависимости от порядка включения концов обмотки обратной связи. Правильное включение концов трансформатора, соответствующее отрицательной связи, легко найти опытным путем так как при неверном включении усилитель начинает генерировать.

Коэффициент передачи цепи обратной связи  $\beta_0$  для схемы рис. 11.1 б определяется соотношением чисел витков первичной обмотки  $W_1$  и обмотки обратной связи выходного трансформатора  $W_\beta$

$$\beta = \frac{W_\beta}{W_1} .$$

Напряжение обратной связи можно также брать с выходной обмотки трансформатора или с ее части.



На рис. 11.2 показана схема параллельной отрицательной обратной связи по напряжению, охватывающая выходную ступень усилителя.

Как и в других схемах параллельной обратной связи, лампа в данной схеме отдает повышенную амплитуду тока, а не напряжения за счет уменьшения входного сопротивления предоконечной ступени в  $(1 + K)$  раз. Основные расчетные соотношения для схемы рис. 11.2 имеют следующий вид.

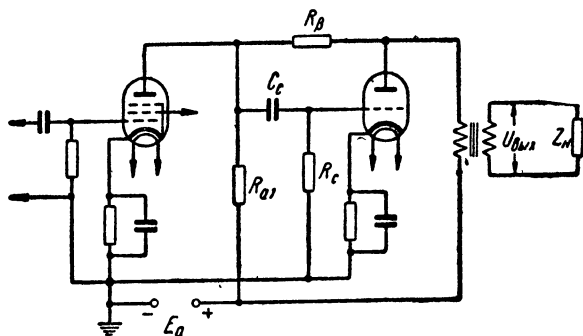


Рис. 11.2. Схема усилителя с параллельной обратной связью

Коэффициент передачи цепи обратной связи

$$\beta_0 = \frac{R_t'}{R_t' + R_\beta} \quad (11.5)$$

где

$$\frac{1}{R_t'} = \frac{1}{R_{a1}} + \frac{1}{R_{t1}} + \frac{1}{R_c}.$$

Входное сопротивление, обусловленное цепью обратной связи,

$$R_\beta = \frac{R_\beta}{1 + K_0}. \quad (11.6)$$

Это сопротивление, будучи включено параллельно анодной цепи лампы, уменьшает соответственно усиление предоконечной ступени. Эквивалентная проводимость её анодной нагрузки равна

$$\frac{1}{R_a'} = \frac{1}{R_{a1}} + \frac{1}{R_{t1}} + \frac{1}{R_c} + \frac{1 + K_0}{R_\beta}. \quad (11.7)$$

Решая совместно уравнения (11.5) и (11.7), можно найти сопротивление обратной связи

$$R_\beta = R_a' \frac{1 + K_0 \beta_0}{\beta_0} \quad (11.8)$$

■ проводимость анодной нагрузки

$$\frac{1}{R_{a1}} = \frac{1}{R_{a'}} \frac{1 - \beta_0}{1 + K_0 \beta_0} - \left( \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_c} \right). \quad (11.9)$$

Например, найдём величины  $R_\beta$  и  $R_a$ , если дано:  $K_0 \beta_0 = 3$ ,  $R_i = R_c = 10^6$  ом,  $K_0 = 10$ ,  $R_{a'} = 10^5$  ом.

Из ф-лы (11.8) определяем сопротивление цепи обратной связи

$$R_\beta = \frac{1 + K_0 \beta_0}{\beta_0} R_{a'} = \frac{1 + 3}{0,3} 10^5 = 1,33 \cdot 10^6 \text{ ом.}$$

Из ф-лы (11.9) находим сопротивление анодной нагрузки

$$R_{a1} = \frac{1}{\frac{1 - 0,3}{10^6 \cdot 3} - \frac{2}{10^6}} = 3 \cdot 10^6 \text{ ом.}$$

Нетрудно видеть, что если

$$\frac{1 - \beta_0}{R_{a'} (1 + K_0 \beta_0)} \leq \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_c},$$

то сопротивление анодной нагрузки  $R_{a1}$  можно не ставить, его функции выполняет в этом случае сопротивление  $R_\beta$ .

На рис. 11.3 показаны схемы усилителей с обратной связью, в которых цепью обратной связи охвачены две ступени усилителя. Эти схемы целесообразно применять в случаях, когда необходимо компенсировать нелинейные искажения не только в выходной ступени усилителя, но и в предоконечной ступени, где значительные нелинейные искажения могут возникнуть при работе усилителя мощности с токами сетки. Кроме того, может оказаться, что в схемах обратной связи, охватывающей только выходную ступень усилителя (рис. 11.1), от предоконечной ступени требуется получить слишком большое напряжение полезного сигнала, при котором нелинейные искажения в ней будут недопустимо велики. Тогда можно получить лучшие результаты, применяя схему обратной связи в двух последних ступенях усилителя.

Расчет элементов схем обратной связи, показанных на рис. 11.3, производится по тем же формулам, что и для схем, содержащих одну ступень в цепи обратной связи, только в качестве усиления  $K_0$  следует брать усиление двух ступеней.

В заключение отметим, что все рассмотренные схемы обратной связи могут быть выполнены в двухтактном варианте и пригодны при работе в выходной ступени не только триодов, но также лучевых ламп и пентодов. В выходных ступенях импульсных и широкополосных усилителей очень часто применяется схема с катодной нагрузкой (рис. 16.10), подробнее рассмотренная в п. 16.5. Отличительная особенность этой схемы — включение нагрузки не со стороны анода, а со стороны катода лампы, благодаря чему в ступени

действует глубокая отрицательная обратная связь по напряжению. Напряжение обратной связи равно напряжению на выходе, следовательно, для данной схемы  $\beta_o = -1$  и

$$K_o' = \frac{K_o}{1 + K_o} < 1.$$

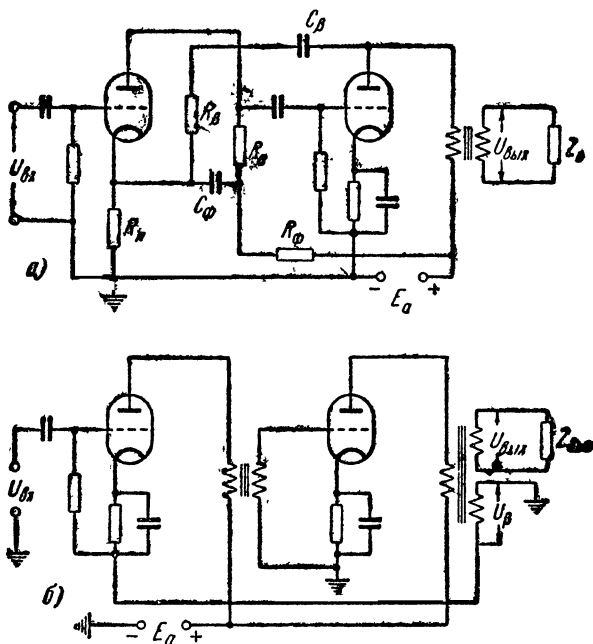


Рис. 11.3. Схемы усилителей с обратной связью в двух ступенях

За счет сильной обратной связи в усилителе с катодной нагрузкой весьма эффективно ослабляются искажения всех видов. Ступень обладает высоким входным и низким выходным сопротивлениями. Малое выходное сопротивление позволяет работать на низкоомную емкостную нагрузку. По той же причине ступень с катодной нагрузкой может успешно работать в качестве предоконечной ступени мощного усилителя с сечными токами. Следует иметь в виду, что во всех случаях ступень с катодной нагрузкой имеет коэффициент усиления по напряжению меньше единицы, т. е. является усилителем мощности, а не напряжения.

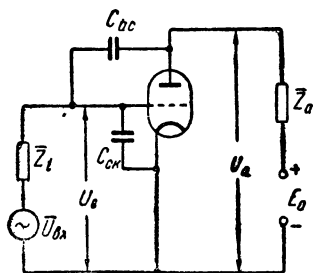


Рис. 11.4. Паразитная связь в усилителе через емкость анод — сетка лампы

## 11.2. ПАРАЗИТНЫЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЬНОЙ СТУПЕНИ

Для правильного понимания теории и расчета усилителей напряжения необходимо рассмотреть действие паразитных обратных связей в усилительной ступени, к числу которых относятся:

- 1) связь через емкость сетка—анод лампы,
- 2) связь через цепь автоматического смещения от анодного тока,
- 3) связь через сопротивление цепи экранирующей сетки пентода и лучевого тетрода.

Эти виды связей могут вызвать значительные частотные искажения при неправильном выборе элементов схем.

Рассмотрим влияние емкости сетка—анод лампы на входное сопротивление усилительной ступени, которое влияет на усиление и частотную характеристику предшествующей ступени усилителя и позволяет судить об устойчивости усилителя.

Из схемы рис. 11.4 видно, что межэлектродная емкость анод—сетка лампы  $C_{ac}$  служит элементом параллельной обратной связи. Составляющая входного сопротивления, обусловленная обратной связью, может быть определена согласно ур-нию (10.3)

$$\bar{Z}'_{ex} = \frac{\bar{Z}_\beta}{1 - \bar{K}\bar{\beta}} = \frac{\frac{1}{i\omega C_{ac}}}{1 + \bar{K}} = \frac{1}{i\omega C_{ac}(1 + \bar{K})},$$

так как в данном случае

$$\beta = -1.$$

Если сопротивление анодной нагрузки  $Z_a$  близко к активному, то  $K \approx K_0$  и  $\bar{Z}_{ex}$  носит емкостный характер. Тогда емкость  $C_{ac}$  можно заменить эквивалентной емкостью

$$C'_{ac} = C_{ac}(1 + K_0), \quad (11.10)$$

которая будет складываться с входной емкостью лампы  $C_{en}$ . Полная входная емкость лампы будет равна

$$C_{ex} = C_{en} + C_{ac}(1 + K_0), \quad (11.11)$$

где  $K_0 = \frac{U_a}{U_c}$  — усиление ступени.

Реактивный характер нагрузки делает усиление  $K$  комплексной величиной  $\bar{K} = K_a + iK_b$  и изменяет характер входного сопротивления

$$\begin{aligned} \bar{Z}'_{ex} &= \frac{1}{i\omega C_{ac}(K_a + 1 + iK_b)} = \\ &= \frac{1 + K_a}{i\omega C_{ac}[(1 + K_a)^2 + K_b^2]} - \frac{K_b}{\omega C_{ac}[(1 + K_a)^2 + K_b^2]}. \end{aligned}$$

Второе слагаемое, представляющее собой отрицательное активное сопротивление с физической точки зрения, можно рассматривать

как действие положительной связи, при которой энергия из анодной цепи переходит в цепь сетки лампы. Это обстоятельство в некоторых случаях (при наличии индуктивностей в цепях анода и сетки) может повлечь за собой появление паразитной генерации. Для борьбы с паразитной генерацией практикуется включение параллельно промежутку сетка—катод лампы активного сопротивления (шунта), величина которого обычно составляет несколько сотен килоом.

Цепь автоматического смещения на управляющую сетку лампы от анодного тока (рис. 11.5) может вызвать снижение усиления

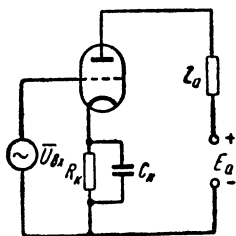


Рис. 11.5. Схема ступени с автоматическим смещением за счет катодного сопротивления

ступени и появление частотных искажений. Нетрудно видеть, что эта цепь служит элементом паразитной отрицательной обратной связи по току. Коэффициент передачи цепи обратной связи в данной схеме равен

$$\bar{\beta} = \frac{\bar{U}_\beta}{\bar{U}_a} = \frac{\bar{Z}_\beta}{\bar{Z}_\beta + \bar{Z}_a} \approx \frac{\bar{Z}_\beta}{\bar{Z}_a}. \quad (11.12)$$

Конденсатор  $C_k$ , включенный параллельно сопротивлению смещения, уменьшает обратную связь. Действие его эффективно на достаточно больших частотах, на нижних частотах, где сопротивление конденсатора значительно возрастает, действие его ослабляется. Вследствие этого величина обратной связи на нижних частотах возрастает, а усиление ступени падает, что влечет за собой частотные искажения. Обеспечить достаточно малую величину сопротивления  $C_k$  на нижней частоте бывает трудно, так как для этого требуется применение конденсатора очень большой емкости (десятков, сотен микрофард и более). Для определения минимально необходимой емкости конденсатора  $C_k$  найдем коэффициент частотных искажений, вносимых цепью сеточного смещения.

Коэффициент усиления на нижней частоте без обратной связи

$$\bar{K}_n = \frac{\mu \bar{Z}_a}{R_i + \bar{Z}_a + \bar{Z}_k}. \quad (11.13)$$

Коэффициент усиления с обратной связью

$$\bar{K}'_n = \frac{\bar{K}_n}{1 + \bar{K}_n \bar{\beta}}. \quad (11.14)$$

На средних частотах, где  $\frac{1}{\omega C_k}$  мало и обратная связь не действует, усиление будет равно

$$\bar{K}_0 = \frac{\mu \bar{Z}_a}{\bar{Z}_a + R_i}.$$

Коэффициент частотных искажений на нижних частотах с учетом обратной связи через  $Z_{\kappa}$  равен

$$\bar{M}_n = \frac{\bar{K}_0}{\bar{K}'_n} = \frac{\bar{K}_0}{\bar{K}_n} (1 + \bar{K}_n \bar{\beta}). \quad (11.15)$$

Подставив сюда  $\bar{K}_0$ ,  $\bar{K}_n$  и  $\bar{\beta}$ , получим

$$\bar{M}_n = \left(1 + \frac{\bar{Z}_n}{\bar{Z}_a + R_i}\right) \left(1 + \frac{\mu \bar{Z}_a}{R_i + \bar{Z}_a + \bar{Z}_{\kappa}} \cdot \frac{\bar{Z}_n}{\bar{Z}_{\kappa} + \bar{Z}_a}\right). \quad (11.16)$$

Чтобы определить модуль  $M_n$ , сюда следует подставить выражения для  $\bar{Z}_a$  и  $\bar{Z}_{\kappa}$ , что в общем виде приводит к громоздким результатам. Поэтому дальнейшие преобразования следует осуществлять для конкретных частных случаев работы ступени с автосмещением.

Если  $Z_{\kappa} \ll Z_a$ , что обычно бывает на практике, то

$$\bar{M}_n = 1 + (\mu + 1) \frac{\bar{Z}_{\kappa}}{\bar{Z}_{\kappa} + R_i}.$$

Подставляя  $Z_{\kappa} = \frac{R_{\kappa}}{1 + i\omega C_{\kappa} R_{\kappa}}$  и считая анодную нагрузку активной ( $Z_a = R_a$ ), получим

$$\bar{M}_n = 1 + \frac{(\mu + 1) R_{\kappa}}{(R_a + R_i)(1 + i\omega C_{\kappa} R_{\kappa})}, \quad (11.17)$$

откуда находим модуль коэффициента частотных искажений, обусловленных обратной связью через цепь смещения

$$M_n = \sqrt{\frac{\left[1 + (\mu + 1) \frac{R_{\kappa}}{R_a + R_i}\right]^2 + (\omega C_{\kappa} R_{\kappa})^2}{1 + (\omega C_{\kappa} R_{\kappa})^2}}. \quad (11.18)$$

В полученном выражении все величины, кроме емкости блокировочного конденсатора  $C_{\kappa}$ , бывают заданы. Решив его относительно  $C_{\kappa}$  и подставив  $\omega = \omega_n$ , получим расчетную формулу в виде

$$C_{\kappa} = \frac{1}{\omega_n R_{\kappa}} \sqrt{\frac{\left[1 + (\mu + 1) \frac{R_{\kappa}}{R_a + R_i}\right]^2 - M_n^2}{M_n^2 - 1}}. \quad (11.19)$$

Если в ступени усилителя работает лампа с большим внутренним сопротивлением (пентод или тетрод), то  $R_i \gg R_a$  и ф-лу (11.19) можно упростить

$$C_{\kappa} \gg \frac{1}{\omega_n R_{\kappa}} \cdot \sqrt{\frac{(1 + \mu R_{\kappa})^2 - M_n^2}{M_n^2 - 1}}. \quad (11.20)$$

Величиной искажений за счет цепи смещения задаются порядком  $M_n = 1,05 \div 1,1$ . Если принять  $M_n = 1,1$ , то  $(1 + SR_n)^2 > M_n^2$  и

$$C_n = \frac{1 + SR_n}{\omega_n R_n \sqrt{0,21}} = \frac{1 + SR_n}{3f_n R_n}. \quad (11.21)$$

Найдем данные цепи смещения для примера расчета ступени на лучевом тетроде 6П1П, приведенного в п. 6.4.

Сопротивление смещения

$$R_n = \frac{-E_c}{I_o + I_s} = \frac{12,5}{(42 + 8) \cdot 10^{-3}} = 250 \text{ ом.}$$

Емкость конденсатора по ф-ле (11.20) при  $M_n = 1,1$

$$C_n = \frac{1}{2\pi 60 \cdot 250} \sqrt{\frac{(1 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot 250)^2 - 1,1^2}{1,1^2 - 1}} = 45 \cdot 10^{-6} = 45 \text{ мкф.}$$

По ф-ле (11.21)

$$C_n = \frac{1 + SR_n}{3f_n R_n} = \frac{1 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot 250}{3 \cdot 60 \cdot 250} = 50 \text{ мкф.}$$

В случае, если  $SR_n \gg 1$ , то ф-ла (11.21) принимает вид

$$C_n = \frac{S}{3f_n}. \quad (11.22)$$

Этим выражением можно пользоваться при ориентировочных расчетах.

Цепь экранирующей сетки пентода или тетрода также может вызвать частотные искажения на нижних частотах. Если сопротивление участка экранирующая сетка—катод переменному току значительно, то за счет изменений тока экранирующей сетки на ней создается существенное переменное напряжение, противоположное по фазе напряжению на управляющей сетке, которое уменьшает амплитуду тока в цепи анода. Это явление носит название реакции цепи экранирующей сетки. Для уменьшения этой реакции между экранирующей сеткой и катодом включают конденсатор  $C_{с2}$ , емкость которого должна быть не меньше определенного значения, выбранного по допустимому спаду усиления.

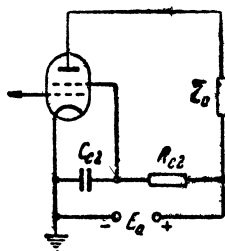


Рис. 11.6. Схема питания цепи экранирующей сетки

Действие паразитной обратной связи через цепь экранирующей сетки (рис. 11.6) сходно с действием обратной связи за счет цепи автоматического смещения, рассмотренной выше. Можно воспользоваться ранее полученными ф-лами (11.20) и (11.21) для определе-

ния емкости конденсатора в цепи экранирующей сетки, если в этих формулах в качестве  $S$  взять крутизну характеристики по экранирующей сетке  $S_{c2} = \frac{\Delta i_{c2}}{\Delta u_{c2}}$ . В этом случае будем иметь

$$C_{c2} = \frac{1}{\omega_n R_{c2}} \sqrt{\frac{(1 + S_{c2} R_{c2})^2 - M_n^2}{M_n^2 - 1}}, \quad (11.23)$$

где  $R_{c2}$  — гасящее сопротивление в цепи экранирующей сетки,  $M_n$  — коэффициент частотных искажений в этой цепи.

Если принять  $M_n = 1,1$ , то

$$C_{c2} = \frac{1 + S_{c2} R_{c2}}{3 f_n R_{c2}}. \quad (11.24)$$

Следует иметь в виду, что всегда  $S_{c2} \ll S$ . Значения  $S_{c2}$  для некоторых ламп приведены в табл. 11.1

Таблица 11.1

Тип лампы	6Ж1П	6Ж4	6П9	6ПЗС
$S_{c2} \frac{мг}{в}$	0,05	0,05	0,1	0,05

В усилителях, состоящих из трех и более резистивных ступеней, работающих от общего источника анодного питания, нередко наблюдается самовозбуждение, вызванное паразитной обратной связью через сопротивление источника питания. Это сопротивление обычно имеет емкостный характер и определяется выходной емкостью фильтра источника питания. С уменьшением частоты сопротивление это увеличивается, поэтому максимальная обратная связь имеет место на нижних частотах, где и наблюдается иногда возникновение паразитной генерации. Если, например, усилитель состоит из трех ступеней, то между анодной цепью третьей ступени и входом второй ступени (через анодную цепь первой лампы) действует положительная обратная связь. В целях предотвращения генерации в усилителе в анодную цепь его первой ступени включают развязывающий фильтр  $C_\phi R_\phi$ , как это показано на рис. 16.1. Такой фильтр ослабляет величину паразитной обратной связи и при достаточно большом значении  $\tau_\phi = C_\phi R_\phi$  может устранить паразитную генерацию в усилителе. Сопротивление фильтра  $R_\phi$  определяется, исходя из величины допустимого падения на нем анодного напряжения, емкость  $C_\phi$  в усилителях колебаний звуковых частот имеет порядок нескольких микрофарад.



## КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. В усилительной ступени возникают паразитные обратные связи за счет внутрилампной емкости анод—сетка  $C_{ac}$  через цепь автосмещения и через цепь экранирующей сетки.

2. Обратная связь через емкость  $C_{ac}$  вызывает уменьшение входного сопротивления лампы или увеличение ее входной емкости на величину  $C_{ac}(1 + K_0)$ .

3. Обратные связи через цепи автосмещения и экранирующей сетки имеют отрицательный знак и снижают усиление ступени на нижних частотах за счет роста сопротивления конденсаторов  $C_{\pi}$  и  $C_{c2}$ . Минимальная величина емкости этих конденсаторов выбирается по допустимому спаду усиления на нижней частоте.

4. Действие паразитных обратных связей в усилительной ступени возрастает с увеличением крутизны характеристики лампы.

### 11.3. ФАЗОИНВЕРСНЫЕ СХЕМЫ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Для работы двухтактного усилителя на сетки его ламп должны быть подведены напряжения, равные по величине и взаимно противоположные по фазе.

Такие напряжения могут быть получены от трансформатора, вторичная обмотка которого имеет вывод от середины. Но во многих случаях применение межлампового трансформатора нежелательно, например, в широкополосных усилителях. Тогда для получения двухфазного напряжения используют так называемые фазоинверсные схемы с реостатно-емкостными элементами связи.

Распространенные схемы фазоинверсных ступеней содержат обратную связь. Пример простейшей схемы фазоинверсной ступени с разделенной нагрузкой показан на рис. 11.7. Если в ней выполнить равенство  $R_a = R_{\pi 1} + R_{\pi 2}$ , то выходные напряжения  $U_1$  и  $U_2$  будут иметь равные амплитуды и противоположные фазы. Нетрудно видеть, что в схеме действует глубокая обратная связь: напряжение  $U_2$  в противофазе подается на вход этой ступени. Величина  $\beta$  при этом равна

$$\beta = \beta_0 = \frac{R_{\pi 1} + R_{\pi 2}}{R_{\pi 1} + R_{\pi 2} + R_a} = \frac{1}{2}.$$

Следовательно, усиление ступени

$$K' = \frac{K}{1 + K\beta} = \frac{K}{1 + \frac{K}{2}} = \frac{2K}{2 + K} < 2. \quad (11.25)$$

Столь малое усиление, являющееся недостатком схемы, обусловлено действием отрицательной обратной связи. Достоинством схемы является ее простота и возможность использования в ступени одной лампы, в то время как другие инверсные схемы требуют двух ламп или одной удвоенной

Схема фазоинверсной ступени, показанная на рис. 11.8, была предложена А. А. Ризкиным в 1940 г., она носит название автобалансной схемы с катодной связью. Эта схема содержит обратную связь, осуществляемую через сопротивление  $R_K$ . Схема получила широкое распространение, так как характеризуется высокой степенью симметрии, что весьма важно для фазоинверсных схем. Переменное напряжение на сетку второй лампы в этой схеме бе-

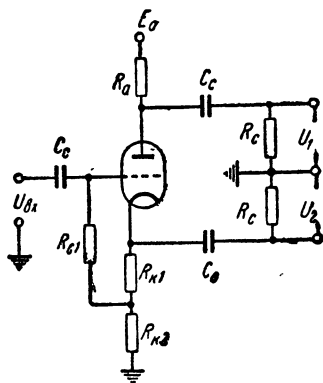


Рис. 11.7. Фазоинверсная схема с разделенной нагрузкой

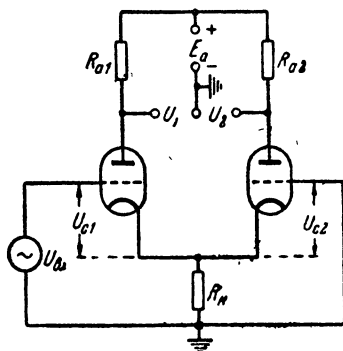


Рис. 11.8. Фазоинверсная схема с катодной связью

рется с сопротивления  $R_K$ , где оно создается разностью анодных токов (так как в двухтактной схеме токи сдвинуты по фазе на  $180^\circ$ )

$$U_{c2} = (i_{a1} - i_{a2}) R_K.$$

Для симметрии схемы требуется равенство напряжений  $U_1$  и  $U_2$ . Но для первой лампы  $U_{c2}$  является напряжением отрицательной обратной связи  $U_\beta$ , следовательно,  $U_\beta = U_{c1}$  или  $K\beta = 1$ , поэтому

$$K_{01}' = \frac{K_{01}}{1 + \beta K_{01}} = \frac{1}{2} \frac{\mu R_{a1}}{R_{a1} + R_{i2}}. \quad (11.26)$$

Можно доказать, что для равенства амплитуд выходных напряжений  $U_1$  и  $U_2$  необходимо иметь

$$R_K = \frac{(R_{i2} - R_{a2}) R_{a1}}{(1 + \mu_2) (R_{a2} - R_{a1})}. \quad (11.27)$$

Следовательно, полная симметрия выходных напряжений ступени может быть достигнута только в том случае, если  $R_{a2} > R_{a1}$ . Когда  $R_{a2} = R_{a1}$ , неизбежна некоторая асимметрия, которая, однако, за счет увеличения сопротивления  $R_K$  может быть сделана ничтожно малой. При одинаковых лампах и нагрузках

$$\frac{U_2}{U_1} = 1 + \frac{R_i + R_a}{(1 + \mu) R_K}. \quad (11.28)$$

Таким образом, если

$$R_{\kappa} \gg \frac{R_i + R_a}{1 + \mu},$$

то  $U_1 \approx U_2$ . Если потребовать, чтобы  $U_1$  и  $U_2$  отличались не более чем на 1%, то необходимо иметь

$$R_{\kappa} = \frac{100}{1 + \mu} (R_i + R_a).$$

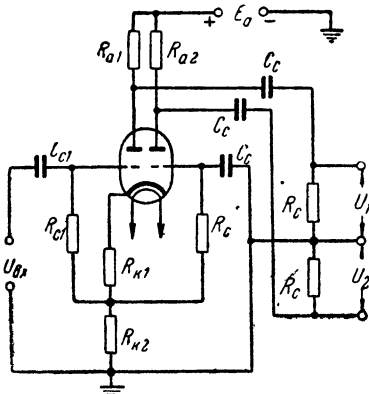


Рис. 11.9. Вариант фазоинверсной схемы с катодной связью

Чтобы иметь возможность выбрать величину сопротивления  $R_{\kappa}$  независимо от сопротивления смещения, на практике применяют разновидность рассмотренной выше схемы, показанную на рис. 11.9. Кроме того, вместо двух ламп в фазоинверсной схеме всегда удобнее использовать один двойной триод, например, типа 6Н8С, 6Н9С или им аналогичный.

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Фазоинверсные схемы позволяют осуществить переход с несимметричной ступени усилителя на двухтактную без применения трансформатора.

2. Достоинства фазоинверсных схем: а) возможность работы в широком диапазоне частот от нуля до нескольких МГц, б) малые фазовые сдвиги в полосе пропускания, что весьма важно для усилителей, охваченных цепью обратной связи.

3. Недостатки фазоинверсных схем: а) одна из ламп не дает усиления, а используется лишь для поворота фазы сигнала, б) большое выходное сопротивление, что исключает возможность работы ламп последующей ступени с токами сетки.

### Контрольные вопросы и задачи к гл. 11

1. В каких случаях следует применять отрицательную обратную связь только в выходной ступени усилителя и когда целесообразно охватить цепью обратной связи выходную и предоконечную ступени?

2. В каких схемах действие пульсаций напряжения источников анодного питания не ослабляется отрицательной обратной связью?

3. За счет чего снижается усиление при введении параллельной отрицательной обратной связи?

4. Почему ступень с катодной нагрузкой имеет коэффициент усиления меньше единицы?

5. Чем объяснить то обстоятельство, что при подаче на вход ступени с катодной нагрузкой значительной амплитуды сигнала (порядка десятков вольт) не наблюдается перегрузки лампы?

6. Найдите амплитуду сигнала на сетке лампы в ступени с катодной нагрузкой и коэффициент усиления, если  $U_{ax}=10$  в,  $R_k=1200$  ом,  $S=5$  ма/в.

О т в е т.  $U_c=1,4$  в,  $K_0=0,86$

7. Какие виды паразитных обратных связей действуют в усилительной ступени и как они влияют на ее работу?

8. Объясните, почему емкость анод — сетка лампы сильнее влияет на входную емкость ступени, чем емкость сетка — катод?

9. Почему увеличение блокировочных емкостей в цепях катода и экранирующей сетки улучшают работу усилителя?

10. Что такое фазоинверсные схемы и в каких случаях они применяются?

11. Как зависит асимметрия автобалансной инверсной схемы от параметров лампы, сопротивления и катодной нагрузки?

12. Перечислите виды паразитных обратных связей в усилительных устройствах и назовите, в какой области частот каждая из них сильнее действует.

---

## УСИЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

---

### ГЛАВА 12

#### УСИЛИТЕЛЬ НА СОПРОТИВЛЕНИЯХ (РЕЗИСТИВНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ)

##### 12.1. СХЕМА УСИЛИТЕЛЯ И ЕЕ СВОЙСТВА

Схема усиления на сопротивлениях, или резистивная схема, является наиболее распространенной в усилителях напряжения самых различных назначений. К числу ее достоинств относятся:

1) возможность получения незначительных частотно-фазовых искажений в весьма широком диапазоне частот,

2) малые габариты, небольшой вес и низкая стоимость деталей благодаря их конструктивной простоте.

Первое из этих преимуществ делает схему весьма универсальной, применимой в радиовещательных, импульсных, телевизионных и многих других усилителях. Второе преимущество обусловило распространение схемы в передвижной и малогабаритной аппаратуре.

В целях расширения в случае необходимости полосы пропускания резистивная схема может быть дополнена корректирующими элементами (обычно катушками индуктивности), делающими ее еще более широкополосной и пригодной, например, для усиления импульсов весьма малой длительности, порядка десятых долей микросекунды.

К числу недостатков усилителя на сопротивлениях относится большая величина его выходного сопротивления постоянному току, что исключает возможность работы лампы последующей ступени с токами сетки. Это обстоятельство имеет существенное значение для предоконечных ступеней мощных усилителей колебаний звуковой частоты, где часто приходится поэтому применять вместо резистивной схемы трансформаторную.

## 12.2. НАЗНАЧЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ И ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К НИМ

Принципиальная схема резистивной усилительной ступени показана на рис. 12.1. Сопротивление  $R_a$ , включенное последовательно в цепь анода усилительной лампы, называется сопротивлением анодной нагрузки. На этом сопротивлении выделяется переменное напряжение полезного сигнала, усиленное лампой. Величина сопротивления  $R_a$  в значительной степени определяет показатели работы усилительной ступени, в частности, ее полосу пропускания, коэффициент усиления и т. д. Влияние величины сопротивления  $R_a$  так же, как и других параметров схемы на ее работу, рассматривается ниже.

Конденсатор  $C_c$  называется разделительным конденсатором. Он позволяет снять на сетку следующей лампы  $L_2$  лишь переменную составляющую напряжения,

действующего на сопротивлении анодной нагрузки, и не пропускает постоянное положительное напряжение с анода лампы  $L_1$ .

Сопротивление  $R_c$  называется сеточным сопротивлением. Его назначение — создать путь для постоянного тока в цепи сетки лампы  $L_2$ . Это необходимо для того, чтобы установить требуемую величину постоянного отрицательного смещения на сетке лампы  $L_2$ , обеспечивающую наиболее выгодное положение рабочей точки на характеристике этой лампы.

Величины сопротивления анодной нагрузки, разделительного конденсатора и сеточного сопротивления определяются по заданной частотной характеристике усилительной ступени.

Выясним, каким требованиям, помимо заданных электрических величин, должны соответствовать детали, входящие в резистивную ступень.

Сопротивление анодной нагрузки  $R_a$  должно выдерживать без перегрева проходящий по нему анодный ток лампы  $L_1$ , под которым в данном случае мы подразумеваем его постоянную составляющую  $I_0$ , так как переменная составляющая анодного тока в усилителях напряжения относительно невелика и поэтому почти не оказывает влияния на нагрев сопротивления анодной нагрузки.

Мощность, по которой определяются размеры сопротивления  $R_a$ , равна

$$P_R = I_0^2 R_a. \quad (12.1)$$

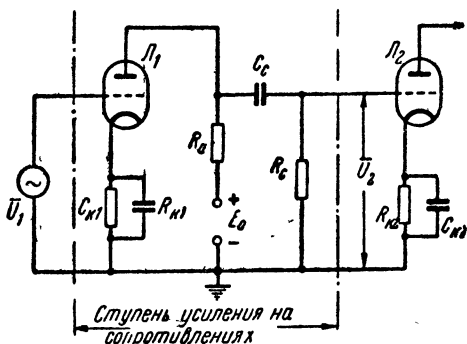


Рис. 12.1. Схема ступени усиления на сопротивлениях

Обычно эта мощность оказывается порядка долей ватта, что позволяет в качестве сопротивлений анодной нагрузки применять малогабаритные непроволочные сопротивления на 0,1—0,5 вт.

Разделительный конденсатор  $C_c$  должен удовлетворять следующим требованиям:

- 1) его рабочее напряжение должно быть не меньше величины напряжения источника анодного питания  $E_a$ ,
- 2) быть безындукционным,
- 3) обладать достаточно большим сопротивлением изоляции.

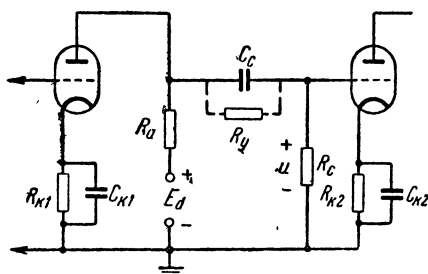


Рис 12.2. Влияние сопротивления утечки сеточного конденсатора

Первое из этих требований вытекает из того, что при одновременном включении напряжений питания (накала и анода) на подогревные лампы в начальный момент времени анодный ток лампы равен нулю, так как ее катод прогревается немедленно. При этом падение напряжения в сопротивлении анодной нагрузки  $R_a$  также равно нулю и на аноде лампы действует полная эдс источника питания.

Если конденсатор  $C_c$  будет обладать значительной паразитной индуктивностью, то эта индуктивность, входя в схему усиленной ступени, может послужить причиной дополнительных частотных и фазовых искажений, особенно в широкополосных усилителях.

Большое значение имеет также величина сопротивления изоляции (для постоянного тока) между обкладками конденсатора, которую обозначим через  $R_y$ . Это сопротивление за счет несовершенства диэлектрика в реальных конденсаторах всегда бывает конечной величины.

Сопротивление изоляции разделительного конденсатора создает путь для постоянного тока из анодной цепи лампы  $L_1$  в сеточную цепь лампы  $L_2$ . При этом на сопротивлении  $R_c$  появляется падение напряжения  $u$ , положительное по отношению к сетке, как это показано на рис. 12.2. Результирующее постоянное смещение на сетке будет равно  $E_c' = u - E_c$ .

Вследствие того, что напряжение  $u$  зависит от случайных причин, положение рабочей точки на характеристике лампы  $L_2$  становится неопределенным, причем смещение на сетке может оказаться близким к нулю или положительным, что не допустимо.

Чтобы ослабить влияние случайных факторов на режим работы лампы, необходимо, чтобы величина  $u$  была много меньше, чем напряжение источника сеточного смещения  $E_c$ , для чего необходимо иметь

$$\frac{R_y}{R_c} \geq 10 \frac{E_a}{-E_c} \quad (12\ 2)$$

Например, если  $E_a = 100$  в,  $E_c = -2$  в и  $R_c = 1$  Мом, то

$$\bar{R}_c = 10 \frac{100}{2} \cdot 1 = 500 \text{ Мом}$$

### 12.3. УРАВНЕНИЯ ЧАСТОТНОЙ И ФАЗОВОЙ ХАРАКТЕРИСТИК

Эквивалентная схема усилительной резистивной ступени показана на рис. 12.3. На этой схеме приняты следующие обозначения дополнительно к применявшимся ранее:  $R_i$  — внутреннее сопротивление лампы в рабочей точке,  $C_{вых}$  — выходная емкость,  $C_{вх}$  — входная емкость последующей ступени.

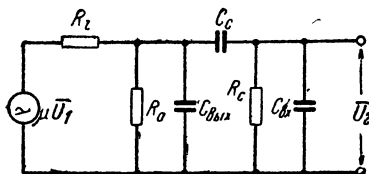


Рис. 12.3. Эквивалентная схема резистивной ступени

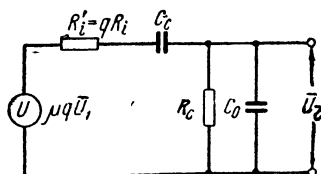


Рис. 12.4. Упрощенная эквивалентная схема резистивной ступени

Эта эквивалентная схема легко может быть приведена к более простому виду (рис. 12.4), если учесть, что  $C_{вых} \ll C_0$ . На новой схеме приняты обозначения:

$$q = \frac{R_a}{R_a + R_i},$$

$$C_0 = C_{вх} + C_{вых} + C_m,$$

где  $C_m$  — паразитная емкость монтажа.

Выражение для коэффициента усиления схемы рис. 12.4 имеет вид

$$K = \frac{\mu q}{1 + \frac{R_i'}{R_c} + \frac{C_0}{C_c} + i\omega C_0 R_i' + \frac{1}{i\omega C_c R_c}}. \quad (12.3)$$

В реальных условиях всегда  $\frac{C_0}{C_c} \ll 1$ , что позволяет пренебречь членом  $\frac{C_0}{C_c}$  в знаменателе. Тогда последнее выражение может быть преобразовано и будет иметь вид

$$\bar{K} = \frac{K_0}{1 + i \left[ \omega C_0 R - \frac{1}{\omega C_c (R_i' + R_c)} \right]}, \quad (12.4)$$



где

$$K_0 = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_c} + \frac{R_i}{R_a}},$$

$$R = \frac{R_i R_a R_c}{R_i R_a + R_i R_c + R_a R_c}.$$

Величину  $R$  будем называть эквивалентным сопротивлением ступени

Произведение  $C_0 R$  имеет размерность времени. Обозначим  $C_0 R = \tau_a$  и будем называть  $\tau_a$  постоянной времени цепи анода. Аналогично обозначим  $C_c (R_c + R_i) = \tau_c$ , где  $\tau_c$  — постоянная времени цепи сетки. Тогда

$$\bar{K} = \frac{K_0}{1 + i \left( \omega \tau_a - \frac{1}{\omega \tau_c} \right)}. \quad (12.5)$$

Найдем теперь модуль и фазу коэффициента усиления:

$$K = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left( \omega \tau_a - \frac{1}{\omega \tau_c} \right)^2}}, \quad (12.6)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{\omega \tau_c} - \omega \tau_a. \quad (12.7)$$

Нетрудно видеть, что при выполнении условия

$$\omega \tau_a = \frac{1}{\omega \tau_c} \quad (12.8)$$

коэффициент усиления имеет максимум

$$K_{\max} = K_0 = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c}} \quad (12.9)$$

в угол сдвига фаз равен нулю

$$\varphi = 0. \quad (12.10)$$

Частота, соответствующая условию (12.8), на которой резистивная ступень не вносит фазового сдвига, называется частотой квазирезонанса, «как бы резонанса», по аналогии с частотой резонанса колебательного контура, и расположена в середине полосы пропускания.

Частота квазирезонанса  $f_0$  зависит от параметров усилительной ступени. Из равенства (12.8) следует

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\tau_a \tau_c}}. \quad (12.11)$$

Уравнение частотной характеристики резистивной ступени (12.6) может быть записано в виде

$$K = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{s1}} - \frac{f_{n1}}{f}\right)^2}}, \quad (12.12)$$

где  $K_0$  — усиление при частоте квазирезонанса, равное максимальному усилению ступени,

$f_{n1}$  и  $f_{s1}$  — частоты, где усиление относительно максимального значения спадает в  $\sqrt{2}$  раз (на 3 дБ).

Частотная характеристика, соответствующая уравнению (12.12), показана на рис. 12.5.

В обычных условиях постоянные времени  $\tau_a$  и  $\tau_c$  выбираются такими, чтобы в достаточно широкой полосе частот усиление сохранялось практически постоянным. Следовательно, частотная характеристика резистивной ступени не имеет острого максимума и усиление при значительном изменении частоты остается приблизительно равным  $K_0$ . Величина  $K_0$  называется коэффициентом усиления ступени на средних частотах.

Коэффициент частотных искажений, позволяющий количественно оценить частотные искажения, для резистивной ступени в общем случае может быть выражен так

$$M = \frac{K_0}{K} = \sqrt{1 + \left(\omega\tau_a - \frac{1}{\omega\tau_c}\right)^2}. \quad (12.13)$$

В ряде случаев бывает удобно связать между собой частотные искажения и угол сдвига фаз. Подставив ф-лу (12.7) в ф-лу (12.13), получим

$$M = \sqrt{1 + [-\operatorname{tg} \varphi]^2} = \frac{1}{\cos \varphi}. \quad (12.14)$$

Члены в выражении (12.13), зависящие от частоты на различных участках полосы пропускания, влияют на величину  $M$  в неодинаковой степени. Так на нижних частотах  $\frac{1}{\omega\tau_c} \gg \omega\tau_a$ , поэтому

$$M_n = \frac{K_0}{K_n} = \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega\tau_c)^2}}. \quad (12.15)$$

На верхних частотах имеет место обратное неравенство  $\omega\tau_c \gg \frac{1}{\omega\tau_a}$ , поэтому

$$M_s = \frac{K_0}{K_s} = \sqrt{1 + (\omega\tau_a)^2}. \quad (12.16)$$

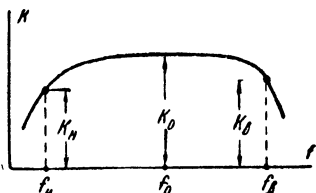


Рис. 12.5. Частотная характеристика резистивной ступени

Следовательно, полоса пропускания резистивной ступени определяется двумя постоянными времени: постоянной времени цепи сетки  $\tau_c$  — со стороны нижних частот и постоянной времени цепи анода  $\tau_a$  — со стороны верхних частот.

В области нижних и верхних частот резистивная ступень дает меньшее усиление, чем на средних частотах (на частоте квазирезонанса). С физической точки зрения это объясняется следующим образом

На нижних частотах увеличивается емкостное сопротивление разделительного конденсатора  $C_c$ . При этом, как видно из эквивалентной схемы рис. 12.4, увеличивается падение напряжения полезного сигнала на этом конденсаторе, вследствие чего выходное напряжение  $U_2$ , а следовательно, и коэффициент усиления уменьшаются.

На верхних частотах падает сопротивление емкости  $C_0$ , что также уменьшает выходное напряжение  $U_2$ , следовательно, и коэффициент усиления.

Для того чтобы уменьшение усиления на нижних частотах не было слишком значительным, необходимо постоянную времени цепи сетки  $\tau_c$  иметь не меньше определенной величины. Обычно коэффициенты частотных искажений на крайних частотах  $M_n$  и  $M_s$  бывают заданы. Это позволяет найти значения постоянных времени  $\tau_c$  и  $\tau_a$ . Решая выражение (12.15) относительно  $\tau_c$ , найдем

$$\tau_c = \frac{1}{\omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}}. \quad (12.17)$$

Аналогично по заданному значению  $M_s$  из ф-лы (12.16) можно найти постоянную времени цепи анода

$$\tau_a = \frac{\sqrt{M_s^2 - 1}}{\omega_s}. \quad (12.18)$$

Поскольку величина емкости  $C_0$  не может быть выбрана произвольно, для получения заданной неравномерности частотной характеристики на верхних частотах необходимо, чтобы сопротивление  $R$  было не больше величины, определяемой допустимым значением  $\tau_a$ . Эквивалентное сопротивление  $R$  зависит от трех величин  $R_i$ ,  $R_a$ ,  $R_c$ :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_c}.$$

Сопротивление  $R_i$  задано выбранным типом лампы, сопротивление  $R_c$  мало влияет на величину  $R$ , так как  $R_c \gg R_i$ , поэтому добиться требуемой величины  $R$  можно практически лишь подбором сопротивления анодной нагрузки  $R_a$ .

Для увеличения коэффициента усиления выгодно увеличивать сопротивление анодной нагрузки. Пределом, ограничивающим увеличение этого сопротивления, являются частотные искажения,

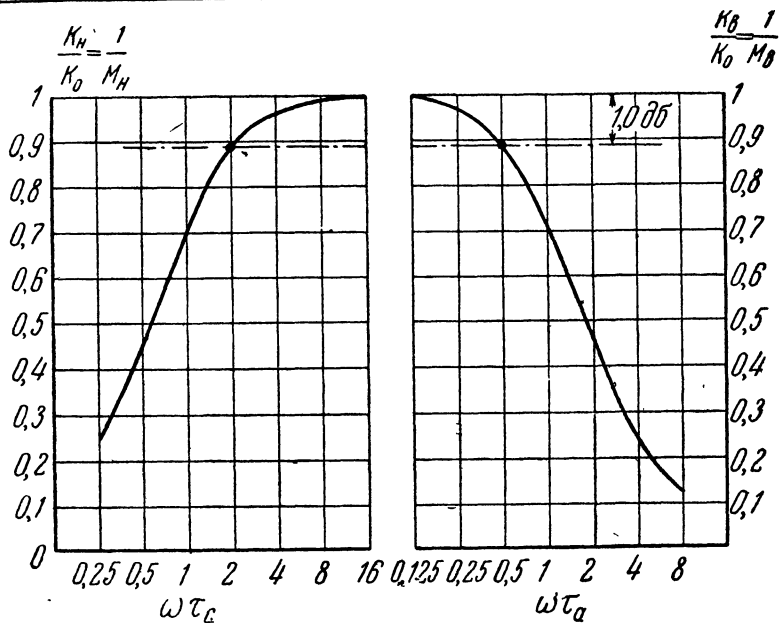


Рис. 12.6. Обобщенная частотная характеристика резистивной ступени

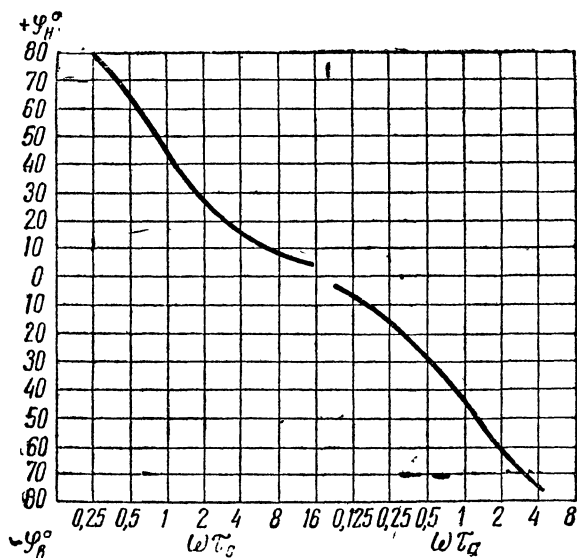


Рис. 12.7. Обобщенная фазовая характеристика резистивной ступени

возникающие в области верхних частот за счет шунтирующего влияния емкости  $C_0$ .

Расширение полосы пропускания в сторону нижних частот не встречает особых затруднений до частот порядка десятков, а иногда и единиц герц. Например, при  $R_c = 1 \text{ Мом}$  и  $C_c = 0,1 \text{ мкф}$  нижняя граница полосы пропускания окажется порядка нескольких герц. Увеличение постоянной времени цепи сетки, т. е. увеличение емкости разделительного конденсатора  $C_c$  или сеточного сопротивления  $R_c$ , расширяет полосу пропускания в сторону нижних частот. При этом безразлично, какой величины взяты в отдельности  $C_c$  и  $R_c$  — нижняя граница полосы определяется их произведением  $\tau_c = C_c R_c$ .

На рис. 12.6 и 12.7 приведены обобщенные частотные и фазовые характеристики резистивной ступени.

Расширение полосы пропускания ступени в сторону верхних частот встречает большие трудности, чем в сторону нижних частот, так как при этом падает коэффициент усиления на средних частотах  $K_0$ . Поясним это весьма важное обстоятельство.

Для расширения полосы пропускания в сторону верхних частот, как это следует из предыдущего, необходимо уменьшить постоянную времени цепи анода  $\tau_a = C_0 R$ . Вследствие того, что величина паразитной шунтирующей емкости  $C_0$  не может быть уменьшена ниже некоторого предела, для расширения полосы пропускания остается лишь один путь: уменьшение  $R$  за счет снижения сопротивления нагрузки  $R_a$ .

Усиление ступени на средних частотах  $K_0$  можно связать непосредственно с ее полосой пропускания на верхних частотах. Из выражения (12.9)

$$K_0 = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c}} = SR$$

вытекает, что  $K_0$  пропорционально крутизне  $S$  характеристики лампы в рабочей точке и эквивалентному сопротивлению ступени  $R$ . Но

$$R = \frac{\tau_a}{C_0} = \frac{\sqrt{M_s^2 - 1}}{\omega_0 C_0},$$

поэтому

$$K_0 = \frac{S}{C_0} \frac{\sqrt{M_s^2 - 1}}{\omega_s}. \quad (12.19)$$

Полученный результат говорит о том, что для увеличения усиления в резистивной ступени следует применять лампы с максимальным отношением  $\frac{S}{C_0}$ . Кроме того, чем шире полоса пропускания и меньше допустимая величина частотных искажений в этой полосе, тем меньше усиление  $K_0$ .

Для сравнения свойств различных усилительных схем, в особенности в широкополосных усилителях, удобно пользоваться понятием добротности усилительной ступени.

Добротностью будем называть произведение усиления на средних частотах  $K_0$  на верхнюю частоту  $f_e$ , при которой западание частотной характеристики не превышает некоторого допустимого предела, например 5%. Условимся считать, что  $M_s = 1,05$ . Тогда добротность резистивной ступени равна

$$D = K_0 f_e = \frac{S}{C_0} \frac{\sqrt{M_s^2 - 1}}{2\pi} = \frac{S}{20 C_0} \quad (12.20)$$

или, если подставить  $S$  в  $ma/v$ ,  $C_0$  — в  $пф$ , а  $D$  перевести в  $Мгц$ , получим

$$D = 50 \frac{S}{C_0} \text{ Мгц.}$$

Графически добротность может быть представлена как площадь прямоугольника со сторонами  $K_0$  и  $f_e$  на частотной характеристике, как показано на рис. 12.8.

Если, например,  $S = 1 \text{ ма/в}$ ,  $C_0 = 50 \text{ пф}$ , то

$$D = 1 \text{ Мгц.}$$

Это означает, что схема с данной лампой может дать, например, усиление  $K_0 = 50$  при полосе пропускания 20  $кгц$  (если  $M_s = 1,05$ ) или коэффициент усиления может быть увеличен до 100 при одновременном сокращении полосы до 10  $кгц$ . Однако не следует думать, что за счет сужения полосы пропускания коэффициент усиления может быть неограниченно увеличен. В резистивной ступени, очевидно, усиление всегда будет меньше статического коэффициента усиления лампы  $\mu$ . При использовании триодов, даже в узкополосных усилителях,  $K_0$  обычно нельзя получить больше чем 0,7—0,75  $\mu$ . При работе пентодов  $K_0$  составляет еще меньший процент от величины  $\mu$ . Обычно для пентодов  $K_0 \leq 0,1 \mu$ .

Это последнее обстоятельство объясняется следующим образом. Для повышения усиления  $K_0$  необходимо увеличивать сопротивление анодной нагрузки  $R_a$ . При этом одновременно уменьшается постоянное напряжение на аноде лампы и, следовательно, падает крутизна характеристики  $S$ . Начиная с некоторого значения  $R_a$ , его дальнейшее увеличение вызывает почти такое же уменьшение крутизны характеристики, вследствие чего произведение  $SR_a$  не увеличивается.

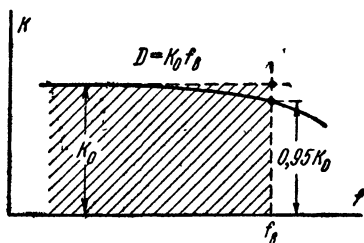


Рис. 12.8. Определение добротности резистивной усилительной ступени

Расширение полосы пропускания за счет снижения усиления  $K_0$  может производиться неограниченно. В приведенном выше примере может быть достигнута, соответствующим уменьшением  $K_0$ , полоса пропускания 100 кГц при  $K_0 = 10$  и 200 кГц при  $K_0 = 5$  и т. д.

Если лампа имеет крутизну характеристики порядка 5 мА/В, то при полосе частот порядка 5 МГц усиление резистивной ступени уже приближается к единице. В таких условиях использование обычной резистивной схемы становится нерациональным. Поэтому при полосе частот порядка 100 кГц и выше применяют усилительные схемы с коррекцией. Такие схемы, как это показано ниже, обладают большей добротностью и позволяют при той же лампе и неизменной полосе пропускания получить больший коэффициент усиления по сравнению с простой резистивной схемой.

Если усиление одной ступени недостаточно, то в усилителе напряжения включают несколько ступеней; выполненных в большинстве случаев по резистивной схеме. При расчете такого многоступенчатого усилителя полосы пропускания и величины частотных искажений для всех ступеней следует выбирать одинаковыми. При этом можно получить максимальное общее усиление при заданном числе ламп. Это положение в равной степени относится и к схемам с коррекцией, применяемым в широкополосных и импульсных усилителях.

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Схема усиления на сопротивлениях (резистивная схема) является наиболее распространенной в усилителях напряжения; ее достоинствами являются простота выполнения и высокие качественные показатели.

2. Частотная характеристика резистивной ступени определяется постоянными времени цепи сетки  $\tau_c$  и цепи анода  $\tau_a$ .

3. Для улучшения частотной характеристики на низких частотах следует увеличивать постоянную времени сеточной цепи  $\tau_c$ .

4. Для улучшения частотной характеристики на верхних частотах необходимо уменьшать постоянную времени цепи анода  $\tau_a$  путем уменьшения сопротивления анодной нагрузки  $R_a$ , т. е. за счет снижения усиления ступени.

5. Произведение полосы пропускания на усиление  $K_0$ , называемое добротностью усилителя  $D$ , есть величина, постоянная для данной лампы. Для лучших ламп добротность резистивной ступени не превышает 15—20 МГц.

## 12.4. РАСЧЕТ РЕЗИСТИВНОЙ УСИЛИТЕЛЬНОЙ СТУПЕНИ

### Задание расчета

При расчете резистивной ступени обычно бывает необходимо:

- 1) выбрать тип лампы и режим ее работы,
- 2) найти параметры  $R_a$ ,  $C_c$ ,  $R_c$  и определить усиление  $K_0$ ,

3) найти данные вспомогательных цепей сеточного смещения и гасящего фильтра цепи экранирующей сетки (для пентодов).

### Выбор типа лампы

Во многих случаях основанием для выбора типа лампы резистивной ступени является требование максимального усиления при заданной полосе частот, т. е. требование наибольшей добротности. Для этой цели лампа должна обеспечить высокое отношение  $\frac{S}{C_0}$ . Такими лампами, как известно, являются пентоды высокой частоты.

В узкополосных усилителях иногда нет смысла усложнять схему и применять пентоды для повышения добротности. Если не требуется иметь усиления на ступень более 50, в усилителях колебаний звуковой частоты можно применять триоды.

В табл. 12.1 даны основные параметры некоторых типов ламп, применяемых в резистивной схеме. При вычислении добротности  $D$  паразитная емкость монтажа принята порядка 15—20 пф.

Таблица 12.1

Тип лампы	$E_a \text{ макс}$ в	$P_a \text{ доп}$ вт	$S$ ма/в	$C_{вх}$ пф	$C_{вых}$ пф	$C_0$ пф	$D$ Мгц	$\mu$
Пентоды								
6Ж1П	200	1,8	5 ÷ 6	4	2,1	25	10	
6Ж3	330	3,3	4 ÷ 5	8,5	7	30	7	
6Ж3П	330	2,5	5	6,5	1,8	25	10	
6Ж4	330	3,3	10	11	5	30	16	
6Ж7	300	0,75	1,5	7	12	35	2	
6Ж8	330	2,8	1,5	6	7	30	2,5	
6П9	330	9	11	7	8,5	30	18	
Триоды								
6Н1П	300	2,2	4	3,8	1,75	1,85	35	Двойные триоды. Данные приведены для каждого триода
6Н2П	300	1	2	1,75	1,3	0,75	100	
6Н7С	300	5,5	2	4,3	5,4	2,5	32	
6Н8С	330	2,75	2,2	3	4	1,2	20	
6Н9С	275	1,1	1,6	3,4	3,2	2,8	70	
6Г2	330	2	1,6	3,2	3	1,6	100	

Следует отметить, что в усилителях, рассчитанных на полосу частот до 10—20 кГц, как правило, не удастся достигнуть приведенных в таблице значений крутизны  $S$  и добротности  $D$  вследствие снижения крутизны характеристики при высокоомных анодных нагрузках.



Двойные триоды удобны в том отношении, что они могут использоваться в ряде случаев в качестве двух отдельных ламп, работающих в смежных ступенях усилителя.

### Выбор величины сеточного сопротивления

Из ф-лы (12.9) видно, что для получения большего усиления со ступени сеточное сопротивление  $R_c$  выгодно выбирать возможно большей величины. Однако имеется два обстоятельства, ограничивающих увеличение этого сопротивления.

Во-первых, конечное сопротивление сеточного конденсатора постоянному току налагает определенное ограничение при выборе величины  $R_c$ .

Из ф-лы (12.2) следует

$$R_c = \frac{R_y}{10} \frac{(-E_c)}{E_a}.$$

Это выражение позволяет найти максимально допустимое значение  $R_c$ . Обычно  $-\frac{E_c}{E_a} = \frac{1}{20} \div \frac{1}{40}$ , поэтому

$$R_c = \frac{R_y}{200 \div 400}. \quad (12.21)$$

Для того чтобы не предъявлять чрезмерно жестких требований к изоляции сеточного конденсатора, следует считать, что сопротивление его изоляции имеет величину порядка 500 *Мом*. Тогда согласно выражению (12.21) сеточное сопротивление не должно превышать 1—2 *Мом*. В некоторых случаях, при использовании конденсаторов с повышенным сопротивлением изоляции, величина  $R_c$  может быть увеличена до 3—5 *Мом*. Это является верхней границей величины  $R_c$ , выше которой обычно идти не рекомендуется.

Вторым обстоятельством, ограничивающим возможное увеличение сеточного сопротивления  $R_c$ , является ионный ток сетки лампы, который, проходя по сопротивлению  $R_c$ , создает положительное напряжение на сетке, пропорциональное величине  $R_c$ . Чем меньше это сопротивление, тем меньше положительное смещение, обусловленное ионным током сетки.

Для некоторых типов ламп, имеющих значительный ионный ток сетки, указывается в числе прочих справочных данных максимально допустимое сопротивление в цепи сетки для постоянного тока. Например, для лампы 6ПЗС  $R_c$  не должно превышать 0,25 *Мом*. Если в справочнике не оговаривается наибольшая величина  $R_c$ , то это сопротивление может быть выбрано в соответствии с приведенными выше соображениями.

Для того чтобы шунтирующее действие сопротивления  $R_c$  в заметной степени не снижало коэффициент усиления ступени, обычно соблюдают условие

$$R_c \geq (5 \div 100) R_a.$$

В узкополосных усилителях удастся обычно обеспечить не более чем пятикратное превышение  $R_c$  над величиной  $R_a$ , так как  $R_a$  в таких усилителях сравнительно велико. В широкополосных усилителях не представляет труда добиться, чтобы

$$R_c \approx 100R_a.$$

Дальнейшее увеличение  $R_c$ , даже если это не ограничивается приведенными выше соображениями, становится нецелесообразным.

Определив таким образом величину сопротивления  $R_c$ , нетрудно далее найти емкость разделительного конденсатора  $C_c$ .

### Определение емкости разделительного конденсатора

Из ф-лы (12.17) можно определить минимальную постоянную времени цепи сетки  $\tau_c$ , обеспечивающую заданную равномерность частотной характеристики на нижних частотах

$$\tau_c = \frac{1}{2\pi f_n \sqrt{M_n^2 - 1}}, \quad (12.22)$$

здесь  $f_n$  — нижняя частота заданной полосы пропускания в гц,  $M_n$  — допустимый коэффициент частотных искажений на этой частоте.

В то же время постоянная времени цепи сетки равна

$$\tau_c = C_c(R_c + R).$$

Но всегда на практике  $R_c \gg R$ , поэтому можно считать

$$\tau_c \approx C_c R_c. \quad (12.23)$$

Зная сопротивление  $R_c$ , емкость разделительного конденсатора находим из формулы

$$C_c = \frac{\tau_c}{R_c}. \quad (12.24)$$

Величину  $C_c$  округляем до ближайшего большего значения стандартной емкости конденсатора выбранного типа.

### Определение сопротивления анодной нагрузки

Сопротивление анодной нагрузки  $R_a$  можно определить через постоянную времени цепи анода  $\tau_a$ , которая для получения заданной формы частотной характеристики на верхней частоте, должна быть равна

$$\tau_a = \frac{\sqrt{M_a^2 - 1}}{\omega_a}, \quad (12.25)$$

но, так как  $R_c \gg R_a$

$$\tau_a = C_0 R = C_0 \frac{R_a R_i}{R_a + R_i}.$$

Отсюда

$$R_a = R_i \frac{\tau_a}{C_0 R_i - \tau_a}. \quad (12.26)$$

Величину шунтирующей паразитной емкости  $C_0$  находим из выражения

$$C_0 = C_{\text{вых}} + C_m + C_{\text{ск}} + C_{\text{ас}} (1 + K_{a2}),$$

где  $C_{\text{вых}}$  — выходная емкость лампы,  $C_m$  — емкость монтажа,  $C_{\text{ск}}$  — емкость сетка—катод,  $C_{\text{ас}}$  — емкость анод—сетка лампы следующей ступени,  $K_{a2}$  — усиление следующей ступени. Для пентода величина  $C_{\text{ас}}$  мала и последним слагаемым можно пренебречь.

Если в ф-ле (12.26) знаменатель окажется равным нулю или отрицательным, т. е. если

$$C_0 R_i \leq \tau_a, \quad (12.27)$$

то величина сопротивления анодной нагрузки может быть выбрана произвольной, так как при любом значении  $R_a$  частотные искажения будут меньше заданных. Это означает, что внутреннее сопротивление лампы  $R_i$  достаточно мало и обеспечивает необходимое значение  $\tau_a$  и достаточное постоянство коэффициента усиления в заданной полосе частот. Любая величина  $R_a$  при этом обеспечит частотные искажения на верхней частоте меньше заданных.

Условие (12.27) может выполняться при использовании триодов, обладающих относительно малым внутренним сопротивлением. Следует иметь в виду, что во все соотношения должно подставляться внутреннее сопротивление лампы в рабочей точке, которое может довольно сильно превышать табличное значение  $R_i$ , вычисленное для прямолинейного участка характеристики.

При выполнении условия (12.27) сопротивление анодной нагрузки триода целесообразно выбирать в 4—5 раз больше, чем внутреннее сопротивление лампы, т. е.

$$\frac{R_a}{R_i} = \alpha = 4 \div 5,$$

где  $\alpha$  — коэффициент нагрузки.

Выбирать коэффициент нагрузки меньшей величины невыгодно, так как это заметно снижает усиление. Дальнейшее увеличение  $\alpha$  мало целесообразно, потому что усиление при этом почти не возрастает, а полоса пропускания усилителя сужается.

Увеличение коэффициента нагрузки до значений порядка 4—5 при неизменном напряжении источника анодного питания снижает напряжение на аноде лампы обычно до нескольких десятков

вольт. Вследствие этого рабочая точка неизбежно попадает на криволинейную часть статической характеристики лампы. В таком режиме работают практически все резистивные ступени на триодах в усилителях колебаний звуковой частоты.

Однако работа на криволинейном участке статической характеристики триода еще не означает роста нелинейных искажений. Известно, что нелинейные искажения определяются криволинейностью не статической, а динамической характеристики лампы. С ростом сопротивления анодной нагрузки динамическая характеристика триода спрямляется, вследствие чего нелинейные искажения, вносимые лампой, уменьшаются.

Из сказанного ясно, что выбор достаточно большого коэффициента анодной нагрузки  $\alpha$  выгоден для триода, так как позволяет не только увеличить усиление ступени, но и снизить нелинейные искажения. В этом случае единственным ограничителем для увеличения сопротивления анодной нагрузки являются частотные искажения в заданной полосе пропускания.

Следует иметь в виду, что в приведенных выше рассуждениях мы не учитывали шунтирующего действия сеточного сопротивления  $R_c$ . Это допустимо делать, если  $R_c \gg 10 R_a$ , что в большинстве случаев имеет место.

При использовании в резистивном усилителе пентодов, обладающих весьма большим внутренним сопротивлением ( $R_i \gg 1 \text{ Мом}$ ), величина сопротивления анодной нагрузки может быть определена из выражения

$$R_a = \frac{\tau_a}{C_0},$$

вытекающего из ф-лы (12.26), так как при этом  $C_0 R_i \gg \tau_a$ .

Коэффициент усиления на средних частотах  $K_0$  определяется по формуле

$$K_0 = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c}}.$$

Для пентодов  $\frac{R_i}{R_a} \gg 1$ , поэтому

$$K_0 = \frac{\mu}{R_i} R_a = S R_a,$$

где  $S$  — крутизна характеристики в рабочей точке.

### Выбор режима работы лампы

Режим работы лампы, определяющий положение рабочей точки на ее характеристике, зависит от напряжений на аноде и экранирующей сетке и отрицательного смещения на управляющей сетке.

Выбор режима работы лампы в резистивном усилителе сводится

в основном к определению постоянных составляющих напряжений  $E_c$  и  $E_{c2}$  на управляющей и экранирующей сетках. Напряжение источника анодного питания  $E_a$  бывает задано или выбирается в соответствии с паспортными данными лампы. При известных величинах  $E_a$ ,  $E_{c2}$ ,  $E_c$  и  $R_a$  напряжение на аноде лампы  $u_{a0}$  находится однозначно. Лучше всего величину  $u_{a0}$  определять графически, построив динамическую характеристику - (нагрузочную прямую) в анодной системе координат.

Выбор напряжений на экранирующей и управляющей сетках подчинен задаче получения наибольшей крутизны динамической характеристики в рабочей точке, что необходимо для повышения усиления ступени. Кроме того, величина  $E_c$  должна быть выбрана так, чтобы гарантировать отсутствие тока в цепи управляющей сетки.

Для триода наибольшая крутизна характеристики будет соответствовать наименьшему отрицательному смещению на сетке. Следовательно, единственным соображением, которым следует руководствоваться при выборе отрицательного смещения на сетке триода является отсутствие сеточных токов, для чего достаточно выполнить условие:  $-E_c \geq U_c$ . Для определения наивыгоднейшего отрицательного смещения на управляющей сетке пентода следует построить в сеточной системе координат динамическую характеристику для расчетного значения сопротивления анодной нагрузки  $R_a$ . Точка, соответствующая наибольшей крутизне характеристики, определит наивыгоднейшее сеточное смещение, которое, конечно, не должно быть меньше амплитуды напряжения сигнала на сетке.

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. В усилителях с резистивной связью, особенно широкополосных, выгодно применять лампы с большим отношением  $\frac{S}{C_0}$ .

2. Чтобы избежать появления на сетке заметного положительного потенциала за счет утечки в разделительном конденсаторе и ионного сеточного тока, сеточное сопротивление  $R_c$  не должно превышать нескольких мегом.

3. Сопротивление анодной нагрузки  $R_a$  определяется по заданной частотной характеристике на верхних частотах.

4. Рабочая точка на характеристике лампы выбирается на участке максимальной крутизны и из условий работы лампы без сеточных токов.

### 12.5. ПРИМЕР РАСЧЕТА РЕЗИСТИВНОГО УСИЛИТЕЛЯ

**Задание.** Рассчитать усилитель напряжения по следующим техническим условиям:

1. Напряжение на входе усилителя  $U_{вх} = 10$  мВ.
2. Напряжение на выходе усилителя  $U_{вых} = 16$  В.
3. Полоса частот от  $f_n = 50$  Гц до  $f_v = 12 \cdot 10^3$  Гц.

4. Частотные искажения в заданной полосе частот для всего усилителя не должны превышать 1 %.

5. Емкость  $C_0$ , нагружающая выходную ступень усилителя напряжения, составляет 125 пф.

6. Напряжение источника анодного питания  $E_a = 275$  в, напряжение накала 6,3 в. Усилитель предназначен для измерительных целей.

Определить число ступеней усилителя, выбрать тип ламп, режим их работы и найти все параметры схемы.

#### Решение

1. Найдём общий коэффициент усиления всего усилителя на средних частотах

$$K_0 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{16}{10 \cdot 10^{-3}} = 1600.$$

2. В целях уменьшения числа ламп в усилителе целесообразно использовать двойной триод типа 6Н9С с большим коэффициентом усиления, для которого

$\mu = 70$ ,  $R_i = 45$  ком,  $C_{\text{вых}} = 3,2$  нф,  $C_{\text{ск}} = 3,4$  нф,  $C_{\text{ас}} = 2,8$  нф,  $P_a \text{ доп} = 1,1$  вт.

3. Для определения числа ступеней найдём добротность выходной ступени

$$D = \frac{S}{20 C_0} = \frac{1,4 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 125 \cdot 10^{-12}} = 0,56 \cdot 10^6 \text{ гц}.$$

4. Усиление выходной ступени при полосе 15 кГц можно получить порядка  $\frac{D}{f_s} = \frac{0,56 \cdot 10^6}{12 \cdot 10^3} = 45$ . Учитывая, что первая ступень нагружена при-

близительно такой же ёмкостью  $C_0$ , можно считать, что её усиление будет того же порядка. Следовательно, для получения заданного общего усиления (1600) достаточно иметь две ступени.

5. Переходим к детальному расчёту параметров схемы, распределив заданные частотные искажения на две ступени поровну. Тогда  $M_{e1} = M_{e2} = 1,06$ ,  $M_{n1} = M_{n2} = 1,06$ . Искажения на нижней частоте  $M_{nc}$  будут вноситься сеточными цепями ламп и цепями автоматического смещения  $M_{нк}$ . Принимаем, что  $M_{нк} = M_{nc} = \sqrt{M_{n1}} = \sqrt{1,06} = 1,03$ .

6. Постоянная времени анодной цепи каждой ступени

$$\tau_a = \frac{\sqrt{M_e^2 - 1}}{\omega_s} = \frac{\sqrt{1,06^2 - 1}}{6,28 \cdot 1,2 \cdot 10^4} = 4,6 \cdot 10^{-6} \text{ сек}.$$

7. Сопротивление анодной нагрузки выходной ступени

$$R_{a2} = R_i \frac{\tau_a}{C_0 R_i - \tau_a} = 45 \cdot 10^3 \frac{4,6 \cdot 10^{-6}}{125 \cdot 10^{-12} \cdot 45 \cdot 10^3 - 4,6 \cdot 10^{-6}} = 140 \cdot 10^3 \text{ ом}.$$

8. Построив линию нагрузки для  $R_{a2} = 140$  ком (рис. 12. 9), выбираем рабочую точку при  $E_c = -1$  в, что обеспечит работу без токов сетки в линейной части характеристики. Находим внутреннее сопротивление лампы в рабочей точке  $R_i = 45$  ком, что совпадает с принятой выше величиной.

9. Приняв  $R_{c2} = 7R_a = 1$  Мом, найдём усиление второй ступени на средних частотах

$$K_{02} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_{a2}} + \frac{R_i}{R_c}} = \frac{70}{1 + \frac{45}{140} + \frac{45}{1000}} = 50.$$

Найдём амплитуду сигнала на сетке второй лампы

$$U_{c2} = \frac{U_{вых}}{K_{02}} = \frac{16}{50} = 0,32 \text{ в,}$$

при столь малой амплитуде сигнала нелинейные искажения, вносимые лампой, окажутся незначительными.

10. Емкость разделительного конденсатора

$$C_{c2} = \frac{1}{\omega_n R_c \sqrt{M_{nc}^2 - 1}} = \frac{1}{6,28 \cdot 50 \cdot 10^3 \sqrt{1,03^2 - 1}} = 0,0092 \cdot 10^{-6} \phi$$

принимаям  $C_{c2} = 0,01 \text{ мкф}$ .

11. Катодное сопротивление автоматического смещения для последней ступени

$$R_{c2} = \frac{-E_c}{I_{02}} = \frac{1}{1,08 \cdot 10^{-3}} = 920 \text{ ом,}$$

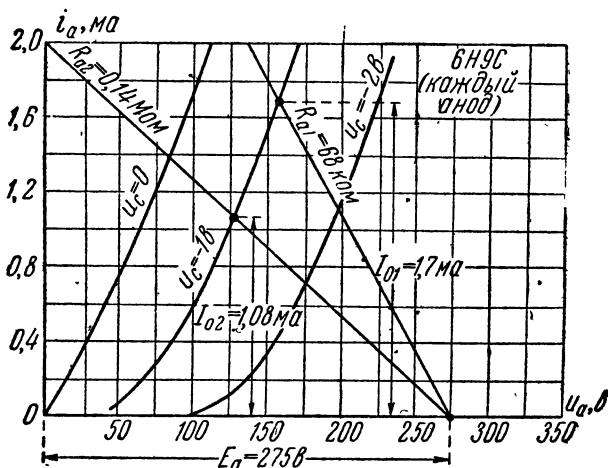


Рис. 12.9. Характеристики лампы 6Н9С

где  $I_{02} = 1,08 \text{ ма}$  (значение  $I_{02}$  находим по характеристике на рис. 12.9).

12. Емкость блокировочного конденсатора цепи автосмещения

$$C_{к2} = \frac{1}{\omega_n R_{к2}} \cdot \sqrt{\frac{\left[1 + (\mu + 1) \frac{R_{к2}}{R_{a2} + R_i}\right]^2 - M_{nc}^2}{M_{nc}^2 - 1}} = 12 \cdot 10^{-6} \phi \text{ или } 12 \text{ мкф.}$$

13. Переходим к расчёту параметров первой ступени. Находим ёмкость  $C_0$ , шунтирующую анодную нагрузку первой лампы

$$C_{01} = C_{вых} + C_{ск2} + C_m + C_{ас2} (1 + K_{02}) = 162 \text{ пф.}$$

#### 14. Сопротивление аводной нагрузки

$$R_{a1} = R_{i1} \frac{\tau_a}{C_a R_{i1} - \tau_a} = 45 \cdot 10^3 \frac{4,6 \cdot 10^{-6}}{162 \cdot 10^{-12} \cdot 45 \cdot 10^3 - 4,6 \cdot 10^{-6}} = 65 \cdot 10^3 \text{ ом.}$$

15. Построив линию нагрузки при  $R_a = 68 \text{ ком}$  (рис. 12.9), выбираем постоянное смещение на сетке  $E_{c2} = -1 \text{ в}$ , тогда  $R_i = 43 \text{ ком}$ , что несколько меньше принятой ранее величины, благодаря чему частотные искажения также уменьшатся. Знаясь  $R_c = 15 R_a = 10^6 \text{ ом}$ , найдём коэффициент усиления первой ступени на средних частотах

$$K_{01} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_{a1}} + \frac{R_i}{R_{c1}}} = \frac{70}{1 + \frac{45}{68} + \frac{45}{1000}} = 40.$$

#### 16. Общее усиление двух ступеней

$$K_0 = K_{01} \cdot K_{02} = 50 \cdot 40 = 2000,$$

что несколько превышает заданную величину. Полученный запас по усилению на 25 % весьма желателен.

17. Емкость конденсатора цепи сетки берём такую же, как и во второй ступени ( $C_c = 0,01 \text{ мкф}$ ), так как величины  $R_c$  и  $M_{ис}$  для обеих ступеней выбраны одинаковыми.

18. Сопротивление автоматического смещения

$$R_{\kappa 1} = \frac{-E_{c1}}{I_{01}} = \frac{1}{1,7 \cdot 10^{-3}} = 600 \text{ ом.}$$

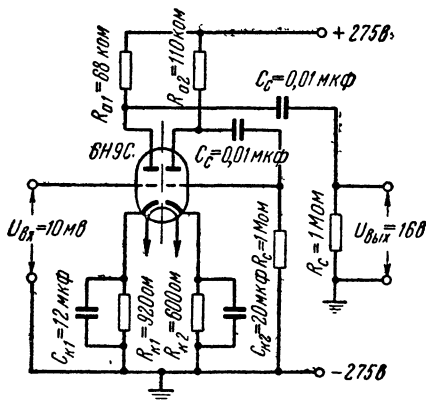


Рис. 12.10. Схема резистивного усилителя

#### 19. Емкость блокировочного конденсатора цепи автосмещения

$$C_{\kappa 1} = \frac{1}{314 \cdot 600} \cdot \sqrt{\frac{\left(1 + 71 \frac{60}{(68 + 45) \cdot 10^3}\right)^2 - 1,03^2}{1,03^2 - 1}} = 20 \cdot 10^{-6} \text{ ф} = 20 \text{ мкф.}$$

На рис. 12.10 показана принципиальная схема усилителя.

### Контрольные вопросы и задачи к гл. 12.

1. В чем состоит основное отличие усилителей напряжения от усилителей мощности?
2. Каковы преимущества схемы усиления на сопротивлениях?
3. Перечислите основные элементы схемы резистивной ступени и назовите требования, предъявляемые к ним?
4. Чем вредна утечка в разделительном конденсаторе  $C_c$ ?
5. Чем определяется вид частотной и фазовой характеристик резистивной ступени?
6. Какие элементы схемы влияют на характеристику в области нижних и верхних частот?



7. Что ограничивает возможность увеличения сопротивления анодной нагрузки?

8. Почему с расширением полосы пропускания усиление ступени на средних частотах уменьшается?

9. Что такое добротность усилительной ступени?

10. Какие требования предъявляются к лампе в широкополосном усилителе?

11. На сколько децибел уменьшится усиление ступени, если необходимо расширить полосу пропускания в 4 раза?

О т в е т. На 12 *дб*.

12. Добротность усилительной ступени с лампой 6Ж4 составляет 16 *Мгц*. Какой коэффициент усиления ступени можно получить на средних частотах, если  $f_s = 4$  *Мгц*?

О т в е т.  $K_0 = 4$ .

13. Определите частотные искажения, вносимые резистивной ступенью на верхней частоте  $f_s = 8$  *кГц*, если входная ёмкость следующей ступени  $C_{ex} = 200$  *пф*, крутизна характеристики лампы  $S = 1$  *ма/в* и  $K = 50$ .

О т в е т.  $\Delta S_s = 1$  *дб*.

14. На верхней частоте резистивная ступень вносит фазовый сдвиг 20°. На сколько децибел изменится усиление на той же частоте, если входная ёмкость следующей лампы удвоится?

О т в е т. На 1,15 *дб*.

15. Частотные искажения ступени резистивного усилителя на нижней частоте равны 1 *дб*. Чему будут равны частотные искажения на той же частоте, если ёмкость разделительного конденсатора  $C_s$  уменьшится вдвое?

О т в е т.  $\Delta S_n = 3$  *дб*.

16. Ступень резистивного усилителя с пентодом вносит на верхней частоте при  $\alpha = 0,04$  частотные искажения  $\Delta S_s = 3$  *дб*. Определите частотные искажения на той же частоте, если в результате замены лампы в схеме на триод коэффициент нагрузки увеличился до значения  $\alpha = 2$ .

О т в е т.  $\Delta S_s = 0,5$  *дб*.

17. Ступень резистивного усилителя выполнена на лампе, имеющей  $\mu = 100$ , и даёт усиление  $S_0 = 37,5$  *дб*; частотные искажения  $\Delta S_s = 1$  *дб* при  $R_a = 300$  *ком*. Определите частотные искажения  $\Delta S_s$  на той же частоте, если лампу в схеме заменить на пентод (внутреннее сопротивление пентода считайте практически бесконечно большим).

О т в е т.  $\Delta S_s = 7$  *дб*.

---

## ТРАНСФОРМАТОРНАЯ СХЕМА СТУПЕНИ УСИЛЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

### 13.1. СХЕМА СТУПЕНИ И ЕЕ СВОЙСТВА

В трансформаторной схеме ступени усиления, показанной на рис. 13.1, элементом межламповой связи служит трансформатор с сердечником из материала с высокой магнитной проницаемостью (трансформаторной стали или специальных сплавов). Такой сердечник необходим, во-первых, для получения достаточно большой индуктивности первичной обмотки трансформатора при малых его размерах и, во-вторых, для уменьшения потока рассеяния между первичной и вторичной обмотками трансформатора.

Трансформаторная схема уступает резистивной схеме в отношении веса, габаритов и стоимости деталей, но имеет перед ней некоторые преимущества, к числу которых в первую очередь следует отнести:

- 1) возможность получения частотной характеристики с подъемом на крайних частотах полосы пропускания. Этот подъем часто бывает полезен для компенсации западающей частотной характеристики, вызываемых другими элементами,
- 2) возможность повышения трансформатором напряжения, получаемого от источника входного сигнала,
- 3) малое выходное сопротивление трансформатора, что позволяет использовать лампу последующей ступени в режиме работы с токами сетки,
- 4) в трансформаторной ступени легко осуществить симметричный (двухтактный) выход путем вывода средней точки вторичной обмотки трансформатора.

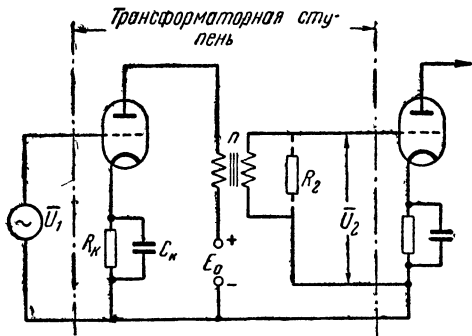


Рис. 13.1. Схема трансформаторной усилительной ступени

Последние два обстоятельства часто определяют применение трансформаторной схемы на входе мощных двухтактных усилителей.

Существенным недостатком трансформаторной схемы, весьма важным в усилителях с отрицательной обратной связью, является неблагоприятный ход фазовой характеристики: максимальный фазовый сдвиг в трансформаторной схеме может достигать величины, значительно большей, чем в резистивной схеме.

Параллельно одной из обмоток трансформатора — первичной или вторичной — иногда включается шунт в виде омического сопротивления. Главное назначение такого шунта во вторичной

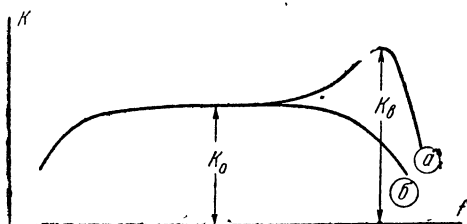


Рис. 13.2. Частотные характеристики трансформаторной ступени  
а — резонансная ступень, б — аperiодическая ступень

обмотке — стабилизация работы усилителя, т. е. устранение возможной паразитной генерации, обусловленной обратной связью сеточной и анодной цепей последующей лампы через емкость сетка — анод.

Другим назначением шунта во вторичной обмотке является выравнивание частотной характеристики схемы (уменьшение искажений на край-

них частотах). Однако для последней цели включение шунта не всегда целесообразно, так как при этом одновременно снижается коэффициент усиления на средних частотах.

Шунт в первичной обмотке трансформатора служит для стабилизации его входного сопротивления в целях улучшения частотной характеристики.

В зависимости от характера нагрузки, величины индуктивности рассеяния трансформатора и внутреннего сопротивления источника, питающего его первичную обмотку, трансформатор может представлять собой аperiодическую или колебательную систему. В соответствии с этим различают трансформаторы аperiодические и резонансные. Частотные характеристики для этих двух случаев показаны на рис. 13.2. Частота резонанса трансформатора лежит в области верхних частот полосы пропускания усилителя.

Трансформатор представляет собой аperiодическую систему чаще всего в тех случаях, когда его вторичная обмотка нагружена на сопротивление активного или индуктивного характера. При емкостной нагрузке вторичной обмотки трансформатор может оказаться резонансным.

Примером аperiодического трансформатора может служить выходной трансформатор, нагруженный на громкоговоритель. Резонансными трансформаторами обычно являются входные и межламповые трансформаторы.

Параметры межлампового или входного трансформатора влияют на частотную характеристику усилителя так же, как и параметры выходного трансформатора. Но межламповые трансформаторы обычно бывают резонансными, поэтому их расчет несколько отличается от расчета выходных трансформаторов, рассмотренного выше (гл. 4). Эти особенности относятся к определению коэффициента трансформации и индуктивности рассеяния трансформатора.

Резонансные явления в трансформаторной ступени (рис. 13.1) могут наблюдаться в области верхних частот полосы пропускания. На нижних частотах свойства ступени не отличаются от свойств ступени с апериодическим трансформатором. Поэтому для оценки частотных искажений на нижних частотах и расчета параметров схемы, определяющих эти искажения, можно полностью воспользоваться полученными ранее результатами (гл. 4) для апериодического трансформатора. Остается лишь рассмотреть работу ступени на верхних частотах полосы пропускания.

### 13.2. ЧАСТОТНО-ФАЗОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СТУПЕНИ

Эквивалентная схема трансформаторной ступени для верхних частот показана на рис. 13.3. Новым элементом по сравнению со схемой выходной ступени здесь является емкость  $C_2'$ , представляющая собой пересчитанную емкость нагрузки из вторичной обмотки трансформатора в первичную

$$C_2' = n^2 C_2 = n^2 [C_m + C_T + C_{с\kappa} + C_{ac} (1 + K_{02})],$$

где  $C_T$  — собственная межвитковая емкость трансформатора, составляющая обычно 50—100 пф.

Емкость  $C_2$  обуславливает собой качественное отличие между частотными характеристиками межлампового и выходного трансформаторов. Эта емкость образует с индуктивностью рассеяния трансформатора  $L_s$  последовательный контур, который при известном соотношении параметров схемы может оказаться резонансным и вызвать рост усиления ступени на частотах, близких к частоте резонанса.

Усиление ступени на верхних частотах можно найти, воспользовавшись эквивалентной схемой рис. 13.3. Согласно ф-ле (3 10) имеем

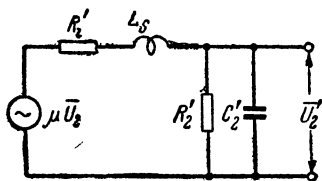


Рис. 13.3. Эквивалентная схема трансформаторной ступени для верхних частот

$$\bar{K}_s = \frac{\mu n}{1 + \frac{\bar{Z}_i}{\bar{Z}_a}} = \frac{\mu n}{1 + (R_1' + i\omega L_s) \left( \frac{1}{R_2'} + i\omega C_2' \right)}, \quad (13.1)$$

откуда модуль коэффициента усиления

$$K_e = \frac{\mu n'}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_i'}{R_2'} - \omega^2 L_s C_2'\right)^2 + \left(\omega C_2' R_i' + \frac{\omega L_s}{R_2'}\right)^2}} \quad (13.2)$$

и тангенс угла сдвига фаз

$$\operatorname{tg} \varphi_s = - \frac{\omega C_2' R_i' + \frac{\omega L_s}{R_2'}}{1 + \frac{R_i'}{R_2'} - \omega^2 L_s C_2'} \quad (13.3)$$

Полученные выражения представляют собой уравнения частотной и фазовой характеристик трансформаторной ступени на верхних частотах. В целях упрощения записи введем обозначения:

$$\left. \begin{aligned} p &= \omega n \sqrt{L_s C_2 q} \\ q &= \frac{R_2'}{R_2' + R_i'} \\ d &= \sqrt{q} \left( R_i' \sqrt{\frac{C_2'}{L_s}} + \frac{1}{R_2'} \cdot \sqrt{\frac{L_s}{C_2'}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (13.4)$$

Тогда после простых преобразований можно получить следующее выражение для коэффициента частотных искажений

$$M_e = \frac{K_0}{K_e} = \sqrt{(1 - p^2)^2 + (pd)^2} \quad (13.5)$$

Величину  $p$ , пропорциональную частоте ( $p = \text{const } f$ ), назовем обобщенной частотой и будем ей пользоваться в качестве абсциссы при построении частотных характеристик. Величина  $d$ , зависящая только от параметров ступени, представляет собой затухание контура, входящего в эквивалентную схему на верхних частотах. Величина затухания определяет форму частотной характеристики ступени. С увеличением  $d$  подъем характеристики за счет резонанса уменьшается и максимум становится более тупым. Из ф-лы (13.4) следует, что затухание  $d$  будет тем больше, чем меньше сопротивление шунта  $R_2$ . Увеличение внутреннего сопротивления обмоток, емкости и коэффициента трансформации увеличивает затухание системы.

Найдем условие максимума усиления (что соответствует минимуму величины  $M_e^2$ ), продифференцировав ур-ние (13.5) по обобщенной частоте и приравняв производную нулю

$$\frac{dM_e^2}{dp} = -4p(1 - p^2) + 2pd^2 = 0,$$

отсюда

$$p = \sqrt{1 - \frac{d^2}{2}} \quad (13.6)$$

Найденное значение обобщенной частоты  $p$  соответствует максимуму усиления. Выражение (13.6) имеет физический смысл при условии  $d < \sqrt{2}$ , что является условием получения подъема на частотной характеристике. Если  $d > \sqrt{2}$ , мы получаем мнимое значение обобщенной частоты максимального усиления. В этом случае частотная характеристика ступени не будет иметь подъема в области верхних частот. Следовательно, при  $d < \sqrt{2}$  получим характеристику вида *a* рис. 13.2, при  $d \geq \sqrt{2}$  получим характеристику вида *б*

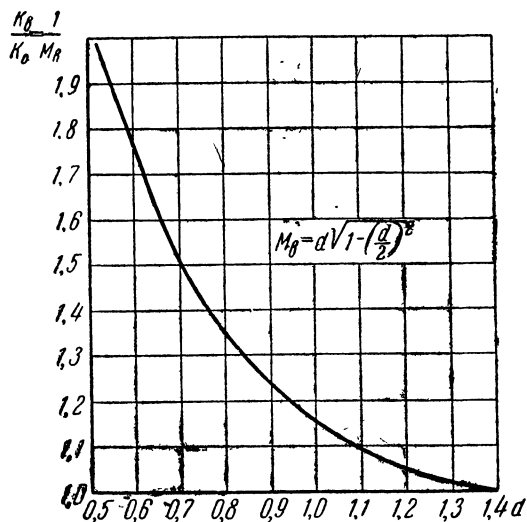


Рис. 13.4. График зависимости  $M_0$  от  $d$

рис. 13.2. Величина подъема усиления определяется исключительно величиной затухания  $d$ . Подставив ф-лу (13.6) в выражение (13.5), найдем

$$M_{0 \text{ мин}} = d \sqrt{1 - \frac{d^2}{4}}. \quad (13.7)$$

На рис. 13.4 приведен график зависимости подъема частотной характеристики в области верхних частот от затухания  $d$ .

Если требуется определить по заданной форме частотной характеристики (величине  $M_0$ ) затухание, то можно воспользоваться следующей формулой, вытекающей из ф-лы (13.7),

$$d = \sqrt{2(1 - \sqrt{1 - M_0^2})}. \quad (13.8)$$

Обобщенную частоту максимального усиления  $p$  можно также выразить через коэффициент частотных искажений  $M_0$ . Подставив выражение (13.8) в ф-лу (13.6), получим

$$p_0 = \sqrt[4]{1 - M_0^2}. \quad (13.9)$$

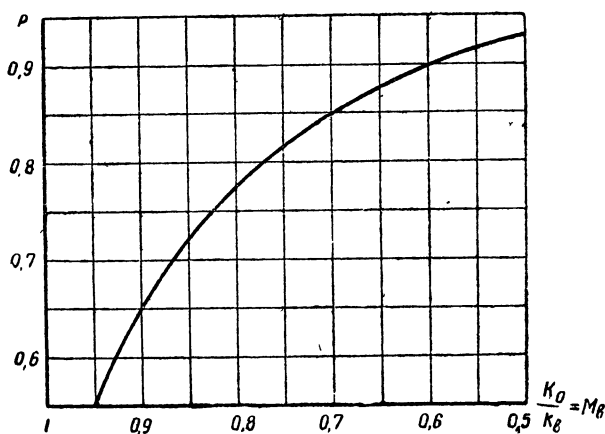


Рис. 13.5. График зависимости  $\rho$  от  $M_0$ .

Для трансформатора без подъема характеристики ( $M_0 > 1$ ) следует брать  $\alpha = \sqrt{2}$ , а  $\rho$  определять из формулы

$$\rho = \sqrt[4]{M_0^2 - 1}. \quad (13.10)$$

На рис. 13.5 дан график для определения  $\rho$  по  $M_0$ .

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. За счет резонанса напряжений между индуктивностью рассеяния и емкостью нагрузки трансформатора на верхних частотах возможен подъем характеристики, который можно использовать для компенсации искажений в других ступенях.

2. Условием получения характеристики с подъемом является  $d < \sqrt{2}$ , где  $d$  — затухание системы.

3. При  $d \geq \sqrt{2}$  частотная характеристика имеет вид кривой 6 рис. 13.2.

### 13.3. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ТРАНСФОРМАТОРНОЙ СТУПЕНИ

Вследствие того, что на нижних частотах характеристика ступени не отличается от характеристики усилителя мощности и ее уравнение вытекает из той же эквивалентной схемы, для определения индуктивности и активного сопротивления первичной обмотки трансформатора можно воспользоваться полученными ранее выражениями:

$$L_1 = \frac{R_0}{\omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}}$$

и

$$r_1 = \frac{R_a}{2} \frac{(1 - \eta_T)}{\eta_T}.$$

Для трансформатора без шунта

$$r_1 = (0,1 \div 0,2) R_1.$$

Размеры, вес и стоимость трансформатора значительно возрастают с увеличением индуктивности его первичной обмотки. Поэтому всегда желательно иметь трансформатор с минимальным значением  $L_1$ , для чего при заданной полосе частот следует применять лампы с возможно более низким внутренним сопротивлением  $R_1$ . Такими лампами являются триоды (например 6Н7С, 6Н8С) и пентоды в триодном включении. В случае применения пентодов (например 6Ж4) в целях снижения  $L_1$  одну из обмоток трансформатора шунтируют омическим сопротивлением. Коэффициент нагрузки  $\alpha$  для пентода следует выбирать порядка 0,1.

Зная величины  $d$  и  $p$ , можно найти индуктивность рассеяния  $L_s$  и коэффициент трансформации  $n$ . Решая совместно уравнения (13.4), найдем:

$$L_s = \frac{2pR_1}{\omega_s \left( d \pm \sqrt{d^2 - \frac{4}{1+\alpha}} \right)}, \quad (13.11)$$

$$n = \frac{P}{\omega_s} \sqrt{\frac{1+\alpha}{aL_s C_s}}. \quad (13.12)$$

Коэффициентом нагрузки  $\alpha = \frac{R_2'}{R_1'} = \frac{R_2}{n^2 R_1}$  для триода обычно задаются порядка 3—5.

Перед корнем в знаменателе ф-лы (13.11) можно взять знаки плюс или минус. В первом случае (при знаке «плюс») мы получим меньшую индуктивность рассеяния, что позволит увеличить коэффициент трансформации, а следовательно, и усиление ступени. Однако, если при этом индуктивность рассеяния окажется слишком малой ( $L_s < 0,5 \cdot 10^{-2} L_1$ ) и конструктивно трудно осуществимой, следует взять в знаменателе ф-лы (13.11) знак минус.

Остановимся подробнее на выборе коэффициента нагрузки  $\alpha$  для триода. Выбор этой величины можно произвести на основании следующих соображений.

1. Для получения максимального усиления на средних частотах следует выбирать величину  $\alpha$  не менее 3 — 6 (до 10).
2. Для обеспечения конструктивно выполнимой индуктивности рассеяния трансформатора величина  $\alpha$  должна быть равна

$$\alpha = \frac{4}{d^2 - \left[ \frac{2R_1' p}{\omega_s L_{s \text{ мин}}} - d \right]^2}. \quad (13.13)$$

Здесь  $L_{s \text{ мин}}$  — минимально осуществимая индуктивность рассеяния. Обычно  $L_{s \text{ мин}} \approx 0,5 \cdot 10^{-2} L_1$ .

3. Величина  $\alpha$  должна позволять осуществить заданный подъем частотной характеристики, если он требуется.



Минимально допустимое значение  $\alpha$  в случае характеристики с подъемом можно определить следующим образом. В ф-ле (13.11) подкоренное выражение должно быть положительным, иначе эта формула теряет физический смысл. Следовательно, нужно соблюдать условие

$$\alpha \geq \frac{4}{d^2} - 1.$$

При малых значениях  $\alpha$  получается затухание контура большее, чем это нужно для обеспечения заданного подъема характеристики на верхних частотах. Чем больше мы выбираем величину  $\alpha$ , тем больший подъем характеристики можно получить.

Подставив в полученное выражение для  $\alpha$  значение  $d$  из ф-лы (13.8), будем иметь

$$\alpha \geq \frac{1 + \sqrt{1 - M_0^2}}{1 - \sqrt{1 - M_0^2}}. \quad (13.14)$$

Если по каким-либо соображениям (например из соображения устойчивости) задано сопротивление шунта во вторичной обмотке трансформатора, то тем самым величина  $\alpha$  оказывается тоже заданной, и остается определить только  $L_s$  и  $n$ .

Расчетные формулы в этом случае примут вид

$$L_s = \frac{R_i'}{\omega_s \frac{d}{p} - \frac{1}{C_s R_2}}, \quad (13.15)$$

$$n = \frac{1}{\sqrt{\frac{\omega_s^2 L_s C_s}{p^2} - \frac{R_i'}{R_2}}}. \quad (13.16)$$

Значение  $\alpha$  находим из формулы

$$\alpha = \frac{R_2}{n^2 R_i'}. \quad (13.17)$$

При отсутствии шунта во вторичной обмотке трансформатора расчетные формулы значительно упрощаются и выглядят так:

$$L_s = \frac{p R_i'}{\omega_s d}. \quad (13.18)$$

$$n = \sqrt{\frac{p d}{\omega_s C_s R_i'}}. \quad (13.19)$$

Коэффициент усиления на средних частотах для ступени без шунта равен

$$K_0 = \mu n = \mu \sqrt{\frac{p d}{\omega_s C_s R_i'}}. \quad (13.20)$$

или, заменив  $\frac{\mu}{R_i'} \approx \frac{\mu}{R_i} = S$ , получим

$$K_0 = \sqrt{\mu S \frac{pd}{\omega_0 C_1}}. \quad (13.21)$$

Для определения величин  $p$  и  $d$  при расчете трансформатора удобно пользоваться обобщенными частотными характеристиками, приведенными на рис. 13.6.

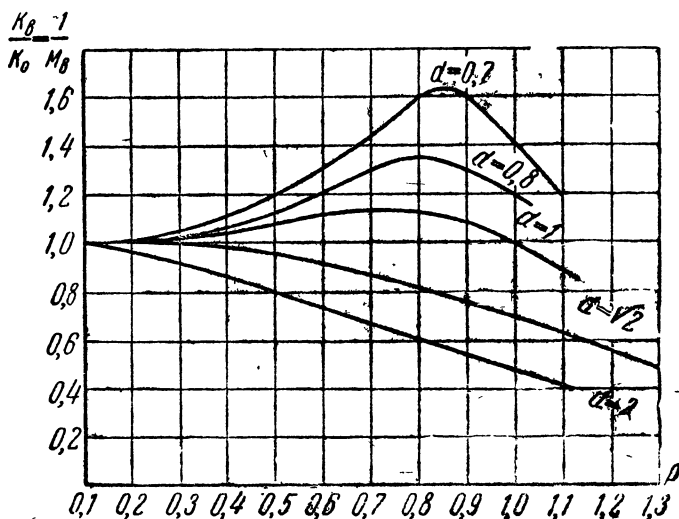


Рис. 13.6. Обобщенные частотные характеристики трансформаторной ступени

В зависимости от заданной формы частотной характеристики на верхних частотах выбирается одна из кривых. Каждой кривой соответствует вполне определенное значение затухания  $d$ . Коэффициент  $p$  определяется точкой заданного относительного усиления на максимальной частоте.

Входной трансформатор, связывающий источник входного напряжения с зажимами сетка—анод первой лампы усилителя, рассчитывается по тем же формулам, что и межламповый трансформатор, но во все формулы вместо внутреннего сопротивления лампы следует подставлять внутреннее сопротивление того источника напряжения (микрофон, линия), который включен на вход усилителя.

Усиление напряжения, даваемое входным трансформатором, можно подсчитать по формуле для коэффициента усиления трансформаторной ступени, если положить  $\mu = 1$ .

Для входного трансформатора с пунтом во вторичной обмотке усиление равно

$$K_0 = \frac{na}{1+a},$$

где

$$a = \frac{R_2}{n^2 R_1},$$

$R_1$  — сопротивление источника входного напряжения.

Для входного трансформатора без шунта  $K_0 = n$ .

Чем меньше внутреннее сопротивление источника входного напряжения, тем большее повышение напряжения может дать входной трансформатор, который так же, как и межламповый, может быть сделан резонансным или аperiodическим.

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Усиление, которое дает трансформаторная ступень, пропорционально квадратному корню из добротности лампы:  $K_0 = A \sqrt{\mu S}$ . Следовательно, в трансформаторной схеме выгодно применять лампы с возможно большей добротностью.

2. Наряду с большей добротностью для трансформаторного усилителя желательно иметь лампу с малым  $R_i$ , что позволяет обойтись меньшей индуктивностью первичной обмотки трансформатора.

3. Чем больше верхняя частота  $f_s$  и емкость, нагружающая вторичную обмотку трансформатора  $C_2$ , тем меньше коэффициент усиления  $K_0$ .

4. Если не шунтировать омическим сопротивлением одну из обмоток трансформатора, то для усилителей колебаний звуковых частот практически приемлемые значения индуктивности первичной обмотки  $L_1$  получаются при использовании ламп с малым  $R_i$  (триодов).

### 13.4. ПРИМЕР РАСЧЕТА ТРАНСФОРМАТОРНОЙ СТУПЕНИ УСИЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

**Задание.** Рассчитать трансформаторную ступень по следующим данным:

1. Полоса частот  $f_u = 80$  гц,  $f_s = 8 \cdot 10^3$  гц.
2. Частотные искажения на нижней частоте не более 1 дб ( $M_n < 1,12$ ).
3. Подъем-характеристики на верхней частоте 1 дб ( $M_s = 0,89$ ).
4. Входная емкость следующей лампы  $C_{ex} = 50$  пф.
5. Напряжение на выходе  $U_2 = 10$  в.

**Решение.**

1. Определяем емкость, нагружающую вторичную обмотку трансформатора,

$$C_2 = C_{ex} + C_m + C_T = 50 + 20 + 50 = 120 \text{ пф},$$

где  $C_m \approx 20$  пф — емкость монтажа,

$C_T = 50$  пф — собственная распределенная емкость вторичной обмотки трансформатора.

2. Вследствие того, что в задании необходимость включения шунта во вторичную обмотку трансформатора не оговорена, ведем расчет схемы без шунта.

Выбираем лампу 6Н7С—двойной триод. Эта лампа обладает достаточно большой добротностью. В целях уменьшения внутреннего сопротивления целесообразно соединить параллельно сетки и аноды обоих триодов, заключенных в общий баллон. В этом случае лампа в области отрицательных сеточных напряжений обладает параметрами  $\mu = 35$ ,  $R_i = 12 \cdot 10^3 \text{ ом}$ .

3. Находим сопротивление  $R_s$ . При отсутствии шунта

$$R_s = R_i + r_1 = 1,15 R_i = 1,15 \cdot 12 \cdot 10^3 = 13,8 \cdot 10^3 \text{ ом}$$

(активное сопротивление первичной обмотки трансформатора принимаем равным 15% от  $R_i$ , т. е. 1800 ом).

4. Определяем минимальную индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$L_1 = \frac{R_s}{\omega_n \cdot \sqrt{M_n^2 - 1}} = \frac{13,8 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 80 \cdot \sqrt{1,12^2 - 1}} = 55 \text{ эн.}$$

5. Находим обобщенную частоту  $p$  и затухание  $d$  для получения заданного подъема частотной характеристики на 1 дБ в области верхних частот ( $M_s = 0,89$ ):

$$p = \sqrt[4]{1 - M_s^2} = \sqrt[4]{1 - 0,89^2} = 0,67,$$

$$d = \sqrt{2(1 - p^2)} = \sqrt{2(1 - 0,67^2)} = 1,05.$$

6. Находим индуктивность рассеяния трансформатора

$$L_s = \frac{p R_i'}{\omega_s d} = \frac{0,67 \cdot 1,3 \cdot 12 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 1,05} = 0,2 \text{ эн.}$$

где

$$R_i' = 1,3 R_i.$$

7. Проверяем допустимость величины коэффициента рассеяния трансформатора с конструктивной точки зрения

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,2}{55} = 0,0036 \text{ или } 0,36\%.$$

Полученное значение коэффициента рассеяния  $\sigma$  находится вблизи нижнего допустимого предела, где практическое выполнение трансформатора может встретить некоторые трудности. При желании удешевить конструкцию трансформатора следует включить шунт. Это увеличит допустимое значение  $\sigma$ , но вместе с тем снизит коэффициент усиления  $K_0$ .

8. Определяем коэффициент трансформации

$$n = \sqrt{\frac{pd}{\omega_s C_s R_i'}} = \sqrt{\frac{0,67 \cdot 1,05}{6,28 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 120 \cdot 10^{-12} \cdot 1,3 \cdot 12 \cdot 10^3}} = 2,84.$$

9. Находим коэффициент усиления на средних частотах  $K_0$

$$K_0 = \mu n = 35 \cdot 2,84 = 100.$$

10. Амплитуда переменного напряжения на сетке равна

$$U_1 = \frac{U_a}{K_0} = \frac{10}{100} = 0,1 \text{ в.}$$

В случае применения шунта во вторичной обмотке трансформатора параметры ступени изменятся следующим образом:

1. Задавшись  $\alpha = 4$ , найдём сопротивление  $R_s$ ,

$$R_s = \frac{(R_1 + r_1) \alpha}{1 + \alpha} = 11 \cdot 10^3 \text{ ом.}$$

2. Определяем индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$L_1 = \frac{11 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 80 \cdot \sqrt{1,12^2 - 1}} = 45 \text{ мн.}$$

3. Находим индуктивность рассеяния

$$L_s = \frac{2pR_1'}{\omega_s \left( d + \sqrt{d^2 - \frac{4}{1 + \alpha}} \right)} = 0,26 \text{ мн.}$$

4. Коэффициент рассеяния получается равным

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,26}{45} = 0,0058 \text{ или } 0,58\%,$$

что допустимо.

По сравнению с первым вариантом (без шунта) допустимый коэффициент рассеяния увеличился более чем в 1,5 раза, что заметно облегчает выполнение трансформатора.

5. Определяем коэффициент трансформации

$$n = \frac{p}{\omega_s} \sqrt{\frac{1 + \alpha}{L_s C_2 \alpha}} = \frac{0,67}{6,28 \cdot 8 \cdot 10^8} \cdot \sqrt{\frac{1 + 4}{0,26 \cdot 120 \cdot 10^{-12}}} = 2,68.$$

6. Находим коэффициент усиления на средних частотах

$$K_0 = \mu n \frac{\alpha}{1 + \alpha} = 35 \cdot 2,68 \cdot \frac{4}{5} = 75.$$

7. Находим сопротивление шунта во вторичной обмотке трансформатора

$$R_2 = \alpha R_1' n^2 = 4 \cdot 15,6 \cdot 10^3 (2,68)^2 = 450 \cdot 10^3 \text{ ом.}$$

### Контрольные вопросы и задачи к гл. 13.

1. Каковы преимущества и недостатки трансформаторной схемы усилителя напряжения?

2. Зачем параллельно одной из обмоток трансформатора включают омическое сопротивление (шунт)?

3. От чего зависит форма частотной характеристики трансформаторной ступени на верхних частотах?

4. В чем состоит отличие работы выходного и межлампового трансформаторов?

5. Как влияет включение шунта во вторичную обмотку трансформатора на частотную характеристику трансформаторной ступени?

6. Какие требования предъявляются к параметрам лампы в трансформаторной усилительной ступени?

7. В чем состоят особенности расчета входного трансформатора?

8. Определите усиление трансформаторной ступени на средних частотах, если  $n = 2$ ,  $R_2 = 0,25 \text{ Мом}$ ,  $S = 2 \text{ ма/в}$ ,  $\mu = 20$ .

Ответ.  $K_0 = 34,5$ .

9. Трансформаторная ступень на нижней частоте дает уменьшение усиления на 1 дб. Определите искажения на той же частоте, если индуктивность первичной обмотки трансформатора  $L_1$  уменьшить вдвое?

О т в е т.  $\Delta S_n = 3$  дб.

10. Чему должно быть равно сопротивление шунта в первичной обмотке, если требуется уменьшить спад характеристики на нижней частоте с 3 до 1 дб.

О т в е т.  $R_{ш} = R_1$ .

11. Трансформаторная ступень без шунта на верхней частоте дает максимальный подъем усиления на 1,5 дб при  $n=2$ . Как следует изменить  $n$ , чтобы характеристика не имела подъема на верхних частотах?

О т в е т.  $n=3$ .

12. Почему увеличение емкости, нагружающей вторичную обмотку трансформатора, ведет к снижению усиления  $K_0$  при неизменной полосе пропускания?

13. В результате замены трансформатора с  $n=2$  трансформатором с  $n=4$  усиление на средних частотах уменьшилось на 1,93 дб. Определите сопротивление шунта во вторичной обмотке трансформатора  $R_2$ ,  $R_1' = 20$  ком.

О т в е т.  $R_2 = 80$  ком.

14. Найдите внутреннее сопротивление  $R_1'$  и частоту максимального усиления трансформаторной ступени без шунта, если  $h=2$ ,  $C_1=100$  пф,  $M_s=0,7$ ,  $L_s=0,72$  гн.

О т в е т.  $f=8$  кГц,  $R_1'=32$  ком.

---

## РЕЗИСТИВНО-ТРАНСФОРМАТОРНАЯ И ДРОССЕЛЬНАЯ СХЕМЫ СТУПЕНИ УСИЛЕНИЯ

### 14.1. СВОЙСТВА СХЕМ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

На рис. 14.1 показана резистивно-трансформаторная схема усилительной ступени, а на рис. 14.2 — дроссельная схема. Эти схемы имеют между собой много общего: они обладают одинаковыми по форме частотными характеристиками на нижних частотах (рис. 14.3) и для расчета некоторых их элементов можно пользо-

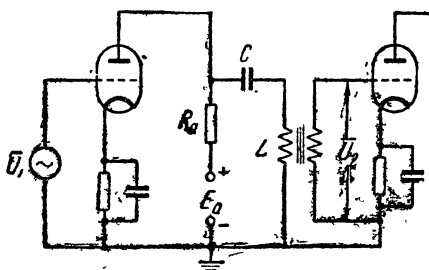


Рис. 14.1. Резистивно-трансформаторная схема усилительной ступени

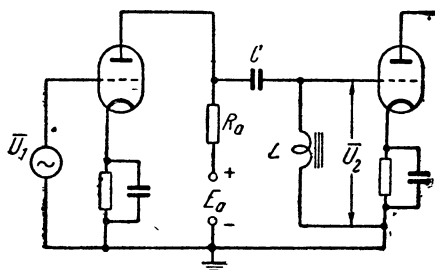


Рис. 14.2. Дроссельная схема

ваться общими формулами. Поэтому будем рассматривать обе схемы совместно.

Подъем частотных характеристик для схем рис. 14.1 и 14.2 обусловлен резонансом напряжений в колебательном контуре, образованном конденсатором  $C$  и индуктивностью  $L$ . Величина подъема характеристики зависит исключительно от затухания этого контура: с увеличением  $d_n$  — подъем уменьшается. Выбрав частоту резонанса контура  $LC$  вблизи нижней границы полосы пропускания  $f_n$ , можно получить рост усиления в той области частот, где другие ступени усилителя дают снижение усиления. Это дает возможность при помощи резистивно-трансформаторной или дроссельной ступеней осуществить коррекцию частотных искажений на нижних частотах.

При сравнении трансформаторной и резистивно-трансформаторной схем ступени последняя имеет то достоинство, что постоянная составляющая анодного тока лампы не проходит через обмотку трансформатора. Благодаря этому сердечник трансформатора раз-

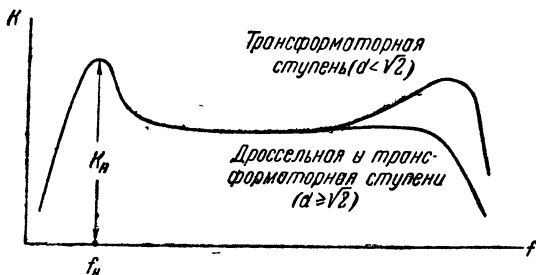


Рис. 14.3. Частотные характеристики реостатно-трансформаторной и дроссельной ступеней

гружается от постоянного магнитного потока, что дает возможность при изготовлении трансформатора заметно уменьшить его габариты. Вместе с тем резистивно-трансформаторная ступень при том же типе лампы дает меньшее усиление за счет снижения крутизны характеристики  $S$  из-за падения постоянного анодного напряжения в сопротивлении  $R_a$  и за счет шунтирования анодной цепи лампы этим сопротивлением.

Отличие в работе схем рис. 14.1 и 14.2 имеет место лишь на верхних частотах, где резистивно-трансформаторная ступень ведет себя как обычная трансформаторная, так как на этих частотах  $\frac{1}{\omega c} \approx 0$ . Дроссельная ступень на верхних частотах эквивалентна резистивной ступени, так как на этих частотах сопротивление дросселя весьма велико и им можно пренебречь. Эквивалентное активное сопротивление ступени (рис. 14.1) для верхних частот равно

$$R_1' = \frac{R_1 R_a}{R_1 + R_a} + 2r_1. \quad (14.1)$$

При определении постоянной времени дроссельной ступени на верхних частотах следует учитывать собственную емкость обмотки дросселя, составляющую обычно 30—50 пф.

Иногда применяется вариант дроссельной схемы, показанной на рис. 14.4, свойства которой мало отличаются от свойств схемы рис. 14.2.

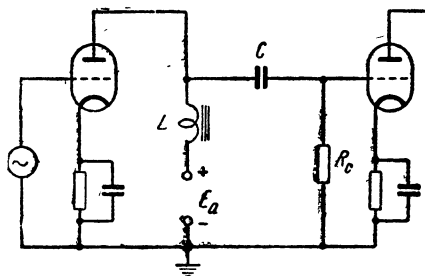


Рис. 14.4. Вариант дроссельной схемы



#### 14.2. УРАВНЕНИЕ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА НИЖНИХ ЧАСТОТАХ И РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ

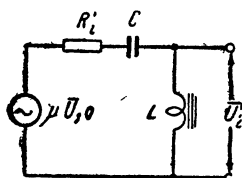
Рассмотрим свойства резистивно-трансформаторной и дроссельной ступеней в области нижних частот, где они могут быть заменены общей эквивалентной схемой, показанной на рис. 14.5. Будем считать, что во вторичной обмотке трансформатора шунт отсутствует, так как при этом легче получить подъем характеристики на нижних частотах.

Коэффициент усиления для схемы рис. 14.5

$$\bar{K}_n = \frac{|\bar{U}_2|}{\bar{U}_1} = \frac{\mu n q}{R_i' + \frac{1}{i\omega C}} = \frac{\mu n q}{1 - \frac{1}{\omega^2 LC} + \frac{R_i'}{i\omega L}}, \quad (14.2)$$

где  $q = \frac{R_a}{R_a + R_i'}$ .

При этом для дроссельной схемы следует считать  $n=1$  и  $q=1$ . Модуль коэффициента усиления



$$K_n = \frac{\mu n q}{\sqrt{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right)^2 + \left(\frac{R_i'}{\omega L}\right)^2}} \quad (14.3)$$

и тангенс угла сдвига фаз, вносимого ступенью,

$$\operatorname{tg} \varphi_n = \frac{R_i}{\omega L - \frac{1}{\omega C}}. \quad (14.4)$$

Рис. 14.5. Эквивалентная схема для нижних частот

Но

$$K_0 = \mu n q = \mu n \frac{R_a}{R_a + R_i'},$$

поэтому

$$M_n = \frac{K_0}{K_n} = \sqrt{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right)^2 + \left(\frac{R_i'}{\omega L}\right)^2}.$$

Обозначив

$\frac{1}{\omega^2 LC} = p_n^2$  и  $\frac{R_i'}{\omega L} = d_n p_n$ , где  $d_n = R_i' \sqrt{\frac{C'}{L}}$ , приходим к результату

$$M_n = \sqrt{(1 - p_n^2)^2 + p_n^2 d_n^2}. \quad (14.5)$$

Полученное выражение подробно проанализировано выше (гл. 13). Воспользовавшись ранее полученными результатами, можно считать, что если  $d_n < \sqrt{2}$ , то будет иметь место подъем усиления на частоте, определяемой из условия

$$p_n = \sqrt{1 - \frac{d^2}{2}}$$

или

$$\omega_n = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC \left(1 - \frac{d^2}{2}\right)}}, \quad (14.6)$$

что является известным из радиотехники выражением резонансной частоты с учетом потерь в колебательном контуре.

Если  $d \geq \sqrt{2}$ , характеристика не имеет подъема. Величины  $p_n$  и  $d_n$  можно найти по заданному значению  $M_n$  из графиков рис. 13.4 и 13.5 или из приведенных в гл. 13 формул. Зная  $p_n$  и  $d_n$ , легко определить индуктивность  $L$  и емкость  $C$  из следующих выражений, вытекающих из принятых выше обозначений:

$$L = \frac{R_1'}{p_n d_n \omega_n}, \quad (14.7)$$

$$C = \frac{1}{\omega_n^2 p_n^2 L_1}. \quad (14.8)$$

Активное сопротивление первичной обмотки трансформатора (или дросселя) следует принимать порядка 10% от величины  $\frac{R_1 R_a}{R_1 + R_a}$ .

В схемах ступеней (рис. 14.1, 14.2 и 14.4) могут быть использованы не только триоды, но и пентоды. Для триодов коэффициент нагрузки  $\alpha$  следует, как обычно, выбирать порядка 3—4, для пентодов — порядка 0,05—0,1. Нужно отметить, что для схемы рис. 14.4 величина  $\alpha$  определяется отношением

$$\alpha = \frac{R_c}{R_i}.$$

Если в схеме рис. 14.4 используется пентод, то уравнение частотной характеристики на нижних частотах аналогично ур-нию (14.5), причем затухание определяется выражением  $d_n = R_c \sqrt{\frac{C}{L}}$ .

При использовании в этой схеме триода трудно получить подъем частотной характеристики, так как относительно низкое сопротивление лампы шунтирует контур, который при этом оказывается аperiодическим ( $d > \sqrt{2}$ ).

Во всех рассмотренных схемах для получения подъема на частотной характеристике используется явление резонанса. Если амплитуды сигналов на первичной обмотке трансформатора будут велики, то магнитная проницаемость материала сердечника окажется непостоянной. Это повлечет за собой изменение индуктивности, а следовательно, и частоты резонанса в зависимости от ампли-

туд подаваемых колебаний. Чтобы исключить это явление, схемы резонансной коррекции следует применять в первых ступенях усилителя, где амплитуды сигналов малы (не превышают долей вольты).

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Резистивно-трансформаторная и дроссельная схемы усилителей позволяют получить частотные характеристики с подъемом на нижних частотах, что обеспечивает коррекцию искажения в других ступенях усилителя.

2. Частотная характеристика резистивно-трансформаторной схемы на верхних частотах и расчет элементов, определяющих ход этой характеристики, аналогичны рассмотренным в гл. 13 для простой трансформаторной схемы.

3. Дроссельная схема на верхних частотах равноценна резистивной схеме.

4. Для получения заданной формы частотной характеристики с увеличением  $R_a$  требуется увеличивать индуктивность  $L$ .

### 14.3. ПРИМЕР РАСЧЕТА ДРОССЕЛЬНОЙ УСИЛИТЕЛЬНОЙ СТУПЕНИ

**Задание.** Требуется рассчитать ступень усилителя, выполненную по схеме рис. 14.2 на лампе 6Ж4. Напряжение на выходе  $U_a=1$  в, полоса частот от  $f_n=60$  гц до  $f=8$  кгц. На нижней частоте требуется обеспечить подъем характеристики на 6 дб. Частотные искажения на верхней частоте не более 0,5 дб. Емкость нагрузки  $C_0=50$  пф, распределенная емкость обмотки дросселя  $C_{др}=50$  пф.

#### Решение.

1. Найдем максимально-допустимое сопротивление анодной нагрузки из условий заданных искажений на верхней частоте

$$R_a = \frac{\sqrt{M_n^2 - 1}}{\omega(C_0 + C_{др})} = \frac{\sqrt{1,06^2 - 1}}{6,28 \cdot 8 \cdot 10^3 (50 + 50) \cdot 10^{-12}} = 69,5 \cdot 10^3 \text{ ом.}$$

2. Для определения  $L$  и  $C$  найдем вспомогательные величины:

$$p_n = \sqrt[4]{1 - M_n^2} = \sqrt[4]{1 - 0,5^2} = 0,93,$$

$$d_n = \sqrt{2(1 - p_n^2)} = \sqrt{2(1 - 0,93^2)} = 0,515,$$

где  $M_n=0,5$  (подъем на 6 дб).

3. Индуктивность дросселя

$$L = \frac{R'_i}{p_n d_n \omega_n} = \frac{1,1 \cdot 69,5 \cdot 10^3}{0,93 \cdot 0,515 \cdot 6,28 \cdot 60} = 425 \text{ гн,}$$

где

$$R'_i = R_a + r_{др} = R_a + 0,1 R_a = 1,1 R_a.$$

Выполнение дросселя на столь значительную индуктивность потребовало бы сердечника весьма большого размера. Поэтому в целях уменьше-

ния  $L$  снизим  $R_a$  до  $22 \text{ ком}$  и примем  $r_{\partial p} = 0,15 R_a = 3 \text{ ком}$ . Тогда  $R_i' = R_a + r_{\partial p} = 22 + 3 = 25 \text{ ком}$  и

$$L = \frac{25 \cdot 10^3}{0,93 \cdot 0,515 \cdot 6,28 \cdot 60} = 140 \text{ гн}.$$

Изготовление дросселя с такими данными ( $r_{\partial p} = 3 \text{ ком}$ ,  $L = 140 \text{ гн}$ ) не встретит затруднений и потребует применения сердечника с сечением стали порядка  $4-5 \text{ см}^2$ , что следует признать допустимым.

4. Найдем емкость конденсатора  $C$

$$C = \frac{1}{\pi^2 \omega_n^2 \cdot L} = \frac{1}{0,93^2 \cdot (6,28 \cdot 60)^2 \cdot 140} = 0,058 \cdot 10^{-6} \text{ ф} = 0,58 \text{ мкф}.$$

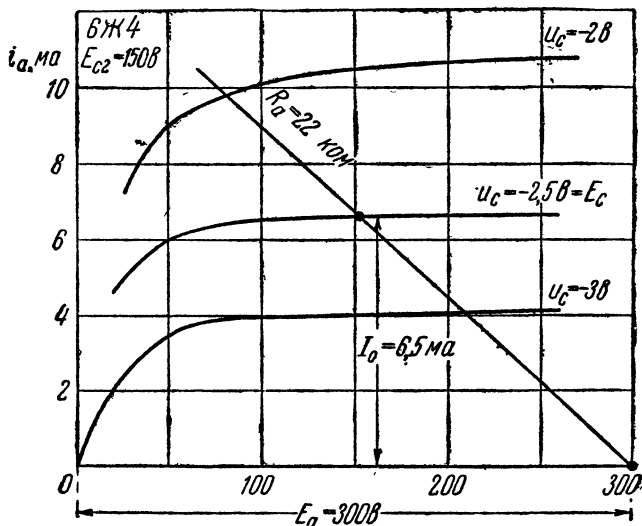


Рис. 14.6. Характеристики лампы 6Ж4

Емкость этого конденсатора должна быть выдержана с большой точностью, так как она определяет собой резонансную частоту контура. Ее величина уточняется экспериментально.

5. Усиление ступени на средних частотах

$$K_0 = S_a R_a = 6 \cdot 10^{-3} \cdot 22 \cdot 10^3 = 132,$$

где крутизну динамической характеристики  $S_a = 6 \text{ ма/в}$ , находим из рис. 14. 6. Смещение на сетке выбираем равным  $E_c = -2,5 \text{ в}$ . При заданной амплитуде напряжения на выходе, равной  $1 \text{ в}$ , нелинейные искажения будут малы и их не проверяем.

## Контрольные вопросы и задачи к гл. 14

1. Каково основное назначение схем, использующих резонанс на нижних частотах?

2. Чем отличаются частотные характеристики реостатно-трансформаторной и дроссельной схем?

3. Почему при использовании триода в схеме рис. 14.4 трудно получить характеристику с подъемом усиления?

4. Как изменятся частотные характеристики резистивно-трансформаторной схемы при замене пентода триодом?

5. Как зависят размеры трансформатора от усиления, которое необходимо получить от ступени на средних частотах?

6. Как изменится частотная характеристика схемы рис. 14.2, если емкость конденсатора  $C$  увеличить вдвое?

7. Как влияет увеличение  $R_a$  на частотные характеристики схем рис. 14.1 и 14.2?

8. Определите максимальный подъем характеристики для реостатно-трансформаторной схемы, если  $R_i = 1 \text{ Мом}$ ,  $R_a = 50 \text{ ком}$ ,  $C = 0,01 \text{ мкф}$ ,  $L = 100 \text{ гн}$ ,  $r_{\partial p} = 2 \text{ ком}$ .

О т в е т. 6,2 дб.

---

## КОРРЕКЦИЯ ЧАСТОТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В УСИЛИТЕЛЯХ

### 15.1. ПРИНЦИП КОМПЕНСАЦИИ ЧАСТОТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Часто возникает необходимость компенсации (коррекции) частотных искажений, возникающих в усилителях, приемниках, передатчиках, громкоговорителях, устройствах звукозаписи, проводных линиях и других элементах, входящих в различные радиотехнические системы. Коррекцию частотных искажений можно осуществить, используя усилительные ступени с частотной характеристикой, обратной характеристике корректируемого элемента. Кроме того, схемы коррекции широко используются в ступенях широкополосных и импульсных усилителей для расширения их полосы пропускания. (Такие схемы рассмотрены в гл. 16.)

Принцип коррекции частотных искажений заключается в следующем. Допустим, что устройство, вносящее частотные искажения, характеризуется коэффициентом частотных искажений  $M$ . Если на этой частоте корректирующая ступень усилителя будет давать подъем усиления во столько раз, во сколько оно западает в корректируемом устройстве, то результирующий коэффициент усиления окажется таким же, как и в области средних частот. Назовем число, определяющее подъем характеристики в корректирующем устройстве, коэффициентом коррекции  $m$ . Тогда для компенсации западания частотной характеристики необходимо иметь

$$m = M. \quad (15.1)$$

Это условие должно выполняться во всей рабочей полосе частот. Но если эта полоса не слишком широка (например, в усилителях колебаний звуковой частоты), практически оказывается достаточным точно выполнить условие коррекции лишь на крайних частотах полосы пропускания. Тогда на всех других частотах в пределах полосы пропускания может иметь место некоторое отклонение от условия коррекции и результирующая частотная характеристика может несколько отличаться от прямолинейной. Если это отклонение превышает допустимую норму, то расчет следует строить так, чтобы условие (15.1) выполнялось в несколь-

ких точках. Для этого необходимо иметь возможность выбрать в корректирующей ступени такое же количество независимых параметров.

В корректирующих ступенях могут возникнуть нелинейные искажения вследствие перегрузки ламп на тех частотах, где осуществляется подъем характеристики, так как амплитуда колебаний на этих частотах увеличивается. Для предотвращения этого явления коррекцию искажений целесообразно осуществлять в первых ступенях усилителя, где амплитуды сигналов относительно невелики.

Схемы корректирующих ступеней можно разбить на следующие основные группы: 1) схемы, использующие увеличение сопротивления анодной нагрузки на частотах, где необходим подъем усиления, 2) схемы резонансной коррекции, 3) схемы коррекции за счет обратной связи. Ниже рассматриваются основные варианты схем корректирующих ступеней, в том числе так называемые схемы тон-коррекции, применяемые для регулировки частотных характеристик радиоприемников.

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Для компенсации частотных искажений, возникающих в радиотехнической аппаратуре, используются усилительные корректирующие ступени, имеющие частотную характеристику, обратную характеристике корректируемого элемента.

2. Условием компенсации искажений служит равенство подъема характеристики  $m$  в корректирующей ступени западанию имеющейся характеристики  $M$ .

### 15.2. СХЕМЫ КОРРЕКЦИИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ РОСТ СОПРОТИВЛЕНИЯ АНОДНОЙ НАГРУЗКИ

Одна из простейших возможностей получения подъема усиления на верхних или нижних частотах состоит в том, что в анодную цепь лампы включают сопротивление нагрузки, возрастающее на этих частотах. Так, например, для получения подъема характеристики на верхних частотах анодная нагрузка состоит из последо-

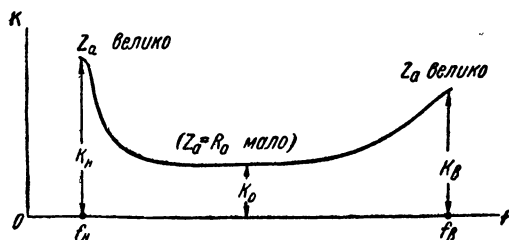


Рис. 15.1. Частотная характеристика корректирующей ступени

вательного соединения активного сопротивления  $R_a$  и катушки индуктивности  $L$ . Чтобы иметь возможность существенно повысить усиление относительно средних частот (рис. 15.1), коэффициент нагрузки

$\alpha = \frac{R_a}{R_i}$  должен выби-

ратся небольшим. Следовательно, в корректирующих ступенях этого типа мы искусственно снижаем усиление на средних частотах путем выбора малого  $R_a$  с тем, чтобы на нижних или верхних частотах усиление возросло до максимальной величины. Легко убедиться, что при выборе  $\alpha$  нужно выполнять условие

$$\alpha < \frac{1}{m-1}.$$

Весьма целесообразно в корректирующих ступенях данного вида применять пентоды, работающие, как известно, при малых значениях  $\alpha$ .

Схема корректирующей ступени, позволяющая осуществить подъем характеристики на нижних и верхних частотах, показана на рис 15.2. Рост усиления на верхних частотах обусловлен

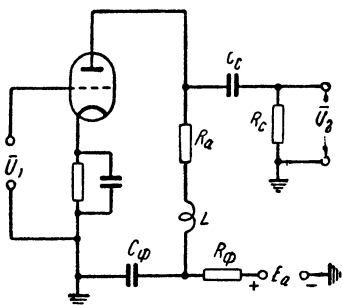


Рис. 15.2. Схема корректирующей усилительной ступени

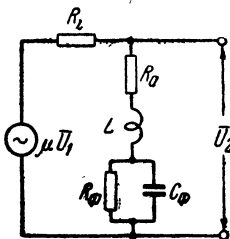


Рис. 15.3. Эквивалентная схема для рис. 15.2 на верхних частотах

увеличением на этих частотах сопротивления катушки  $L$ . На нижних частотах усиление возрастает за счет увеличения сопротивления конденсатора  $C_\phi$ . Схему можно использовать в случае необходимости для получения подъема усиления в какой-либо одной области частот — верхних или нижних.

Расчет элементов схемы коррекции сводится к определению величины  $L$ ,  $C_\phi$ ,  $R_a$  и  $R_\phi$  по заданным значениям коэффициентов коррекции на нижних и верхних частотах. Для определения  $L$  и  $R_a$  можно воспользоваться формулами, приведенными в гл. 16, где рассматривается работа ступени широкополосного усилителя с коррекцией, не отличающаяся от схемы рис. 15.2. Данные цепи низкочастотной коррекции  $C_\phi$  и  $R_\phi$  можно найти, воспользовавшись эквивалентной схемой ступени для нижних частот, показанной на рис. 15.3. На этой схеме не показаны элементы точечной цепи  $C_c$  и  $R_c$ , значения которых могут быть найдены так же, как и для простой резистивной схемы. При этом задаются величиной искажений в данной цепи.



Коэффициент коррекции на нижних частотах согласно рис. 15.3 определяется, как

$$\bar{m}_n = \frac{\bar{K}_n}{\bar{K}_0} = \frac{1 + \frac{R_i}{R_a}}{1 + \frac{R_i}{\bar{Z}_a}}, \quad (15.2)$$

где  $Z_a$  — сопротивление анодной нагрузки на нижних частотах, равное

$$\bar{Z}_a = R_a + \frac{R_\phi}{1 + i\omega C_\phi R_\phi}. \quad (15.3)$$

Подставляя ф-лу (15.3) в ф-лу (15.2), находим модуль коэффициента коррекции и сдвиг фаз, вносимый анодным фильтром:

$$m_n = \frac{K_n}{K_0} = \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{R_\phi}{R_a}\right)^2 + (\omega C_\phi R_\phi)^2}{\left(1 + \frac{R_\phi}{R_a + R_i}\right)^2 + (\omega C_\phi R_\phi)^2}}, \quad (15.4)$$

$$\varphi_n = \arctg \frac{\omega C_\phi R_\phi R_a}{R_a + R_\phi} - \arctg \frac{\omega C_\phi R_\phi (R_a + R_i)}{R_a + R_i + R_\phi} =$$

$$= \arctg \frac{\omega C_\phi R_\phi \left[ \frac{R_a}{R_a + R_\phi} - \frac{R_a + R_i}{R_a + R_i + R_\phi} \right]}{1 + \frac{\omega C_\phi R_\phi R_a}{R_a + R_\phi} - \frac{\omega C_\phi R_\phi (R_a + R_i)}{R_a + R_i + R_\phi}}.$$

Если в ступени использован пентод, то  $R_i \gg R_a + R_\phi$ , тогда формулы для  $m_n$  и  $\varphi_n$  принимают вид:

$$m_n = \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{R_\phi}{R_a}\right)^2 + (\omega C_\phi R_\phi)^2}{1 + (\omega C_\phi R_\phi)^2}}, \quad (15.5)$$

$$\varphi_n = -\arctg \frac{\omega C_\phi R_\phi^2}{R_a + R_\phi + (\omega C_\phi R_\phi)^2 R_a}. \quad (15.6)$$

Обычно по заданному  $m_n$  требуется определить емкость конденсатора  $C_\phi$ , для чего следует решить ур-ние (15.4) относительно  $C_\phi$

$$C_\phi = \frac{1}{\omega R_\phi} \cdot \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{R_\phi}{R_a}\right)^2 - m_n^2 \left(1 + \frac{R_\phi}{R_a + R_i}\right)^2}{m_n^2 - 1}}. \quad (15.7)$$

Сопротивление  $R_\phi$  целесообразно выбирать из условия допустимого падения на нем постоянного напряжения. Чтобы не снизить сильно напряжение на аноде лампы, желательно иметь

$$I_0 R_\phi \leq 30 \div 60_e \approx (0.1 \div 0.2) E_a.$$

Обычно величина  $R_\phi$  берется порядка десятков килоом.

## КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Частотную характеристику с подъемом на нижних и верхних частотах можно получить, применяя схему рис. 15.2.
2. Рост усиления на нижних частотах в этой схеме обусловлен увеличением сопротивления конденсатора  $\frac{1}{\omega C_\phi}$ , а рост усиления на верхних частотах — увеличением сопротивления катушки  $\omega L$ .
3. Сопротивление  $R_\phi$  служит для пропускания постоянной слагающей анодного тока лампы.

### 15.3 СХЕМЫ РЕЗОНАНСНОЙ КОРРЕКЦИИ

Рост усиления корректирующей ступени на верхних или нижних частотах может быть получен за счет использования резонанса в колебательном контуре, настроенном на соответствующую частоту.

Например, для целей высокочастотной коррекции можно использовать схему, показанную на рис. 15.4, в которой подъем характеристики на верхних частотах получается за счет настройки последовательного контура  $LC_0$  на частоту  $f_s$ . Нетрудно видеть, что эта схема аналогична по своим свойствам трансформаторной схеме, где роль катушки  $L$  выполняет индуктивность рассеяния трансформатора. Поэтому нет необходимости выводить уравнение частотной характеристики схемы, так как можно воспользоваться уравнением частотной характеристики трансформаторной ступени для области верхних частот, положив в нем  $n = 1$  и  $L_s = L$ .

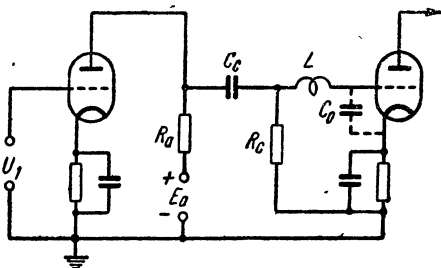


Рис. 15.4. Схема корректирующей ступени с индуктивностью в цепи сетки

Для получения подъема частотной характеристики в области нижних частот часто используются также резонансные, резистивно-трансформаторная (рис. 14.1) и дроссельная схемы (рис. 14.2 и 14.4), свойства и расчет которых рассмотрены выше (гл. 14).

### 15.4. СХЕМЫ КОРРЕКЦИИ ПРИ ПОМОЩИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Из вышеизложенного известно, что обратная связь оказывает существенное влияние на ход частотной характеристики усилителя. Это дает возможность использовать ступени с обратной связью для получения частотных характеристик заданной формы.

Во всех схемах с обратной связью подъем усиления в некоторой области частот (верхних или нижних) достигается за счет изменения величины и фазы обратной связи на этих частотах. Параметры схемы выбираются так, что на средних частотах действует достаточно глубокая отрицательная обратная связь. В той области частот, где желательно получить рост усиления, обратная связь уменьшается по величине и изменяет свою фазу. Сказанное пояс-

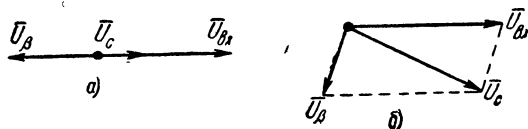


Рис. 15.5. Векторные диаграммы усилителей с обратной связью

няют векторные диаграммы, приведенные на рис. 15.5.\* Первая из них (рис. 15.5 а) соответствует средним частотам, вторая (рис. 15.5 б) — той области частот, в которой нужно получить подъем характеристики. Из векторных диаграмм видно, что результирующее напряжение на сетке лампы  $U_c$  возрастает.

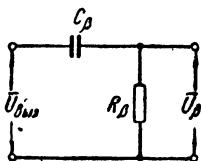


Рис. 15.6. Схема корректирующей ячейки в цепи обратной связи на нижних частотах

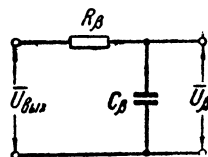


Рис. 15.7. Схема корректирующей ячейки в цепи обратной связи на верхних частотах

Общим недостатком схем частотной коррекции за счет обратной связи является изменение фазы отрицательной обратной связи в некоторой области частот, в результате чего нелинейные искажения и внутренние помехи на этих частотах могут существенно возрасти.

Если частотная коррекция осуществляется в схеме, где обратная связь охватывает одну ступень усиления, то в цепи обратной связи должно содержаться устройство, ослабляющее напряжение обратной связи в заданной области частот, т. е. обратная связь должна быть комплексной.

Для этой цели наиболее удобны ячейки  $RC$  фильтров. На рис. 15.6 показана такая ячейка, ослабляющая обратную связь на нижних частотах. Усилитель, содержащий в цепи обратной связи эту ячейку, даст подъем усиления на нижних частотах. На рис. 15.7 приведена схема цепи обратной связи, позволяющая получить подъем на характеристике в области верхних частот.

Расчет элементов цепи обратной связи по заданному подъему характеристики (коэффициент коррекции  $m$ ) можно осуществить,

воспользовавшись общим уравнением частотной характеристики усилителя с обратной связью (10.13). Для простоты положим, что постоянные времени усилителя и цепи обратной связи равны, тогда  $M = M_\beta$ ;  $\varphi = \varphi_\beta \cos \varphi = \frac{1}{\mu}$  и ур-ние (10.13) примет вид

$$M' = \frac{\sqrt{\left(M + \frac{K_0 \beta_0}{M}\right)^2 + 4 \frac{K_0 \beta_0}{M^2}}}{1 - K_0 \beta_0}.$$

Путем дифференцирования последнего выражения можно убедиться, что максимум усиления (или минимум  $M'$ ) будет иметь место при условии

$$M = \sqrt{(K_0 \beta_0)^2 - 4 K_0 \beta_0}. \quad (15.8)$$

Чтобы определить частоту максимального усиления нужно выразить  $M$  через  $\omega$ . Для схем высокочастотной коррекции

$$M_s = \sqrt{1 + (\omega \tau_s)^2},$$

откуда

$$\omega = \frac{\sqrt{M_s^2 - 1}}{\tau_s}. \quad (15.9a)$$

Для схем низкочастотной коррекции

$$M_n = \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega \tau_n)^2}},$$

откуда

$$\omega = \frac{1}{\tau_n \cdot \sqrt{M_n^2 - 1}}. \quad (15.9b)$$

Значения  $M$  для выражений (15.9a) и (15.9b) берем из ф-лы (15.8).

Условием получения характеристики с подъемом является действительное значение частоты максимального усиления, для чего необходимо иметь

$$(K_0 \beta_0)^2 - 4 K_0 \beta_0 > 1,$$

что соответствует  $K_0 \beta_0 > 0,24$ .

Итак, частотная характеристика в рассматриваемом случае может иметь подъем, если фактор обратной связи взят не меньше 0,24. Если взять  $K_0 \beta_0 = 1$ , то максимальный подъем усиления будет равен  $m = \frac{1}{M'} = \frac{K}{K_0} = 1,27$ , т. е. около 2 дБ.

Примеры схем комплексной обратной связи, охватывающей одну ступень усилителя, показаны на рис. 15.8 (для нижних частот) и 15.9 (для верхних частот).

В усилителе, выполненном по схеме рис. 15.8, ослабление обратной связи на нижних частотах обусловлено ростом сопротивления конденсатора  $C_\beta$ . В усилителе, схема которого приведена на рис. 15.9, обратная связь на верхних частотах ослабляется за

счет шунтирующего действия конденсатора в цепи экранирующей сетки  $C_{\beta}$ .

Подъем частотной характеристики можно также получить в схемах с активной обратной связью, охватывающей две ступени усилителя. Уравнение частотной характеристики при этом принимает вид

$$M' = \frac{\sqrt{(M^2 + K_0\beta_0)^2 - 4K_0\beta_0}}{1 - K_0\beta_0}. \quad (15.10)$$

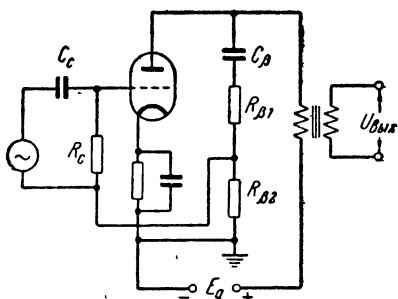


Рис. 15.8. Схема усилительной ступени с обратной связью для нижних частот

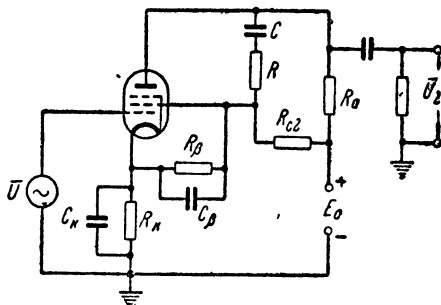


Рис. 15.9. Схема усилительной ступени с обратной связью для верхних частот

Продифференцировав это выражение, приравняв производную нулю и решив полученное уравнение относительно  $M$ , можно найти условие максимума усиления

$$M = -K_0\beta_0, \quad (15.11)$$

а также величину этого максимума

$$\frac{1}{M'_{\min}} = \frac{K'_{\max}}{K'_0} = m_{\max} = \frac{1 - K_0\beta_0}{2 \cdot \sqrt{-K_0\beta_0}}. \quad (15.12)$$

Решив ур-ние (15.12) относительно  $K_0\beta_0$ , можно определить величину обратной связи, по заданному значению коэффициента коррекции

$$-K_0\beta_0 = (m_{\max} + \sqrt{m_{\max}^2 - 1})^2.$$

Легко видеть, что подъем характеристики будет иметь место, если

$$-K_0\beta_0 > 1.$$

Примеры схем усилителей с двумя ступенями, охваченными активной обратной связью, показаны на рис. 11.2 и 11.3. Следует отметить, что для получения достаточно большой постоянной времени цепи анода, обеспечивающей подъем характеристики в усилителях колебаний звуковой частоты на верхних частотах, может оказаться необходимым включение дополнительной емкости параллельно участку анод — катод лампы.

### Пример

Рассчитать усилитель с коррекцией при помощи обратной связи, выполненный по схеме рис. 15.10 на лампе 6Н9С, если заданы: максимальный подъем характеристики  $m_{\max} = 1,5$ , частота максимального усилия  $f_0 = 10 \text{ кГц}$ , паразитная шунтирующая ёмкость в каждой ступени  $C_0 = 120 \text{ пф}$ .

Решение.

1. Найдём величину обратной связи

$$-K_0\beta_0 = (m_{\max} + \sqrt{m_{\max}^2 - 1}) = 6,85.$$

2. Постоянная времени анодной цепи для каждой ступени найдется из формулы

$$M_s = 1 + (\omega\tau_s)^2 = -K_0\beta_0' = 6,85,$$

откуда

$$\tau_s = \frac{\sqrt{M_s - 1}}{\omega_s} = \frac{\sqrt{6,85 - 1}}{6,28 \cdot 10^4} = 3,85 \cdot 10^{-5} \text{ сек.}$$

3. Приняв сопротивление анодной нагрузки  $R_a = 270 \text{ ком}$ , получим при этом  $R_i = 50 \text{ ком}$ ,  $R_s = \frac{R_a R_i}{R_a + R_i} = 42 \text{ ком}$ . Ёмкость, шунтирующая анодную цепь, должна быть равна

$$C_a = \frac{\tau_s}{R_s} = \frac{3,85 \cdot 10^{-5} \cdot 10^{12}}{42 \cdot 10^3} = 920 \text{ пф.}$$

Следовательно, необходимо включить между анодом и катодом каждого триода дополнительную ёмкость  $920 - 120 = 800 \text{ пф}$ .

4. Усиление двух ступеней без обратной связи

$$K_0 = \left( \mu \frac{R_a}{R_a + R_i} \right)^2 = \left( 70 \frac{270}{270 + 50} \right)^2 = 3500.$$

5. Коэффициент передачи цепи обратной связи

$$\beta_0 = \frac{6,85}{\sqrt{3500}} = 0,115.$$

6. Сопротивление обратной связи

$$R_\beta = \beta_0 R_a = 0,115 \cdot 270 = 30 \text{ ком.}$$

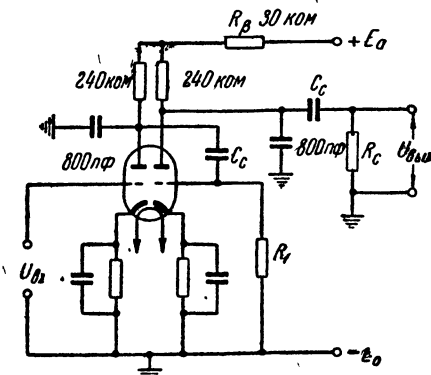


Рис. 15.10. Схема усилителя с коррекцией за счет обратной связи

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. В апериодических усилителях с обратной связью можно получить подъем характеристики на нижних или верхних частотах, если использовать комплексную связь, охватывающую одну ступень, или активную связь в схеме с двумя ступенями. В первом случае

глубина отрицательной обратной связи должна быть не менее 0,24, во втором случае не менее 1.

2. Подъем усиления в схемах с обратной связью обусловлен изменением величины и фазы обратной связи, что создает опасность возрастания нелинейных искажений и помех на частотах вблизи максимума усиления.

### 15.5. РЕГУЛИРОВКА ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОРРЕКТИРУЮЩИХ СТУПЕНЕЙ

Часто возникает необходимость регулировки частотных характеристик усилительных корректирующих ступеней, т. е. получения переменного коэффициента коррекции. Например, в радиоприемниках желательно иметь возможность при слушании различных

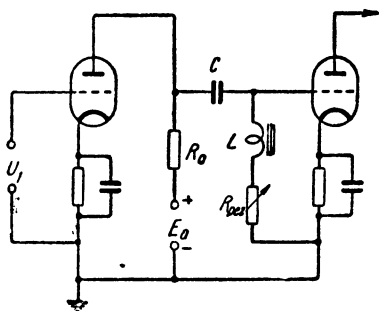


Рис. 15.11. Схема регулируемой коррекции на нижних частотах

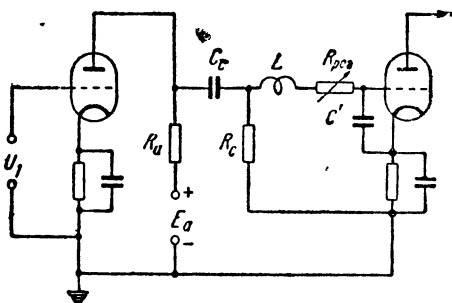


Рис. 15.12. Схема регулируемой коррекции на верхних частотах

передач подбирать для каждого случая наиболее выгодную форму частотной характеристики усилителя колебаний низкой частоты.

Основным требованием, предъявляемым к схемам регулировки частотных характеристик, является независимость усиления на средних частотах от формы частотных характеристик корректирующей ступени на крайних частотах. Это требование легче выполнить в схемах резонансной коррекции, где можно осуществлять регулировку подъема характеристики путем изменения затухания резонансного контура, определяющего величину максимального подъема. Из предыдущего известно, что максимальный подъем характеристики в схемах, использующих резонанс напряжений на верхних или нижних частотах, связан с затуханием контура соотношением

$$m_{\max} = \frac{1}{M_{\min}} = \frac{1}{d \sqrt{1 - \frac{d^2}{4}}}.$$

Изменение затухания контура можно получить за счет регулировки активного сопротивления, входящего в этот контур. Примеры

схем регулировки характеристик резонансных схем коррекции даны для нижних частот на рис. 15.11 и для верхних частот — на рис. 15.12.

Затухание контура связано с его параметрами соотношением

$$d = (R + R_{\text{рег}}) \sqrt{\frac{C}{L}},$$

где  $R = \frac{R_a R_i}{R_a + R_i} + r_{\text{др}}$  — нерегулируемая часть активного сопротивления контура.

Максимальное сопротивление регулятора легко определить по наибольшему значению  $d$ .

**Пример.**

Рассчитать корректирующую ступень с регулируемой характеристикой на верхних частотах по схеме рис. 15.12. Требуется на верхней частоте менять коэффициент коррекции в пределах от  $m_{\text{макс}} = 2$  до  $m_{\text{мин}} = 1,05$ . Кроме того, дано  $R_i = 25 \text{ ком}$ ,  $R_a = 2R_i = 50 \text{ ком}$ .  $C_{\text{ex}} = 100 \text{ пф}$ ,  $f_c = 6 \text{ кГц}$ .

**Решение.**

1. Наименьшее значение активного сопротивления контура

$$R_{\text{мин}} = \frac{R_a R_i}{R_a + R_i} + r_{\text{др}} = \frac{25 \cdot 50}{25 + 50} + 1 = 17 \text{ ком},$$

где активное сопротивление катушки  $r_{\text{др}}$  принимаем равным 1 ком.

2. Пределы изменения затухания контура согласно графику рис. 13.4

$$d_{\text{макс}} = 1,18, \quad d_{\text{мин}} = 0,5.$$

3. Индуктивность корректирующей катушки

$$L = \frac{p R_{\text{мин}}}{\omega_c d_{\text{мин}}} = \frac{0,93 \cdot 17 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 6 \cdot 10^3 \cdot 0,5} = 0,84 \text{ мГ}.$$

4. Полная емкость контура

$$C = \frac{p}{\omega_c^2 L} = \frac{(0,93)^2}{(6,28 \cdot 6 \cdot 10^3)^2 \cdot 0,84} = 720 \cdot 10^{-12} = 720 \text{ пф}.$$

5. Емкость дополнительного конденсатора, включенного параллельно сеточной цепи лампы

$$C' = C - C_{\text{ex}} = 720 - 120 = 600 \text{ пф}.$$

6. Максимальное активное сопротивление контура

$$R_{\text{макс}} = R_{\text{мин}} \frac{d_{\text{макс}}}{d_{\text{мин}}} = 17 \frac{1,18}{0,5} = 40 \text{ ком}.$$

7. Полное сопротивление регулятора

$$R_{\text{рег}} = R_{\text{макс}} - R_{\text{мин}} = 40 - 17 = 23 \text{ ком}.$$

Параметры цепи сетки  $C_c$  и  $R_c$  находятся так же, как в резистивной схеме без коррекции.



## Контрольные вопросы и задачи к гл. 15

1. Что такое частотная коррекция?
2. Каково условие компенсации частотных искажений?
3. Чему должен быть равен коэффициент коррекции, чтобы скомпенсировать частотные искажения, возникающие в трансформаторной ступени на частоте  $f_n = 50$  гц, если  $\frac{L_1}{R_1} = 3 \cdot 10^{-3}$  сек.

О т в е т.  $m_n = 1,45$ .

4. Назовите основные виды схем коррекции частотных искажений?
5. Почему в схемах высокочастотной резонансной коррекции выходное напряжение должно сниматься с емкости, а в схемах низкочастотной коррекции — с индуктивности?

6. От чего зависит полоса частот, в которой возрастает усиление в схемах резонансной коррекции?

7. Поясните принцип действия корректирующих схем с обратной связью?

8. Чему будет равен максимальный подъем усиления в усилителе с активной отрицательной обратной связью, имеющем две ступени, если  $K_0\beta_0 = -4$ .

О т в е т.  $m_{\max} = 1,25$ .

9. Определите емкость конденсатора анодного фильтра в усилительной ступени с пентодом по схеме рис. 15.2 для получения подъема усиления в 2 дб на частоте  $f = 50$  гц, если  $R_a = R_{\phi} = 30$  ком.

О т в е т.  $C_{\phi} = 0,22$  мкф.

10. Каким путем можно осуществить регулировку частотных характеристик?

11. В каких пределах должны изменяться затухание и активное сопротивление резонансного контура в корректирующей ступени, чтобы получить  $m_{\max} = 3$  и  $m_{\min} = 1,05$ .

О т в е т.  $d_{\min} = 0,346$ ;  $d_{\max} = 1,18$ ;  $\frac{R_{\max}}{R_{\min}} = 3,4$ .

---

## ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

### 16.1. ОСОБЕННОСТИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Для усиления видеосигналов в телевизионной аппаратуре применяются усилители с весьма широкой полосой пропускания (например, от 50 гц до 6 Мгц), называемые видеоусилителями. Они отличаются от усилителей колебаний звуковой частоты рядом специфических особенностей и поэтому заслуживают специального рассмотрения.

Сигналы, усиливаемые видеоусилителями, чаще всего предназначены для модуляции яркости свечения или для отклонения луча в электронно-лучевой трубке, которая реагирует на мгновенное значение напряжения, подведенного к ее управляющему электроду. Поэтому при усилении видеосигнала важно сохранить неискаженным не только его спектральный состав, но и форму колебания. Это требование может быть выполнено при условии отсутствия частотных искажений и при линейности фазовой характеристики. Таким образом, в дополнение к требованиям, предъявляемым к усилителям колебаний звуковой частоты, к видеоусилителям предъявляется требование отсутствия фазовых искажений. Это обстоятельство служит основной отличительной особенностью видеоусилителей, обуславливающей специфику выбора схемы и ее расчета.

Другая важная особенность видеоусилителей связана с весьма высоким значением верхней границы полосы пропускания  $f_0$ . Известно, что с увеличением  $f_0$  уменьшается усиление, которое можно получить от усилительной ступени. Если, например, взять резистивную схему, то усиление ступени определяется выражением

$$K_0 = \frac{S}{20C_0 f_0} = \frac{D}{f_0}, \quad (16.1)$$

где  $D$  — добротность ступени, которая не превышает 15—20 Мгц.

Следовательно, при полосе пропускания 6 Мгц усиление резистивной ступени можно получить порядка 3. Столь малое значение  $K_0$  крайне невыгодно, так как при этом приходится увеличивать количество ступеней в усилителе, что значительно его усложняет.

В целях повышения усиления резистивной ступени ее схема дополняется элементами частотно-фазовой коррекции на верхних частотах. Это позволяет поднять усиление ступени с той же лампой в 1,5—2 раза при неизменной полосе пропускания.

Некорректированная резистивная ступень, особенно на нижних частотах, не удовлетворяет требованию отсутствия фазовых искажений, так как уравнение ее фазовой характеристики имеет вид

$$\operatorname{tg} \varphi_n = \frac{1}{\omega \tau_c}.$$

Для того чтобы получить линейную фазовую характеристику, в резистивную схему видеоусилителя включают низкочастотную коррекцию в виде анодного фильтра.

Таким образом, ступень видеоусилителя имеет в своей основе резистивную схему, которая дополнена элементами коррекции частотно-фазовой характеристики. Другие усилительные схемы, например трансформаторная и дроссельная, в видеоусилителях не применяются из-за трудности получения линейной фазовой характеристики и широкой полосы для этих схем.

## 16.2. СХЕМА КОРРЕКЦИИ ИСКАЖЕНИЙ НА НИЖНИХ ЧАСТОТАХ

Для компенсации частотных и фазовых искажений, возникающих в резистивной ступени на нижних частотах, в анодную цепь лампы включают корректирующий фильтр  $C_\phi R_\phi$ , как это показано на рис. 16.1. Этот фильтр создает подъем характеристики на нижних частотах и одновременно — фазовый сдвиг отрицательного знака, что позволяет компенсировать фазовые искажения ступени.

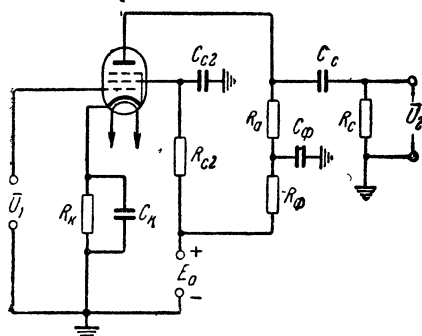


Рис. 16.1. Схема широкополосной усилительной ступени с низкочастотной коррекцией

Источниками искажений на нижних частотах в схеме рис. 16.1 являются цепи управляющей сетки  $C_c R_c$ , экранирующей сетки  $C_{c2} R_{c2}$  и автоматического смещения  $C_k R_k$ . Параметры анодного фильтра следует выбирать из условий компенсации суммарных искажений, возникающих в этих цепях. При этом оказывается, что искажения будут компенсироваться тем лучше, чем меньше их величина. Поэтому общий коэффициент частотных искажений, подлежащих коррекции анодным фильтром, не должен быть больше 1,3—1,35. Эти искажения следует распределить между тремя цепями, обуславливающими спад характеристики на нижних частотах,

$$M_c M_{c2} M_k = M_n.$$

Значения  $M_c$ ,  $M_{c_2}$  и  $M_k$  в большинстве случаев нецелесообразно выбирать равными между собой, так как трудности в обеспечении достаточно больших постоянных времени этих цепей не равноценны. Если распределить искажения поровну, то потребуется весьма значительная величина емкости блокировочного конденсатора  $C_k$  цепи сеточного смещения (порядка сотен микрофард), что трудно осуществить на практике. Из этих соображений максимальные искажения следует допустить в цепи сеточного смещения. Значения  $M_c$ ,  $M_{c_2}$  и  $M_k$  целесообразно выбирать в следующих пределах

$$M_c = 1,02 - 1,03; M_{c_2} = 1,03 - 1,06; M_k = 1,2 - 1,25,$$

Чтобы исключить из схемы фильтр цепи экранирующей сетки и вносимые им искажения, желательно, когда это позволяет рабочий режим лампы, применять схему питания экранирующей сетки непосредственно от источника анодного питания без гасящего сопротивления  $R_{c_2}$ . Тогда величина  $M_k$  может быть увеличена до значения 1,3—1,32, что позволит несколько снизить емкость конденсатора  $C_k$  в цепи сеточного смещения.

**Пример.**

Расчитать параметры схемы, определяющие искажения на нижних частотах по следующим данным: лампа 6Ж4,  $E_a = 300$  в,  $E_{c_2} = 150$  в,  $f_n = 50$  гц,  $S = 9$  ма/в,  $S_{c_2} = 0,05$  ма/в,  $R_a = 10$  ом,  $I_0 = 10$  ма,  $I_{c_2} = 2,5$  ма,  $E_c = -2$  в.

**Решение.**

1. Взяв общий коэффициент частотных искажений на нижней частоте равным максимально-допустимому  $M_n = 1,35$ , распределим эти искажения следующим образом:  $M_c = 1,02$ ;  $M_{c_2} = 1,06$ ;  $M_k = 1,25$ , тогда  $M_n = M_c M_{c_2} M_k = 1,35$ .

2. Найдем постоянную времени цепи управляющей сетки

$$\tau_c = \frac{1}{\omega_n \sqrt{M_c^2 - 1}} = \frac{1}{314 \sqrt{1,02^2 - 1}} = 16 \cdot 10^{-3} \text{ сек.}$$

3. Приняв  $R_c = 0,25$  Мом, найдем  $C_c$

$$C_c > \frac{\tau_c}{R_c} = \frac{16 \cdot 10^{-3}}{0,25 \cdot 10^6} = 64 \cdot 10^{-9} = 0,064 \text{ мкф.}$$

4. Гасящее сопротивление в цепи экранирующей сетки

$$R_{c_2} = \frac{E_a - E_{c_2}}{I_{c_2}} = \frac{300 - 150}{2,5 \cdot 10^{-3}} = 60 \cdot 10^3 \text{ ом.}$$

5. Для определения ёмкости блокировочного конденсатора в цепи экранирующей сетки воспользуемся ф-лой (11. 23)

$$C_{c_2} = \frac{1}{\omega_n R_{c_2}} \cdot \sqrt{\frac{(1 + S_{c_2} R_{c_2})^2 - M_{c_2}^2}{M_{c_2}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{314 \cdot 60 \cdot 10^3} \cdot \sqrt{\frac{(1 + 0,05 \cdot 10^{-3} \cdot 60 \cdot 10^3)^2 - 1,06^2}{1,06^2 - 1}} = 0,6 \cdot 10^{-6} = 0,6 \text{ мкф.}$$

## 6. Сопротивление анодного фильтра

$$R_{\phi} = \frac{E_a - u_{a0}}{I_0} - R_a = \frac{300 - 150}{10 \cdot 10^{-3}} - 10^3 = 14 \cdot 10^3 \text{ ом.}$$

## 7. Сопротивление автосмещения

$$R_{\kappa} = \frac{-E_c}{I_0 + I_{c2}} = \frac{2}{(10 + 2,5) \cdot 10^{-3}} = 160 \text{ ом.}$$

8. Емкость конденсатора анодного фильтра находим из ф-лы (15.7), которая для широкополосной ступени с пентодом, когда  $R_i \gg R_a$  и  $R_{\phi} \gg R_a$ , принимает вид

$$C_{\phi} = \frac{1}{\omega_n R_a \sqrt{M_n^2 - 1}} = \frac{1}{314 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{1,35^2 - 1}} = 3,5 \cdot 10^{-6} = 3,5 \text{ мкф.}$$

## 9. Емкость конденсатора цепи сеточного смещения согласно ф-ле (11.20)

$$C_{\kappa} = \frac{1}{\omega_n R_{\phi}} \cdot \sqrt{\frac{(1 + SR_{\kappa})^2 - M_{\kappa}^2}{M_{\kappa}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{314 \cdot 160} \sqrt{\frac{(1 + 9 \cdot 10^{-3} \cdot 160)^2 - 1,25^2}{1,25^2 - 1}} = 55 \cdot 10^{-6} = 55 \text{ мкф.}$$

## КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Для коррекции искажений в области нижних частот в видеосуилителях используются анодные корректирующие фильтры.

2. Коррекция эффективно действует, если суммарные частотные искажения, вносимые цепями автосмещения, а также управляющей и экранирующей сетками, на нижней частоте невелики ( $M_n = 1,3 - 1,35$ ).

3. Условием компенсации частотных искажений является равенство

$$m_n = M_n = M_c M_{c2} M_{\kappa}.$$

## 16.3. СХЕМЫ КОРРЕКЦИИ ИСКАЖЕНИЙ НА ВЕРХНИХ ЧАСТОТАХ ПРИ ПОМОЩИ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

В целях увеличения добротности резистивной ступени применяют различные схемы высокочастотной коррекции. Простейшая из схем коррекции, часто применяемая на практике, содержит катушку индуктивности, включенную последовательно с сопротивлением анодной нагрузки  $R_a$ .

Расширение полосы пропускания усилителя в сторону верхних частот при включении катушки  $L$  с физической точки зрения объясняется тем, что лампа оказывается нагруженной на параллельный колебательный контур (рис. 16.2)  $LC_0 R_a$ , сопротивление которого можно сделать малоизменяющимся в более широкой полосе частот, чем сопротивление цепи  $R_a C_0$  (рис. 16.3), которая служит

нагрузкой некорректированной резистивной схемы. С увеличением частоты сопротивление цепи  $R_a L$  увеличивается, что в некотором диапазоне частот компенсирует уменьшение сопротивления емкости  $C_0$  (рис. 16.3).

При соответствующем выборе величины индуктивности фазовые искажения в схеме с коррекцией также могут быть уменьшены,

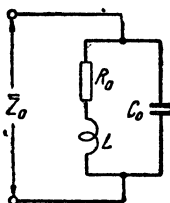


Рис. 16.2. Эквивалентная схема анодной нагрузки

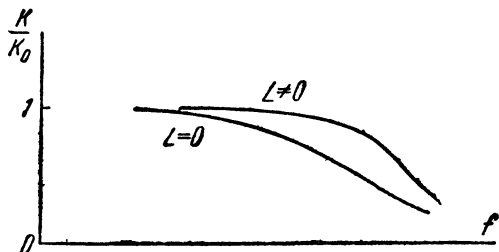


Рис. 16.3. Влияние корректирующей индуктивности на частотную характеристику усилителя

так как фазовую характеристику схемы на верхних частотах можно сделать более линейной.

Воспользуемся эквивалентной схемой рис. 16.2 для вывода уравнений частотной и фазовой характеристик. Усиление схемы при использовании в ней пентода определяется выражением

$$\bar{K}_e = S \bar{Z}_a, \quad (16.2)$$

где

$$\bar{Z}_a = \frac{R_a + i\omega L}{1 - \omega^2 LC_0 + i\omega C_0 R_a} = R_a \frac{1 + i \frac{\omega L}{R_a}}{1 - \omega^2 LC_0 + i\omega C_0 R_a}. \quad (16.3)$$

Введем обозначения:

$$\left. \begin{aligned} d &= R_a \sqrt{\frac{C_0}{L}} = \frac{R_a}{\omega_0 L} = \omega_0 C_0 R_a \\ p &= \frac{\omega}{\omega_0} = \omega \sqrt{LC_0} \end{aligned} \right\}, \quad (16.4)$$

где  $d$  — затухание,  $p$  — обобщенная частота,  $\omega_0$  — частота резонанса колебательного контура, составляющего анодную нагрузку. Тогда

$$\bar{K}_e = S R_a \frac{1 - i \frac{p}{d}}{1 - p^2 + i p d}. \quad (16.5)$$

Модуль коэффициента усиления

$$K = S R_a \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{p}{d}\right)^2}{(1 - p^2)^2 + (p d)^2}} \quad (16.6)$$

и угол сдвига фаз

$$\varphi_s = \arctg \frac{p}{d} - \arctg \frac{pd}{1-p^2} \quad (16.7)$$

или иначе

$$\operatorname{tg} \varphi_s = p \left( \frac{1}{d} - d \right) - \frac{p^3}{d_1}. \quad (16.8)$$

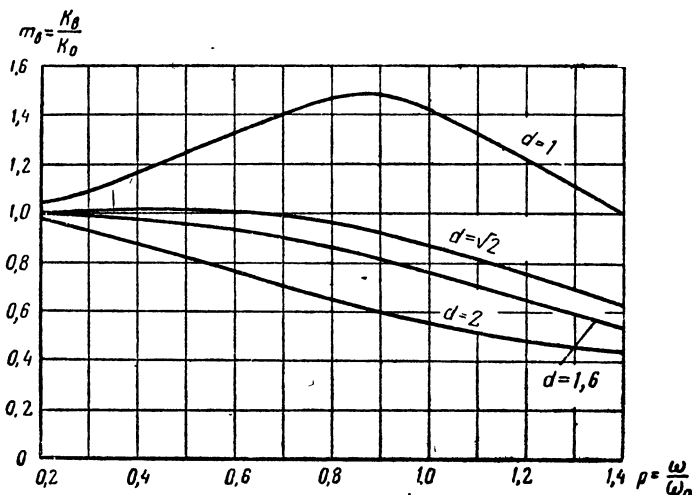


Рис. 16.4. Обобщенные частотные характеристики усилительной ступени с коррекцией на верхних частотах

Обобщенные частотные и фазовые характеристики усилительной ступени при различных затуханиях контура  $d$  показаны на рис. 16.4 и 16.5.

Более подробное рассмотрение показывает, что наилучшая частотная характеристика получается при значении  $d = 1,55$ .

Первое фундаментальное исследование схем широкополосной коррекции принадлежит советскому ученому Г. В. Брауде, который еще в 1934 г. предложил метод исследования схем широкополосных усилителей, позволяющий определить наивыгоднейшее значение их параметров.

При практических расчетах обычно следует выбирать затухание порядка  $d = 1,55-1,6$ . Зная максимальную частоту полосы пропускания  $f_s$ , искажения на этой частоте  $m_s$ , а также значения  $d$  и  $C_0$ , нетрудно определить величины  $R_a$  и  $L$ .

Сопротивление анодной нагрузки находим из формулы

$$R_a = \frac{pd}{\omega_s C_0}. \quad (16.9)$$

Индуктивность корректирующей катушки

$$L = C_0 \left( \frac{R_a}{d} \right)^2. \quad (16.10)$$

Следует иметь в виду, что, выбирая большее значение искажений ( $M_s = \frac{1}{m_s}$ ), можно выиграть в усилении, так как

$$K_0 = SR_a = \frac{S}{\omega_s C_0} p d, \quad (16.11)$$

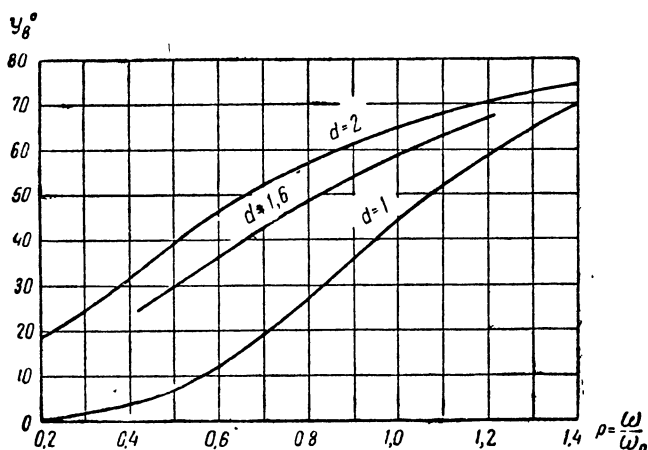


Рис. 16.5. Обобщенные фазовые характеристики усиленной ступени с коррекцией на верхних частотах

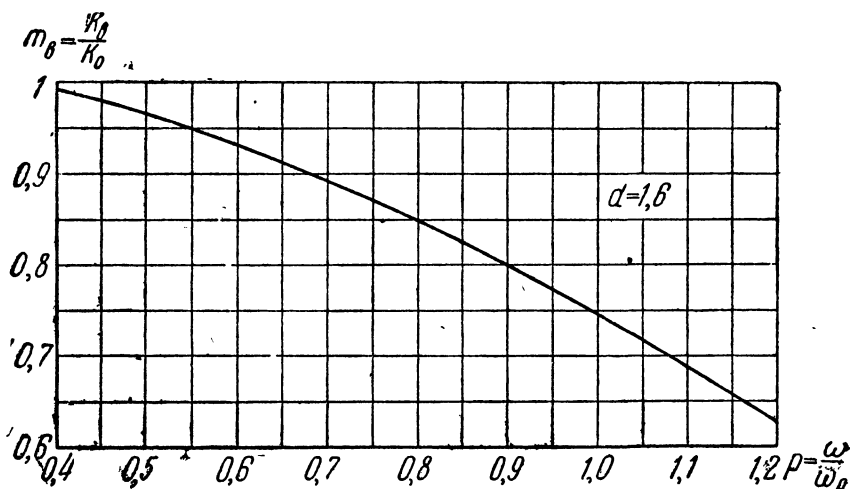


Рис. 16.6. График для определения  $p$

а с увеличением допустимого спада характеристики произведение  $p d$  растет.

На рис. 16.6 приведен график для определения  $p$  по заданной неравномерности характеристики  $m_s$  для  $d = 1,6$ .



Из ф-лы (16.11) можно найти добротность усилительной ступени, скорректированной одной катушкой индуктивности,

$$D = K_0 f_s = \frac{S}{2\pi C_0} pd. \quad (16.12)$$

Если принять  $d = 1,6$  и  $m_s = 0,97$ , то  $pd = 0,73$  и

$$D = \frac{S}{8,6 \cdot C_0}. \quad (16.13)$$

Следовательно, выигрыш в добротности по сравнению с некорректированной резистивной ступенью получается приблизительно в два раза. Это позволяет или увеличить усиление ступени или расширить ее полосу пропускания.

**Пример.**

Рассчитать параметры высокочастотной коррекции, если дано:  $f_s = 6$  Мгц,  $m_s = 0,97$ ; лампа 6Ж4, для которой  $S = 9$  ма/с,  $C_0 = 25$  пф.

**Решение.**

1. Задавшись затуханием  $d = 1,6$ , из графика рис. 16.6 находим  $p = 0,46$ , тогда  $pd = 0,73$  и ф-ла (16.9) для определения  $R_a$  принимает вид

$$R_a = \frac{0,73}{\omega_s C_0} = \frac{1}{8,6 f_s C_0} = \frac{1}{8,6 \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} = 775 \text{ ом.}$$

2. Индуктивность корректирующей катушки

$$L = C_0 \left( \frac{R_a}{d} \right)^2 = 25 \cdot 10^{-12} \left( \frac{775}{1,6} \right)^2 = 5,9 \cdot 10^{-6} \approx 6 \text{ мкген,}$$

3. Усиление ступени на средних частотах

$$K_0 = S R_a = 9 \cdot 10^{-3} \cdot 775 = 7.$$

Полная схема ступени широкополосного видеоусилителя, содержащая одновременно элементы низкочастотной и высокочастотной коррекции, показана на рис. 16.7.

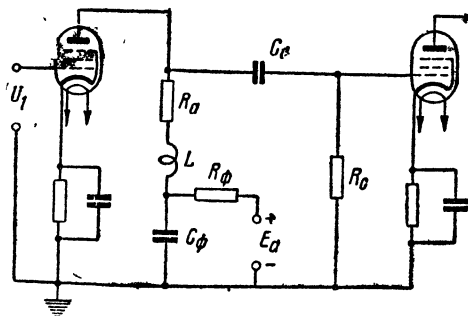


Рис. 16.7. Схема усилительной ступени с низкочастотной и высокочастотной коррекцией

Помимо схемы высокочастотной коррекции с одной катушкой индуктивности, называемой простой схемой коррекции, существуют сложные схемы коррекции, содержащие две и более корректирующие индуктивности в одной ступени.

Пример схемы с двумя корректирующими катушками показан на рис. 16.8.

Такая схема может обеспечить несколько большую добротность, чем схема с одной катушкой. Недостатком сложных схем коррекции являются большие трудности их расчета и налаживания, поэтому они применяются значительно реже, чем схема с одной корректирующей катушкой.

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Применение высокочастотной коррекции позволяет значительно повысить добротность усиленной ступени  $D = K_0 f_0$ .

2. Наиболее распространенной является простая схема коррекции с одной катушкой индуктивности, позволяющая удвоить добротность резистивной ступени.

3. Форма частотной и фазовой характеристик ступени с коррекцией на верхних частотах зависит от затухания контура анодной нагрузки  $d$ . Наивыгоднейшее значение  $d \approx 1,6$ .

4. Если необходимо получить частотную характеристику ступени с подъемом на верхних частотах для компенсации искажений в других звеньях усилителя, следует выбирать значение  $d$  в соответствии с графиком рис. 16.4.

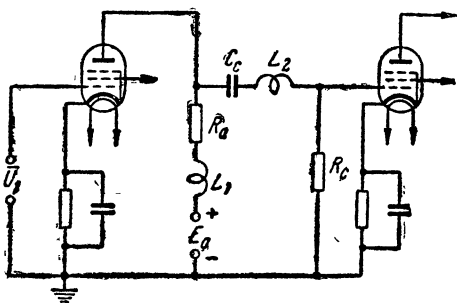


Рис. 16.8. Схема широкополосной усиленной ступени с двумя корректирующими катушками

### 16.4. ПРИМЕНЕНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Как известно, применение отрицательной обратной связи позволяет снизить все виды искажений, возникающих в усилителях, в том числе частотные и фазовые. Поэтому для коррекции искажений в широкополосных усилителях используют схемы с обратной связью, позволяющие получить выигрыш в добротности усилителя.

Наиболее удобны схемы, в которых каждая пара ступеней содержит отрицательную обратную связь. Эти схемы могут быть выполнены в нескольких вариантах, один из которых показан на рис. 16.9, где имеется параллельная отрицательная обратная связь через сопротивление  $R_\beta$ .

Наивыгоднейшая форма частотной и фазовой характеристик для видеусилителя получается, если  $K_0 \beta_0 = -1$ . При этом уравнение частотной характеристики на верхних частотах имеет вид

$$m_s' = \frac{K_s'}{K_0'} = \frac{2}{\sqrt{(M^2 - 1)^2 + 4}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega \tau_a}{2}\right)^2}}, \quad (16.14)$$

где  $\tau_a = C_0 R_a$  — постоянная времени цепи анода каждой ступени.

Из ф-лы (16.14) можно найти сопротивление анодной нагрузки

$$R_a = \frac{\sqrt[4]{4 \left( \frac{1}{m_e^2} - 1 \right)}}{\omega_e C_0}. \quad (16.15)$$

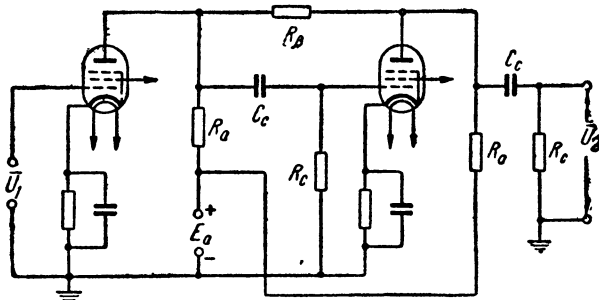


Рис. 16.9. Схема ступени с коррекцией при помощи обратной связи

Если принять  $m_e = 0,9$  (для двух ступеней), то

$$R_a = \frac{0,98}{\omega_e C_0}. \quad (16.16)$$

Усиление одной ступени

$$K_0' = \frac{SR_a}{\sqrt{1 - K_0 \beta_0}} = \frac{SR_a}{\sqrt{2}} = \frac{0,69S}{\omega_e C_0}. \quad (16.17)$$

Следовательно, добротность ступени, скорректированной при помощи обратной связи, составит

$$D' = K_0' f_e = \frac{S}{9C_0}, \quad (16.18)$$

что почти не отличается от добротности ступени, скорректированной катушкой индуктивности.

### Пример

Рассчитать две ступени видеоусилителя с обратной связью, выполненного по схеме рис. 16.8, если дано:  $f_e = 6 \text{ МГц}$ ,  $m_e = 0,9$ ; лампа 6Ж4,  $S = 9 \text{ ма/с}$ ,  $C_0 = 25 \text{ пф}$ .

### Решение

1. Сопротивление анодной нагрузки

$$R_a = \frac{0,98}{6,28 \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} = 1070 \text{ ом.}$$

2. Усиление каждой ступени без учета обратной связи

$$K_0 = SR_a = 9 \cdot 10^{-3} \cdot 1070 = 9,6.$$

### 3. Общий коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$K_0' = \frac{K_0^2}{1 - K_0\beta_0} = \frac{9,6^2}{2} = 46.$$

### 4. Сопротивление цепи обратной связи

$$R_\beta = R_a \frac{1 - \beta_0}{\beta_0} = R_a (K_0 - 1) = 1070 \cdot 8,6 = 9,2 \cdot 10^3 \text{ ом.}$$

Следует иметь в виду, что обратная связь одновременно уменьшит искажения на нижних частотах и повысит стабильность работы усилителя.

## 16.5. УСИЛИТЕЛЬНАЯ СТУПЕНЬ С КАТОДНОЙ НАГРУЗКОЙ

Выход широкополосного усилителя нередко оказывается нагруженным значительной емкостью, например, емкостью кабеля, соединяющего усилитель с последующим звеном тракта. В этих условиях трудно получить значительную амплитуду напряжения на выходе в сочетании с малыми искажениями в широкой полосе частот. Применение в выходной ступени схемы с глубокой отрицательной обратной связью, частным случаем которой служит ступень с катодной нагрузкой, существенно улучшает положение.

Схема с катодной нагрузкой («катодный повторитель») показана на рис. 16.10. Обратная связь значительной величины ( $-\beta_0 = 1$ ), действующая в схеме, способствует компенсации частотно-фазовых искажений в широком диапазоне частот. Это позволяет существенно увеличить сопротивление нагрузки и получить с данной лампы значительно большее напряжение полезного сигнала на выходе, чем от схемы с нагрузкой в цепи анода.

Уравнение частотной характеристики ступени с катодной нагрузкой имеет вид

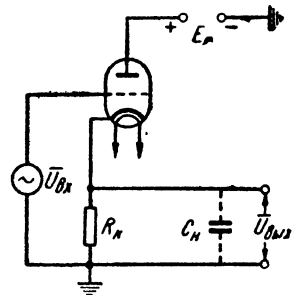


Рис. 16.10. Схема ступени с катодной нагрузкой

$$M_s' = \sqrt{1 + \frac{M_s^2 - 1}{(1 - K_0\beta_0)^2}} = \sqrt{1 + \left( \frac{\omega_s C_k R_k}{1 + SR_k} \right)^2}, \quad (16.19)$$

где  $\beta_0 = -1$ ;  $K_0 = SR_k$ .

Поскольку можно обеспечить  $SR_k \gg 1$ , частотные искажения в ступени с катодной нагрузкой будут значительно меньше, чем в схеме с анодной нагрузкой.

Чтобы определить допустимое сопротивление катодной нагрузки, по заданным величинам  $M_s'$ ,  $\omega_s$  и  $C_k$ , решим уравнение (16.19) относительно  $R_k$

$$R_k = \frac{\sqrt{(M_s')^2 - 1}}{\omega_s C_k - S \sqrt{(M_s')^2 - 1}}. \quad (16.20)$$

## Усиление ступени на средних частотах

$$K_0' = \frac{K_0}{1 - K_0\beta_0} = \frac{K_0}{1 + K_0}.$$

Очевидно, всегда  $K_0' < 1$ .

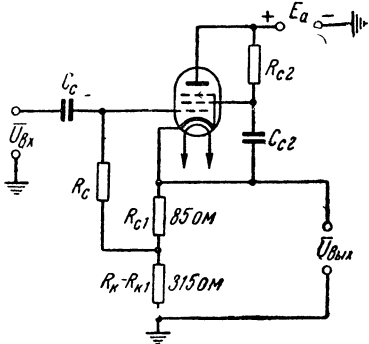


Рис. 16.11. Практический вариант схемы ступени с катодной нагрузкой

В ступени с катодной нагрузкой могут работать как триоды, так и пентоды.

Для того чтобы режим лампы по постоянному току сделать независимым от величины  $R_k$ , практически используется вариант схемы, показанный на рис. 16.11.

Дополнительным преимуществом схемы с катодной нагрузкой служит уменьшение динамической входной емкости лампы, которая для этой схемы равна

$$C_{вх} = C_{с\kappa} (1 - K_0') + C_{с0},$$

где  $C_{с0}$  — емкость между управляющей и экранирующей сетками (для пентода) или между управляющей сеткой и анодом (для триода).

### Пример

Рассчитать ступень с катодной нагрузкой по следующим данным:  $f_a = 6 \text{ Мгц}$ ,  $C_n = 100 \text{ пф}$ , лампа 6П9,  $S = 10 \text{ ма/в}$ ,  $M_a' < 1,03$ , напряжение на выходе  $U_{вых} = 10 \text{ в}$ ,  $E_c = -3 \text{ в}$ ,  $I_0 = 30 \text{ ма/в}$ .

### Решение

1. Сопротивление катодной нагрузки

$$R_k = \frac{\sqrt{1,03^2 - 1}}{6,28 \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 10^{-10} - 10^{-2} \sqrt{1,03^2 - 1}} = 400 \text{ ом}.$$

2. Коэффициент усиления на средних частотах

$$K_0' = \frac{SR_k}{1 + SR_k} = 0,8.$$

3. Сопротивление автоматического смещения

$$R_{\kappa 1} = \frac{-E_c}{I_0 + I_{c2}} = \frac{3}{(30 + 6) \cdot 10^{-3}} = 85 \text{ ом}.$$

4. Амплитуда анодного тока

$$I_1 = \frac{U_{вых}}{R_k} = \frac{10}{400} = 25 \cdot 10^{-3} \text{ а} = 25 \text{ ма},$$

что для данной лампы вполне допустимо. Интересно сопоставить полученный результат с расчетом варианта схемы с анодной нагрузкой

### Сопротивление анодной нагрузки

$$R_a = \frac{\sqrt{(M'_e)^2 - 1}}{\omega_e C_n} = \frac{\sqrt{1,03^2 - 1}}{6,28 \cdot 6 \cdot 10^8 \cdot 10^{-10}} = 80 \text{ ом},$$

необходимая амплитуда анодного тока

$$I_1 = \frac{10}{80} = 0,125 \text{ а},$$

что значительно превышает ток, который можно получить от лампы 6П9 (~30 ма). Выходное напряжение в этом случае не может быть больше  $I_0 R_a = 30 \cdot 10^{-3} \cdot 80 = 2,4 \text{ в}$ . Таким образом, включение нагрузки в катодную цепь позволяет получить значительно большее напряжение полезного сигнала на выходе при сохранении качественных показателей усилителя.

### Контрольные вопросы и задачи к гл. 16

1. Каковы основные особенности видеоусилителей?
2. Почему в видеоусилителях не допустимы фазовые искажения?
3. Почему в широкополосных усилителях каждая ступень дает меньшее усиление, чем в усилителях с узкой полосой пропускания?
4. Какие схемы применяются в видеоусилителях?
5. Какие элементы вносят искажения на нижних частотах и как эти искажения корректируются?
6. В чем состоит принцип действия ступени с корректирующей катушкой в цепи анода?
7. Во сколько раз расширяется полоса пропускания усилителя, состоящего из 4 ступеней, если в нем применить простую схему коррекции при  $d=1,6$  и  $m_e=0,8$ ?

Ответ. В 1,5 раза.

8. Почему значительное увеличение корректирующей индуктивности сужает полосу пропускания?

9. Каковы недостатки сложных схем коррекции?

10. Начертите схему видеоусилителя, скорректированного обратной связью. Как выбрать величину обратной связи в этой схеме?

11. В каких случаях целесообразно применение схемы с катодной нагрузкой?

12. Чему равно максимальное выходное напряжение ступени с катодной нагрузкой, если  $f_e = 5 \text{ МГц}$ ,  $C_n = 125 \text{ пФ}$ ,  $S = 10 \frac{\text{ма}}{\text{в}}$ ,  $M_e = 1,03$ ,  $I_0 = 10 \text{ ма}$ .

Ответ.  $V_{\text{вых}} \leq 3 \text{ в}$ .

13. Чему равна величина  $R_k$  в ступени с катодной нагрузкой, если  $K_0 = 0,9$ ,  $S = 9 \text{ ма/в}$ ?

Ответ.  $R_k = 1000 \text{ ом}$ .

## ИМПУЛЬСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

### 17.1. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ИМПУЛЬСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Развитие ряда областей импульсной радиотехники, в том числе радиолокации и импульсной связи, выдвинуло задачу усиления импульсных сигналов, существенно отличающихся от сигналов непрерывного действия. В этой главе кратко рассматривается работа усилителей, предназначенных для усиления импульсов постоянного напряжения или тока, называемых видеоимпульсами (рис. 17.1).

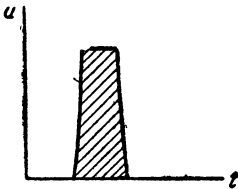


Рис. 17.1. Форма импульсного сигнала

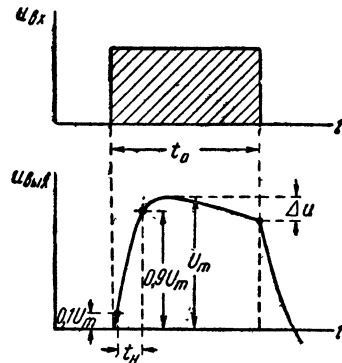


Рис. 17.2. Искажения импульсного сигнала прямоугольной формы

Основная особенность таких сигналов состоит в прерывистости их действия и малой длительности, которая иногда составляет десятки долей микросекунды. В то же время промежуток между двумя смежными импульсами может значительно превышать их длительность (иногда в тысячи раз). Форму импульсного сигнала в большинстве случаев желательно иметь близкой к прямоугольнику. При усилении прямоугольного сигнала форма его неизбежно искажается, как это показано на рис. 17.2, — растягиваются передний и задний фронты, искажается вершина (плоская часть) импульса. Степень искажения импульса определяется длительностью фронта (временем нарастания)  $t_n$  и спадом его вершины  $\Delta u$ . Время нарастания принято измерять на уровне от 0,1 до 0,9 максимального зна-

чения импульса. Искажения импульса обычно считаются допустимыми, если

$$t_n \leq 0,1 t_u \text{ и } \Delta u \leq 0,1 U_m.$$

Причинами искажений импульсных сигналов в усилительных устройствах являются устанавливающиеся или переходные процессы в элементах усилительных схем, вызванные воздействием на усилитель входного импульса. Поэтому при рассмотрении работы импульсных усилителей важнейшее значение приобретает анализ переходных процессов в этих усилителях. Для изучения

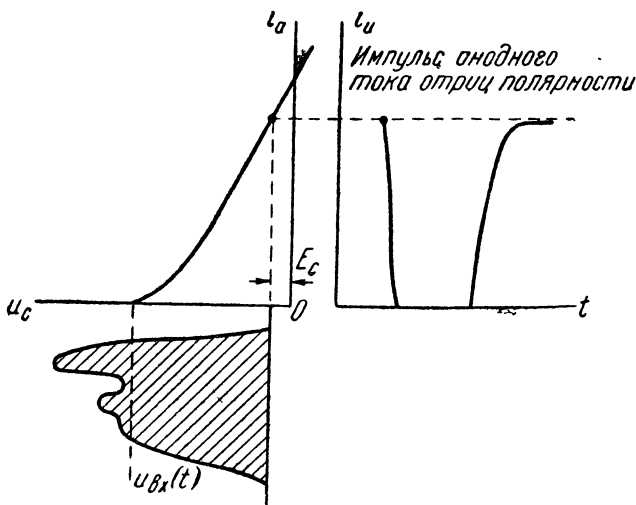


Рис. 17.3 Влияние нелинейности на форму импульсного сигнала

этого вида искажений не пригодны методы, применяемые при рассмотрении установившихся процессов, например, в усилителях колебаний звуковой частоты. Исследование переходных процессов в общем виде требует применения более сложного математического аппарата (дифференциальных уравнений, операционного исчисления). Но для распространенных усилительных схем задачу вычисления переходных процессов можно значительно упростить, для этого достаточно знать уравнение частотной характеристики данной схемы.

Другая особенность импульсных усилителей относится к выбору рабочего режима ламп. В отличие от усилителей колебаний звуковой частоты, где желательно иметь возможно более линейный рабочий участок характеристики, в импульсных усилителях нелинейность иногда может оказаться полезной. Некоторые



ступени таких усилителей работают в режиме ограничения, что позволяет в лучшей степени приблизить форму сигнала на выходе к прямоугольнику. Пример такого режима приведен на рис. 17.3.

## 17.2. ВЫЧИСЛЕНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ИМПУЛЬСНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Напряжение на выходе импульсного усилителя зависит не только от входного сигнала и установившегося значения коэффициента усиления, но и от характера процесса установления напряжений и токов в элементах усилительной схемы. Вследствие того, что любая схема неизбежно содержит реактивные сопроти-

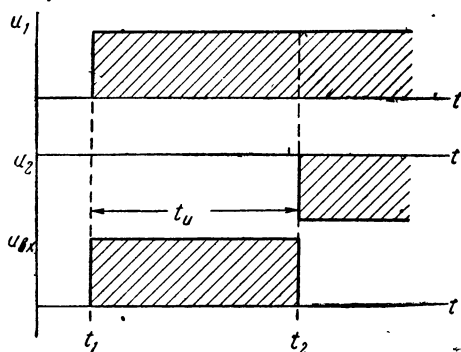


Рис. 17.4. Представление прямоугольного импульса в виде суммы двух импульсов включения, сдвинутых во времени

вления (емкости, индуктивности) процесс в этой схеме после подачи напряжения на вход устанавливается не мгновенно, а по истечении некоторого конечного отрезка времени. Время установления зависит от соотношений активных и реактивных сопротивлений, входящих в схему, от этих же параметров системы зависит ее частотная характеристика. Поэтому время установления переходного процесса в уси-

лителе определяется его частотной характеристикой.

Рассмотрим вначале вычисление переходного процесса в усилителе при подаче на его вход прямоугольного импульса бесконечной длительности, т. е. импульса включения постоянного напряжения. Зная реакцию усилителя на такой импульс, мы сможем определить выходное напряжение и при других видах воздействия на вход усилителя. Например, прямоугольный импульс конечной длительности  $t_u$  можно заменить двумя импульсами бесконечной длительности противоположного знака, сдвинутыми во времени на отрезок  $t_u$  (рис. 17.4), а переходный процесс в линейной системе можно найти как сумму двух переходных процессов, вызванных этими импульсами.

Итак, будем считать, что на вход усилителя включается постоянное напряжение  $U_1$ . Тогда напряжение на выходе будет некоторой функцией времени  $u_2(t)$ , определяемой устанавливающимися процессами в усилителе. Отношение  $\frac{u_2(t)}{U_1} = K(t)$  называют переходным или устанавливающимся коэффициентом усиления. Функцию  $K(t)$  можно найти, если известно уравнение частотной характери-

стики усилителя, которое в интересующих нас случаях можно представить в следующем виде

$$\bar{K} = K_0 \frac{A(i\omega)}{B(i\omega)}, \quad (17.1)$$

где  $A(i\omega)$  и  $B(i\omega)$  — функции частоты, зависящие от схемы усилителя.

Устанавливающийся коэффициент усиления может быть найден при помощи формулы включения:

$$\begin{aligned} K(t) &= K_0 \left[ \frac{A(0)}{B(0)} + \frac{A(i\omega_1) e^{i\omega_1 t}}{i\omega_1 B'(i\omega_1)} + \frac{A(i\omega_2) e^{i\omega_2 t}}{i\omega_2 B'(i\omega_2)} + \dots + \frac{A(i\omega_n) e^{i\omega_n t}}{i\omega_n B'(i\omega_n)} \right] = \\ &= K_0 \left[ \frac{A(0)}{B(0)} + \sum_{\kappa=1}^n \frac{A(i\omega_\kappa) e^{i\omega_\kappa t}}{i\omega_\kappa B'(i\omega_\kappa)} \right], \end{aligned} \quad (17.2)$$

где  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$  — корни уравнения  $B(i\omega) = 0$ ;  $\frac{A(0)}{B(0)} = \frac{\bar{K}}{K_0}$  при  $\omega = 0$ ,  $B'(i\omega_\kappa)$  — производная знаменателя уравнения частотной характеристики, в которую подставлены корни  $\omega = \omega_1, \omega = \omega_2, \dots, \omega = \omega_n$ .

Отметим, что устойчивому состоянию системы, когда с течением времени переходные процессы в ней затухают (или  $K(t) \rightarrow K_0$ ), соответствуют отрицательные корни  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ . Если уравнение  $B(i\omega) = 0$  имеет комплексные корни, то переходный процесс устанавливается не монотонно, а содержит колебательный компонент.

Разделяя, как обычно, частотную характеристику усилителя на области верхних и нижних частот, заметим, что решение уравнения  $B(i\omega) = 0$  для верхних частот даст большие абсолютные значения его корней, чем для области нижних частот. Поэтому при подстановке корней знаменателя уравнения частотной характеристики, справедливого для высших частот, в ф-лу (17.2) она описывает переходный процесс в системе при малых значениях  $t$ , т. е. члены  $e^{i\omega_\kappa t}$ , зависящие от времени, будут быстро стремиться к единице. Подстановка корней, соответствующих уравнению частотной характеристики на нижних частотах даст выражение переходного коэффициента усиления для больших значений  $t$ , которое будет описывать окончание переходного процесса в системе, так как члены  $e^{i\omega_\kappa t}$  будут стремиться к единице сравнительно медленно. Таким образом начало переходного процесса, соответствующее переднему фронту импульса на выходе системы, описывается уравнением частотной характеристики на верхних частотах, которое в общем случае имеет вид

$$\bar{K}_* = K_0 \frac{1 + a_1(i\omega) + a_2(i\omega)^2 + \dots + a_m(i\omega)^m}{1 + \beta_1(i\omega) + \beta_2(i\omega)^2 + \dots + \beta_n(i\omega)^n},$$

поэтому

$$B(i\omega) = 1 + \beta_1(i\omega) + \beta_2(i\omega)^2 + \dots + \beta_n(i\omega)^n,$$

следовательно

$$B'(i\omega) = \beta_1 + 2\beta_2 i\omega + \dots + n\beta_n (i\omega)^{n-1}.$$

Для переходного коэффициента усиления, определяющего фронт импульса, будем иметь

$$K(t) = K_0 \left[ 1 + \sum_{k=1}^n \frac{[1 + \alpha_1 (i\omega_k) + \alpha_2 (i\omega_k)^2 + \dots + \alpha_m (i\omega_k)^m]}{\beta_1 (i\omega_k) + 2\beta_2 (i\omega_k)^2 + \dots + n\beta_n (i\omega_k)^n} \cdot e^{i\omega_k t} \right], \quad (17.3)$$

так как

$$\frac{A(0)}{B(0)} = 1.$$

Найдем, например, фронт импульса на выходе резистивной ступени, воспользовавшись для этого уравнением ее частотной характеристики на верхних частотах:

$$\frac{\bar{K}_s}{K_0} = \frac{1}{1 + i\omega\tau_a}.$$

Следовательно, в данном случае

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \alpha_2 = \dots = \alpha_m = 0, \\ \beta_1 &= \tau_a, \quad \beta_2 = \beta_3 = \dots = \beta_n = 0, \\ B(i\omega) &= 1 + i\omega\tau_a. \end{aligned}$$

Приравнявая  $B(i\omega) = 0$ , находим

$$\omega_1 = -\frac{1}{i\tau_a}, \quad \beta_1 i\omega_1 = -1,$$

Подставив результат в ф-лу (17.3), получим

$$\frac{K(t)}{K_0} = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}}.$$

Если уравнение  $B(i\omega) = 0$  имеет высокую степень ( $n > 2$ ), то нахождение его корней  $\omega_k$  представляет значительные трудности и часто не может быть выполнено в общем виде. Следует иметь в виду, что приведенные выше соотношения для определения  $K(t)$  справедливы при воздействии на вход усилителя импульса включения постоянного напряжения, при условии, что уравнение  $B(i\omega) = 0$  не имеет кратных корней.

Для большинства распространенных на практике усилительных схем имеются готовые формулы для определения  $K(t)$ , которые можно найти по заданному уравнению частотной характеристики усилителя из приводимой ниже табл. 17.1. Если усилители выполнены по различным схемам, но имеют одинаковые уравнения частотных характеристик, то функции  $K(t)$  для них будут одинаковыми.

Таблица 17.1

№№ пп.	Уравнение частотной характеристики	Переходный коэффициент усиления
1	$\frac{\bar{K}}{K_0} = \frac{i \omega \tau}{1 + i \omega \tau}$	$\frac{K(t)}{K_0} = e^{-\frac{t}{\tau}}$
2	$\frac{\bar{K}}{K_0} = \frac{i \omega \tau_1 \cdot i \omega \tau_2}{(1 + i \omega \tau_1)(1 + i \omega \tau_2)}$	$\frac{K(t)}{K_0} = \frac{\tau_1 e^{-\frac{t}{\tau_2}} - \tau_2 e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{\tau_1 - \tau_2}$
3	$\frac{\bar{K}}{K_0} = \frac{(i \omega \tau)^2}{(1 + i \omega \tau)^2}$	$\frac{K(t)}{K_0} = \left(1 - \frac{t}{\tau}\right) e^{-\frac{t}{\tau}}$
4	$\frac{\bar{K}}{K_0} = \frac{1}{1 + i \omega \tau}$	$\frac{K(t)}{K_0} = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}}$
5	$\frac{\bar{K}}{K_0} = \frac{1}{(1 + i \omega \tau_1)(1 + i \omega \tau_2)}$	$\frac{K(t)}{K_0} = 1 + \frac{\tau_1 e^{-\frac{t}{\tau_2}} - \tau_2 e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{\tau_1 - \tau_2}$
6	$\frac{\bar{K}}{K_0} = \frac{1}{(1 + i \omega \tau)^2}$	$\frac{K(t)}{K_0} = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \left(1 + \frac{t}{\tau}\right)$
7	$\frac{\bar{K}}{K_0} = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + i \frac{\omega}{\omega_0} d}$	$\frac{K(t)}{K_0} = 1 - e^{-\frac{t}{2} \omega_0 d} \frac{\sin [\omega_0 t \sin \varphi + \varphi_1]}{\sin \varphi}$ где $\sin \varphi = \sqrt{1 - \left(\frac{d}{2}\right)^2}$
8	$\frac{\bar{K}}{K_0} = \frac{1 + i \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{d}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + i d \frac{\omega}{\omega_0}}$	$\frac{K(t)}{K_0} = 1 - e^{-\frac{t}{2} \omega_0 d} \frac{\sin [\omega_0 t \sin \varphi + 2\varphi]}{d \sin \varphi}$ где $\sin \varphi = \sqrt{1 - \left(\frac{d}{2}\right)^2}$
9	$\frac{\bar{K}}{K_0} = \frac{1}{\left(1 + i \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$	$\frac{K(t)}{K_0} = 1 - e^{-\omega_0 t} (1 + \omega_0 t)$
10	$\frac{\bar{K}}{K_0} = \frac{1 + i \frac{\omega}{2\omega_0}}{\left(1 + i \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$	$\frac{K(t)}{K_0} = 1 - e^{-\omega_0 t} \left(1 + \frac{\omega_0 t}{2}\right)$

## КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Причиной искажений импульсных сигналов в усилителях являются переходные процессы, вызываемые реактивными элементами схем.

2. Переходные процессы в усилителе определяются уравнением его частотной характеристики.

3. Переходный коэффициент усиления может быть найден при помощи ф-лы (17.2) в общем случае или ф-лы (17.3) для фронта импульса.

### 17. 3. ИМПУЛЬСНЫЙ РЕЗИСТИВНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Резистивная схема может успешно использоваться при усилении импульсных сигналов, если их длительность составляет не менее нескольких микросекунд. При импульсах меньшей длительности обычно используют резистивную схему с высокочастотной коррекцией. Рассмотрим переходные процессы в некорректированной резистивной ступени при подаче на ее вход импульсного сигнала прямоугольной формы. Схема резистивной ступени импульсного усилителя не отличается от обычной резистивной схемы. Для повышения усиления в ней, как правило, работают пентоды с большим отношением  $\frac{S}{S_0}$ .

При рассмотрении устанавливающихся процессов частотная характеристика системы в области верхних частот определяет поведение системы в начале процесса, а частотная характеристика в области нижних частот определяет поведение системы в конце переходного процесса.

С ф и з и ч е с к о й точки зрения, применительно к данному случаю, это означает, что в начале устанавливающегося процесса разделительная емкость  $C_0$  представляет собой короткое замыкание, и напряжение на выходе ступени определяется процессом заряда емкости  $C_0$  через сопротивление  $R_0$  (рис. 17.5). Схема заряда емкости  $C_0$  через сопротивление  $R_0$  представляет собой эквивалентную схему резистивной ступени для области верхних частот.

После того как емкость  $C_0$  зарядится, начинает сказываться действие емкости  $C_c$ , которая будет заряжаться <sup>1)</sup> через сопротивление  $R_0 + R_c \approx R_c$ . Напряжение на конденсаторе  $C_c$  достигнет максимума к концу действия импульса. По мере заряда конденсатора  $C_c$  выходное напряжение будет уменьшаться, вследствие чего искажается плоская часть импульса.

Схема заряда конденсатора  $C_c$  показана на рис. 17.6. Следовательно, процесс установления в схеме резистивной ступени в начальные моменты времени будет определяться эквивалентной схемой и уравнением характеристики, справедливым для области верхних

<sup>1)</sup> Здесь мы не учитываем постоянного заряда конденсатора  $C_c$ , существующего за счет действия источника питания. Рассматривая изменение состояния системы под воздействием импульса, мы можем считать, что начальный заряд конденсатора  $C_c$  равен нулю.

частот. Конец устанавливающегося процесса определяется эквивалентной схемой и уравнением характеристики, справедливым для области нижних частот.

Следует отметить, что мы имеем возможность пользоваться упрощенными эквивалентными схемами резистивной ступени для рассмотрения переходных процессов в ней (так же как и при анализе стационарного режима) исключительно благодаря тому, что постоянная времени сеточной цепи  $\tau_c = C_c R_c$  значительно превышает постоянную времени анодной цепи  $\tau_a = C_0 R_a$ . Чем шире полоса пропускания ступени, тем больше отношение  $\frac{\tau_c}{\tau_a}$ . Обычно  $\frac{\tau_c}{\tau_a} \gg 100$ , поэтому заряд емкости  $C_0$ , определяемый постоянной времени  $\tau_a$ , будет происходить в сотни раз быстрее, чем заряд емкости  $C_c$ , определяемый постоянной времени  $\tau_c$ . Благодаря этому мы имеем возможность считать, что скорости процессов заряда  $C_0$  и  $C_c$  несоизмеримы и рассматривать эти процессы поочередно.

При воздействии на вход усилителя импульса прямоугольной формы (рис. 17.4) возникают два нестационарных процесса: в момент  $t_1$  включения импульса и в момент  $t_2$  окончания действия импульса. Однако мы имеем возможность рассматривать лишь один нестационарный процесс, возникающий в момент времени  $t_1$ . Прекращение действия импульса в момент времени  $t_2$  можно рассматривать как включение на вход усилителя нового импульса, по амплитуде равного первому и противоположного ему по знаку, как это показано на рис. 17.4. Тогда переходные процессы, возникающие в схеме в моменты времени  $t_1$  и  $t_2$ , окажутся аналогичными и будут отличаться лишь своим знаком.

Для определения переходного процесса в начале импульса воспользуемся эквивалентной схемой ступени для верхних частот, для которой справедливо уравнение частотной характеристики вида,

$$\frac{\bar{K}_s}{K_0} = \frac{1}{1 + i \omega \tau_a}.$$

По табл. 17.1 (п. 4) находим соответствующее выражение для устанавливающегося коэффициента усиления

$$K(t) = K_0 (1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}}). \quad (17.4)$$

При  $t \gg \tau_a$ ,  $e^{-\frac{t}{\tau_a}} \approx 0$  и  $K(t) = K_0$ .

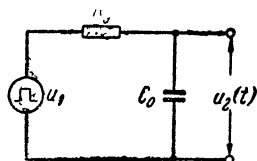


Рис. 17.5. Эквивалентная схема резистивной ступени на верхних частотах

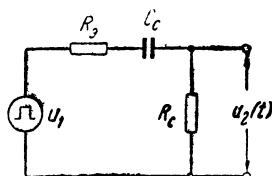


Рис. 17.6. Эквивалентная схема резистивной ступени на нижних частотах

Подобным же образом можно найти влияние на устанавливающийся коэффициент усиления постоянной времени цепи сетки  $\tau_c$ , которая будет сказываться при больших значениях  $t$ . Уравнение частотной характеристики эквивалентной схемы для нижних частот имеет вид

$$\frac{\bar{K}_n}{K_0} = \frac{i \omega \tau_c}{1 + i \omega \tau_c}.$$

Находим табличное решение для него (п. 1)

$$K(t) = K_0 e^{-\frac{t}{\tau_c}}. \quad (17.5)$$

Следовательно, в середине импульса с увеличением  $t$  напряжение на выходе начнет падать за счет заряда конденсатора  $C_c$ .

Спад импульса (задний фронт) в начале процесса определяется выражением

$$K(t) = K(t_u) \cdot e^{-\frac{t-t_u}{\tau_c}},$$

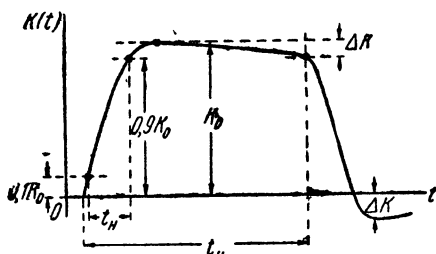


Рис. 17.7. Форма импульса на выходе усилительной ступени

представляющим собой разряд емкости  $C_0$ . В дальнейшем будет разряжаться конденсатор  $C_c$ , за счет чего на выходе появится напряжение обратного знака, амплитуда

которого численно равна спаду плоской части импульса.

График устанавливающегося коэффициента усиления для резистивной ступени показан на рис. 17.7. Из выражений (17.4) и (17.5) легко найти значения  $t_n$  и  $\Delta K$ , характеризующие собой искажение формы прямоугольного импульса резистивной ступенью

$$t_n = 2,2 \tau_c = 2,2 C_0 R_a, \quad (17.6)$$

$$\Delta K = K_0 (1 - e^{-\frac{t_u}{\tau_c}}). \quad (17.7)$$

При расчете усилителя величины  $t_n$ ,  $t_u$  и  $\frac{\Delta K}{K_0}$  бывают заданы, это позволяет определить параметры схемы:

$$R_a = \frac{t_n}{2,2 C_0}, \quad (17.8)$$

$$C_c = \frac{t_u}{R_c \ln(1 - \Delta)}. \quad (17.9)$$

Здесь  $\Delta = \frac{\Delta K}{K_0}$  — относительный спад плоской части импульса.

Сеточное сопротивление  $R_c$  в импульсных усилителях берут порядка  $100 R_a$ .

Вследствие того, что спад вершины импульса обычно для каждой ступени должен быть незначительным, ф-лу (17.9) можно упростить. Если  $\Delta \leq 0,1$ ,  $\ln(1 - \Delta) \approx -\Delta$ , то

$$C_c = \frac{t_u}{R_c \Delta}. \quad (17.10)$$

Для того чтобы при заданном времени нарастания выходного импульса получить наибольшее усиление, следует постоянные времени анодных цепей всех ступеней выбирать одинаковыми.

Если усилитель состоит из  $N$  резистивных ступеней с равными постоянными времени, то устанавливающийся коэффициент усиления может быть найден из следующих выражений.

Начало (фронт импульса):

$$\left. \begin{aligned} N=2 \quad K(t) &= K_0 \left[ 1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}} \left( 1 + \frac{t}{\tau_a} \right) \right] \\ N=3 \quad K(t) &= K_0 \left\{ 1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}} \left[ 1 + \frac{t}{\tau_a} + \frac{1}{2} \left( \frac{t}{\tau_a} \right)^2 \right] \right\} \end{aligned} \right\}. \quad (17.11)$$

Середина (плоская часть импульса):

$$\left. \begin{aligned} N=2 \quad K(t) &= K_0 e^{-\frac{t}{\tau_c}} \left( 1 - \frac{t}{\tau_c} \right) \\ N=3 \quad K(t) &= K_0 e^{-\frac{t}{\tau_c}} \left[ 1 - 2 \frac{t}{\tau_c} + \frac{1}{2} \left( \frac{t}{\tau_c} \right)^2 \right] \end{aligned} \right\} \quad (17.12)$$

Вследствие того, что требования малоискаженного воспроизведения плоской части импульса заставляют нас выбирать  $\tau_c$  так, чтобы всегда было справедливо неравенство  $\frac{t_u}{\tau_c} \ll 1$ , в плоской части импульса для любого  $N$  можно пользоваться следующим приближенным выражением:

$$K(t) = K_0 e^{-\frac{t}{\tau_c}} \left( 1 - N \frac{t}{\tau_c} \right), \quad (17.13)$$

откуда вытекает, что

$$A_N = N \frac{t_u}{\tau_c}. \quad (17.14)$$

Если в усилительной ступени содержится несколько цепей, вносящих искажения на нижних частотах (цепь питания экранирующей сетки, цепь сеточного смещения), то результирующие искажения плоской части импульса определяются выражением

$$A_N = N (\Delta_c + \Delta_{c2} + \Delta_n) = N t_u \left( \frac{1}{\tau_c} + \frac{1}{\tau_{c2}} + \frac{1}{\tau_n} \right), \quad (17.15)$$

справедливым при  $\Delta_n \leq 0,2 - 0,3$ .



На рис. 17.8 показаны графики установления фронта импульса при различном числе ступеней резистивного усилителя. Из этих графиков можно найти время нарастания импульса для различных значений  $N$ :

$$N=1 \quad t_n = 2,2 \tau_a.$$

$$N=2 \quad t_n = 3,35 \tau_a,$$

$$N=3 \quad t_n = 4,25 \tau_a,$$

$$N=4 \quad t_n = 5 \tau_a.$$

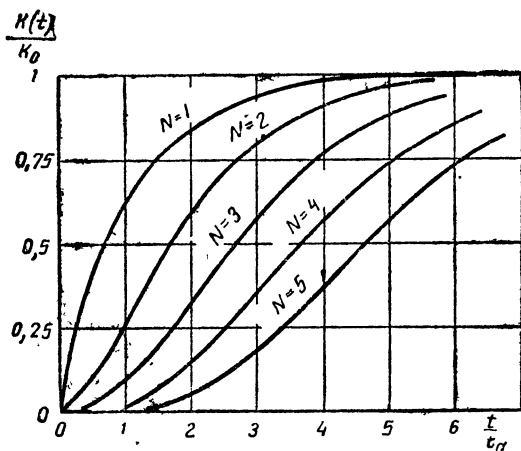


Рис. 17.8. Обобщенные переходные характеристики резистивного усилителя

При любом  $N$  можно пользоваться формулой

$$t_{N0} = t_{n1} \sqrt{N} = 2,2 \tau_a \sqrt{N},$$

где  $t_{n1}$  — время нарастания для одной ступени.

Если усилитель состоит из неидентичных ступеней с разными постоянными времени анодных цепей, то

$$t_{N0} = \sqrt{t_{n1}^2 + t_{n2}^2 + \dots + t_{nN}^2}. \quad (17.16)$$

#### Пример

Рассчитать импульсный резистивный усилитель, если установившийся коэффициент усиления  $K_0 = 400$ , длительность импульсов  $t_u = 3$  мксек, время нарастания импульса на выходе  $t_n = 0,1$  мксек, относительный спад плоской части импульса  $\Delta = 0,1$ ; тип ламп 6Ж4, для которых  $S = 9$  ма/в.  $C_0 = 25$  пф, емкость, нагружающая выходную ступень,  $C_n = 50$  пф.

Решение.

1. Для выбора числа ступеней найдем вспомогательную величину

$$A = \frac{St_n}{2,2C_0} = \frac{9 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}}{2,2 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} = 16,3.$$

2. Вследствие того, что выходная ступень нагружена емкостью, вдвое большей, чем остальные ступени, ее усиление окажется в 2 раза меньше.

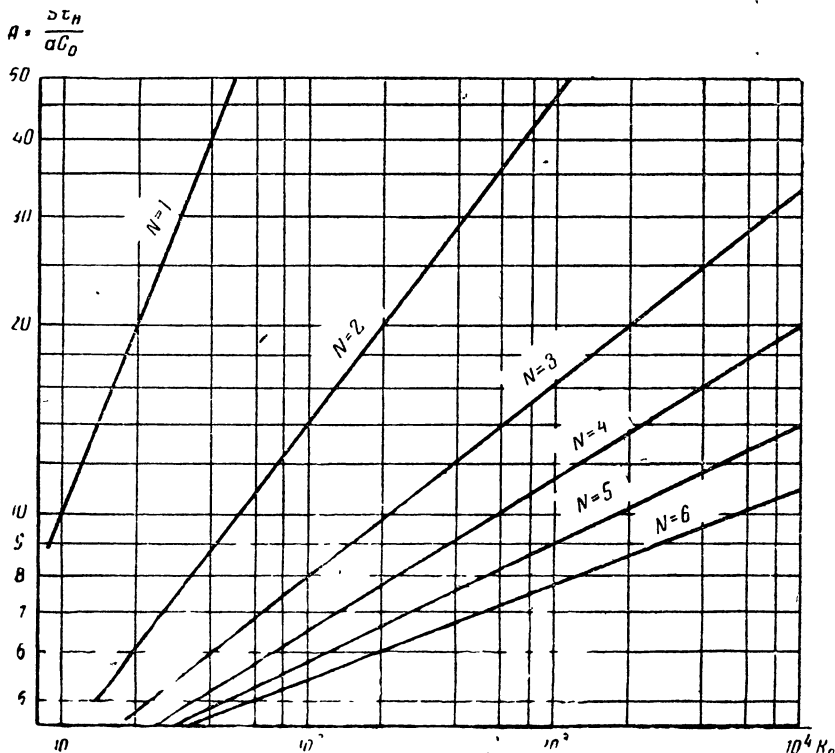


Рис. 17.9. График для определения числа ступеней импульсного усилителя

Поэтому расчет можно вести в предположении, что все ступени характеризуются одинаковым значением  $\frac{S}{C_0}$ , но на общее усиление, в 2 раза большее заданного,  $K_0 = 800$ .

3. Из графика рис. 17.9 находим для  $K_0 = 800$  и  $A = 16$ ,  $N = 3$  (если точка расположена между кривыми, берем ближайшее большее значение  $N$ ).

4. Время нарастания для одной ступени

$$t_{н1} = \frac{t_n}{\sqrt{N}} = \frac{0,1}{\sqrt{3}} = 0,058 \text{ мксек.}$$

5. Сопротивления анодных нагрузок ламп первых двух ступеней

$$R_{a1} = R_{a2} = \frac{t_{n1}}{2,2 C_0} = \frac{0,058 \cdot 10^{-6}}{2,2 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} = 1000 \text{ ом.}$$

6. Сопротивление анодной нагрузки выходной ступени

$$R_{a3} = \frac{t_{n1}}{2,2 C_n} = \frac{0,058 \cdot 10^{-6}}{2,2 \cdot 50 \cdot 10^{-12}} = 500 \text{ ом.}$$

7. Постоянная времени цепей сеток

$$\tau_c = 3N \frac{t_u}{A} = 9 \cdot \frac{3 \cdot 10^{-6}}{0,1} = 270 \cdot 10^{-6} \text{ сек.}$$

Множитель  $3N$  учитывает, что в каждой из  $N$  ступеней имеется 3 цепи, вносящие искажения плоской части импульса: сеточная, смещения и экранирующей сетки. Тогда  $\tau_{c2} = \tau_k = \tau_c = 270 \cdot 10^{-6} \text{ сек.}$

8. Приняв  $R_c = 100 R_a = 10^5 \text{ ом}$ , находим

$$C_c = \frac{\tau_c}{R_c} = \frac{270 \cdot 10^{-6}}{10^5} = 2700 \cdot 10^{-12} \text{ ф} = 2700 \text{ пф.}$$

9. Общее усиление

$$K_0 = (SR_{a1})^2 \cdot SR_{a3} = 9,4^2 \cdot 4,7 = 415,$$

что несколько превышает заданную величину.

10. Блокировочная емкость в цепи экранирующей сетки

$$C_{c2} = \tau_{c2} \cdot S_{c2} = 270 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} = 1350 \cdot 10^{-9} \text{ ф, берём } 1500 \text{ пф.}$$

11. Сопротивление сеточного смещения

$$R_k = \frac{-E_c}{I_0 + I_{c2}} = \frac{2}{(10 + 2,5) \cdot 10^{-3}} = 160 \text{ ом.}$$

12. Блокировочная ёмкость цепи смещения

$$C_k = \tau_k S = 270 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 2,7 \cdot 10^{-6} \text{ ф, берём } C_k' = 3 \text{ мкф.}$$

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Длительность фронта выходного импульса в резистивном усилителе пропорциональна постоянной времени анодной цепи  $\tau_a = C_0 R_a$ .

2. Искажения плоской части импульса определяются постоянными времени цепи управляющей сетки  $\tau_c$ , экранирующей сетки  $\tau_{c2}$  и цепи сеточного смещения  $\tau_k$ .

3. При заданном времени нарастания  $t_n$  наибольшее усиление можно получить при равенстве постоянных времени анодных цепей всех ступеней.

4. Лампы для усиления коротких импульсов следует выбирать с максимальным отношением  $\frac{S}{C_0}$ .

#### 17.4. ПРИМЕНЕНИЕ КОРРЕКЦИИ В ИМПУЛЬСНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

При усилении импульсов малой длительности (порядка микро-секунд и менее) целесообразно применять схемы с коррекцией в области верхних частот, что позволяет увеличить усиление каждой ступени. Рассмотрим работу в импульсном режиме и основы расчета схемы с коррекцией индуктивностью в цепи анода (рис. 15.2).

Для определения переходного процесса в начальные моменты времени, т. е. для рассмотрения фронта импульса, воспользуемся уравнением частотной характеристики резистивной ступени с коррекцией в области верхних частот, вытекающим из ф-лы (16.5)

$$\frac{\bar{K}_s}{K_0} = \frac{1 + i \frac{\omega}{\omega_0 d}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + i \omega \frac{d}{\omega_0}} \quad (17.17)$$

В табл. (17. 1) этому случаю соответствует переходный коэффициент усиления (п. 8)

$$\frac{K(t)}{K_0} = 1 - \frac{e^{-\frac{t}{2} \omega_0 d}}{d \sin \varphi} \sin [\omega_0 t \sin \varphi + 2\varphi], \quad (17.18)$$

где

$$\sin \varphi = \sqrt{1 - \left(\frac{d}{2}\right)^2}.$$

На рис. 17.10 показаны графики переходного коэффициента усиления при различных значениях затухания  $d$ . Переходный процесс в плоской части импульса зависит от наличия в схеме элементов низкочастотной коррекции и определяется эквивалентной постоянной времени схемы для нижних частот.

Из графиков рис. 17.10 видно, что если  $d < 2$ , процесс носит колебательный характер, если  $d \geq 2$ , усилительная ступень представляет собой апериодическую систему. От величины затухания  $d$  зависит время установления процесса  $t_n$  и выброс импульса  $\delta$ . Если выброс не допустим, то затухание следует выбирать из условия  $d = 2$ . При этом переходный коэффициент усиления и время установления определяются выражениями:

$$\frac{K(t)}{K_0} = 1 - e^{-\omega_0 t} \left( 1 + \frac{\omega_0 t}{2} \right),$$

$$t_n = \frac{3,1}{\omega_0} = 3,1 \sqrt{LC_0}.$$

Выброс на переходной характеристике, свидетельствующий о колебательном характере установления процесса, с физической стороны объясняется появлением затухающих колебаний в анодном контуре лампы при импульсном воздействии на ее сетку, если затухание этого контура недостаточно велико ( $d < 2$ )

Если по техническим требованиям на усилитель допустим выброс импульса, то величина затухания находится из графика рис. 17.11, который служит также для определения обобщенного времени нарастания импульса  $\omega_0 t_n$ . Параметры схемы рассчитываются по ранее полученным ф-лам (16.9) и (16.10):

$$R_a = \frac{d}{\omega_0 C_0} = \frac{t_{н1}}{a C_0}, \quad (17.19)$$

$$L = C_0 \left( \frac{R_n}{d} \right)^2. \quad (17.20)$$

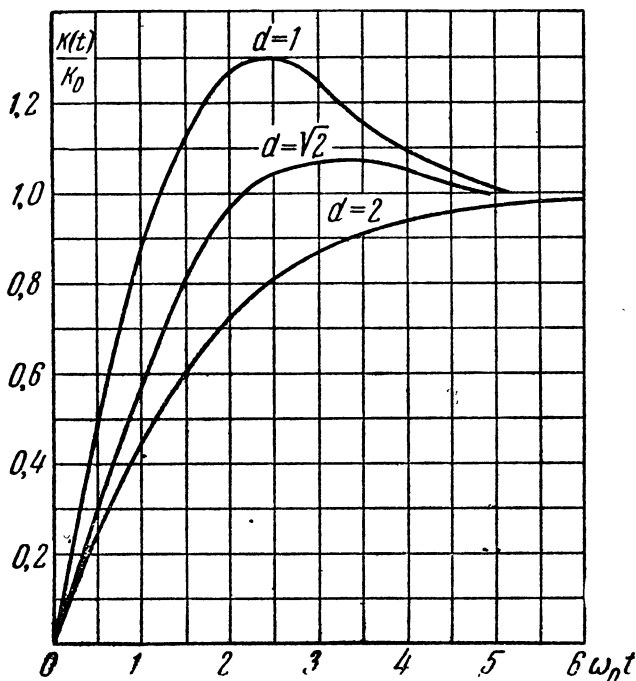


Рис. 17.10. Обобщенные переходные характеристики ступени импульсного усилителя с коррекцией

Для определения числа усилительных ступеней по заданному времени нарастания на весь усилитель  $t_n$  и установившемуся усилению  $K_0$  можно воспользоваться графиками рис. 17.9. Величина  $a = \frac{t_n}{C_0 R_a}$  для схемы с коррекцией находится из выражения

$$a = \frac{\omega_0 t_n}{d}. \quad (17.21)$$

Например, если в усилителе не допустим выброс ( $\delta = 0$ ), то  $d = 2$  и  $\omega_0 t_n = 3,1$ , тогда  $a = \frac{3,1}{2} = 1,55$ .

Выигрыш в усилении на каждую ступень за счет применения коррекции можно найти следующим образом. Для схемы без коррекции

$$K_0 = \frac{St_n}{2,2C_0}.$$

Для схемы с коррекцией

$$K_0 = \frac{St_n}{aC_0}.$$

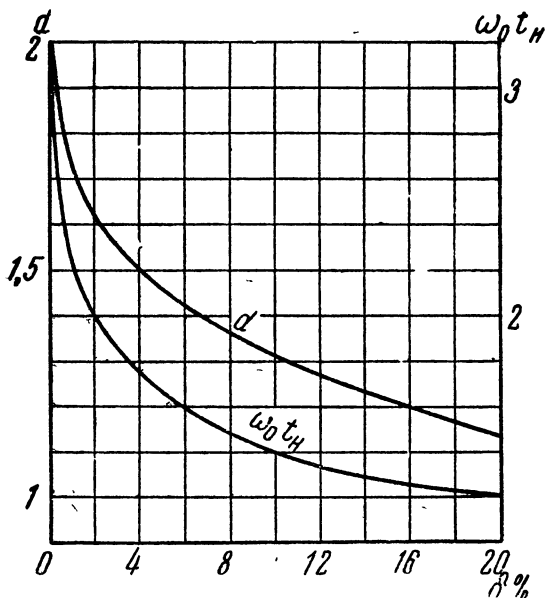


Рис. 17.11. Графики для определения затухания и обобщенного времени нарастания по величине выброса

Следовательно, применяя коррекцию при прочих равных условиях, усиление можно увеличить в отношении  $\frac{2,2}{a}$ . Если  $\delta = 0$ ,  $a = 1,55$  и  $\frac{2,2}{a} = 1,4$ , т. е. выигрыш в усилении составляет около 40% на каждую ступень.

Если каждая ступень дает выброс на переходной характеристике  $\delta$ , то общий выброс будет расти с увеличением  $N$  при условии, что  $\delta > 1\%$ . Поэтому, чтобы предотвратить появление слишком значительного выброса на выходе усилителя, обычно при расчете каждой ступени исходят из условия  $\delta \leq 1\%$ .

Применение низкочастотной коррекции в виде анодного фильтра позволяет уменьшить искажения плоской части импульса, так как заряд емкости  $C_\phi$  фильтра  $R_\phi C_\phi$  к концу действия импульса повышает напряжение на выходе. Это обстоятельство может компен-

сировать спад плоской части импульса, вызываемый постоянными времени  $\tau_c$ ,  $\tau_{c2}$  и  $\tau_k$ . Если общий спад  $\Delta = t_u \left( \frac{1}{\tau_c} + \frac{1}{\tau_{c2}} + \frac{1}{\tau_k} \right)$  невелик ( $\Delta \leq 0,1 - 0,2$ ), то условием коррекции служит равенство

$$C_0 R_a = \frac{1}{\frac{1}{\tau_c} + \frac{1}{\tau_{c2}} + \frac{1}{\tau_k}} = \frac{t_u}{\Delta} \quad (17.22)$$

Пример.

Требуется рассчитать импульсный усилитель с коррекцией, если дано:  $t_n = 0,1$  мксек;  $t_u = 5$  мксек;  $\delta < 1\%$ ;  $K = 200$ ; лампы — 6Ж1П, для которых  $C_0 = 15$  пф;  $S = 4,5$  ма/в;  $S_{c2} = 0,06$  ма/в;  $E_a = 120 \div 200$  в;  $E_{c2} = 120$  в.

Решение.

1. По допустимой величине выброса  $\delta = 1\%$  находим из графика рис. 17.11 затухание  $d = 1,7$  и обобщенное время нарастания  $\omega_0 t_{n1} = 2,2$ . Тогда

$$a = \frac{t_{n1}}{C_0 R_a} = \frac{\omega_0 t_{n1}}{d} = \frac{2,2}{1,7} = 1,29.$$

2. Определяем число ступеней  $N$ , воспользовавшись графиком рис. 17.9. Для

$$A = \frac{S t_n}{a C_0} = \frac{0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 4,5 \cdot 10^{-3}}{1,29 \cdot 15 \cdot 10^{-12}} = 23,2 \text{ а } K_0 = 200$$

находим  $N = 2$ .

3. Время нарастания для каждой ступени

$$t_{n1} = \frac{t_n}{\sqrt{N}} = \frac{0,1}{\sqrt{2}} = 0,07 \text{ мксек.}$$

4. Сопротивление анодных нагрузок

$$R_{a1} = R_{a2} = \frac{t_{n1}}{a C_0} = \frac{0,07 \cdot 10^{-6}}{1,29 \cdot 15 \cdot 10^{-12}} = 3600 \text{ ом.}$$

5. Усиление каждой ступени в установившемся режиме

$$K_{01} = K_{02} = S R_a = 4,5 \cdot 10^{-3} \cdot 3,6 \cdot 10^3 = 16,2.$$

6. Общее усиление

$$K_0 = 16,2^2 = 260,$$

что несколько превышает заданную величину.

7. Индуктивность корректирующей катушки

$$L = C_0 \left( \frac{R_a}{d} \right)^2 = 15 \cdot 10^{-12} \left( \frac{3,6 \cdot 10^3}{1,7} \right)^2 = 67 \cdot 10^{-6} \text{ гн} = 67 \text{ мкгн.}$$

8. Задавшись  $R_c = 10^3$  ом;  $\Delta_c = 0,02$ ;  $\Delta_{c_2} = 0,03$  и  $\Delta_k = 0,05$ , находим емкости конденсаторов:

$$C_c = \frac{t_u}{R_c \Delta_c} = \frac{5 \cdot 10^{-6}}{10^3 \cdot 0,02} = 2,5 \cdot 10^{-9} \text{ ф} = 2500 \text{ пф},$$

$$C_{c_2} = \frac{t_u}{\Delta_{c_2}} S_{c_2} = \frac{5 \cdot 10^{-6}}{0,03} \cdot 0,06 \cdot 10^{-3} = 10^{-8} \text{ ф} = 0,01 \text{ мкф},$$

$$C_k = \frac{t_u}{\Delta_k} S = \frac{5 \cdot 10^{-6}}{0,05} \cdot 4,5 \cdot 10^{-3} = 4,5 \cdot 10^{-7} \text{ ф} \approx 0,5 \text{ мкф},$$

$$C_\phi = \frac{t_u}{R_a \Delta} = \frac{5 \cdot 10^{-6}}{3,6 \cdot 10^3 \cdot 0,1} = 1,4 \cdot 10^{-8} \text{ ф} = 14 \cdot 10^3 \text{ пф}.$$

При этом

$$\Delta = \Delta_c + \Delta_{c_2} + \Delta_k = 0,1.$$

9. Сопротивление фильтра цепи экранирующей сетки

$$R_{c_2} = \frac{E_a - E_{c_2}}{I_{c_2}} = \frac{260 - 120}{2 \cdot 10^{-3}} = 4 \cdot 10^4 \text{ ом}.$$

10. Сопротивление сеточного смещения

$$R_k = \frac{-E_c}{I_0 + I_{c_2}} = \frac{1,5}{(8 + 2) \cdot 10^{-3}} = 150 \text{ ом}.$$

11. Для определения напряжения источника анодного питания зададимся  $\frac{R_\phi}{R_a} = 6$ , тогда сопротивление анодного фильтра должно быть равно

$$R_\phi = 6 \cdot 3600 = 21,6 \cdot 10^3 \text{ ом}.$$

Падение напряжения на сопротивлениях  $R_a$  и  $R_\phi$

$$E_a' - E_a = I_0 (R_a + R_\phi) = 8 \cdot 10^{-3} \cdot 25,2 \cdot 10^3 = 200 \text{ в},$$

откуда находим напряжение источника анодного питания, приняв напряжение на аноде лампы  $E_a = 120$  в

$$E_a' = 200 + 120 = 320 \text{ в}.$$

В импульсных усилителях может также применяться схема высокочастотной коррекции с двумя катушками индуктивности (рис. 16.8), способная обеспечить несколько большее усиление при заданном  $t_n$ , чем схема ступени с одной корректирующей катушкой. В схеме с двумя катушками паразитная емкость ступени  $C_0$  разделена катушкой  $L_2$  на две части: выходную емкость  $C_{вых}$  и входную емкость  $C_{вх}$ , которые заданы типами применяемых ламп и емкостью монтажа. При расчете ступени, выполненной по схеме рис. 16.8, необходимо определить сопротивление анодной на-



грузки  $R_a$  и индуктивности корректирующих катушек  $L_1$  и  $L_2$ . Расчётные формулы при этом имеют вид:

$$R_a = \frac{t_n}{C_{вх} + C_{вых}}.$$

$$L_1 = \frac{t_n}{10(C_{вх} + C_{вых})},$$

$$L_2 = L_1 \left( 2 + \frac{C_{вх}}{C_{вых}} + \frac{C_{вых}}{C_{вх}} \right).$$

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Применение высокочастотной коррекции в импульсном усилителе позволяет уменьшить время нарастания импульса  $t_n$  при неизменном усилении.

2. Чтобы исключить резко выраженный колебательный процесс при установлении выходного напряжения, величину затухания анодного контура выбирают в пределах  $d = 1,6-2$ .

3. Применение низкочастотной коррекции при помощи анодного фильтра позволяет скомпенсировать искажения плоской части импульса. Условием коррекции служит равенство

$$C_{\phi} R_a = \frac{t_u}{\Delta},$$

где  $\Delta < 0,1$ .

### 17.5. ИМПУЛЬСНЫЙ ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Рассмотренная выше резистивная схема, особенно дополненная элементами коррекции, имеет наибольшее распространение в импульсных усилителях. Но в некоторых случаях применение резистивной схемы оказывается невозможным, например, при работе лампы следующей ступени с токами сетки, при необходимости изменить полярность выходного импульса, не изменяя числа ступеней, или, если необходимо, согласовать сопротивление нагрузки с сопротивлением лампы. В этих случаях применяют схему ступени с импульсным трансформатором, которая не отличается от трансформаторной схемы усилителя колебаний звуковой частоты (рис. 131). Однако расчет импульсного трансформатора имеет свои особенности.

Переходные процессы в импульсном трансформаторе зависят от уравнений частотных характеристик ступени. Фронт импульса определяется уравнением частотной характеристики на верхних частотах

$$\frac{\bar{K}_s}{K_0} = \frac{1}{1 + i \frac{\omega}{\omega_0} d - \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}.$$

Из табл. 17.1 (п. 7) находим соответствующее выражение для переходного коэффициента усиления

$$\frac{K(t)}{K_0} = 1 - e^{-\frac{t}{2} \omega_0 d} \frac{\sin(\omega_0 t \sin \varphi + \varphi)}{\sin \varphi}. \quad (17.23)$$

В зависимости от величины затухания  $d$ , подобно тому, как это имеет место в резистивной схеме с коррекцией, процесс уста-

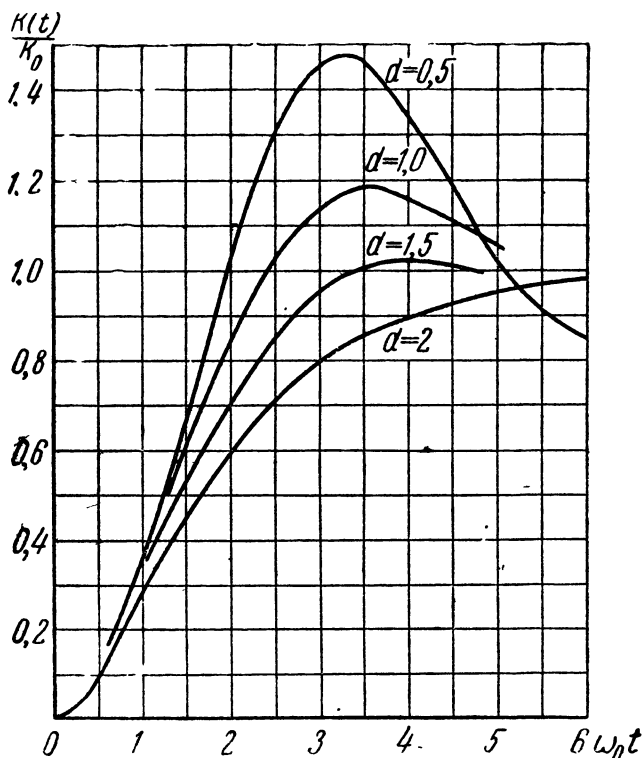


Рис. 17.12. Обобщенные переходные характеристики ступени импульсного трансформаторного усилителя

новления может быть аperiodическим (если  $d \geq 2$ ) или колебательным (если  $d < 2$ ). На рис. 17.12 приведены графики для устанавливающегося усиления при различных значениях затухания  $d$ . Эти графики мало отличаются от соответствующих кривых для резистивной схемы с коррекцией.

Если выброс на кривой установления не допустим, то принимают  $d = 2$ . При этом

$$\frac{K(t)}{K_0} = 1 - e^{-\omega_0 t} (1 + \omega_0 t)$$

и

$$\omega_0 t_n = 3,5.$$

По заданному характеру кривой установления из рис. 17.12 можно выбрать величину  $d$  и определить обобщенное время нарастания  $\omega_0 t_n$ . Это позволяет найти индуктивность рассеяния  $L_s$  и коэффициент трансформации  $n$  по формулам:

$$L_s = \frac{2R_i}{\omega_0 \left[ d + \sqrt{d^2 - \frac{4}{1+\alpha}} \right]}; \quad (17.24)$$

$$n = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{1 + \frac{1}{\alpha}}{\frac{L_s C_2}{L_s C_2}}}, \quad (17.25)$$

где

$$\alpha = \frac{R_a}{R_i} = \frac{R_2}{n^2 R_i}.$$

Обычно затухание  $d$  берут порядка 1,5—2.

Чтобы определить переходный процесс в плоской части импульса, воспользуемся уравнением частотной характеристики трансформаторной ступени в области нижних частот

$$\frac{\bar{K}_n}{K_0} = \frac{i \omega L_1}{R_s + i \omega L_1} = \frac{i \omega \tau_n}{1 + i \omega \tau_n},$$

где

$$\tau_n = \frac{L_1}{R_s} = \frac{R_i + R_a}{R_i R_a} L_1.$$

Вследствие того, что это уравнение не отличается от уравнения характеристики резистивной схемы на нижних частотах, очевидно, переходный процесс в плоской части импульса будет определяться так же, как для резистивной схемы

$$K(t) = K_0 e^{-\frac{t}{\tau_n}}.$$

По заданной длительности импульса  $t_u$  и допустимому спаду плоской части  $\Delta$  можно найти индуктивность первичной обмотки трансформатора по формуле

$$L_1 = \frac{t_u R_s}{\Delta}. \quad (17.26)$$

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Импульсные трансформаторы применяют в целях изменения полярности импульса или для согласования сопротивления нагрузки усилителя с внутренним сопротивлением лампы

2. Переходные процессы в ступени с импульсным трансформатором аналогичны переходным процессам в резистивной ступени с высокочастотной коррекцией.

## 17.6. РАБОТА СТУПЕНИ С КАТОДНОЙ НАГРУЗКОЙ В ИМПУЛЬСНОМ УСИЛИТЕЛЕ

В импульсных усилителях, так же как и широкополосных усилителях, схему с катодной нагрузкой (рис. 16.10) целесообразно использовать в выходных ступенях при значительных емкостных нагрузках. Эта схема позволяет получить при тех же качественных показателях большее выходное напряжение, максимальная величина которого равна

$$U_{\text{вых}} = \frac{I_a t_n}{2,2 \cdot C_n - S t_n},$$

чем схема с анодной нагрузкой, максимальная величина выходного напряжения для которой будет

$$U_{\text{вых}} = \frac{I_a t_n}{2,2 C_n}$$

(где  $I_a$  — максимальный импульс анодного тока).

Кроме того, преимуществом схемы с катодной нагрузкой является уменьшение входной емкости лампы. Переходный процесс в схеме с катодной нагрузкой не отличается качественно от переходного процесса в резистивной схеме. Фронт импульса можно определить, если воспользоваться уравнением частотной характеристики схемы для верхних частот, вытекающим из ф-лы (16.19)

$$\frac{\bar{K}_\omega'}{K_0'} = 1 + i\omega\tau_\omega', \quad (17.27)$$

где

$$\tau_\omega' = \frac{C_n R_k}{1 + S R_k}.$$

В соответствии с ф-лой (17.27) в табл. (17.1) находим

$$\frac{K(t)}{K_0} = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_\omega'}},$$

что не отличается от устанавливающегося коэффициента усиления резистивной схемы, поэтому

$$t_n = 2,2 \cdot \tau_\omega' = 2,2 \cdot \frac{C_n R_k}{1 + S R_k}, \quad (17.28)$$

откуда находим

$$R_k = \frac{t_n}{2,2 C_n - S t_n}. \quad (17.29)$$

В плоской части импульса переходный процесс протекает так же, как в резистивной схеме.

Рассмотрим для сопоставления пример расчёта ступени импульсного усилителя в двух вариантах с катодной и анодной нагрузкой по следующим данным:

$$t_n = 0,03 \cdot 10^{-6} \text{ сек}; C_n = 150 \text{ пф}; S = 10 \text{ ма/с}.$$

1. Сопротивление катодной нагрузки согласно ф-ле (17. 28)

$$R_k = \frac{t_n}{2,2 C - St_n} = \frac{0,03 \cdot 10^{-6}}{2,2 \cdot 150 \cdot 10^{-12} - 10^{-2} \cdot 0,03 \cdot 10^{-6}} = 1000 \text{ ом.}$$

Чтобы обеспечить столь малое время нарастания (0,03 мксек) в схеме с анодной нагрузкой, потребовалось бы включить сопротивление

$$R_a = \frac{t_n}{2,2 C_n} = \frac{0,03 \cdot 10^{-6}}{2,2 \cdot 150 \cdot 10^{-12}} = 90 \text{ ом.}$$

Следовательно, при заданном типе лампы в схеме с катодной нагрузкой напряжение на выходе может быть получено в  $\frac{1000}{90} \approx 11$  раз большее, чем в схеме с анодной нагрузкой.

2. Коэффициент усиления ступени в установившемся режиме при включении нагрузки в цепь катода

$$K_0' = \frac{SR_k}{1 + SR_k} = \frac{10^{-2} \cdot 10^3}{1 + 10^{-2} \cdot 10^3} = 0,9.$$

При включении нагрузки в цепь анода

$$K_0 = SR_a = 10^{-2} \cdot 90 = 0,9.$$

Следовательно, в обоих вариантах коэффициент усиления одинаков.

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Схема с нагрузкой в цепи катода применяется в выходных ступенях импульсных усилителей при значительной емкостной нагрузке.

2. В схеме с катодной нагрузкой нетрудно обеспечить весьма малое время нарастания выходного импульса (порядка сотых долей микросекунды) при относительно большом  $R_k$  (порядка сотен ом).

3. Схема с катодной нагрузкой способна обеспечить большую амплитуду выходного сигнала.

### 17.7. ВОЗДЕЙСТВИЕ НА ВХОД УСИЛИТЕЛЯ ИМПУЛЬСА С КОНЕЧНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ ФРОНТА НАРАСТАНИЯ

Во всех рассмотренных выше случаях вычисления переходных процессов предполагалось, что на вход усилителя подается импульс, прямоугольной формы с длительностью фронта, равной нулю. В частности, формула включения (17.2) и табл (17.1) справедливы только при соблюдении этого условия. Однако в реальных системах никогда не встречаются импульсы строго прямоугольной формы. Напряжение и ток в реальных электрических цепях не изменяются скачкообразно, а могут нарастать в конечные

промежутки времени. Это объясняется наличием неизбежных емкостей и индуктивностей в электрических цепях, которые, как известно, препятствуют скачкообразным изменениям напряжения и тока. Поэтому действительную форму фронта входного импульса приближенно можно изобразить, как это показано на рис. 17.13. Если время нарастания входного импульса  $t_0$  мало по сравнению со временем его нарастания в отдельных ступенях усилителя, например

$$t_0 \leq \frac{t_n}{3}, \quad (17.30)$$

то при расчете общего времени установления величиной  $t_0$  можно пренебречь и приближенно считать, что на вход системы подается

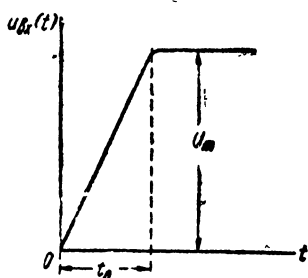


Рис. 17.13. Входной импульс с конечной длительностью фронта нарастания

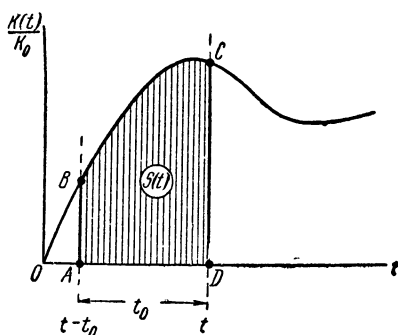


Рис. 17.14. Определение переходного процесса при конечной длительности фронта нарастания входного сигнала

импульс прямоугольной формы. Но очень часто величина  $t_0$  соизмерима или даже превышает время нарастания для отдельных ступеней усилителя. Тогда необходимо учитывать поправку, обусловленную конечным значением  $t_0$ .

Для определения общего времени нарастания  $t_n$  эту поправку учесть весьма нетрудно. Для этого можно воспользоваться формулой

$$t_n = \sqrt{t_0^2 + t_{n1}^2 + \dots + t_{nN}^2} \quad (17.31)$$

Значительно сложнее учесть влияние конечной длительности фронта воздействующего импульса  $t_0$  на протекание переходного процесса, т. е. на функцию  $K(t)$ . В общем случае это требует применения интеграла Фурье или интеграла Дюамеля, что влечет за собой необходимость интегрирования весьма сложных функций и создает значительные трудности при практических расчетах.

Рассмотрим приближенный графический метод вычисления переходных процессов, справедливый для линейных систем с произвольным видом переходной характеристики при воздействии на вход импульса с конечной длительностью фронта нарастания.

Введем обозначения:  $K(t)$  — устанавливающийся коэффициент усиления при воздействии на вход прямоугольного импульса,  $K'(t)$  —

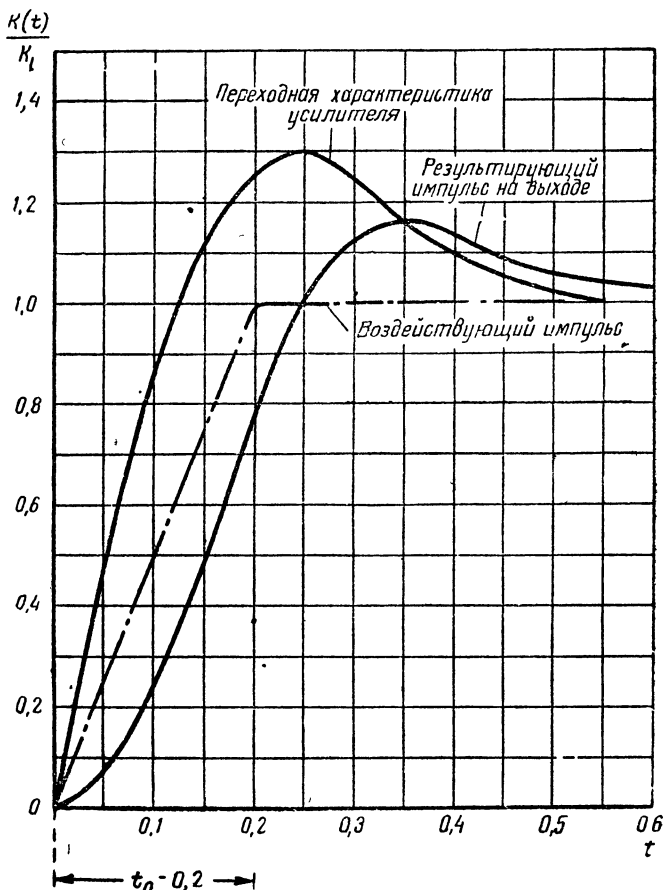


Рис. 17.15. Пример расчета переходного процесса при конечной длительности фронта входного импульса

то же, при воздействии импульса с длительностью фронта  $t_0$ . Можно показать, что функции  $K'(t)$  и  $K(t)$  связаны следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} K'(t) &= \frac{1}{t_0} \int_0^t K(t) dt \quad (\text{для } t \leq t_0) \\ K'(t) &= \frac{1}{t_0} \int_0^t K(t) dt - \frac{1}{t_0} \int_0^{t-t_0} K(t-t_0) dt \quad (\text{для } t > t_0) \end{aligned} \right\} \quad (17.32)$$

Но

$$\int_0^t K(t) dt - \int_0^{t-t_0} K(t-t_0) dt = S(t),$$

где  $S(t)$  — площадь  $ABCD$ , ограниченная переходной характеристикой (рис. 17.14), поэтому

$$K'(t) = \frac{S_1 - S_2}{t_0} = \frac{S(t)}{t_0}. \quad (17.33)$$

Отношение площади  $S(t)$  к основанию  $t_0$  представляет собой среднюю ординату кривой  $K(t)$  за время длительности фронта воздействующего импульса  $t_0$ . Следовательно, переходный процесс при воздействии на вход усилителя импульса с длительностью фронта  $t_0$  определяется средней ординатой переходной характеристики за время от  $t-t_0$  до  $t$ . Очевидно, чем меньше  $t_0$ , тем меньше отличается  $K'(t)$  от  $K(t)$ .

Нахождение средней ординаты кривой  $K(t)$  можно осуществить обычным образом. Разобьем  $t_0$  на  $n$  равных частей и найдем значения  $K_1(t)$ ,  $K_2(t)$ ...  $K_n(t)$ , тогда

$$K'(t) = \frac{S(t)}{t_0} = \frac{1}{n} [K_1(t) + K_2(t) + \dots + K_n(t)]. \quad (17.34)$$

Число  $n$  следует выбирать так, чтобы меньшая из величин  $t_0$  и  $t_n$  в 4—8 раз превышала интервал  $\Delta t = \frac{t_0}{n}$ .

На рис. 17.15 показан результат построения  $K'(t)$  для случая, когда на вход резистивной ступени с коррекцией при  $d=1$  и  $\omega_0 = 10^7 \frac{1}{\text{сек}}$  подан импульс с длительностью фронта  $t_0 = 0,2 \text{ мсек.}$  При вычислении принималось  $n=8$ .

### КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

1. Если длительность фронта импульса на входе усилителя  $t_0$  превышает величину  $\frac{t_n}{3}$ , где  $t_n$  — время нарастания для отдельных ступеней усилителя, то следует учитывать поправку, обусловленную влиянием конечного значения  $t_0$  на общее время и характер установления переходного процесса.

2. Устанавливающий коэффициент усиления при этом определяется средней ординатой переходной характеристики за время от  $t-t_0$  до  $t$ .

### Контрольные вопросы и задачи к гл. 17

1. Каковы основные особенности импульсных сигналов?
2. Что вызывает искажения импульсных сигналов в усилителях?
3. В чем состоят особенности работы импульсных усилителей?
4. Чем определяется переходный процесс в усилителе?



5. При какой длительности импульса спад плоской части составит  $\Delta = 0,5$ , если в резистивной ступени  $C_c = 1000 \text{ пф}$ ,  $R_c = 100 \text{ ком}$ .

О т в е т.  $t_u = 0,7 \cdot 10^{-4} \text{ сек}$ .

6. Постройте фронт импульса на выходе резистивного усилителя, если  $C_0 = 25 \text{ пф}$ ,  $R_a = 2 \cdot 10^8 \text{ ом}$  и  $N = 2$ . На вход подается прямоугольный импульс бесконечной длительности.

7. Почему в схеме с коррекцией можно увеличить отношение  $\frac{K_0}{K_n}$  по сравнению со схемой без коррекции?

8. Как влияет затухание системы на процесс установления в резистивной схеме с коррекцией и в трансформаторной схеме усилителя?

9. При каких условиях для вычисления переходных процессов в усилителе можно пользоваться формулами табл. 17, 1?

10. Как влияет конечное время нарастания входного импульса на переходный процесс в системе?

11. Для каких значений  $t_0$  можно пользоваться ф-лами (17. 11), если  $\tau_0 = 10^{-7} \text{ сек}$ .

О т в е т.  $t_0 < 0,7 \cdot 10^{-7} \text{ сек}$ .

12. В чем состоит основное отличие импульсных усилителей от усилителей звуковой частоты?

13. Чем определяется крутизна фронта импульса напряжения на выходе усилителя?

---

## РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

### 18.1. НАЗНАЧЕНИЕ РЕГУЛЯТОРОВ УСИЛЕНИЯ

Максимальная амплитуда полезного сигнала на входе усилителя, на которую ведется расчет всех его ступеней, не остается строго постоянной во времени. Она может изменяться в зависимости от условий работы элементов тракта, включенных перед данным усилителем.

Полезная мощность на выходе усилителя часто должна быть не меньше заданной величины даже при значительном ослаблении уровня входного напряжения, обусловленном изменениями условий работы других элементов тракта. Это заставляет выбирать усиление предварительных усилителей, исходя из наименьшего амплитудного значения входного сигнала.

Для поддержания заданной величины амплитуды полезного сигнала в усилителе служат регуляторы усиления, к которым предъявляются следующие требования:

1. Минимум помех, вносимых регулятором (фон переменного тока, шумы и трески при регулировке и т. д.).
2. Независимость частотной характеристики усилителя от положения регулятора.
3. Плавность регулировки.

С точки зрения выполнения первого из перечисленных требований регулировку усиления целесообразно осуществлять в последних ступенях усиления, где полезный сигнал имеет большую амплитуду и, следовательно, помехи будут сказываться в меньшей степени. Однако при этом возможна перегрузка первых ступеней усилителя. Чтобы избежать указанного явления, регулятор усиления включают обычно в одной из первых ступеней усилителя. Для уменьшения действия внешних помех на регулятор последний экранируется.

Разность максимального и минимального уровней напряжения получаемого после регулятора в двух его крайних положениях называется глубиной регулировки. Обычно глубина регулировки бывает порядка 30—40 дб.

## 18.2. СХЕМЫ РЕГУЛИРОВКИ

Простейшая и наиболее распространенная схема регулировки усиления показана на рис. 18.1. Для регулировки используется обычный делитель напряжения (потенциометр). Главным достоинством данной схемы является ее простота; недостатком — непостоянство входного и выходного сопротивлений регулятора в зависимости от его положения. Это может явиться причиной изменения

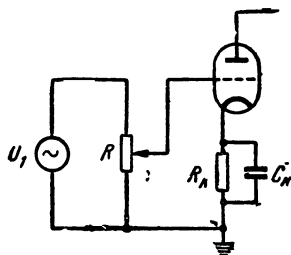


Рис. 18.1. Схема регулировки усиления при помощи делителя (потенциометра)

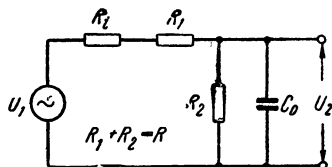


Рис. 18.2. Эквивалентная схема для рис. 18.1 на верхних частотах

частотной характеристики усилителя в области верхних частот. Для выяснения вида частотной характеристики регулятора усиления рассмотрим его эквивалентную схему, показанную на рис. 18.2. На этой схеме  $R_1$  и  $R_2$  — сопротивления плеч делителя, величина которых зависит от положения движка регулятора,  $R$  — сопротивление источника сигнала.

Эквивалентная схема рис. 18.2 не отличается от эквивалентной схемы резистивной ступени для области верхних частот. Следовательно, частотная характеристика регулятора, подобно характеристике резистивной ступени, на верхних частотах имеет западание, причем коэффициент частотных искажений, вносимых регулятором совместно с входной цепью лампы, определяется известным выражением

$$M_s = \sqrt{1 + (\omega C_{ex} R_s)^2}, \quad (18.1)$$

где  $C_{ex}$  — входная емкость лампы, включенной после регулятора. Сопротивление  $R_s$ , от которого зависят частотные искажения, является функцией положения ручки регулятора, т. е. определяется соотношением плеч потенциометра  $R_1$  и  $R_2$ .

Максимум сопротивления  $R_s$  имеет место при условии

$$R_2 = R_1 + R_i.$$

Подставив это в выражение для  $R_s$ , получим

$$R_{s \text{ макс}} = \frac{R_i + R}{4}. \quad (18.2)$$

Следовательно, максимальный коэффициент частотных искажений равен

$$M_{\theta \text{ макс}} = \sqrt{1 + \left(\omega C_{\text{ex}} \frac{R_1 + R}{4}\right)^2}. \quad (18.3)$$

Из этого выражения можно найти максимально допустимое сопротивление регулятора

$$R = \frac{4}{\omega C_{\text{ex}}} \sqrt{M_{\theta \text{ макс}}^2 - 1} - R_1. \quad (18.4)$$

Варианты схем регуляторов усиления, применяющиеся на практике и соответствующие рис. 18.1, показаны на рис. 18.3, 18.4 и 18.5, на которых первые две схемы осуществлены в резистивной ступени и последняя в трансформаторной. В схеме

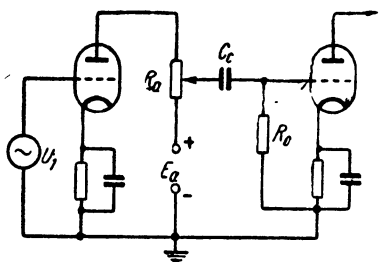


Рис. 18.3 Схема регулировки усиления в резистивной ступени. Регулятором служит сопротивление анодной нагрузки

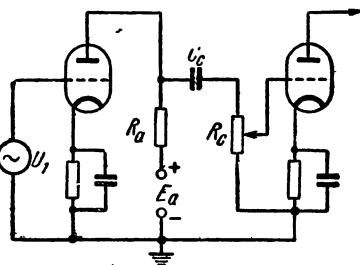


Рис. 18.4. Схема регулировки усиления в резистивной ступени. Регулятором служит сеточное сопротивление

рис. 18.3 в качестве регулятора используется сопротивление анодной нагрузки. В схеме рис. 18.4 сопротивлением регулятора служит сеточное сопротивление  $R_c$ . Для этой схемы в качестве сопротивления  $R_i$  следует подставлять величину

$$R_i = \frac{R_{i1} R_a}{R_{i1} + R_a}, \quad (18.5)$$

где  $R_{i1}$  — внутреннее сопротивление первой лампы, показанной на схеме.

В схеме рис. 18.5 сопротивлением регулятора служит шунт во вторичной обмотке трансформатора. В данном варианте схемы регулятора нежелательно применение резонансного трансформатора, так как это может повлечь за собой значительные изменения формы частотной характеристики в различных положениях регулятора.

Рассмотренные схемы имеют общий недостаток — непостоянство частотных характеристик. Однако в усилителях, рассчитанных на полосу звуковых частот (до 10 кГц), изменение частотной характеристики можно сделать небольшим (порядка долей децибела), выбирая в соответствии с приведенной выше формулой максималь-

ное сопротивление регулятора. Иначе дело обстоит в широкополосных и импульсных усилителях. В этом случае для получения приемлемых значений искажений оказывается необходимым выбирать весьма малое сопротивление регулятора, что не всегда желательно, так как регулятор при этом будет сильно шунтировать источник ЭДС, к которому он подключен.

Уменьшить искажения, вносимые рассмотренным выше регулятором усиления, можно путем включения корректирующей емкости, как это показано на рис. 18.6.

Более совершенными типами регуляторов усиления, практически свободными от указанного недостатка, являются схемы

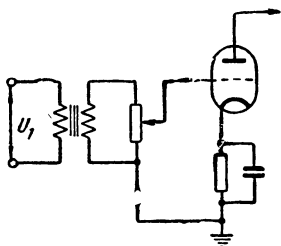


Рис. 18.5. Схема регулировки усиления в трансформаторной ступени

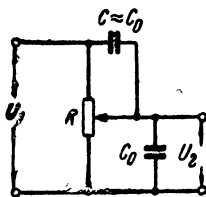


Рис. 18.6. Включение емкости, корректирующей частотную характеристику

регуляторов с электронными лампами, обладающими переменной крутизной характеристики.

Усиление ступени на пентоде, как известно, определяется выражением

$$K_0 \approx SR_a.$$

Изменяя крутизну характеристики лампы  $S$ , мы имеем возможность в относительно широких пределах (в 5—10 раз) регулировать коэффициент усиления.

Другим достоинством схем регуляторов усиления с электронными лампами является возможность дистанционной регулировки (например, из другого помещения), а также малый уровень помех, наводимых на регулятор.

Недостатком этих схем является возможность появления нелинейных искажений в регулируемой лампе при больших амплитудах за счет криволинейности ее характеристик. В целях предотвращения этих искажений регуляторы усиления с электронными лампами применяются лишь при малых амплитудах полезного сигнала — не свыше десятых долей вольта, т. е. в первых ступенях усилителя.

На рис. 18.7 приведена схема регулятора усиления с электронной лампой, где крутизна характеристики изменяется путем регулировки отрицательного смещения на управляющей сетке пентода.

На рис. 18.8 показана схема регулятора, в которой воздействие на крутизну характеристики лампы осуществляется за счет изменения напряжения на экранирующей сетке.

Возможны также и другие варианты регулировки крутизны характеристики, например, путем изменения напряжения на защитной сетке пентода, а также комбинированные схемы.

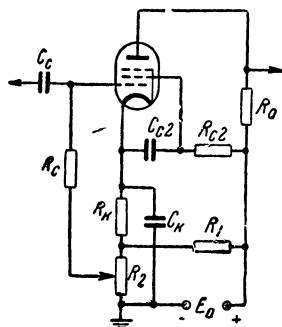


Рис. 18.7. Регулировка усиления за счет изменения напряжения смещения на управляющей сетке

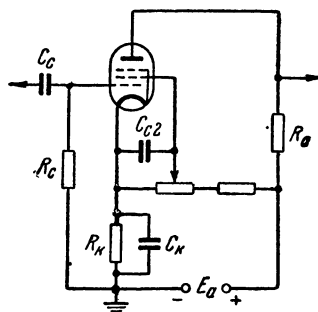


Рис. 18.8. Регулировка усиления за счет изменения напряжения на экранирующей сетке

Необходимый диапазон изменений регулирующих постоянных напряжений на электродах лампы находится из соответствующих характеристик по заданному отношению усилений (глубине регулировки). В случае необходимости, в целях повышения глубины

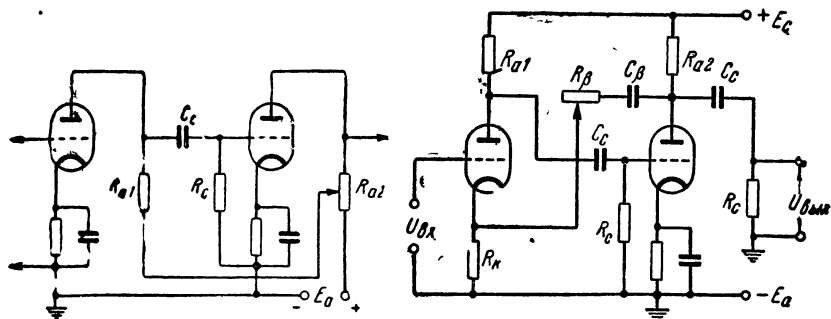


Рис. 18.9. Схемы регулировки усиления при помощи отрицательной обратной связи

регулировки она может осуществляться одновременно в нескольких ступенях усилителя.

Наконец, возможна регулировка усиления путем изменения величины отрицательной обратной связи. Две схемы, построенные на этом принципе, приведены на рис. 18.9. Их недостатком является невозможность снижения усиления до нуля.

## **КРАТКИЕ ВЫВОДЫ**

1. Для поддержания заданной величины полезного сигнала на выходе усилителя в одной из его промежуточных ступеней применяются регуляторы усиления.

2. Регулировка усиления может осуществляться за счет применения делителей напряжения (потенциометров), изменения крутизны характеристики ламп или путем изменения величины отрицательной обратной связи.

---

## ОСНОВЫ КОНСТРУКТИВНОГО РАСЧЕТА МАЛОМОЩНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

### 19.1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Одним из основных элементов усилительных схем, подлежащих конструированию при проектировании усилителей, является трансформатор низкой частоты. В области разработки теории и конструирования низкочастотных трансформаторов выдающаяся роль принадлежит Г. С. Цыкину, которым написаны весьма ценные работы по этим вопросам (Л6).

Ниже рассматриваются основы конструктивного расчета мало-мощных трансформаторов низкой частоты, к которым относятся: 1) входные трансформаторы, 2) межламповые трансформаторы, 3) выходные трансформаторы, мощностью не свыше нескольких десятков ватт.

Задачей конструктивного расчета трансформатора является определение всех данных, необходимых для его изготовления, в том числе размеров трансформатора, количества витков его обмоток, диаметра провода для обмоток и т. д.

Исходными данными при конструктивном расчете являются электрические параметры трансформатора — индуктивность первичной обмотки, индуктивность рассеяния, коэффициент трансформации и кпд трансформатора.

Методика конструктивного расчета трансформатора зависит от режима его магнитной цепи. Наличие постоянного тока в одной из обмоток (как правило в первичной) создает постоянный магнитный поток в сердечнике трансформатора, что снижает магнитную проницаемость материала сердечника. Нахождение магнитной проницаемости в этом случае представляет известные трудности, что заставляет пользоваться при расчете трансформаторов с постоянным подмагничиванием несколько иной методикой, чем для трансформаторов, работающих без постоянного тока в обмотках.

### 19.2. УСТРОЙСТВО ТРАНСФОРМАТОРОВ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Как известно, индуктивность первичной обмотки трансформаторов низкой частоты для удовлетворительного пропускания нижних частот должна быть достаточно велика (порядка несколь-



ких генри и больше). Для получения такой индуктивности трансформаторы низкой частоты всегда выполняют с сердечником из ферромагнитного материала.

Дроссели низкой частоты тоже, как правило, должны иметь большую индуктивность, поэтому они обычно по конструкции мало отличаются от трансформаторов. Исключение составляют дроссели с малой индуктивностью, применяемые для целей коррекции, особенно в широкополосных и импульсных усилителях. Эти дроссели по своей конструкции значительно отличаются от трансформаторов низкой частоты и напоминают катушки колебательных контуров радиоприемников.

Трансформатор (или дроссель) низкой частоты состоит из следующих основных частей: 1) сердечника, 2) каркаса, 3) об-

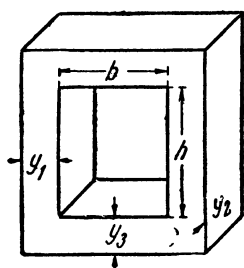


Рис. 19.1. Стержневой сердечник

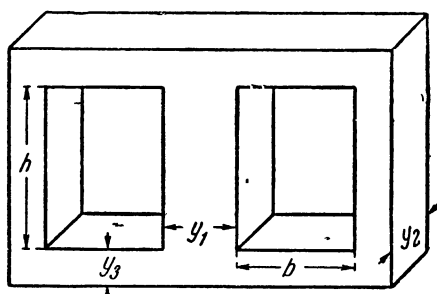


Рис. 19.2. Броневой сердечник

моток, 4) деталей, стягивающих сердечник и служащих для крепления трансформатора.

Сердечник трансформатора набирается из отдельных пластинок толщиной от 0,2 до 0,5 мм. Пластины сердечника с одной стороны покрываются изолирующим лаком. Изоляция пластин сердечника друг от друга уменьшает потери в нем на вихревые токи, что способствует увеличению кпд трансформатора. Материалом сердечника чаще всего служит листовая трансформаторная сталь, из которой штампуют пластины нужной формы. И иногда в качестве материала сердечника, особенно для входных трансформаторов, применяются сплавы с высокой магнитной проницаемостью, например пермаллой.

В трансформаторах могут использоваться два типа сердечников: стержневой (рис. 19.1) и броневой (рис. 19.2).

В малоомощных трансформаторах низкой частоты наиболее распространенными являются броневые сердечники, которые применяются в межламповых выходных и иногда во входных трансформаторах.

Стержневые сердечники применяются в мощных выходных трансформаторах, работающих при высоких напряжениях, а также во входных трансформаторах в целях уменьшения помех от посто-

ронных магнитных полей на вход усилителя. Последнее обстоятельство объясняется тем, что эдс, наводимые внешним магнитным полем в катушках, расположенных на двух кернах сердечника входного трансформатора стержневого типа, имеют противоположные направления, в силу чего эти эдс взаимно уничтожаются или значительно ослабляют друг друга.

Броневые трансформаторы более просты в изготовлении, они имеют одну катушку, на которой расположены все обмотки трансформатора. Однако изоляцию обмоток при этом осуществить

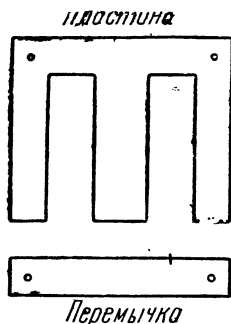


Рис. 19.3. Ш-образная пластина и перемычка

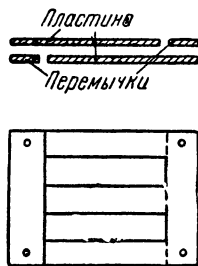


Рис. 19.4. Сборка пластин «в перекрышку»

труднее, чем в трансформаторе стержневого типа, в котором обмотки располагаются на двух катушках.

Трансформаторы с сердечником стержневого типа обычно позволяют получить меньшую индуктивность рассеяния между первичной и вторичной обмотками.

Для сборки броневых сердечников используют пластины Ш-образной формы (рис. 19.3), поэтому они иногда называются «Ш-образными» сердечниками. Для устранения зазора между основным листом и перемычкой сердечника его сборка ведется «в перекрышку», для чего перемычка ставится поочередно то с одной, то с другой стороны, как это показано на рис. 19.4.

Стержневые сердечники собираются из пластины Г-образной формы (рис. 19.5) или из прямоугольных пластин (рис. 19.6). Пластины сердечника после сборки стягиваются планками или уголками при помощи шпилек с гайками, вставляемых в отверстия, имеющиеся в пластинах.

В трансформаторах малого размера сердечник иногда стягивается при помощи металлической скобки. Стяжные планки или скобы одновременно служат для прикрепления трансформатора к шасси усилителя.

Каркас, на котором размещены обмотки трансформатора, выполняется обычно из пресшпана и состоит из гильзы и щечек (рис. 19.7). Для уменьшения собственной емкости обмоток, а также в трансформаторах с относительно высоким напряжением обмоток

часто применяются секционированные каркасы (рис. 19.8). На секционированном каркасе каждая из обмоток разбивается на несколько секций, тогда напряжение, действующее внутри данной секции, соответственно уменьшается. Для высоковольтных трансформаторов, в целях улучшения изолирующих свойств, щечки часто выполняются из гетинакса или текстолита.

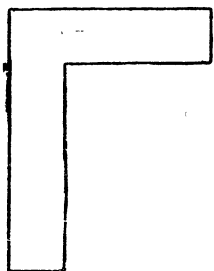


Рис. 19.5. Г-образная пластина сердечника

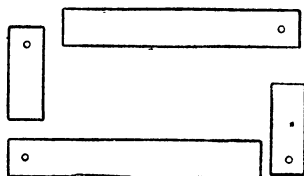


Рис. 19.6. Прямоугольные пластины

При крупносерийном производстве трансформаторов малого размера иногда применяются пластмассовые каркасы, обладающие весьма высокими изолирующими качествами.

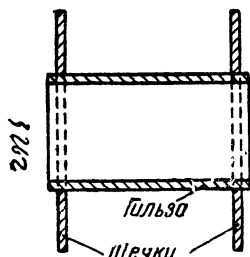


Рис. 19.7. Каркас трансформатора

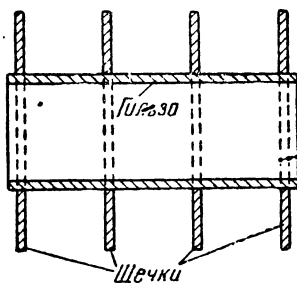


Рис. 19.8. Секционированный каркас трансформатора

В целях удешевления производства трансформаторов часто практикуется так называемая бескаркасная намотка. При этом обмотки наматываются на гильзу, не имеющую щечек. Между слоями обмотки кладутся прокладки из тонкой бумаги, концы которых проклеиваются. Схема бескаркасной намотки показана на рис. 19.9.

Намотку такого типа можно применять лишь в трансформаторах относительно малого размера, так как при большой высоте намотки (больше 20—30 мм) трудно обеспечить достаточную механическую прочность катушки: появляется опасность сползания вниз верхних крайних витков обмоток.

Обмотки трансформатора выполняются из медного провода с эмалевой, бумажной или шелковой изоляцией. В маломощных трансформаторах, как правило, применяется провод с эмалевой изоляцией (ПЭ), как наиболее дешевый и занимающий при прочих равных условиях наименьшее место на каркасе. Провода с бумажной изоляцией (ПБД) обычно используются в трансформаторах большой мощности, в которых применяют провода большого диаметра (1,5—2 мм и более).

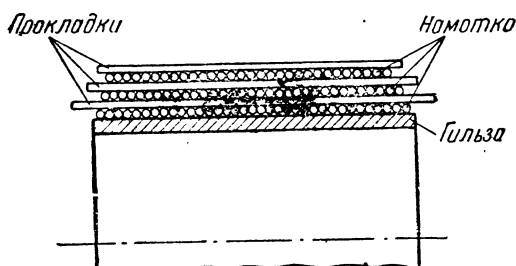


Рис. 19.9. Бескаркасная намотка

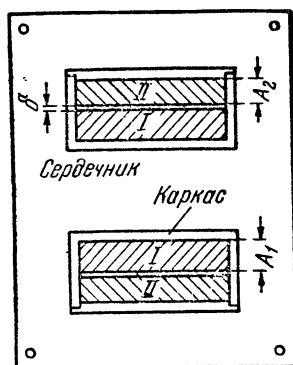


Рис. 19.10. Цилиндрическая обмотка

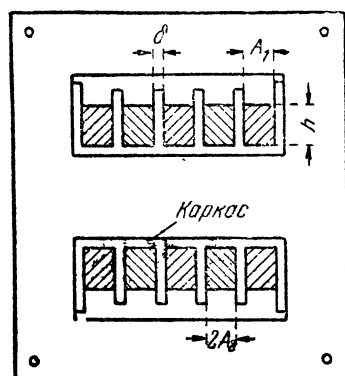


Рис. 19.11. Дисковая (галетная) обмотка

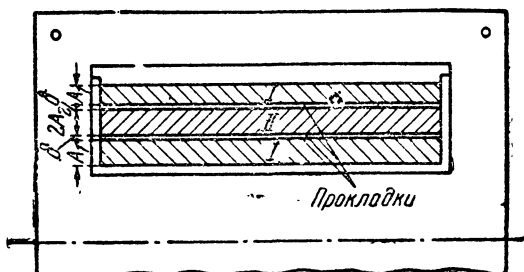


Рис. 19.12. Секционированная цилиндрическая обмотка

Провода с шелковой изоляцией (ПШД, ПШО), а также с эмалево-шелковой изоляцией (ПЭШД, ПЭШО) находят себе применение преимущественно в обмотках высокого напряжения ( $>1000$  в), где опасность межвиткового пробоя особенно велика и где предъявляются повышенные требования к электрической прочности изоляции провода.

В целях уменьшения собственной емкости обмоток и предохранения трансформатора от пробоя между слоями обмоток делаются

изолирующие прокладки из тонкой бумаги или лакоткани. Для проводов с эмалевой изоляцией прокладки целесообразно делать после каждого слоя, для других проводов — через 3—5 слоев намотки.

Для защиты трансформатора от влаги, а также для повышения его электрической прочности катушки трансформатора после намотки пропитываются специальным составом (например, перезином или же изолирующим лаком). В некоторых случаях после пропитки катушка дополнительно покрывается поверхностным слоем битума, что значительно повышает влагостойкость трансформатора.

Порядок расположения обмоток на каркасе трансформатора принципиальной роли не играет. Здесь руководствуются в первую очередь стремлением уменьшить емкость обмоток на сердечник, а также соображениями удобства намотки. Обычно вниз помещают первичную обмотку трансформатора.

Выводы обмоток выполняются из мягкого многожильного провода с хорошей изоляцией и соединяются с контактами на выводной колодке, служащими одновременно для присоединения внешних проводов к трансформатору.

Обмотки в трансформаторах применяют двух видов: цилиндрические (рис. 19.10) и дисковые (галетные) (рис. 19.11). Наиболее просты в изготовлении цилиндрические обмотки. Однако они имеют значительную собственную распространенную емкость и не всегда могут обеспечить достаточно малую индуктивность рассеяния, что является их недостатками.

Для уменьшения индуктивности рассеяния и собственной емкости обмоток применяют секционированные цилиндрические (рис. 19.12) или галетные обмотки (рис. 19.11), в которых секции первичной и вторичной обмоток чередуются, что обеспечивает лучшую магнитную связь между ними.

Простые (несекционированные) цилиндрические обмотки применяются преимущественно в маломощных выходных трансформаторах, а также в дросселях, если собственная емкость обмотки не играет большой роли.

Наиболее распространенным видом обмоток являются секционированные цилиндрические обмотки.

Галетные или дисковые обмотки применяются преимущественно в выходных трансформаторах большой мощности, так как этот тип обмоток позволяет получить большую электрическую прочность.

### 19.3. РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ, РАБОТАЮЩИХ БЕЗ ПОДМАГНИЧИВАНИЯ

Рассмотрим методику расчета трансформатора, работающего без постоянного подмагничивания. К таким трансформаторам относятся трансформаторы, используемые в усилителях параллельного питания (резистивно-трансформаторных), двухтактных

усилителях во входных цепях (кроме входных трансформаторов, работающих после угольного микрофона) и если постоянный ток, протекающий по первичной обмотке трансформатора любого типа, мал и не превышает значения

$$I_0 \leq \frac{1}{300 \sqrt{L_1}} a, \quad (19.1)$$

так как в этом случае влияние подмагничивания на режим магнитной цепи незначительно.

Индуктивность первичной обмотки трансформатора, а также индуктивность обмотки дросселя со стальным сердечником без вазора определяется по следующей формуле, известной из электротехники

$$L_1 = \frac{0,4\pi\mu w_1^2 Q_c}{l_c 10^8} \text{ гн}, \quad (19.2)$$

где  $\mu$  — магнитная проницаемость материала сердечника,

$w_1$  — число витков первичной обмотки,

$Q_c$  — сечение стали,  $\text{см}^2$ ,

$l_c$  — средняя длина магнитной силовой линии в сердечнике.

Магнитная проницаемость материала сердечника, как известно, не является строго постоянной, а зависит от ряда факторов и в первую очередь от величины магнитной индукции, которая, в свою очередь, определяется напряжением, подведенным к обмотке. Поэтому индуктивность обмотки  $L_1$  не остается постоянной при изменении амплитуды напряжения сигнала, подведенного к данной обмотке.

Частотная характеристика трансформаторной ступени в области нижних частот, зависящая от индуктивности первичной обмотки  $L_1$ , может изменяться при изменении амплитуды усиливаемого сигнала.

Для того чтобы частотные искажения не превышали допустимой нормы, необходимо, чтобы индуктивность обмотки трансформатора ни при каких условиях не была меньше величины  $L_1$ , найденной из электрического расчета. Следовательно, его конструктивный расчет должен производиться на минимальную индуктивность, которая получается при начальной магнитной проницаемости  $\mu_0$ .

На рис. 19.13 показан график зависимости проницаемости  $\mu$  от магнитной индукции при отсутствии постоянного подмагничивания в сердечнике для стали Э4АА. Из этого графика видно, что  $\mu_{\text{макс}}$  может превышать  $\mu_0$  в 8–10 раз.

Определить число витков обмотки по заданной индуктивности можно из выражения (19.2), решив его относительно  $w_1$

$$w_1 = 10^4 \sqrt{\frac{L_1 l_c}{0,4\pi\mu Q_c}}. \quad (19.3)$$

Начальную магнитную проницаемость  $\mu_0$  для распространенных в практике сортов трансформаторной стали следует брать порядка 400.

Формулой (19.3) можно воспользоваться для определения количества витков первичной обмотки трансформатора, если известны размеры его сердечника. Если тип сердечника не задан, тогда расчет должен начинаться с определения размеров сердечника, которые зависят от заданной индуктивности первичной обмотки  $L_1$ , ее активного сопротивления  $r_1$ , а также от допустимого значения максимальной индукции в сердечнике.

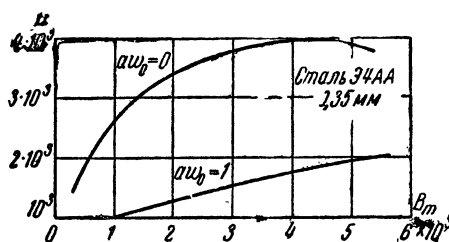


Рис. 19.13. Зависимость магнитной проницаемости стали от индукции

Во входных и межламповых трансформаторах, работающих при малых амплитудах колебаний, индукция в сердечнике невелика. Поэтому сердечник для таких трансформаторов выбирают, исходя лишь из заданных величин  $L_1$  и  $r_1$ . Необходимые размеры

сердечника определяются отношением  $\frac{L_1}{r_1} = \tau_1$ , называемым постоянной времени трансформатора. Каждый сердечник характеризуется некоторой величиной  $\tau_1$ , зависящей от его геометрических размеров. По заданным величинам  $L_1$  и  $r_1$  можно найти постоянную времени  $\tau_1$ , после чего из табл. 19.1 (стр. 297) выбирается тип сердечника, на котором может быть размещена обмотка заданной индуктивности и сопротивления.

При расчете трансформатора на заданный тип сердечника необходимо сначала проверить возможность его использования по постоянной времени. Величина  $\tau_1$  для выбранного типа сердечника, которая находится из таблицы, не должна быть меньше  $\frac{L_1}{r_1}$ .

Диаметр провода первичной обмотки определяется заданным активным сопротивлением этой обмотки  $r_1$  и допустимой плотностью тока  $\Delta$ .

По заданному активному сопротивлению диаметр провода находится из формулы

$$d_1 = 15 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{l}{r_1}} = 15 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{l_{mw_1}}{r_1}}, \quad (19.4)$$

где  $l$  — длина провода данной обмотки, см,

$r$  — сопротивление обмотки, ом,

$l_m$  — средняя длина витка, см,

$w_1$  — число витков обмотки.

По допустимой плотности тока диаметр провода находится из формулы

$$d_1 = 1,13 \sqrt{\frac{I}{\Delta}} \text{ мм}, \quad (19.5)$$

где  $I$  — эффективный ток, протекающий по обмотке,

$\Delta$  — допустимая плотность тока,  $\text{а/мм}^2$ .

Плотность тока  $\Delta$  берется порядка 2—3  $\text{а/мм}^2$ . Чем хуже условия охлаждения трансформатора, тем меньшую плотность тока следует выбирать. Например, для трансформаторов, заключенных в экраны, берется меньшая плотность тока, чем для открытых трансформаторов.

Если принять  $\Delta = 2 \frac{\text{а}}{\text{мм}^2}$ , то ф-ла (19.5) принимает вид

$$d = 0,8 \sqrt{I}, \quad (19.6)$$

для  $\Delta = 3 \text{ а/мм}$

$$d = 0,65 \sqrt{I}. \quad (19.7)$$

При отсутствии постоянной составляющей тока эффективный ток в трансформаторах звуковой частоты можно найти из следующего приближенного соотношения, учитывающего непостоянство амплитуды тока колебаний звуковой частоты

$$I = \frac{I_1}{4}, \quad (19.8)$$

где  $I_1$  — максимальная амплитуда тока.

Диаметр провода нужно взять наибольший из полученных по ф-лам (19.4) и (19.5). Диаметр провода вторичной обмотки выбирают из условия равенства активного сопротивления первичной обмотки приведенному сопротивлению вторичной обмотки, что дает наибольший кпд трансформатора при заданных геометрических размерах. Для этого необходимо иметь

$$d_2 = \frac{d_1}{\sqrt{n}}, \quad (19.9)$$

где  $n$  — коэффициент трансформации.

При больших амплитудах колебаний, поступающих на первичную обмотку трансформатора (порядка десятков вольт и выше), полезно сделать проверку величины максимальной индукции в сердечнике, которая не должна превышать 6—8 тыс. гс. Лишь в мощных выходных трансформаторах при наличии в усилителе обратной связи, значение  $B_m$  может быть увеличено до 10—12 тыс. гс.

Максимальная индукция в сердечнике  $B_m$  может быть найдена по формуле, известной из электротехники

$$B_m = \frac{U_1 10^8}{\omega_n w_1 Q_1}, \quad (19.10)$$



где  $U_1$  — максимальная амплитуда напряжения на первичной обмотке,  $\omega_n$  — нижняя угловая частота,  $Q_c$  — сечение стали сердечника.

Подставим ф-лу (19.10) значение  $w_1$  из ф-лы (19.3)

$$B_m = \frac{U_1}{\omega_n} 10^4 \sqrt{\frac{0,4 \cdot \pi \mu}{L_1 Q_c l_c}}. \quad (19.11)$$

Полученная формула может служить для проверки максимальной индукции по выбранным размерам сердечника  $Q_c$  и  $l_c$ . Произведение  $Q_c l_c$  представляет собой активный объем стали сердечника  $U_c = Q_c l_c$ . Решив ур-ние (19.11) относительно  $U_c$ , получим

$$U_c = \left( \frac{10^4}{B_m} \right)^2 \cdot \left( \frac{U_1}{\omega_n} \right)^2 \frac{0,4 \cdot \pi \mu}{L_1}; \quad (19.12)$$

Из этой формулы можно определить необходимый объем стали сердечника, исходя из допустимой индукции  $B_m$ , которая не должна превышать значений, указанных выше.

В трансформаторах средней и большей мощности (десятки ватт и больше) выбор размеров сердечника диктуется не постоянной времени  $\tau_1$ , а максимально допустимой индукцией  $B_m$ .

Для двухтактной схемы в последнюю формулу, так же как и в две предыдущие, в качестве  $U_1$  следует подставить амплитуду напряжения на всей первичной обмотке трансформатора, которая равна удвоенной амплитуде напряжения на аноде лампы.

Индуктивность рассеяния трансформатора может быть найдена из формулы

$$L_s = \frac{l_m w_1^2}{10^2 h m} \left( \delta + \frac{A_1 + A_2}{3} \right), \quad (19.13)$$

где  $l_m$  — средняя длина витка, см,

$w_1$  — число витков первичной обмотки,

$h$  — длина обмотки, см,

$m$  — число секций,

$\delta$  — расстояние между обмотками, см,

$A_1$  и  $A_2$  — толщина первичной и вторичной обмоток, см.

Определение величин  $h$ ,  $\delta$ ,  $A_1$  и  $A_2$  для различных типов обмоток показано на рис. 19.10, 19.11, 19.12.

Если при несекционированной намотке, т. е. при  $m = 1$  (рис. 19.10), индуктивность рассеяния получается больше заданной, то следует применить секционированную намотку, для которой  $L_s$  падает пропорционально квадрату числа секций (так как одновременно с увеличением  $m$  уменьшается  $A_1$  и  $A_2$ ).

#### 19.4. ПРИМЕР РАСЧЕТА ТРАНСФОРМАТОРА, РАБОТАЮЩЕГО БЕЗ ПОСТОЯННОГО ПОДМАГНИЧИВАНИЯ

**Задание.** Требуется произвести конструктивный расчёт малоомного трансформатора, работающего без постоянного подмагничивания по следующим техническим требованиям. Индуктивность первичной обмотки трансформатора  $L_1 = 13$  гн. Максимальная амплитуда напряжения на первичной обмотке трансформатора  $U_1 = 20$  в.

Коэффициент трансформации  $n = 1,5$ .

Активное сопротивление первичной обмотки  $r_1 = 400$  ом.

Индуктивность рассеяния  $L_s \leq 0,2$  гн.

Нижняя частота рабочего диапазона  $f_n = 50$  гц.

**Решение.**

1. Для выбора размеров сердечника найдем постоянную времени трансформатора

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{13}{400} = 0,032 \text{ сек.}$$

Из таблицы выбираем сердечник типа Ш-19×20, для которого

$$\tau_1 = 0,032; Q'_c = 3,8 \text{ см}^2; l_c = 13 \text{ см}; l_m = 12 \text{ см.}$$

2. Определяем количество витков первичной обмотки трансформатора

$$w_1 = 10^4 \sqrt{\frac{L_1 \cdot l_c}{0,4 \pi \mu Q'_c K_c}} = 10^4 \sqrt{\frac{13 \cdot 13}{1,256 \cdot 400 \cdot 3,8 \cdot 0,85}} = 3400 \text{ витков.}$$

3. Проверим выбранный нами тип сердечника на допустимость величины максимальной индукции. Из ф-лы [19.10] находим

$$B_m = \frac{U_1 10^8}{\omega_n w_1 Q_c} = \frac{20 \cdot 10^8}{314 \cdot 3,4 \cdot 10^3 \cdot 3,24} = 580 \text{ вс,}$$

что вполне допустимо.

4. Число витков вторичной обмотки

$$w_2 = n w_1 = 1,5 \cdot 3400 = 5100 \text{ витков.}$$

5. Определяем диаметр провода первичной обмотки по заданному активному сопротивлению

$$d_1 = 15 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{\frac{l_m \cdot w_1}{r_1}} = 15 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{13 \cdot 3400}{400}} = 0,155 \text{ мм.}$$

Выбираем ближайший больший стандартный диаметр провода  $d_1 = 0,16$  с эмалевой изоляцией (ПЭ).

6. Диаметр провода вторичной обмотки

$$d_2 = \frac{d_1}{\sqrt{n}} = \frac{0,16}{\sqrt{1,5}} = 0,13 \text{ мм,}$$

что совпадает со стандартной величиной, поэтому для вторичной обмотки берём провод ПЭ 0,13 мм.

Вследствие малой амплитуды колебаний и отсутствия постоянного тока в обмотках проверки диаметра провода по плотности тока не делаем.

7. Проверяем размещение обмоток в окне сердечника. Выбираем цилиндрическую несекционированную обмотку, так как коэффициент рассеяния

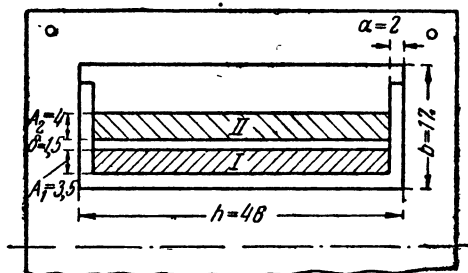
$$\delta = \frac{L_s}{L_1} = 0,015 \text{ задан достаточно большой.}$$

а) Из эскиза сечения катушки (рис. 19.14) находим длину намотки

$$y = h - 2a = 46 - 2 \cdot 2 = 42 \text{ мм,}$$

где  $a$  — толщина каркаса.

б) Число витков в слое первичной обмотки



$$w_1' = \frac{y}{d_{1 \text{ из}}} = \frac{42}{0,175} = 246 \text{ в,}$$

где  $d_{1 \text{ из}}$  — диаметр провода первичной обмотки с изоляцией, равный 0,175 мм.

в) Количество слоев первичной обмотки

$$N_1 = \frac{w_1}{w_1'} = \frac{3400}{246} = 14.$$

Рис. 19.14. Размещение обмоток в окне сердечника

г) Высота первичной обмотки с учетом изоляционных прокладок между слоями

$$C_1 = N_1 (d_{1 \text{ из}} + \beta) = 14 (0,175 + 0,05) \approx 3,5 \text{ мм,}$$

где  $\beta = 0,05 \text{ мм}$  — толщина прокладки из папиросной бумаги.

д) Количество витков в слое вторичной обмотки

$$w_2' = \frac{y}{d_{2 \text{ из}}} = \frac{42}{0,145} = 290 \text{ в.}$$

е) Количество слоев вторичной обмотки

$$N_2 = \frac{w_2}{w_2'} = \frac{5100}{290} = 18.$$

ж) Высота вторичной обмотки с учетом прокладок

$$C_2 = N_2 (d_{2 \text{ из}} + \beta) = 18 (0,145 + 0,05) \approx 4 \text{ мм.}$$

з) Полная высота обмотки с учетом изоляции между обмотками

$$C = C_1 + C_2 + \delta = 3,5 + 4 + 1,5 = 9 \text{ мм,}$$

что допустимо.

7. Находим индуктивность рассеяния трансформатора

$$L_s = \frac{0,4 \pi l_m w_1^2}{h m \cdot 10^8} \left( \delta + \frac{A_1 + A_2}{3} \right) = \frac{1,256 \cdot 13 \cdot (3400)^2}{4,2 \cdot 1 \cdot 10^8} \left( 0,15 + \frac{0,35 + 0,4}{3} \right) = 0,175 \text{ зГн.}$$

Найденное значение  $L_s$  не превышает величины, допустимой по техническим условиям.

## 19.5. РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ, РАБОТАЮЩИХ С ПОДМАГНИЧИВАНИЕМ

Существенное влияние на величину магнитной проницаемости сердечника оказывает постоянное подмагничивание, т. е. постоянная составляющая тока, протекающая по обмотке. В режиме с постоянным подмагничиванием работают большинство маломощных трансформаторов. При наличии постоянного тока в одной из обмоток магнитная проницаемость сердечника за счет его насыщения значительно уменьшается. На рис. 19.15 показана зависимость магнитной проницаемости стали от постоянных ампер-витков

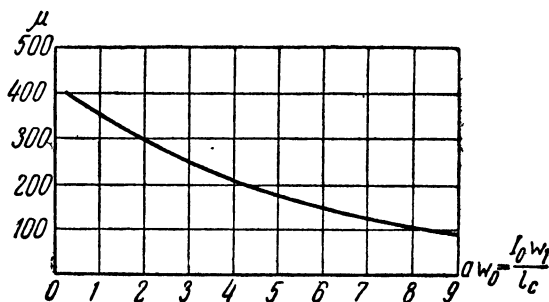


Рис. 19.15. Зависимость магнитной проницаемости стали от постоянного подмагничивания сердечника

$a\omega_0$  на сантиметр длины силовой линии при отсутствии зазора в сердечнике.

При значительном постоянном подмагничивании стали ( $a\omega_0 \geq 2-3 \frac{a\sigma}{\text{см}}$ ) благоприятно сказывается на работе трансформатора введение в сердечнике зазора из немагнитного материала (например, воздуха или бумаги). Такой зазор эквивалентен увеличению длины магнитной силовой линии  $l_c$ , что уменьшает насыщение стали и увеличивает ее магнитную проницаемость.

Конструктивный расчет трансформатора с подмагничиванием имеет следующие особенности. Во-первых, магнитная проницаемость стали не может быть взята равной начальной проницаемости  $\mu_0$ , она оказывается всегда меньше, чем  $\mu_0$ . Во-вторых, необходимо определить наиболее выгодную длину немагнитного зазора в сердечнике, при которой индуктивность первичной обмотки будет наибольшей.

Определение магнитной проницаемости материала сердечника трансформатора с постоянным подмагничиванием представляет некоторые трудности. Магнитная проницаемость в этом случае зависит от  $a\omega_0$ , т. е. от тока  $I_0$  и числа витков первичной обмотки трансформатора, которое не может быть найдено, если неизвестна

магнитная проницаемость. Возможны два пути расчета трансформатора, работающего с подмагничиванием. Первый из них — метод последовательных приближений, когда мы задаемся на основании эмпирических данных ориентировочным значением магнитной проницаемости и находим число витков. После этого уточняем по кривым значение  $\mu$  и вновь находим число витков и т. д. до тех пор, пока не придем к нужному результату. Этим методом расчета часто пользуются, но он неудобен тем, что приходится делать несколько вариантов расчета для подгонки величин  $\mu$  и  $w_1$ .

Индуктивность обмотки трансформатора или дросселя, имеющего немагнитный зазор сердечника, может быть определена из выражения

$$L_1 = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot w_1^2 Q_c' K_c}{\left( \frac{l_c}{\mu} + l_g \right) \cdot 10^8}, \quad (19.14)$$

где  $l_g$  — длина немагнитного зазора в сердечнике.

Но это выражение не дает возможности сразу определить количество витков  $w_1$ , так как наимыгоднейшая длина зазора  $l_g'$  и магнитная проницаемость сердечника  $\mu$ , в свою очередь, зависят от числа витков первичной обмотки  $w_1$ :

$$l_g' = f_1(a w_0), \quad (19.15)$$

$$\mu = f_2(a w_0). \quad (19.16)$$

Функции  $f_1(a w_0)$  и  $f_2(a w_0)$  задаются обычно графически. Наимыгоднейшая длина  $l_g'$  соответствует максимуму функции

$$\mu' = \frac{\mu}{1 + \mu \frac{l_g}{l_c}}, \quad (19.17)$$

при котором индуктивность обмотки  $L_1$  также будет максимальна.

Вводя понятие эквивалентной магнитной проницаемости  $\mu'$  с учетом зазора (при  $l_g = l_g'$ ), можно выражение для индуктивности обмотки привести к виду

$$L_1 = \frac{0,4 \pi \cdot \mu' w_1^2 Q_c k_c}{l_c \cdot 10^8}, \quad (19.18)$$

где  $\mu'$  — эквивалентная магнитная проницаемость, зависящая от величины  $a w_0$ . На рис. 19.16 показан график зависимости  $\mu'$  от  $a w_0$ . Количество витков обмотки  $w_1$  из выражения (19.18) непосредственно найдено быть не может, так как эквивалентная магнитная проницаемость  $\mu'$ , в свою очередь, зависит от числа витков, причем эта зависимость задана в графической форме (рис. 19.16).

Расчет может быть значительно упрощен, если эту графическую зависимость выразить аналитически. Кривая вида, показанного на рис. 19.16, достаточно хорошо аппроксимируется уравнением

$$\mu' = \frac{A}{B + a w_0}, \quad (19.19)$$

где  $A$  и  $B$  — постоянные коэффициенты, зависящие от магнитных свойств материала сердечника. Для распространенных в нашей практике сортов трансформаторной стали (например, Э4АА) эти коэффициенты могут быть взяты равными:  $A = 4500$ ,  $B = 15$ . Тогда эквивалентная магнитная проницаемость  $\mu'$  будет определяться формулой

$$\begin{aligned} \mu' &= \frac{4500}{15 + a w_0} = \\ &= \frac{4500}{15 + \frac{I_0 w_1}{l_c}}. \end{aligned} \quad (19.20)$$

На кривой рис. 19.16 точками показаны значения, вычисленные по этой формуле. Эти точки хорошо совпадают с заданной кривой в диапа-

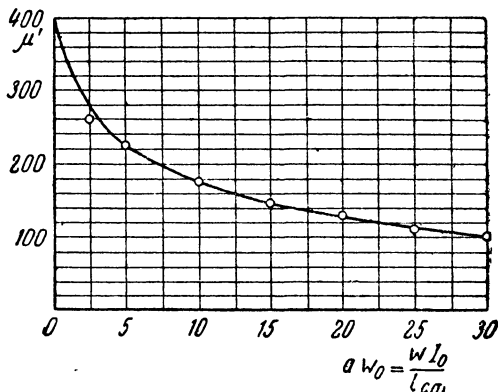


Рис. 19.16. Зависимость магнитной проницаемости стали от постоянного подмагничивания при наличии оптимального зазора в сердечнике

зоне изменения  $a w_0$  от 2,5 до  $30 \frac{a\text{с}}{\text{см}}$ .

Подставив этот результат в ф-лу (19.18), получим

$$L_1 = \frac{5,65 \cdot w_1^2 Q_c k_c}{(15 l_c + I_0 w_1) 10^5}. \quad (19.21)$$

Теперь можно легко найти число витков обмотки, необходимое для получения заданной индуктивности  $L_1$ . Решив ур-ние 19.21 относительно  $w_1$ , получим

$$w_1 = \frac{L_1 I_0 10^5}{11,3 \cdot Q_c k_c} + \sqrt{\left( \frac{L_1 I_0 10^5}{11,3 \cdot Q_c k_c} \right)^2 + 2,65 \frac{l_c L_1}{Q_c k_c} 10^5} \quad (19.22)$$

или, преобразовав эту формулу и подставив значение коэффициента заполнения сердечника активным материалом  $K_c = 0,88$ , получим

$$w_1 = \frac{L_1 I_0 10^4}{Q_c} \left[ 1 + \sqrt{1 + \left( \frac{3 V_c}{L_1 I_0^2 \cdot 10^3} \right)^2} \right]. \quad (19.23)$$

Эта формула является расчетной. Здесь  $L_1$  — индуктивность первичной обмотки,  $гн$ ,  $I_0$  — ток подмагничивания,  $а$ ,  $Q_c$  — сечение сердечника,  $см^2$ ,  $V_c$  — объем сердечника,  $см^3$ .

Размеры сердечника трансформатора или дросселя удобно задавать в виде произведения площади сечения сердечника  $Q_c$  на площадь окна, в котором размещаются обмотки  $Q_0$ . Величина  $Q_c Q_0$  хорошо характеризует возможности сердечника данного типа с точки зрения получения с ним заданной индуктивности  $L_1$  при заданном токе подмагничивания  $I_0$ .

Площадь окна трансформатора, занятая обмотками, может быть определена, как

$$Q_0 = \frac{2w_1 q_1}{k_m 100}, \quad (19.24)$$

где  $w_1$  — число витков первичной обмотки,  $q_1$  — площадь сечения провода этой обмотки,  $мм^2$ ,  $k_m$  — коэффициент заполнения окна медью. При этом предполагается, что вторичная обмотка в окне трансформатора занимает такую же площадь, как и первичная, что учитывается коэффициентом 2 в выражении (19.24).

Заменим величину  $q_1$  через ток  $I_0$ <sup>1)</sup> и плотность тока в обмотке

$$q_1 = \frac{I_0}{\Delta},$$

тогда

$$Q_0 = \frac{2w_1 I_0}{k_m \Delta 100}, \quad (19.25)$$

При малых значениях тока  $I_0$  площадь сечения провода  $q_1$  может получиться неосуществимо малой. Из соображения механической прочности при намотке трансформаторов не применяют провод диаметром менее 0,05—0,06 мм. Поэтому можно считать, что минимальные размеры окна сердечника определяются выражением

$$Q_{0\text{мин}} = \frac{2w_1 \cdot 0,06^2}{k_m 100} \approx \frac{8w_1}{10^5 \cdot k_m}. \quad (19.25a)$$

Найдем теперь из выражений (19.23) и (19.25) произведение

$$Q_c Q_0 = \frac{2L_1 I_0^2 \cdot 100}{k_m \Delta} \left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{3V_c}{L_1 I_0^2 \cdot 10^3}} \right]. \quad (19.26)$$

Введем далее обозначение  $\frac{V_c}{Q_0 Q_c} = \frac{l_c}{Q_0} = z$ , тогда

$$Q_c Q_0 = \frac{2L_1 I_0^2 \cdot 100}{k_m \Delta} \left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{3z Q_0 Q_c}{L_1 I_0^2 \cdot 10^3}} \right]. \quad (19.27)$$

<sup>1)</sup> Предполагается, что переменная слагающая тока в обмотке мала в сравнении с постоянной слагающей  $I_0$ .

Определяя отсюда  $Q_c Q_0$ , получим,

$$Q_c Q_0 = 40 \frac{L_1 I_0^2}{k_m \cdot \Delta} \left[ 10 + \frac{3z}{k_m \cdot \Delta} \right]. \quad (19.28)$$

Если учесть минимально допустимое значение сечения окна, определяемое из ф-лы (19.25а), то

$$(Q_c Q_0)_{\min} = \frac{2L_1}{k_m} \left( I_0 + \frac{3z}{2k_m \cdot 10^3} \right).$$

Формула (19.28) позволяет определить необходимые размеры сердечника  $Q_c Q_0$ . Все величины за исключением  $z$  при расчете заданы ( $L_1$ ,  $I_0$ ) или могут быть выбраны на основании опытных данных ( $K_m$ ,  $\Delta$ ).

Значение же коэффициента  $z$ , зависящее от соотношений размеров сердечника, обычно колеблется в пределах 1,5—3.

Если существует наиболее желательный тип сердечника, на котором нужно спроектировать трансформатор, то остается найти лишь необходимое сечение стали. Тогда ф-ла (19.28) может быть переписана в таком виде

$$Q_c = \frac{40L_1 I_0^2}{Q_0 k_m \Delta} \left[ 10 + \frac{3l_c}{Q_0 k_m \cdot \Delta} \right]. \quad (19.29)$$

Если размеры сердечника выбраны в соответствии в ф-лой (19.28), то выражение для определения числа витков обмотки может быть значительно упрощено. Подставив значение  $V_c = Q_c l_c$  из ф-лы (19.28) в ф-лу (19.23), получим

$$w_1 = \frac{L_1 I_0 \cdot 10^4}{Q_c} \left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{120z}{k_m \Delta \cdot 10^3} \left( 10 + \frac{3z}{k_m \cdot \Delta} \right)} \right],$$

откуда после преобразований найдем

$$w_1 = \frac{L_1 I_0 10^4}{Q_c} \left( 2 + 0,6 \frac{l_c}{k_m \Delta \cdot Q_0} \right). \quad (19.30)$$

Расчетные выражения (19.28), (19.29) и (19.30) можно упростить, если подставить в них наиболее вероятные значения  $K_m$  и  $\Delta$ .

Обычно допустима плотность тока в обмотках порядка  $\Delta = 2 \text{ а/мм}^2$  и коэффициент заполнения окна при эмалевой изоляции провода  $k_m$  приблизительно равен 0,25, поэтому выражения (19.28), (19.29) и (19.30) принимают вид

$$Q_c Q_0 \approx 1800 L_1 I_0^2, \quad (19.31)$$

$$Q_c = \frac{80 \cdot L_1 \cdot I_0^2}{Q_0} \left( 10 + 6 \frac{l_c}{Q_0} \right), \quad (19.32)$$

$$w_1 = \frac{L_1 \cdot I_0 \cdot 10^4}{Q_c} \left( 2 + 1,2 \cdot \frac{l_c}{Q_0} \right). \quad (19.33)$$



Полученные ф-лы (19.31) и (19.32) могут служить для ориентировочного выбора размеров трансформаторов, работающих с постоянным подмагничиванием.

При расчете дросселей коэффициенты в этих формулах принимают другие значения. Во-первых, дроссель имеет одну обмотку в отличие от трансформатора. Это уменьшает вдвое правую часть полученных выше формул. Во-вторых, для дросселей допустимо принять коэффициент заполнения окна сердечника медью порядка 0,3—0,4, так как в них отсутствуют прокладки между обмотками. Тогда расчетные соотношения для дросселей принимают вид:

$$Q_c Q_0 \approx 600 L I_0^2, \quad (19.34)$$

$$Q_c = \frac{30L \cdot I_0^2}{Q_0} \left( 10 + 4,5 \frac{l_c}{Q_0} \right). \quad (19.35)$$

Наивыгоднейшую длину немагнитного зазора в сердечнике трансформатора или дросселя при наличии постоянного подмагничивания током  $I_0$  можно найти из формулы

$$l_c = \frac{\omega_1 I_0}{800}, \quad (19.36)$$

где  $I_0$  — ток, а,

$l_c$  — полный зазор, мм.

В табл. 19.1 приведены основные справочные данные некоторых типов сердечников.

В широкополосных и импульсных усилителях с высокочастотной коррекцией применяют корректирующие дроссели с весьма небольшой индуктивностью — обычно от единиц до десятков микрогенри. Такие дроссели выполняют в виде однослойных цилиндрических катушек, имеющих диаметр  $D = 5 - 15$  мм и длину  $l = 10 - 30$  мм. Чем больше требуется величина индуктивности  $L$ , тем больше следует взять размеры каркаса. Часто дроссели снабжаются подстроечным цилиндрическим сердечником, который можно перемещать на резьбе внутри катушки. Сердечник выполняется из высокочастотного магнитного материала — феррита, магнетита и др. При наличии такого сердечника катушку рассчитывают на величину индуктивности на 25—30% меньше величины ее, найденной из электрического расчета.

Для конструктивного расчета катушки, помимо индуктивности  $L$ , следует задаться диаметром каркаса и диаметром провода намотки в изоляции  $d_{us}$ . Обычно для однослойных катушек применяют провод с эмалированной изоляцией  $d_{us} = 0,08 - 0,15$  мм. Индуктивность катушки без учета влияния сердечника может быть найдена из формулы

$$L = \frac{(D\omega)^2}{100l + 50D} \text{ мкГн},$$

Таблица 19.1

Тип броневое сердечника	$\eta_1, \%$	$\eta_2, \%$	$\eta_3, \%$	$\eta_4, \%$	$\eta_5, \%$	$\eta_6, \%$	$\eta_7, \%$	$Q_1, \text{см}^2$	$l_1, \text{см}$	$V_1, \text{см}^3$	$l_2, \text{см}$	$V_2, \text{см}^3$	$l_3, \text{см}$	$Q_3, \text{см}^2$	$Q_0, \text{см}^2$	$Q_{00}, \text{см}^2$	Постоянная времени $\tau_1$	Наиболее допустимое значение $L_1 l_0^3$
а) Сердечники из пластин безотходной штамповки	10	10	5	5	15	1,0	5,6	5,6	5,5	5,6	5,6	5,6	5,5	0,75	0,75	0,75	$3,0 \cdot 10^{-3}$	$0,47 \cdot 10^{-3}$
	10	20	5	5	15	2,0	5,6	10,2	5,5	10,2	5,6	10,2	5,5	0,75	1,50	1,50	$4,5 \cdot 10^{-3}$	$0,34 \cdot 10^{-3}$
	12	12	6	6	18	1,44	6,7	9,6	6,5	9,6	6,7	9,6	6,5	1,40	1,55	1,55	$4,5 \cdot 10^{-3}$	$0,40 \cdot 10^{-3}$
	12	24	6	6	18	2,88	7,8	19,0	8,9	19,0	7,8	19,0	8,9	1,40	3,20	3,20	$6,5 \cdot 10^{-3}$	$0,80 \cdot 10^{-3}$
	14	14	7	7	21	1,96	7,8	15,5	7,6	15,5	7,8	15,5	7,6	1,45	2,80	2,80	$6,0 \cdot 10^{-3}$	$0,80 \cdot 10^{-3}$
	14	28	7	7	21	3,90	7,8	30,0	10,4	30,0	7,8	30,0	10,4	1,45	5,60	5,60	$9,0 \cdot 10^{-3}$	$1,60 \cdot 10^{-3}$
	16	16	8	8	24	2,56	8,9	20,0	8,7	20,0	8,9	20,0	8,7	1,90	4,90	4,90	$8,0 \cdot 10^{-3}$	$1,50 \cdot 10^{-3}$
	16	32	8	8	24	5,10	8,9	40,0	12,0	40,0	8,9	40,0	12,0	1,90	9,80	9,80	$12,0 \cdot 10^{-3}$	$3,00 \cdot 10^{-3}$
	20	20	10	10	30	4,0	11,2	45,0	11,0	45,0	11,2	45,0	11,0	3,0	12,0	12,0	$15,0 \cdot 10^{-3}$	$3,30 \cdot 10^{-3}$
	20	40	10	10	30	8,0	11,2	90,0	15,0	90,0	11,2	90,0	15,0	3,0	24,0	24,0	$22,0 \cdot 10^{-3}$	$6,80 \cdot 10^{-3}$
	30	30	15	15	45	9,0	17,0	152,0	17,0	152,0	17,0	152,0	17,0	6,75	61,0	61,0	$40,0 \cdot 10^{-3}$	$30,0 \cdot 10^{-3}$
	30	60	15	15	45	18,0	17,0	304,0	23,0	304,0	17,0	304,0	23,0	6,75	122,0	122,0	$60,0 \cdot 10^{-3}$	$60,0 \cdot 10^{-3}$
	40	40	20	20	60	16,0	23,0	370,0	23,0	370,0	23,0	370,0	23,0	12,0	198,0	198,0	$80,0 \cdot 10^{-3}$	$110,0 \cdot 10^{-3}$
	40	80	20	20	60	32,0	23,0	740,0	31,0	740,0	23,0	740,0	31,0	12,0	384,0	384,0	$120,0 \cdot 10^{-3}$	$220,0 \cdot 10^{-3}$
б) Сердечники для трансформатора наименьшего веса	19	20	11	17	46	3,80	13,0	50,0	12,0	50,0	13,0	50,0	12,0	7,80	30,0	30,0	$32,0 \cdot 10^{-3}$	$20,0 \cdot 10^{-3}$
	20	20	13	18	56	4,00	16,0	64,0	14,0	64,0	16,0	64,0	14,0	10,0	40,0	40,0	$40,0 \cdot 10^{-3}$	$25,0 \cdot 10^{-3}$
	20	20	13	18	56	4,00	16,0	64,0	14,0	64,0	16,0	64,0	14,0	10,0	40,0	40,0	$40,0 \cdot 10^{-3}$	$25,0 \cdot 10^{-3}$
	25	25	15	25	60	6,25	20,0	125,0	17,0	125,0	20,0	125,0	17,0	15,0	94,0	94,0	$70,0 \cdot 10^{-3}$	$65,0 \cdot 10^{-3}$

но  $l = 0,1 \text{ } wd_{us}$ , поэтому

$$L = \frac{(Dw)^2}{10wd_{us} + 50D}. \quad (19.37)$$

Решив это выражение относительно  $w$ , находим

$$w = \frac{5Ld_{us}}{D^2} \pm \sqrt{\left(\frac{5Ld_{us}}{D^2}\right)^2 + 50\frac{L}{D}}, \quad (19.38)$$

где  $L$ , мкГн;  $d_{us}$ , мм;  $D$ , см.

### Контрольные вопросы и задачи к гл. 19

1. Какие причины влияют на изменение индуктивности первичной обмотки трансформатора?
2. Назовите основные типы сердечников и область их применения?
3. Как следует изменить число витков первичной обмотки трансформатора без подмагничивания, чтобы минимальная индуктивность обмотки возросла в 2 раза?

Ответ. Увеличить в 1,41 раза.

4. Чем определяются размеры сердечника трансформатора?
  5. Каково назначение зазора в сердечнике?
  6. Что такое постоянная времени трансформатора и как она зависит от его размеров?
  7. Каково конструктивное выполнение корректирующих катушек индуктивности, применяемых в широкополосных и импульсных усилителях?
  8. Каково назначение сердечников в корректирующих катушках?
-

## ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ

### 20.1. СВОЙСТВА И ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

За последние годы в радиотехнической аппаратуре все большее применение находят полупроводниковые триоды или транзисторы, которые используются в усилителях, генераторах, преобразователях и других схемах. Усилители на полупроводниковых триодах обладают рядом существенных преимуществ по сравнению с усилителями на электронных лампах: более высокий кпд, малые размеры и вес, большая механическая прочность, отсутствие источников питания цепей накала, большой срок службы (десяtkи тысяч часов) и др. Полный кпд усилительной ступени на полупроводниковом триоде в режиме *A* может достигать 48—49%, в режиме *B* — 75%.

Наряду с указанными достоинствами полупроводниковым усилителям присущи довольно существенные недостатки, препятствующие пока применению их в некоторых случаях в радиотехнической аппаратуре. Главными недостатками этих триодов являются: неоднородность параметров для различных экземпляров триодов одного типа; сильная зависимость параметров от температуры; значительно более узкий частотный диапазон, чем у электронных ламп; относительно небольшая мощность, которую можно получить с полупроводникового триода; большой уровень собственных шумов. Следует, однако, отметить, что перечисленные недостатки постепенно устраняются.

Уменьшение разброса параметров полупроводниковых триодов достигается путем совершенствования технологии их изготовления. Применение специальных схем температурной компенсации в усилителях с полупроводниковыми триодами существенно улучшает их работу и позволяет успешно использовать их даже при значительных колебаниях температуры окружающей среды.

Прогресс, достигнутый в деле производства транзисторов, позволяет считать, что в ближайшем будущем область применения полупроводниковых усилителей значительно расширится. Уже в настоящее время во многих случаях безусловно более целесообразно

применение полупроводниковых триодов вместо электронных ламп. Это в первую очередь относится к передвижной аппаратуре, где малые габариты и вес в сочетании с высоким кпд играют существенную роль.

Наибольшие трудности встречает в настоящее время использование полупроводниковых триодов в широкополосных и импульсных усилителях, особенно предназначенных для работы в условиях значительных колебаний температуры, а также в мощных усилителях.

## **20.2. УСТРОЙСТВО, ХАРАКТЕРИСТИКИ И СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДОВ**

Возможность применения полупроводниковых элементов в радиотехнических схемах была известна давно. Около 50 лет для целей выпрямления (детектирования) колебаний применяются кристаллические диоды, претерпевшие за этот срок значительные конструктивные усовершенствования. Возможность использования полупроводниковых элементов для усиления и генерирования колебаний была впервые доказана О. В. Лосевым в 1922 г. Но достаточно широкое распространение полупроводниковые приборы в радиотехнических схемах стали получать в послевоенные годы, так как к этому времени была разработана их теория и созданы первые достаточно совершенные их образцы. В настоящее время область применения полупроводниковых приборов не ограничивается радиотехническими схемами и непрерывно расширяется.

Полупроводниковый триод является основным типом полупроводникового усилительного элемента. Он состоит из кристалла германия или режэ кремния и имеет три вывода, называемые базой (или основанием), эмиттером и коллектором. Конструктивно полупроводниковые триоды выполняются двух типов — с точечными контактами и плоскостные. Схемы их соответственно показаны на рис. 20.1 и 20.2. Свойства и параметры точечных и плоскостных полупроводниковых триодов существенно различны, но оба типа имеют общий принцип действия.<sup>1)</sup>

Точечные триоды характеризуются более широким рабочим диапазоном частот (до десятков мегагерц), а плоскостные триоды могут дать большее усиление и большую мощность, но в относительно узком частотном диапазоне (до сотен килогерц). Поэтому основная область применения точечных триодов — усилители высокой и промежуточной частоты, а также иногда широкополосные видеоусилители. В усилителях звуковой частоты лучшие результаты дают плоскостные триоды, где их частотный диапазон оказывается

---

<sup>1)</sup> Принцип действия и основы теории работы полупроводниковых приборов предполагаются известными из соответствующего раздела курса «Электронные и ионные приборы». Кроме того, первоначальное ознакомление с полупроводниковыми приборами можно осуществить, воспользовавшись довольно обширной специальной литературой, посвященной полупроводникам [11, 12, 13, 14].

вполне достаточным. В выходных ступенях усилителей применяются исключительно плоскостные триоды, способные обеспечить мощность до нескольких ватт, в то время как точечные триоды дают полезную мощность, не превышающую десятков милливольт.

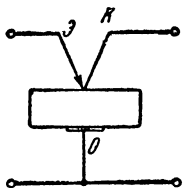


Рис. 20.1. Схема устройства точечно-контактного триода

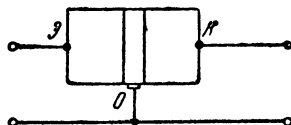


Рис. 20.2. Схема устройства плоскостного триода

Так же, как для электронных ламп, параметры и основные свойства полупроводниковых триодов определяются их характеристиками. Характеристики транзисторов можно изображать двумя способами: в виде зависимости токов в цепях эмиттера и коллектора от напряжений, действующих в этих цепях, или в виде зависимости напряжения в цепи коллектора — основание от токов коллектора и эмиттера. Примеры таких характеристик показаны на рис. 20.3 и 20.4. Первый способ изображения характеристик

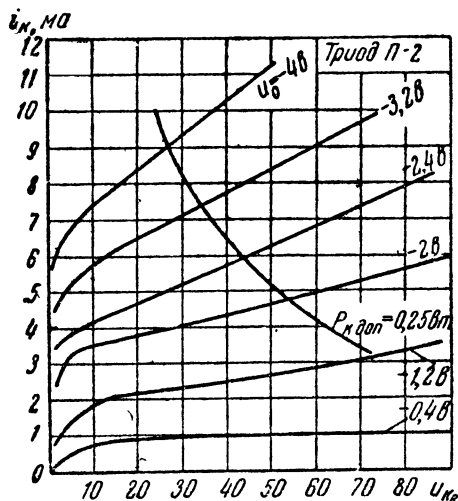


Рис. 20.3. Характеристики полупроводниковых триодов  $i_k = f(u_k)$

от напряжений, действующих в этих цепях, или в виде зависимости напряжения в цепи коллектора — основание от токов коллектора и эмиттера. Примеры таких характеристик показаны на рис. 20.3 и 20.4. Первый способ изображения характеристик

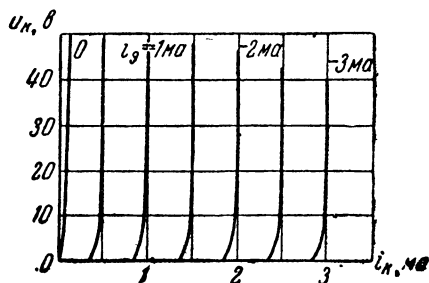


Рис. 20.4. Характеристика полупроводниковых триодов  $u_k = f(i_k)$

имеет то важное преимущество, что в этом случае имеется полная аналогия с ламповыми характеристиками, благодаря чему легче воспользоваться хорошо разработанной теорией усилителей с электронными лампами. Эмиттер полупроводникового триода можно считать равноценным катоду лампового триода, основание — управляющей сетке, а коллектор — аноду. Второй способ изображения характеристик полупроводниковых триодов (рис. 20.4) является

более распространенным, так как вначале пользовались только этим методом, но он менее целесообразен с точки зрения унификации теории и расчета усилителей с полупроводниковыми триодами и электронными лампами.

Так же, как и в усилителях с электронными лампами, возможны три варианта схем включения полупроводникового триода: с заземленным основанием (рис. 20.5а), заземленным эмиттером (рис. 20.5б), заземленным коллектором (рис. 20.5в). Первая схема по своим свойствам эквивалентна схеме ламповой ступени с заземленной сеткой, вторая — схеме с заземленным катодом и третья — схеме с заземленным анодом (катодный повторитель). Выбор

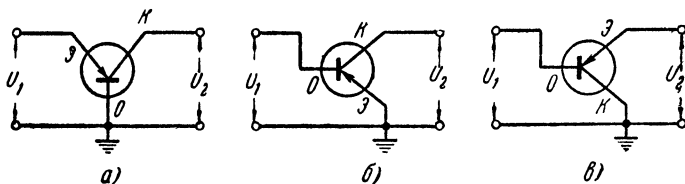


Рис. 20.5. Схемы включения полупроводниковых триодов

той или иной схемы включения триода определяется требованиями и спецификой работы данной ступени усилителя. Особенности различных схем целесообразно рассмотреть, воспользовавшись эквивалентной схемой ступени на полупроводниковом триоде.

### 20.3. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ СТУПЕНЕЙ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Транзистор при любом способе его включения, подобно электронной лампе, может быть заменен эквивалентным трехполюсником (рис. 20.6), содержащим генератор напряжения или генератор тока. Эквивалентный

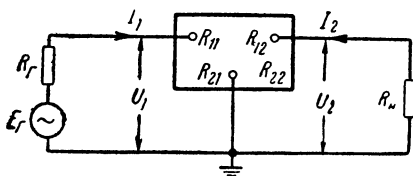


Рис. 20.6. Эквивалентная схема полупроводникового триода

трехполюсник характеризуется величинами сопротивлений, определяющими его свойства:  $R_{11}$  — входное сопротивление при холостом ходе,  $R_{22}$  — выходное сопротивление при разомкнутой входной цепи,  $R_{12}$  и  $R_{21}$  — сопротивления, определяющие связь входной и выходной цепей.

Для схемы рис. 20.6 при малых амплитудах сигналов справедливы следующие равенства:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= I_1 R_{11} + I_2 R_{12} \\ U_2 &= I_1 R_{12} + I_2 R_{22} \end{aligned} \right\}. \quad (20.1)$$

Величины сопротивлений в ф-ле (20.1) зависят от схемы включения и режима триода. Они могут быть найдены из соответствующих характеристик или путем непосредственных измерений.

На рис. 20.7 показана одна из наиболее распространенных эквивалентных схем полупроводникового триода, в которой используется генератор напряжения. На этой схеме приняты следующие обозначения:

- $r_{\theta}$  — дифференциальное сопротивление (для переменного тока) эмиттерного перехода,
- $r_k$  — дифференциальное сопротивление коллекторного перехода,
- $r_0$  — сопротивление основания (базы),
- $r_{\theta\Gamma}$  — сопротивление эквивалентного генератора цепи коллектора, эдс которого равна  $r_{\theta\Gamma} I_{\theta}$ .

В табл. 20.1 приведены основные данные некоторых типов полупроводниковых триодов.

Таблица 20.1

Тип	$f_{\theta}$ кГц	Параметры				Предельный режим				Примечание
		$r_{\theta}$ ом	$r_k$ мин Мом	$r_0$ макс ом	$\alpha_i$	$i_{\theta}$ ма	$i_k$ ма	$U$ в	$P_k$ мвт	
П1П	100	30	0,3	—	0,9	5	5	—20	50	Пригоден только для звуковых частот
П1Б	100	30	0,5—1	400	0,93	5	5	—20	50	
П1В	100	30	1,0	400	0,93	5	5	—20	50	
П1Г	100	30	0,5	600	0,96	5	5	—20	50	
П1Е	465	30	0,5	600	0,94	5	5	—20	50	
П2	20	—	—	—	0,85	10	—	—100	250	
П3	—	—	—	—	—	—	130	—50	3500	
П4	—	—	—	—	—	—	3000	50	20000	
П6	—	—	—	—	0,92	—	10	3000	—	

Воспользовавшись эквивалентной схемой рис. 20.6, можно найти коэффициент усиления по напряжению и по мощности для ступени с полупроводниковым триодом.

Коэффициент усиления по напряжению

$$K = \frac{U_2}{E_{\Gamma}} = \frac{R_{21}R_n}{(R_{11} + R_{\Gamma})(R_{22} + R_n) - R_{12}R_{21}}. \quad (20.2)$$

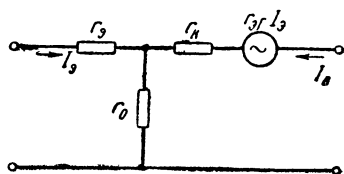


Рис. 20.7. Эквивалентная схема при заземленном основании



Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = \frac{P_n}{P_r} = \frac{4R_r R_n R_{21}^2}{[(R_{11} + R_r)(R_{22} + R_{11}) - R_{12} R_{21}]^2} \quad (20.3)$$

Для получения максимального усиления по мощности следует взять равными между собой сопротивления источника сигнала  $R_r$  и входного сопротивления триода  $R_{ex}$ , а также сопротивления внешней нагрузки  $R_n$  и выходного сопротивления триода  $R_{ex}$ :

$$\left. \begin{aligned} R_{ex} &= R_{11} - \frac{R_{12} R_{21}}{R_{22} + R_{11}} = R_r \\ R_{ex} &= R_{22} - \frac{R_{12} R_{21}}{R_{11} + R_r} = R_n \end{aligned} \right\} \quad (20.4)$$

При этом

$$K_{p \text{ макс}} = \frac{R_{21}^2}{R_{11} R_{22} [1 + \sqrt{1 - \Delta}]^2} \quad (20.5)$$

где

$$\Delta = \frac{R_{12} R_{21}}{R_{11} R_{22}}.$$

Воспользовавшись полученными результатами, рассмотрим работу усилительных ступеней с полупроводниковыми триодами, выполненных по схемам с заземленным основанием, эмиттером и коллектором.

#### 20.4. СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ СТУПЕНЕЙ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Так же, как и в усилителях с электронными лампами, схемы усилительных ступеней с транзисторами могут отличаться видами межступенных связей и способами включения усилительного элемента. Схемы межступенных связей применяются те же, что и в ламповых усилителях. Особенности их расчета даны в следующем параграфе, посвященном многоступенным усилителям.

Рассмотрим, как влияет схема включения полупроводникового триода на основные свойства усилительной ступени.

Схема с заземленным основанием (рис. 20.5а) характерна весьма низким входным сопротивлением, поэтому в усилителях низкой частоты, как правило, требует включения согласующих межступенных трансформаторов, значительно усложняющих усилитель. При наличии трансформаторов сводится на нет одно из важнейших преимуществ транзисторного усилителя — малые габариты и вес. Поэтому данная схема в усилителях низкой частоты применяется редко.

Выражения для сопротивлений, характеризующих эквивалентную схему триода с заземленным основанием (рис. 20.7), имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} R_{11} &= r_s + r_0 \\ R_{12} &= r_0 \\ R_{21} &= r_s \Gamma + r_0 \\ R_{22} &= r_k + r_0 \end{aligned} \right\}. \quad (20.6)$$

Коэффициент усиления ступени по напряжению согласно ф-ле (20.2) равен

$$K = \frac{U_2}{E_\Gamma} = \frac{a_i R_k}{(r_s + r_0 + R_\Gamma) \left(1 + \frac{R_k}{r_k}\right) - a_i r_s}, \quad (20.7)$$

где  $a_i$  — коэффициент усиления триода по току, равный

$$a_i = \frac{r_{s\Gamma} + r_0}{r_k + r_0} \approx \frac{r_{s\Gamma}}{r_k}. \quad (20.8)$$

Входное сопротивление ступени согласно ф-ле (20.4) равно

$$R_{ex} = r_s + r_0 - \frac{r_0 (r_{s\Gamma} + r_0)}{r_k + r_0 + R_\Gamma}. \quad (20.9)$$

Выходное сопротивление

$$R_{вых} = r_k + r_0 - \frac{r_0 (r_{s\Gamma} + r_0)}{r_s + r_0 + R_\Gamma}. \quad (20.10)$$

Порядок величин входного и выходного сопротивлений для схемы с заземленным основанием составляет:  $R_{ex} = 100-200$  ом и  $R_{вых} = 10-20$  ком.

При соответствующем согласовании сопротивлений со стороны входа и выхода данная схема может дать усиление по напряжению до 100—200.

Схема с заземленным эмиттером (рис. 20.5б) эквивалентна схеме ступени на электронной лампе с заземленным катодом и является наиболее употребительной в усилителях, так как она способна обеспечить достаточно большие значения входного сопротивления и коэффициента усиления ступени по напряжению.

Эквивалентная схема триода с заземленным эмиттером приведена на рис. 20.8.

Расчетные соотношения для схемы с заземленным эмиттером принимают вид

$$\left. \begin{aligned} R_{11} &= r_s + r_0 \\ R_{12} &= r_s \\ R_{21} &= r_s - r_{s\Gamma} \\ R_{22} &= r_s + r_k - r_{s\Gamma} \end{aligned} \right\}. \quad (20.11)$$

### Входное сопротивление ступени

$$R_{\text{вх}} = r_{\text{э}} + r_0 + \frac{r_{\text{э}}(r_{\text{э}}\Gamma - r_{\text{э}})}{r_{\text{э}} + r_{\text{к}} - r_{\text{э}}\Gamma + R_{\text{н}}} . \quad (20.12)$$

### Выходное сопротивление

$$R_{\text{вых}} = r_{\text{э}} + r_{\text{к}} - r_{\text{э}}\Gamma + \frac{r_{\text{э}}(r_{\text{э}}\Gamma - r_{\text{э}})}{r_{\text{э}} + r_0 + R_{\Gamma}} . \quad (20.13)$$

Порядок величин  $R_{\text{вх}}$  и  $R_{\text{вых}}$  для схемы с заземленным эмиттером оказывается более выгодным, чем для предыдущей схемы и составляет:  $R_{\text{вх}} = 500\text{--}1000\text{ ом}$ ,  $R_{\text{вых}} = 5\text{--}10\text{ ком}$ . При достаточно малом сопротивлении источника сигнала и высокоомной нагрузке, т. е. при условии

$$R_{\Gamma} \ll R_{\text{вх}} \quad \text{и} \quad R_{\text{н}} \gg R_{\text{вых}}$$

усиление схемы по напряжению может достигать значения

$$K_{\text{макс}} = \frac{r_{\text{э}} - r_{\text{э}}\Gamma}{r_{\text{э}} + r_0} . \quad (20.14)$$

Величина  $K$  может быть получена того же порядка, что и в схеме с заземленным основанием, но при большем сопротивлении источника сигнала, что служит преимуществом данной схемы.

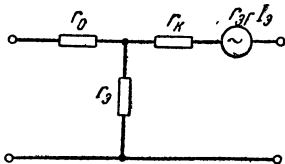


Рис. 20.8. Эквивалентная схема при заземленном эмиттере

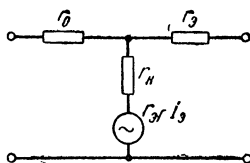


Рис. 20.9. Эквивалентная схема при заземленном коллекторе

Схема с заземленным коллектором (рис. 20.5в) равноценна схеме усилительной ступени на электронной лампе с катодной нагрузкой (катодному повторителю). Отличительные особенности данной схемы — большая величина входного сопротивления ( $R_{\text{вх}} = 10\text{--}20\text{ ком}$ ), величина усиления по напряжению меньше единицы ( $K = 0,9\text{--}0,95$ ). В силу этих свойств схема с заземленным коллектором применяется исключительно в качестве элемента, согласующего сопротивления между ступенями усилителя или на его выходе. Эквивалентная схема для данного случая имеет вид, показанный на рис. 20.9.

Расчетные соотношения для схемы с заземленным коллектором принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} R_{11} &= r_0 + r_k \\ R_{12} &= r_k - r_{\partial \Gamma} \\ R_{21} &= r_k \\ R_{22} &= r_0 + r_k - r_{\partial \Gamma} \end{aligned} \right\}, \quad (20.15)$$

$$K = \frac{r_k}{r_0 + r_k} < 1.$$

Входное и выходное сопротивления определяются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{вх}} &= r_0 + r_k - \frac{r_k(r_k - r_{\partial \Gamma})}{r_0 + r_k - r_{\partial \Gamma} + R_k} \\ R_{\text{вых}} &= r_0 + r_k - r_{\partial \Gamma} - \frac{r_k(r_k - r_{\partial \Gamma})}{r_0 + r_k + R_{\Gamma}} \end{aligned} \right\}. \quad (20.16)$$

Значения  $R_{\text{вых}}$  могут быть получены порядка сотен ом. Следует отметить, что схема с заземленным коллектором дает усиление по мощности в 5—10 раз.

## 20. 5. МНОГООРУПЕННЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

В усилителях на полупроводниковых триодах, как указывалось выше, применяются те же схемы межступенных связей, что и в усилителях с электронными лампами, причем наиболее распространенными являются резистивная и трансформаторная схемы.

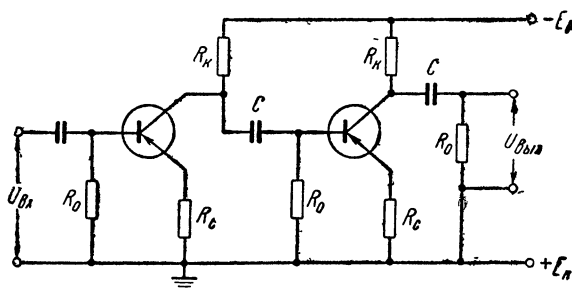


Рис. 20.10. Резистивная схема усилителя с полупроводниковыми триодами

На рис. 20.10 показана резистивная схема связи, которая наиболее целесообразна для усилителей напряжения низкой частоты с транзисторами. Эта схема позволяет применить малогабаритные детали  $R, C$  в качестве элементов связи, вследствие чего преимущества полупроводниковых триодов сказываются наиболее полно.

Расчет элементов схемы для усилителей низкой частоты производится по тем же формулам, что и для усилителей на электронных лампах. При этом следует иметь в виду, что вместо внутреннего сопротивления лампы  $R_i$  следует брать выходное сопротивление полупроводникового триода  $R_{ex}$ , сопротивлением нагрузки служит величина  $R_n$ . При расчете следует учитывать низкое входное сопротивление полупроводникового триода следующей ступени, что ухудшает пропускание нижних частот и требует применения разделительного конденсатора большей емкости, чем в схеме на электронных лампах.

Уравнение частотной характеристики резистивной ступени на полупроводниковом триоде на нижних частотах имеет вид

$$K_n = \frac{K_0}{\sqrt{1 + [\omega C (R_{ex} + R_{exx})]^2}}, \quad (20.17)$$

откуда легко найти емкость разделительного конденсатора

$$C > \frac{1}{(R_{ex} + R_{exx}) \omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}}. \quad (20.18)$$

На верхних частотах усиление можно найти из обычного выражения

$$K_0 = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega C_0 R_0)^2}}, \quad (20.19)$$

где

$$K_0 = \frac{R_{21} Z_n}{R_{11} (R_{22} + Z_n) - R_{12} R_{21}},$$

$$Z_n = \frac{R_n R_{ex}}{R_n + R_{ex}},$$

$\frac{1}{R_s} = \frac{1}{R_{exx}} + \frac{1}{Z_n}$ ,  $R_{ex}$  — входное сопротивление следующей ступени.

Вследствие малых значений  $R_{ex}$  и  $R_{exx}$  полоса пропускания усилителя на полупроводниковых триодах со стороны верхних частот в основном определяется не параметрами схемы, а верхней границей рабочей частоты данного триода (см. табл. 20.1).

На рис. 20.11 показана схема трансформаторной связи между ступенями усилителя на полупроводниковых триодах. Особенностью схемы является применение понижающих трансформаторов ( $n < 1$ ), что необходимо для согласования выходного и входного сопротивлений. Наивыгоднейшее значение  $n$ , при котором  $\alpha = 1$  и ступень дает максимальное усиление, определяется из выражения

$$n = \sqrt{\frac{R_{ex}}{R_{exx}}}. \quad (20.20)$$

Но для полупроводникового триода  $R_{ex} < R_{вых}$ , поэтому  $n < 1$ . Обычно для схемы с заземленным эмиттером  $n \approx 0,3-0,4$ .

Если  $n$  выбрано согласно ф-ле (20.20), то уравнение частотной характеристики на нижних частотах имеет вид

$$K_n = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_{вых}}{2\omega L_1}\right)^2}}, \quad (20.21)$$

откуда вытекает расчетная формула для определения индуктивности первичной обмотки трансформатора  $L_1$

$$L_1 \geq \frac{R_{вых}}{2\omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}}. \quad (20.22)$$

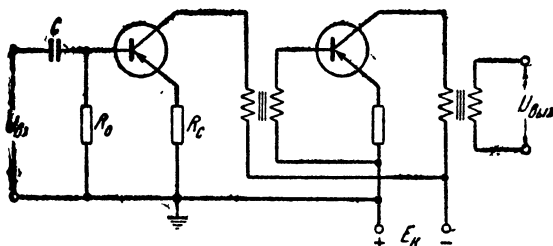


Рис. 20.11. Трансформаторная схема усилителя на полупроводниковых триодах

На верхних частотах уравнение характеристики также не отличается от известного нам уравнения для трансформаторной ступени с электронной лампой

$$K_s = \frac{K_0}{\sqrt{(1 - p^2)^2 + (pd)^2}}, \quad (20.23)$$

где

$$p = n \cdot \omega \sqrt{L_s C_0}, \quad d = n R_{вых} \sqrt{\frac{C_0}{L_s}} + \frac{1}{n R_{вых}} \sqrt{\frac{L_s}{C_0}}.$$

Для определения индуктивности рассеяния трансформатора можно воспользоваться формулой

$$L_s = \frac{p_s R_{вых}}{\omega_s (d \pm \sqrt{d^2 - 2})}. \quad (20.24)$$

Схема будет реально осуществима, если мы получим действительное значение ее параметров, в частности  $L_s$ . Для этого, очевидно, необходимо иметь  $d \geq \sqrt{2}$ . Известно, что при этом выгодно взять  $d = \sqrt{2}$ , тогда ф-лы (20.23) и (20.24) принимают вид:

$$L_s = \frac{p_e R_{\text{вых}}}{\omega_s \sqrt{2}}, \quad (20.25)$$

$$K_s = \frac{K_0}{\sqrt{1+p^4}}. \quad (20.26)$$

Величину  $p_e$  находим по допустимому спаду усиления на верхней частоте

$$p_e = \sqrt[4]{M_s^2 - 1}. \quad (20.27)$$

Следует отметить, что при трансформаторной связи триоды могут быть включены не только по схеме с заземленным эмиттером, но и по схеме с заземленным основанием, так как путем выбора соответствующего коэффициента трансформации могут быть согласованы даже весьма сильно отличающиеся величины  $R_{\text{вых}}$  и  $R_{\text{вх}}$  двух смежных ступеней.

## 20.6. ВЫХОДНЫЕ СТУПЕНИ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

В выходных ступенях усилителей низкой частоты могут быть использованы плоскостные транзисторы, включенные по схеме с заземленным эмиттером или по схеме с заземленным коллектором. В качестве согласующего элемента для связи с низкоомной внешней нагрузкой применяется выходной трансформатор. В случае применения в выходной ступени усилителя схемы с заземленным коллектором, характеризующейся малым выходным сопротивлением, можно значительно уменьшить размеры выходного трансформатора, так как для получения удовлетворительной частотной характеристики можно иметь небольшую индуктивность первичной обмотки  $L_1$  (порядка 1  $\mu\text{H}$ ). Но усиление по напряжению в этом случае будет несколько меньше единицы, так же как в ламповой схеме с катодной нагрузкой.

Для расчета режима полупроводникового триода, работающего в выходной ступени, нелинейных искажений и параметров выходного трансформатора можно пользоваться теми же формулами, что и при работе в ламповой схеме пентода или тетрода. Для этих целей нужно располагать семейством характеристик триода, построенных в системе координат  $i_k = f(u_k)$  при  $u_0 = \text{const}$ , которые по своему виду аналогичны характеристикам пентода (рис. 20.3).

Необходимо иметь в виду, что во входной цепи полупроводникового триода всегда протекает сравнительно большой ток, вследствие чего его режим соответствует режиму работы лампы с токами сетки. Поэтому в выходных ступенях, где амплитуды колебаний значительны, необходимо учитывать дополнительные нелинейные искажения, создаваемые нелинейной нагрузкой предыдущей ступени.

Для этого можно воспользоваться методикой, применяемой при расчете нелинейных искажений в усилителях с электронными лампами, но вместо характеристики сеточного тока необходимо располагать динамической характеристикой тока цепи основание — эмиттер полупроводникового триода.

В зависимости от положения рабочей точки на характеристике полупроводниковый триод может работать в режимах  $A_2$ ,  $AB_2$  или  $B_2$ . Все особенности этих режимов, свойственные ламповым схемам, остаются в силе и при использовании полупроводниковых триодов. Режимы  $AB_2$  и  $B_2$  могут применяться лишь в двухтактных схемах.

Особенностью полупроводниковых триодов является то обстоятельство, что с увеличением отрицательного напряжения на управляющем электроде ток коллектора возрастает. Наивыгоднейшее положение рабочей точки может быть обеспечено за счет включения в цепь эмиттера сопротивления автоматического смещения, которое обычно составляет несколько сот или тысяч ом.

В усилителях с полупроводниковыми триодами для связи одноконтурной ступени с двухтактной, помимо трансформаторной схемы, могут быть использованы фазоинверсные схемы, в частности, схема с разделенной нагрузкой. Применение полупроводниковых триодов создает и некоторые новые возможности по сравнению со схемами на электронных лампах. Если в двухтактной выходной ступени включить два триода различной структуры — один типа  $n-p-n$ , другой типа  $p-n-p$ , то при подаче на управляющие электроды напряжений в фазе тока в цепях коллекторов будут противофазны, так как повышение потенциала основания относительно эмиттера для одного триода будет вызывать увеличение тока в цепи коллектора, а для другого — уменьшение этого тока. Следовательно, при параллельном соединении входных цепей колебания на выходе будут происходить в противоположных фазах и схема будет одноконтурной со стороны входа и двухтактной со стороны выхода.

В заключение отметим, что в усилителях с полупроводниковыми триодами, в целях компенсации различного вида искажений, целесообразно применение отрицательной обратной связи, которая может охватывать одну или несколько ступеней усилителя. Схемы обратной связи применяются в основном те же, что и в усилителях с электронными лампами.

---



## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Г. В. Войшвилло. Усилители низкой частоты. Связьиздат, 1939.
2. С. Н. Кризе. Усилители низкой частоты. Связьиздат, 1948.
3. С. Н. Кризе. Усилители напряжения низкой частоты. Госэнергоиздат, 1953.
4. С. Н. Кризе. Выходные трансформаторы. Госэнергоиздат, 1953.
5. Г. С. Цыкин. Отрицательная обратная связь и ее применение, Связьиздат, 1940.
6. Г. С. Цыкин. Трансформаторы низкой частоты. Связьиздат, 1955.
7. А. А. Ризкин. Основы теории усилительных схем. Издание второе. «Советское радио», 1954.
8. Г. С. Цыкин. Расчет ступеней широкополосного и импульсного усиления с простой высокочастотной коррекцией. Связьиздат, 1955.
9. Д. В. Степанов. Импульсные усилители. Госэнергоиздат, 1954.
10. В. С. Григорьев и Б. С. Григорьев. Электронные ионные приборы. Издание второе. Связьиздат, 1954.
11. Я. А. Федотов. Кристаллические триоды. Госэнергоиздат, 1955.
12. В. С. Гуров и А. Г. Мурадян. Кристаллические триоды в аппаратуре проводной связи. Связьиздат, 1955.
13. Г. С. Цыкин. Расчет коэффициента усиления и основных характеристик каскада с полупроводниковым триодом. Журнал «Радиотехника» № 2, 1956.
14. Ж. П. Вассер. Схемы на полупроводниковых триодах. Принципы действия. Перевод с французского под редакцией Я. А. Федотова, «Советское радио», 1956.
15. Полупроводниковые приборы и их применение. Сборник статей под редакцией Я. А. Федотова, Советское радио, 1956.
16. Полупроводниковые триоды и их применение. Под общей редакцией Р. Ши. Госэнергоиздат, 1957.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
-----------------------	---

### Часть I

#### Общие сведения об усилительных устройствах

##### Г л а в а 1. Введение

1.1. Классификация усилителей . . . . .	5
1.2. Показатели, характеризующие работу усилителя . . . . .	10
1.3. Искажение в усилителях . . . . .	22
1.4. Элементы усилительных схем . . . . .	35

##### Г л а в а 2. Характеристики и режимы работы ламп .

2.1. Статические характеристики ламп . . . . .	42
2.2. Динамические характеристики ламп при различных видах нагрузки . . . . .	45
2.3. Классификация режимов работы ламп . . . . .	48
2.4. Работа усилительной ступени в режимах ограничения . . . . .	52
2.5. Определение нелинейных искажений по характеристикам ламп . . . . .	54

##### Г л а в а 3. Эквивалентные схемы усилительной ступени

3.1. Эквивалентная схема лампы с нагрузкой . . . . .	59
3.2. Коэффициент усиления усилительной ступени . . . . .	60

### Часть II

#### Усилители мощности

##### Г л а в а 4. Общие сведения об усилителях мощности

4.1. Условия работы усилителей мощности . . . . .	65
4.2. Назначение выходного трансформатора . . . . .	66
4.3. Частотные искажения в выходных ступенях . . . . .	69
4.4. Расчет параметров выходного трансформатора . . . . .	77
4.5. Постоянство амплитуды напряжения на выходе . . . . .	80

##### Г л а в а 5. Усилитель мощности на триоде в режиме А

5.1. Свойства и область применения триодов . . . . .	84
5.2. Влияние коэффициента нагрузки на основные показатели усилителя . . . . .	85
5.3. Расчет усилителя мощности на триоде в режиме А . . . . .	90

## Г л а в а 6   Усилитель мощности на пентоде или лучевом тетроде в режиме *A*

6.1. Свойства и область применения усилителей мощности на пентоде	96
6.2. Расчет усилителя мощности на пентоде в режиме <i>A</i> . . . . .	99
6.3. Цепь, стабилизирующая сопротивление нагрузки . . . . .	102
6.4. Пример расчета усилителя мощности на лучевом тетроде . . .	105

## Г л а в а 7. Двухтактные усилители

7.1. Принцип действия и основные свойства двухтактного усилителя	108
7.2. Особенности расчета двухтактного усилителя в режиме <i>A</i> .	113

## Г л а в а 8. Работа усилителя мощности в режимах *B* и *AB*

8.1. Свойства режимов <i>B</i> и <i>AB</i> и область их применения . . . . .	117
8.2. Работа усилителя на триоде в режиме $B_2$ . . . . .	120
8.3. Пример расчета усилителя мощности в режиме $B_2$ на триоде .	132
8.4. Особенности работы выходной ступени в режиме <i>AB</i> . . . . .	134
8.5. Пример расчета усилителя в режиме <i>AB</i> . . . . .	137
8.6. Особенности работы оконечного усилителя на комплексную нагрузку . . . . .	139

## Г л а в а 9. Цепь сетки усилителя при работе ламп с сеточным током

9.1. Влияние сеточных токов на нелинейные искажения . . . . .	142
9.2. Выбор лампы предоконечной ступени . . . . .	145
9.3. Пример расчета предоконечной ступени . . . . .	147

## Г л а в а 10. Обратная связь в усилителях

10.1. Свойства усилителей с обратной связью . . . . .	149
10.2. Классификация схем подачи обратной связи . . . . .	150
10.3. Влияние обратной связи на входное и выходное сопротивления усилителя . . . . .	152
10.4. Влияние обратной связи на коэффициент усиления и искажения .	154
10.5. Самовозбуждение усилителей с обратной связью . . . . .	161

## Г л а в а 11. Схемы усилителей с обратной связью

11.1. Схемы обратной связи в усилителях мощности . . . . .	166
11.2. Паразитные обратные связи в усилительной ступени . . . . .	171
11.3. Фазоинверсные схемы с обратной связью . . . . .	176

## Часть III

### Усилители напряжения

#### Г л а в а 12. Усилитель на сопротивлениях (резистивный усилитель)

12.1. Схема усилителя и ее свойства . . . . .	180
12.2. Назначение элементов схемы и требования, предъявляемые к ним	181
12.3. Уравнения частотной и фазовой характеристик . . . . .	183
12.4. Расчет резистивной усилительной ступени . . . . .	190
12.5. Пример расчета резистивного усилителя . . . . .	196

#### Г л а в а 13. Трансформаторная схема ступени усиления напряжения

13.1. Схема ступени и ее свойства . . . . .	201
13.2. Частотно-фазовые характеристики ступени . . . . .	203
13.3. Расчет параметров трансформаторной ступени . . . . .	206
13.4. Пример расчета трансформаторной ступени усилителя напряжения . . . . .	210

## Глава 14. Резистивно-трансформаторная и дроссельная схемы ступени усиления

14.1. Свойства схем и их применение . . . . .	214
14.2. Уравнение частотной характеристики на нижних частотах и расчет элементов схемы . . . . .	216
14.3. Пример расчета дроссельной усилительной ступени . . . . .	218

## Глава 15. Коррекция частотных искажений в усилителях

15.1. Принцип компенсации частотных искажений . . . . .	221
15.2. Схемы коррекции, использующие рост сопротивления анодной нагрузки . . . . .	222
15.3. Схемы резонансной коррекции . . . . .	225
15.4. Схемы коррекции при помощи обратной связи . . . . .	225
15.5. Регулировка частотных характеристик корректирующих ступеней . . . . .	230

## Глава 16. Широкополосные усилители

16.1. Особенности широкополосных усилителей . . . . .	233
16.2. Схема коррекции искажений на нижних частотах . . . . .	234
16.3. Схема коррекции искажений на верхних частотах при помощи катушек индуктивности . . . . .	236
16.4. Применение обратной связи в широкополосных усилителях . . . . .	241
16.5. Усилительная ступень с катодной нагрузкой . . . . .	243

## Глава 17. Импульсные усилители

17.1. Особенности работы импульсных усилителей . . . . .	246
17.2. Вычисление переходных процессов в импульсных усилителях . . . . .	248
17.3. Импульсный резистивный усилитель . . . . .	252
17.4. Применение коррекции в импульсных усилителях . . . . .	259
17.5. Импульсный трансформаторный усилитель . . . . .	264
17.6. Работа ступени с катодной нагрузкой в импульсном усилителе . . . . .	267
17.7. Воздействие на вход усилителя импульса с конечной длительностью фронта нарастания . . . . .	268

## Глава 18. Регулировка усиления

18.1. Назначение регуляторов усиления . . . . .	273
18.2. Схемы регулировки . . . . .	274

## Глава 19. Основы конструктивного расчета маломощных трансформаторов низкой частоты

19.1. Общие замечания . . . . .	279
19.2. Устройство трансформаторов низкой частоты . . . . .	279
19.3. Расчет трансформаторов, работающих без подмагничивания . . . . .	284
19.4. Пример расчета трансформатора, работающего без постоянного подмагничивания . . . . .	289
19.5. Расчет трансформаторов, работающих с подмагничиванием . . . . .	291

## Глава 20. Полупроводниковые усилители

20.1. Свойства и применение полупроводниковых усилителей . . . . .	299
20.2. Устройство, характеристики и схемы включения полупроводниковых триодов . . . . .	300
20.3. Эквивалентные схемы ступеней на полупроводниковых триодах . . . . .	302
20.4. Схемы усилительных ступеней на полупроводниковых триодах . . . . .	304
20.5. Многоступенные усилители на полупроводниковых триодах . . . . .	307
20.6. Выходные ступени на полупроводниковых триодах . . . . .	310
Список литературы . . . . .	314

***Сергей Николаевич Криз***  
**Усилительные устройства**

Отв. редактор ***Н. И. Чистяков***

Редактор ***Е. С. Новикова***

Техн. редактор ***А. Б. Вейнтрауб***

Корректоры ***Н. С. Корнеева*** и ***К. В. Ложикова***

---

Сдано в набор 13/II 1957 г. Подписано в печать  
10/X 1957 г. Форм. бум. 60×92/16. Печ. л. 19,75.  
Уч.-изд. л. 18,20. Тираж 50 000, Т-06180.  
Цена 7 р. 40 к. Заказ № 360.  
Связьиздат Заказ изд. 7524.  
Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2.

---

Ленинград. Типография «Красный Печатник».  
Московский проспект, 91.

Цена 7 р. 40 к.