

Б. С. ГЕРШУНСКИЙ

РАСЧЕТ
ОСНОВНЫХ
ЭЛЕКТРОННЫХ
И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ
СХЕМ
В ПРИМЕРАХ



Б. С. ГЕРШУНСКИЙ

**РАСЧЕТ
ОСНОВНЫХ
ЭЛЕКТРОННЫХ
И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ
СХЕМ
В ПРИМЕРАХ**

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования УССР в качестве учебного пособия для учащихся радиотехнических специальностей техникумов

ИЗДАТЕЛЬСТВО КИЕВСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
1968

УДК 621.38

Учебное пособие предназначено для учащихся техникумов по специальности «Электронные вычислительные машины, приборы и устройства», которым в соответствии с программой курса «Основы электронной и полупроводниковой техники» приходится сталкиваться с расчетом различных электронных и полупроводниковых схем и выполнять курсовой проект.

Приводимые в учебном пособии примеры расчетов построены таким образом, чтобы ознакомить учащегося с порядком проектирования различных электронных и полупроводниковых схем, начиная с обоснования технического задания и кончая анализом полученных результатов и составлением принципиальной схемы рассчитанного блока. В учебном пособии содержится также разнообразный справочный материал.

Книга может служить пособием при курсовом и дипломном проектировании для учащихся техникумов по различным радиоспециальностям и электронной технике, а также оказаться полезной техникам, занимающимся конструированием различной электронной аппаратуры, и подготовленным радиолюбителям.

Таблиц — 35, иллюстраций — 92 рисунка, библиография — 119 названий.

$\frac{3-3-12}{17-68}$

ПРЕДИСЛОВИЕ

В основу книги положена тематика курсового проектирования, предусмотренная программой курса «Основы электронной и полупроводниковой техники» для техникумов.

В последнее время вышло немало книг, посвященных вопросам проектирования электронной и полупроводниковой аппаратуры. Однако в большинстве случаев в них приводится порядок расчета лишь отдельных каскадов и элементов схем, а изложение ведется на уровне, не соответствующем подготовке учащихся техникумов. В данном учебном пособии приведены примеры полного расчета некоторых блоков электронной и полупроводниковой аппаратуры. Именно такой расчет, как показывает опыт, представляет наибольшую трудности для учащихся техникумов.

Книга состоит из трех разделов.

В первом разделе приведены примеры расчета некоторых типовых схем блоков питания — выпрямителей, сглаживающих фильтров, стабилизаторов напряжения и тока и преобразователей постоянного напряжения. Наряду с расчетом электрических параметров схем показан также порядок конструктивного расчета силовых трансформаторов, автотрансформаторов и дросселей, входящих в схему блока питания.

Второй раздел содержит примеры расчета электронных и полупроводниковых усилителей низкой частоты, избирательных усилителей и усилителей постоянного тока.

В третьем разделе рассматриваются примеры расчета генераторов синусоидальных колебаний типа LC и RC .

Проектирование того или иного электронного или полупроводникового устройства представляет собой решение достаточно сложной технической задачи. Обычно эта задача допускает несколько решений. Это означает, что всегда можно разработать несколько вариантов устройств с одинаковыми техническими данными, но значительно отличающихся друг от друга по своим схемным и конструктивным особенностям. Методика расчета также может быть весьма различной.

Составляя данное учебное пособие, автор учитывал, что курсовой проект по основам электронной и полупроводниковой техники является для учащихся техникума первой самостоятельной работой расчетного характера. В связи с этим, а также учитывая сравнительно небольшой объем книги, в учебном пособии рассмотрен лишь ограниченный круг вопросов расчета электронной и полупроводниковой аппаратуры. Читатель, желающий ознакомиться более подробно с иными вариантами схемных решений и методами расчета, может воспользоваться литературой, список которой приведен в конце каждого раздела.

Автор выражает благодарность рецензентам книги — преподавателям Харьковского института радиозлектроники доценту Огороднейчуку И. Ф., ст. преподавателю Петровой Л. П. и преподавателю Львовского техникума радиозлектроники Ныщоте Г. А. за ряд полезных советов и замечаний.

Автор

ГЛАВА I

ВЫПРЯМИТЕЛИ

1—1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Значительная часть элементов электронных и полупроводниковых устройств, прежде всего электронные лампы и транзисторы, для своей работы потребляют электрическую энергию постоянного тока. Наиболее распространенным источником постоянного тока является *выпрямитель* — устройство, преобразующее переменный ток в постоянный.

Выпрямитель в большинстве случаев состоит из следующих элементов:

силового трансформатора (или автотрансформатора), служащего для повышения или понижения напряжения сети до нужной величины;

одного или нескольких вентилях, обладающих односторонней проводимостью тока и выполняющих основную функцию выпрямителя — преобразование переменного тока в постоянный;

сглаживающего фильтра, уменьшающего пульсацию выпрямленного тока.

В схему выпрямителя, кроме этих основных элементов, могут входить различные вспомогательные устройства, предназначенные для регулировки выпрямленного напряжения, включения и выключения выпрямителя, защиты выпрямителя от повреждений при нарушениях нормального режима работы и т. п.

В настоящее время используются разнообразные типы выпрямителей, которые классифицируются по числу фаз выпрямляемого переменного тока, типу вентилях, схеме их включения и другим показателям.

Для питания электронной аппаратуры наиболее часто применяются выпрямители однофазного переменного тока, работающие в режиме двухполупериодного выпрямления. Обычно на выходе таких выпрямителей включаются сглаживающие фильтры, начинающиеся с конденсатора, что определяет емкостный характер нагрузки выпрямителя.

На рис. 1 показаны основные схемы однофазных двухполупериодных выпрямителей. В схеме со средней точкой (рис. 1, а) в

качестве вентилей могут использоваться двуханодные кенотроны. Эту схему целесообразно применять для получения выпрямленного напряжения порядка $250 \div 1000$ в при токе до $200\text{—}250$ ма.

Наиболее широкое распространение в выпрямителях находят полупроводниковые вентили — главным образом германиевые и кремниевые диоды. Они используются для получения выпрямленных напряжений до $400\text{—}500$ в при силе тока до нескольких ампер.

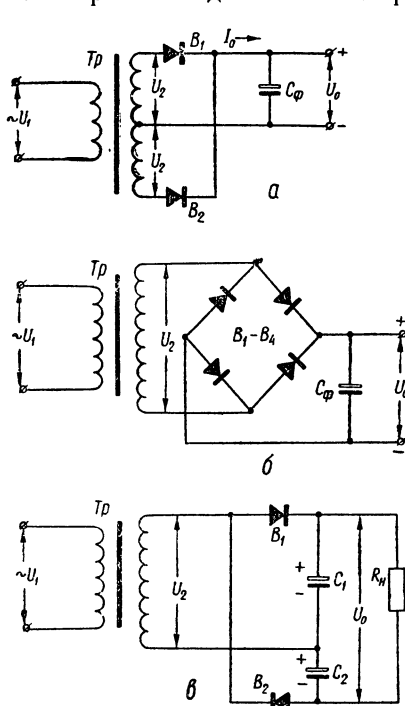


Рис. 1. Основные схемы однофазных двухполупериодных выпрямителей: а — схема со средней точкой; б — мостовая схема; в — схема с удвоением напряжения.

Для повышения выпрямленного напряжения на нагрузке при заданном напряжении на вторичной обмотке трансформатора или при отсутствии силового трансформатора с необходимым коэффициентом трансформации применяют схемы выпрямления с удвоением или умножением напряжения. Такие схемы позволяют получить выпрямленное напряжение порядка 1000 в и выше.

Однако схемы с умножением напряжения не обеспечивают большой выпрямленный ток, который обычно не превышает десятков миллиампер. Одна из наиболее распространенных схем с удвоением напряжения приведена на рис. 1, в.

Полупроводниковые вентили по эксплуатационной надежности и сроку службы значительно превосходят все остальные типы вентилей. Удобнее всего использовать полупроводниковые вентили в мостовой схеме (рис. 1, б). Выпрямитель, собранный по этой схеме, обеспечивает двухполупериодное выпрямление и обладает всеми преимуществами схемы со средней точкой. Вместе с тем конструкция выпрямителя упрощается, так как размеры и вес трансформатора уменьшаются вследствие лучшего использования обмоток по току. Кроме того, обратное напряжение на вентиль в мостовой схеме меньше, чем в схеме со средней точкой.

Необходимость использования в схеме четырех вентилей вместо двух является недостатком мостовой схемы. Поэтому наиболее целесообразно ее применять с полупроводниковыми диодами, имеющими небольшие габариты и вес и не требующими питания цепей накала.

Наиболее распространенные схемы сглаживающих фильтров приведены на рис. 2. Выбор той или иной схемы определяется величиной пропускаемого через фильтр выпрямленного тока и допустимыми значениями коэффициента пульсации выпрямленного напряжения на выходе фильтра.

В качестве последовательных элементов фильтров применяются индуктивности (дрессели) и активные сопротивления (резисторы).

Преимуществами RC -фильтров являются меньшие размеры, вес и стоимость по сравнению с LC -фильтрами. Их основной недостаток — относительно большие потери выпрямленного напряжения. Поэтому фильтры типа RC применяются при небольших значениях выпрямленного тока (порядка 5—10 ma); при больших токах применяются фильтры типа LC . В качестве параллельных элементов в этих схемах фильтров используются преимущественно бумажные или электролитические конденсаторы достаточной емкости (порядка единиц — десятков микрофард). Рабочее напряжение конденсаторов должно превышать выпрямленное напряжение примерно в 1,5 раза.

При напряжениях до нескольких сотен вольт рекомендуется применять электролитические конденсаторы, а при более высоких напряжениях — бумажные или пленочные.

Для лучшего сглаживания выпрямленного напряжения часто используют двухзвенные фильтры. При этом надо учесть, что требуемый коэффициент сглаживания можно получить как от однозвенного, так и от двухзвенного фильтра. Однако при большом коэффициенте сглаживания (более 25) габариты и вес двухзвенного фильтра оказываются меньше, чем однозвенного. Поэтому при больших значениях коэффициента сглаживания целесообразно применять двухзвенные, а иногда и многозвенные фильтры.

Для уменьшения габаритов и веса сглаживающего фильтра и улучшения качества его работы, в частности для устранения нежелательных магнитных полей, возникающих вокруг дросселя LC -фильтров, и уменьшения потерь выпрямленного напряжения в RC -фильтрах, а также при работе в условиях высоких температур используются электронные фильтры на электронных лампах или транзисторах.

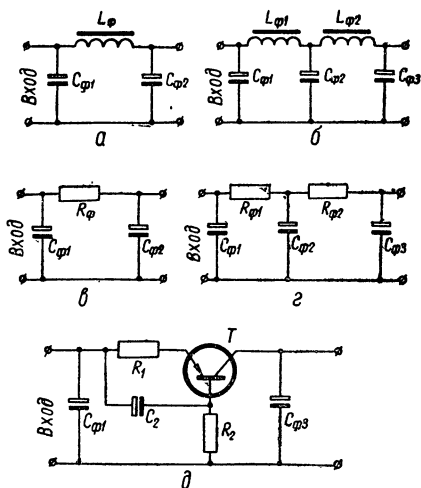


Рис. 2. Основные схемы сглаживающих фильтров:

а и б — фильтры типа LC ; в и г — фильтры типа RC ; д — транзисторный фильтр.

рах. Одна из распространенных схем транзисторного сглаживающего фильтра приведена на рис. 2, д.

Расчет выпрямителя проводится в соответствии с техническим заданием. Основными исходными данными для расчета являются величины выпрямленного напряжения U_0 и выпрямленного тока I_0 . Кроме этих данных, должны быть известны: назначение выпрямителя, номинальное напряжение и частота сети, допустимый коэффициент пульсации напряжения на выходе выпрямителя, пределы регулировки выпрямленного напряжения, конструктивные и эксплуатационные требования и т. д. Иногда все эти данные указываются непосредственно в техническом задании. Однако на практике чаще всего известны лишь данные об устройстве, для питания которого предназначен выпрямитель. В этом случае проектанту предстоит самому предварительно рассчитать значения U_0 и I_0 , а затем разработать и обосновать техническое задание.

В процессе расчета необходимо выбрать наиболее рациональную схему выпрямления, определить число и тип вентилях, подобрать схему и рассчитать элементы сглаживающего фильтра, найти электрические и конструктивные параметры силового трансформатора.

1—2. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТОВ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Пример 1. Расчет кенотронного выпрямителя

Задание: Рассчитать кенотронный выпрямитель для питания электронного устройства (например, усилителя низкой частоты), содержащего лампы 6ЖЗП, 6Н2П, и 6П14П. Известно также, что в усилителе используется одна сигнальная лампочка — индикатор включения, рассчитанная на напряжение 6,3 в и ток 0,28 а.

П О Р Я Д О К Р А С Ч Е Т А

1. Составляем техническое задание. Из справочника по электровакуумным приборам находим токи и напряжения, необходимые для питания ламп усилителя. Интересующие нас данные удобнее всего занести в таблицу (табл. 1)¹.

Из таблицы определяем величину выпрямленного тока I_0 , потребляемого анодно-экранными цепями всех ламп. При этом надо учесть, что общий анодный ток двойного триода 6Н2П равен удвоенному значению анодного тока каждой половины лампы

$$I_0 = 7 + 2 \cdot 2,3 + 48 + 2 + 7 = 68,6 \text{ ма.}$$

Принимаем для дальнейшего расчета $I_0 = 0,07 \text{ а.}$

¹ В таблице приведены типовые данные ламп. Уточненные значения напряжений и токов могут быть получены в результате расчета режима работы усилителя.

Т а б л и ц а 1

Данные типовых режимов ламп усилителя

Тип лампы	Напряжение накала $U_n, в$	Ток накала $I_n, а$	Анодное напряжение $U_a, в$	Напряжение экранирующей сетки $U_s, в$	Ток анода $I_a, ма$	Ток экранирующей сетки $I_s, ма$
6ЖЗП	6,3	0,3	250	150	7	2
6Н2П	6,3	0,345	250	—	2,3	—
6П14П	6,3	0,75	250	250	48	7

Из табл. 1 видно, что максимальное значение выпрямленного напряжения U_0 составляет 250 в. Таким образом, основные исходные данные для расчета выпрямителя известны: $U_0 = 250 в$; $I_0 = 0,07 а$.

Для определения допустимого значения коэффициента пульсаций K_n выпрямленного напряжения обратимся к табл. 2, в которой приведены ориентировочные значения K_n для некоторых типовых электронных схем.

Т а б л и ц а 2

Допустимые значения коэффициента пульсаций

Характер нагрузки	Коэффициент пульсаций $K_n, \%$
Предварительные каскады электронных усилителей низкой частоты, задающие генераторы высокой частоты	0,001—0,002
Однотактный выходной каскад усилителя низкой частоты	0,1—0,5
Двухтактный выходной каскад усилителя низкой частоты, электронные и ионные стабилизаторы напряжения, аноды электронно-лучевых трубок	0,5—2

Учитывая, что наиболее чувствительными к пульсации выпрямленного напряжения являются предварительные каскады электронного усилителя, принимаем допустимый коэффициент пульсации $K_n = 0,002\%$.

2. Определяем мощность, потребляемую от выпрямителя анодно-экранными цепями ламп усилителя. При этом допустимо считать, что напряжения на анодах и экранирующих сетках ламп (пентодов и лучевых тетродов) равны. Тогда получим:

Для лампы 6ЖЗП

$$P_a + P_э = U_a (I_a + I_э), \quad (1-1)$$

где P_a — мощность, потребляемая в цепи анода, *вт*;
 $P_э$ — мощность, потребляемая в цепи экранирующей сетки, *вт*;
 U_a — напряжение источника анодного питания, *в*;
 I_a — ток анода, *а*;
 $I_э$ — ток экранирующей сетки, *а*.

Подставляя в формулу (1-1) данные лампы 6ЖЗП, взятые из табл. 1, найдем

$$P_a + P_э = 250 (7 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-3}) = 2,25 \text{ вт.}$$

Для лампы 6Н2П

$$P_a = U_a I_a = 250 \cdot 2 \cdot 2,3 \cdot 10^{-3} = 1,15 \text{ вт.}$$

Для лампы 6П14П

$$P_a + P_э = U_a (I_a + I_э) = 250 (48 \cdot 10^{-3} + 7 \cdot 10^{-3}) = 13,75 \text{ вт.}$$

Общая мощность, потребляемая анодно-экранными цепями ламп, составит

$$P_a + P_э = 2,25 + 1,15 + 13,75 = 17,15 \text{ вт.}$$

3. Находим мощность, расходуемую в цепях накала ламп усилителя

$$P_n = U_n (I_{n1} + I_{n2} + I_{n3}), \quad (1-2)$$

где P_n — мощность, потребляемая в цепях накала ламп, *вт*;
 U_n — напряжение накала ламп, *в*;
 I_{n1}, I_{n2}, I_{n3} — токи накала ламп, *а*.

Подставляя в формулу (1-2) данные цепей накала ламп из табл. 1, получим

$$P_n = 6,3 (0,3 + 0,345 + 0,75) \approx 8,8 \text{ вт.}$$

4. Определяем мощность, расходуемую на питание сигнальной лампочки — индикатора включения усилителя

$$P_l = U_l I_l, \quad (1-3)$$

где P_l — мощность сигнальной лампочки, *вт*;
 U_l — напряжение лампочки, *в*;
 I_l — ток лампочки, *а*.

По условию $U_l = 6,3 \text{ в}$, а $I_l = 0,28 \text{ а}$. Поэтому

$$P_l = 6,3 \cdot 0,28 = 1,76 \text{ вт.}$$

5. Выбираем тип кенотрона. Для этого можно воспользоваться справочной табл. I (см. приложение).

При выборе кенотрона руководствуются следующими соображениями. В двухполупериодной схеме, нагруженной на фильтр, начи-

нающийся с емкости, т. е. при емкостном характере нагрузки, обратное напряжение, действующее на каждый вентиль, составляет

$$U_{\text{обр}} = 3,1U_0, \quad (1-4)$$

а максимальная амплитуда тока через вентиль равна

$$I_{\text{в.макс}} = 3,5I_0. \quad (1-5)$$

Величина мощности, рассеиваемой на аноде кенотрона, определяется как

$$P_a = I_{\text{в}}^2 R_i, \quad (1-6)$$

где $I_{\text{в}}$ — действующее значение тока вентиля (при емкостном характере нагрузки $I_{\text{в}} = 1,15 I_0$);

R_i — внутреннее сопротивление кенотрона.

Рассчитанные по формулам (1-4), (1-5) и (1-6) значения $U_{\text{обр}}$, $I_{\text{в.макс}}$ и P_a не должны превышать максимально допустимые значения этих величин для выбранного типа кенотрона. Кроме того, предпочтение отдается двуханодным кенотронам с малым внутренним сопротивлением. Так, для нашего примера

$$U_{\text{обр}} = 3,1 \cdot 250 = 775 \text{ в};$$

$$I_{\text{в.макс}} = 3,5 \cdot 70 = 245 \text{ ма}.$$

Из табл. I следует, что в данной схеме можно использовать кенотрон типа 5Ц4С, так как

$$U_{\text{обр}} = 775 \text{ в} < U_{\text{обр.доп}} = 1350 \text{ в};$$

$$I_{\text{в.макс}} = 245 \text{ ма} < I_{\text{а.макс}} = 375 \text{ ма}.$$

Найдем мощность, рассеиваемую на аноде кенотрона. Внутреннее сопротивление кенотрона 5Ц4С $R_i = 150 \text{ ом}$. Поэтому

$$P_a = (1,15 \cdot 0,07)^2 \cdot 150 \approx 1 \text{ вт} < P_{\text{а.доп}} = 10 \text{ вт}.$$

Таким образом, останавливаем свой выбор на кенотроне 5Ц4С. 6. Определяем мощность, расходуемую на накал кенотрона,

$$P_{\text{н.к}} = I_{\text{н.к}} \cdot U_{\text{н.к}}, \quad (1-7)$$

где $P_{\text{н.к}}$ — мощность, расходуемая в цепи накала кенотрона, *вт*;

$I_{\text{н.к}}$ — ток накала кенотрона, *а*;

$U_{\text{н.к}}$ — напряжение накала кенотрона, *в*.

Определив из табл. I значения $U_{\text{н.к}}$ и $I_{\text{н.к}}$ для кенотрона 5Ц4С, получим

$$P_{\text{н.к}} = 2 \cdot 5 = 10 \text{ вт}.$$

7. Находим общую мощность, на которую должен быть рассчитан силовой трансформатор выпрямителя,

$$P_{II} = P_{\text{общ}} = P_a + P_{\text{э}} + P_{II} + P_{\text{л}} + P_{\text{н.к}} = 17,15 + 8,8 + 1,76 + 10 = 37,7 \text{ вт.}$$

8. Определяем мощность, потребляемую выпрямителем от сети. При этом следует учесть, что в трансформаторе будут иметь место потери на нагрев провода обмоток и сердечника. Поэтому к. п. д. силового трансформатора составляет

$$\eta_{\text{тр}} = 70-80\%.$$

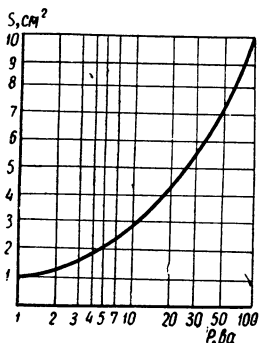


Рис. 3. График для определения площади сечения сердечника трансформатора.

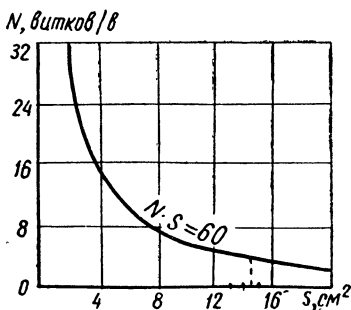


Рис. 4. График для определения числа витков на 1 в.

Кроме того, некоторая часть мощности (порядка 2—3 вт) будет расходоваться в дросселе или сопротивлении фильтра и на самом кенотроне.

Приняв $\eta_{\text{тр}} = 70\%$ и мощность потерь $P_{\text{п}} = 3 \text{ вт}$, найдем мощность, потребляемую выпрямителем от сети (P),

$$P = \frac{P_{\text{общ}} + P_{\text{п}}}{\eta_{\text{тр}}} = \frac{37,7 + 3}{0,7} \approx 58 \text{ вв.} \quad (1-8)$$

9. Площадь сечения сердечника трансформатора из трансформаторной стали определяют, исходя из мощности, потребляемой выпрямителем от сети, по формуле

$$S = \sqrt{P} = \sqrt{58} = 7,6 \text{ см}^2. \quad (1-9)$$

Площадь сечения сердечника можно также ориентировочно определить по графику (рис. 3).

10. Зная площадь сечения сердечника, можно определить необходимое число (N) витков каждой обмотки трансформатора, приходящихся на 1 в напряжения. Для трансформаторов небольшой мощности существует приближенная зависимость

$$SN = 60.$$

Откуда

$$N = \frac{60}{S} = \frac{60}{7,6} = 7,9 \text{ витков/в.} \quad (1-10)$$

Число витков на 1 в можно определить и по графику (рис. 4).

11. Находим число витков (W) каждой обмотки трансформатора. Для этого необходимо умножить величину напряжения, действующего на соответствующей обмотке, на число N . Это правило справедливо для всех обмоток. На рис. 5 приведена схема силового трансформатора кенотронного выпрямителя.

Число витков сетевой обмотки для напряжения 127 в составит

$$W_1 = 127 \cdot N = 127 \cdot 7,9 = 1004 \text{ витка.}$$

При включении трансформатора в сеть с напряжением 220 в можно использовать обмотку для 127 в, включив последовательно с ней дополнительную обмотку, рассчитанную на разность напряжений (220 в — 127 в = 93 в)

$$W'_1 = 93 \cdot N = 93 \cdot 7,9 = 735 \text{ витков.}$$

Анодное напряжение ламп усилителя равно 250 в. С учетом потерь напряжения в фильтре, на внутреннем сопротивлении кенотрона и в обмотках трансформатора напряжение на каждой половине повышающей обмотки трансформатора должно быть равным

$$U'_2 = U''_2 = 1,2U_0 = 1,2 \cdot 250 = 300 \text{ в.}$$

Поэтому

$$W'_2 = W''_2 = 300 \cdot N = 300 \cdot 7,9 = 2370 \text{ витков.}$$

С учетом потерь напряжения в обмотках (порядка 10%) обмотка накала ламп усилителя содержит

$$W_3 = 1,1 \cdot 6,3 \cdot N = 6,93 \cdot 7,9 = 5,5 \text{ витков.}$$

Обмотка накала кенотрона W_4

$$W_4 = 1,1 \cdot 5 \cdot N = 5,5 \cdot 7,9 \approx 44 \text{ витка.}$$

12. Определяем диаметр провода обмоток. Расчет ведем по допустимой плотности тока. Для трансформаторов мощностью до 500 вa при использовании обмоточного провода в обычной эмалевой изоляции допустимая плотность тока равна 2 а на квадратный миллиметр площади сечения провода. Исходя из этого диаметр провода для каждой обмотки рассчитывают по формуле

$$d = 0,8 \sqrt{I}, \quad (1-11)$$

где d — диаметр провода, мм;
 I — ток в обмотке, а.

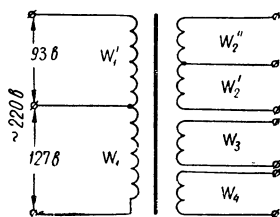


Рис. 5. Схема силового трансформатора кенотронного выпрямителя.

Ток в сетевой обмотке при подключении к сети 127 в равен

$$I_1 = \frac{P}{U_1} = \frac{58}{127} \approx 0,46 \text{ а,}$$

а в обмотке W'_1 при подключении к сети 220 в

$$I'_1 = \frac{P}{U_1} = \frac{58}{220} = 0,27 \text{ а.}$$

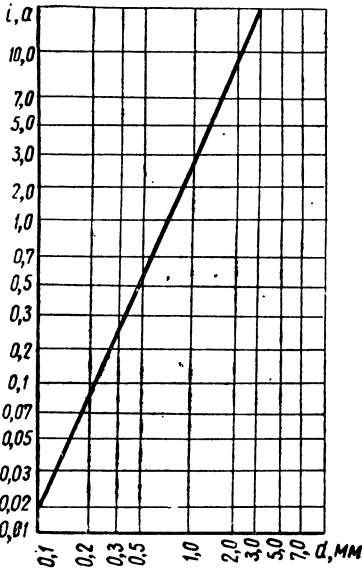


Рис. 6. График для определения диаметра провода.

Диаметр провода обмоток (без изоляции) равен:

для сетевой обмотки W_1 на 127 в

$$d_1 = 0,8 \sqrt{0,46} = 0,8 \cdot 0,68 = 0,54 \text{ мм;}$$

для сетевой обмотки W'_1 на 220 в

$$d'_1 = 0,8 \sqrt{0,27} = 0,8 \cdot 0,52 = 0,42 \text{ мм;}$$

для повышающей обмотки (принимая $I_2 \approx I_0$)

$$d'_2 = d''_2 = 0,8 \sqrt{I_0} = 0,8 \sqrt{0,07} = 0,8 \cdot 0,265 = 0,21 \text{ мм.}$$

Ток, протекающий в обмотке W_3 , равен сумме токов накала ламп усилителя и сигнальной лампочки

$$I_{н1} + I_{н2} + I_{н3} + I_{л} = 0,3 + 0,345 + 0,75 + 0,28 = 1,68 \text{ а.}$$

Диаметр провода обмотки W_3 равен

$$d_3 = 0,8 \sqrt{1,68} = 0,8 \cdot 1,3 = 1,04 \text{ мм.}$$

Диаметр провода обмотки W_4 накала кенотрона равен

$$d_4 = 0,8 \sqrt{I_{н.к}} = 0,8 \sqrt{2} = 0,8 \cdot 1,41 = 1,13 \text{ мм.}$$

Диаметры проводов обмоток с изоляцией находим по табл. II. Выбираем провод ПЭВ-1. Для нашего примера провод с изоляцией будет иметь следующие значения диаметров:

$$d_{1из} = 0,58 \text{ мм;}$$

$$d'_{1из} = 0,45 \text{ мм;}$$

$$d'_{2из} = d''_{2из} = 0,24 \text{ мм;}$$

$$d_{3из} = 1,12 \text{ мм;}$$

$$d_{4из} = 1,2 \text{ мм.}$$

Необходимый диаметр провода можно также (приближенно) определить из графика (рис. 6).

13. Выбираем тип сердечника трансформатора. Для изготовления магнитопроводов трансформаторов применяют преимущественно электротехническую листовую сталь марок Э11, Э31, Э32, Э41, Э42, Э310, Э320 и Э330.

Наиболее широко используются пластины типа Ш и УШ (уширенные). Форма броневое сердечника из Ш-образных пластин пока-

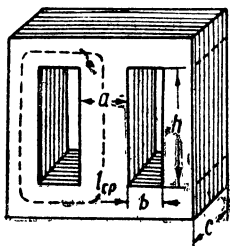


Рис. 7. Броневой сердечник из Ш-образных пластин.

Т а б л и ц а 3

Значения коэффициента неплотности	
Диаметр провода без изоляции, мм	α
0,08—0,11	1,3
0,15—0,25	1,25
0,35—0,41	1,2
0,51—0,93	1,1
более 1,0	1,05

зана на рис. 7. Основные данные некоторых типовых Ш-образных пластин приведены в табл. III.

При выборе сердечника для трансформатора надо стремиться к тому, чтобы отношение ширины среднего стержня a к толщине набора c составляло 5 : 6. В этом случае

$$a = 0,9 \sqrt{S}; \quad (1-12)$$

$$c = 1,1 \sqrt{S}, \quad (1-13)$$

где S — сечение сердечника, найденное по формуле (1-9). Для нашего примера

$$a = 0,9 \sqrt{7,6} = 0,9 \cdot 2,75 = 2,48 \text{ см.}$$

Таким образом, согласно табл. III для набора сердечника можно использовать стандартные пластины типа Ш-25. Толщина набора составит

$$c = 1,1 \sqrt{7,6} = 1,1 \cdot 2,75 = 3 \text{ см.}$$

14. Проверяем возможность размещения всех обмоток в окне сердечника. Число витков в слое обмотки (для броневых сердечников) подсчитывается по формуле

$$W_{\text{сл}} = \frac{h - 2(\delta_{\text{карк}} + 2)}{\alpha \cdot d_{\text{из}}}, \quad (1-14)$$

где h — высота окна, мм;

$\delta_{\text{карк}}$ — толщина материала каркаса, мм (обычно $\delta_{\text{карк}} = 1-2$ мм);

$d_{\text{из}}$ — диаметр провода обмотки с изоляцией, мм;

α — коэффициент неплотности, зависящий от диаметра провода обмотки и определяемый по табл. 3.

Найдем число витков в слое каждой обмотки для нашего примера (из табл. III для Ш-25 $h = 62,5$ мм, а $\delta_{\text{карк}}$ принимаем 1 мм):

$$W_{1 \text{ сл}} = \frac{62,5 - 2(1 + 2)}{1,1 \cdot 0,58} \approx 89 \text{ витков};$$

$$W'_{1 \text{ сл}} = \frac{62,5 - 2(1 + 2)}{1,2 \cdot 0,45} \approx 105 \text{ витков};$$

$$W''_{2 \text{ сл}} = W''_{2 \text{ сл}} = \frac{62,5 - 2(1 + 2)}{1,25 \cdot 0,24} \approx 189 \text{ витков};$$

$$W_{3 \text{ сл}} = \frac{62,5 - 2(1 + 2)}{1,05 \cdot 1,12} \approx 48 \text{ витков};$$

$$W_{4 \text{ сл}} = \frac{62,5 - 2(1 + 2)}{1,05 \cdot 1,2} \approx 45 \text{ витков}.$$

Число слоев для каждой обмотки (с округлением до большего целого числа) составит

$$n = \frac{W}{W_{\text{сл}}}, \quad (1-15)$$

где W — число слоев обмотки;

$W_{\text{сл}}$ — число витков в слое этой обмотки.

В нашем случае

$$n_1 = \frac{W_1}{W_{1 \text{ сл}}} = \frac{1004}{89} \approx 12;$$

$$n'_1 = \frac{W'_1}{W'_{1 \text{ сл}}} = \frac{735}{105} \approx 7;$$

$$n''_2 = n''_2 = \frac{W''_2}{W''_{2 \text{ сл}}} = \frac{W''_2}{W''_{2 \text{ сл}}} = \frac{2370}{189} \approx 13;$$

$$n_3 = \frac{W_3}{W_{3 \text{ сл}}} = \frac{55}{48} \approx 2;$$

$$n_4 = \frac{W_4}{W_{4 \text{ сл}}} = \frac{44}{45} \approx 1.$$

Толщина каждой обмотки

$$\delta_{\text{об}} = n(d_{\text{из}} + \delta_{\text{из}}) + \delta_{\text{пр}}, \quad (1-16)$$

где $\delta_{\text{из}}$ — толщина изоляции между слоями (обычно $\delta_{\text{из}} = 0,03 - 0,05$ мм);

$\delta_{\text{пр}}$ — толщина прокладки между обмотками (обычно $\delta_{\text{пр}} = 0,2 - 0,3$ мм);

Найдем толщину каждой обмотки для нашего примера

$$\delta_{1 \text{ об}} = 12(0,58 + 0,05) + 0,2 = 7,76 \text{ мм};$$

$$\delta'_{1 \text{ об}} = 7(0,45 + 0,05) + 0,2 = 3,7 \text{ мм};$$

$$\delta'_{2\text{ об}} = 13(0,24 + 0,05) + 0,2 = 3,97 \text{ мм};$$

$$\delta''_{2\text{ об}} = 13(0,24 + 0,05) + 0,2 = 3,97 \text{ мм};$$

$$\delta_{3\text{ об}} = 2(1,12 + 0,05) + 0,2 = 2,54 \text{ мм};$$

$$\delta_{4\text{ об}} = 1(1,2 + 0,05) + 0,2 = 1,45 \text{ мм}.$$

Общая высота всех обмоток (с учетом толщины стенки каркаса $\delta_{\text{карк}} = 1 \text{ мм}$) составит

$$\delta_{\text{общ}} = \Sigma \delta_{\text{об}} + \delta_{\text{карк}} = 7,76 + 3,7 + 3,97 + 3,97 + 2,54 + 1,45 + 1 \approx 24,4 \text{ мм}. \quad (1-17)$$

Таким образом, вся обмотка на каркасе будет занимать по ширине окна сердечника $24,4 \text{ мм}$. Ширина же окна в сердечнике для выбранного типа пластин Ш-25 равна 25 мм . Следовательно,

$$b > \delta_{\text{общ}} \quad (1-18)$$

и обмотка разместится в окне, т. е. расчет сделан правильно. Если же условие (1-18) не выполняется, то следует взять больший размер стандартных пластин, из которых набирается сердечник и выполнить расчет трансформатора сначала.

15. Рассчитываем элементы сглаживающего фильтра. Маломощные выпрямительные устройства на кенотронах или полупроводниковых вентилях обычно работают на фильтр, начинающийся с емкости. Для двухполупериодной схемы входная емкость сглаживающего фильтра, обеспечивающая пульсацию выпрямленного тока не более 10%, подсчитывается по формуле

$$C_{\text{ф1}} = \frac{25 \cdot I_0}{U_0}, \quad (1-19)$$

где $C_{\text{ф1}}$ — входная емкость фильтра, мкф ;

I_0 — выпрямленный ток, ма ;

U_0 — выпрямленное напряжение, в .

Подставляя в формулу (1-19) значения I_0 и U_0 , получим

$$C_{\text{ф1}} = \frac{25 \cdot 70}{250} = 7 \text{ мкф}.$$

По найденному значению $C_{\text{ф1}}$ выбирают по каталогу стандартный конденсатор такой же или несколько большей емкости, имеющий рабочее напряжение примерно $1,5 U_0$.

Чаще всего в качестве конденсаторов сглаживающих фильтров применяют электролитические конденсаторы типа КЭ, КЭГ, ЭГЦ, ЭТО (см. табл. IV). Для нашего примера выбираем конденсатор типа КЭ-2 емкостью 10 мкф с рабочим напряжением 400 в . Уточняем коэффициент пульсаций на входе фильтра по формуле

$$K_{\text{п.вх}} = \frac{300 \cdot I_0}{U_0 \cdot C_{\text{ф1}}} = \frac{300 \cdot 70}{250 \cdot 10} = 8,4\%. \quad (1-20)$$

Допустимый коэффициент пульсации выпрямленного напряжения на выходе фильтра составляет 0,002%. Следовательно, сглаживающий фильтр должен обеспечить коэффициент сглаживания

$$q = \frac{K_{п.вх}}{K_{п.вых}} = \frac{8,4}{0,002} = 4200, \quad (1-21)$$

где $K_{п.вх}$ — коэффициент пульсации на входе, а $K_{п.вых}$ — на выходе фильтра, %.

В случаях, когда необходимо обеспечить высокий коэффициент сглаживания ($q > 25$), целесообразно использовать многозвенные фильтры, состоящие из нескольких последовательно соединенных Г-образных или П-образных звеньев. Для нашего примера можно воспользоваться двухзвенным LC-фильтром, схема которого приведена на рис. 8.

Коэффициент сглаживания каждого звена двухзвенного фильтра составляет

$$q_{зв} = \sqrt{q} = \sqrt{4200} = 65. \quad (1-22)$$

Определяем произведение $L_{\phi 1} \cdot C_{\phi 2} = L_{\phi 2} \cdot C_{\phi 3}$ по формуле

$$\begin{aligned} L_{\phi 1} \cdot C_{\phi 2} = L_{\phi 2} \cdot C_{\phi 3} &= 2,5(q_{зв} + 1) = 2,5(65 + 1) \approx \\ &\approx 165 \text{ гн} \cdot \text{мкф}. \end{aligned} \quad (1-23)$$

Задаемся значениями емкостей конденсаторов $C_{\phi 2} = C_{\phi 3}$. При этом учитываем, что по конструктивным соображениям индуктивность дросселей не должна быть слишком большой (желательно, чтобы $L_{\phi} \leq 10 \text{ гн}$). Для нашего примера, принимая емкости $C_{\phi 2} = C_{\phi 3} = 20 \text{ мкф}$, получим

$$L_{\phi 1} = L_{\phi 2} = \frac{165}{20} = 8,25 \text{ гн}.$$

16. Рассчитываем конструктивные параметры дросселей. Исходными данными для расчета являются индуктивность дросселей ($L_{\phi 1} = L_{\phi 2} = L_{\phi}$), найденная из формулы (1-23), и значение выпрямленного тока I_0 .

Для предварительного выбора размера пластин сердечника можно воспользоваться формулой

$$a = 3,2 \sqrt[4]{LI_0^2}, \quad (1-24)$$

где a — ширина среднего стержня, см; L_{ϕ} — в генри; I_0 — в амперах.

Таким образом,

$$a = 3,2 \sqrt[4]{8,25(0,07)^2} \approx 1,4 \text{ см}.$$

Выбираем по табл. III тип пластин с наиболее близким к вычисленному значению a . Подходящим является сердечник из пластин Ш-15, имеющий площадь окна

$$S_0 = bh = 1,35 \cdot 2,7 = 3,65 \text{ см}^2 = 365 \text{ мм}^2.$$

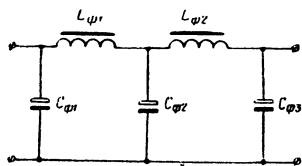


Рис. 8. Двухзвенный фильтр типа LC.

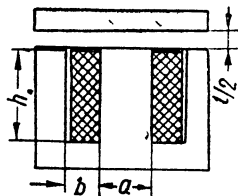


Рис. 9. Схематическое устройство дросселя сглаживающего фильтра.

Определяем число витков обмотки каждого дросселя

$$W = \frac{S_0 \cdot K_M \cdot \delta}{I_0}, \quad (1-25)$$

где S_0 — площадь окна сердечника, мм^2 ;

K_M — коэффициент заполнения окна медью ($K_M = 0,27 \div 0,35$);

δ — плотность тока, а/мм^2 (обычно $\delta = 2 \div 3 \text{ а/мм}^2$);

I_0 — выпрямленный ток, а .

Принимая $K_M = 0,3$ и $\delta = 2 \text{ а/мм}^2$, в соответствии с формулой (1-25) получим

$$W = \frac{365 \cdot 0,3 \cdot 2}{0,07} = 3130 \text{ витков.}$$

Находим диаметр провода обмотки дросселя

$$d = 0,8 \sqrt{I_0} = 0,8 \sqrt{0,07} = 0,21 \text{ мм.}$$

По табл. II принимаем диаметр провода ПЭВ-1 с изоляцией

$$d_{\text{из}} = 0,24 \text{ мм.}$$

Определяем сечение сердечника дросселей

$$S = \frac{L_\Phi \cdot I_0 \cdot 10^4}{B \cdot W}, \quad (1-26)$$

где S — в квадратных сантиметрах;

L_Φ — в генри;

I_0 — в амперах;

B — магнитная индукция сердечника, тл .

Оптимальная величина магнитной индукции B выбирается порядка $0,8$ — $0,9 \text{ тл}$ ($1 \text{ тл} = 10\,000 \text{ гс}$).

Для нашего примера

$$S = \frac{8,25 \cdot 0,07 \cdot 10^4}{0,8 \cdot 3130} \approx 2,3 \text{ см}^2.$$

Толщина набора сердечника каждого дросселя

$$c = \frac{S}{a} = \frac{2,3}{1,5} = 1,53 \text{ см.}$$

Чтобы выпрямленный ток I_0 не вызывал насыщение сердечника, необходимо, чтобы намагничивающие ампер-витки обмотки в основном тратились на преодоление магнитного сопротивления воздушного зазора, который специально делают между ярмом и сердечником (рис. 9). Учитывая, что магнитный поток дважды проходит по воздуху в зазоре, фактическая толщина немагнитной прокладки в зазоре составит $\frac{l}{2}$ (l — необходимая длина воздушного зазора).

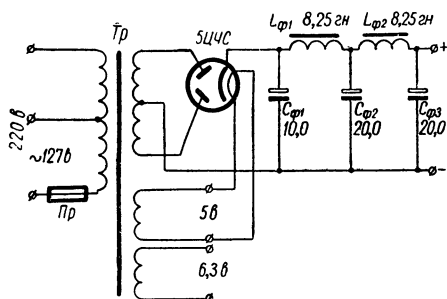


Рис. 10. Схема кенотронного выпрямителя (к примеру 1).

Формула для определения толщины прокладки (из бумаги или картона) имеет вид

$$\frac{l}{2} = 0,63 \frac{I_0 \cdot W}{B}, \quad (1-27)$$

где I_0 — в амперах,
 B — в теслах.

Таким образом,

$$\begin{aligned} \frac{l}{2} &= 0,63 \frac{0,07 \cdot 3130 \cdot 10^{-4}}{0,8} = \\ &= 0,017 \text{ см} \approx 0,2 \text{ мм.} \end{aligned}$$

Находим активное сопротивление обмотки дросселя. Перед этим подсчитываем среднюю длину витка обмотки

$$l_{\text{в}} = 2(a + c) + \pi \cdot b = 2(1,5 + 1,53) + 3,14 \cdot 1,35 = 10,3 \text{ см.} \quad (1-28)$$

Сопротивление дросселя

$$R_{\text{др}} = \frac{225 \cdot W \cdot l_{\text{в}}}{10^6 \cdot d_{\text{из}}^2}, \quad (1-29)$$

где $l_{\text{в}}$ — в сантиметрах;

$d_{\text{из}}$ — в миллиметрах;

$R_{\text{др}}$ — в омах.

Подставляя в формулу (1-29) найденные ранее значения W , $l_{\text{в}}$ и $d_{\text{из}}$, получим

$$R_{\text{др}} = \frac{225 \cdot 3130 \cdot 10,3}{10^6 (0,24)^2} \approx 117 \text{ ом.}$$

Для двух последовательно соединенных дросселей активное сопротивление составляет

$$2R_{\text{др}} = 234 \text{ ом.}$$

Находим падение напряжения на активном сопротивлении дросселей

$$\Delta U_{\text{др}} = I_0 \cdot 2R_{\text{др}} = 0,07 \cdot 234 = 16,7 \text{ в.}$$

Такое незначительное падение напряжения можно считать вполне удовлетворительным.

17. Составляем принципиальную схему рассчитанного выпрямителя (рис. 10).

Пример 2. Расчет мостовой схемы выпрямителя

Задание: Требуется рассчитать двухполупериодный выпрямитель на полупроводниковых диодах по мостовой схеме (рис. 1, б), если выпрямленное напряжение $U_0 = 350$ в при токе $I_0 = 50$ ма. Коэффициент пульсаций на выходе транзисторного фильтра (рис. 2, д) не должен превышать 0,1%. Напряжение сети 220 в.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Рассчитываем силовой трансформатор. Силовой трансформатор для мостовой схемы выпрямления значительно проще, чем для схемы кенотронного выпрямителя (см. пример 1), так как, во-первых, нет необходимости делать отвод от средней точки повышающей обмотки, а во-вторых, в связи с применением полупроводниковых вентилей отпадает необходимость иметь обмотку накала. Кроме того, в техническом задании не предусмотрено питание цепей накала ламп электронного устройства, для которого проектируется выпрямитель. Следовательно, силовой трансформатор должен иметь всего две обмотки — сетевую и повышающую.

Находим мощность, снимаемую с повышающей обмотки. С учетом потерь на вентильях и сглаживающем фильтре напряжение, снимаемое со вторичной обмотки трансформатора, должно примерно на 20% превышать значение выпрямленного напряжения. Поэтому

$$P_{II} = 1,2U_0 \cdot I_0 = 1,2 \cdot 350 \cdot 50 \cdot 10^{-3} = 21 \text{ вт.} \quad (1-30)$$

Принимая к. п. д. силового трансформатора $\eta_{тр} = 70\%$, находим мощность, потребляемую выпрямителем от сети,

$$P = \frac{P_{II}}{\eta_{тр}} = \frac{21}{0,7} = 30 \text{ вт.}$$

Определяем площадь сечения сердечника трансформатора по формуле (1-9)

$$S = \sqrt{P} = \sqrt{30} = 5,5 \text{ см}^2.$$

Размеры Ш-образных пластин сердечника

$$a = 0,9 \sqrt{S} = 0,9 \sqrt{5,5} = 2 \text{ см;}$$

$$c = 1,1 \sqrt{S} = 1,1 \sqrt{5,5} = 2,4 \text{ см.}$$

Таким образом, можно предварительно выбрать сердечник типа Ш = 20 × 24.

Расчет количества витков и диаметра провода обмоток, а также проверку возможности размещения обмоток в окне сердечника производят по формулам (1-10), (1-11), (1-14) ÷ (1-18), приведенным в примере 1.

2. Выбираем тип вентиля. Обратное напряжение на вентиль для однофазной мостовой схемы с нагрузкой емкостного характера составляет

$$U_{обр} = 1,5 U_0', \quad (1-31)$$

где $U_0' = 1,2 U_0$. Следовательно, $U_{обр} = 1,5 \cdot 1,2 U_0 = 1,5 \cdot 1,2 \times \times 350 = 630$ в. Среднее значение тока вентиля для данной схемы составляет

$$I_{ср} = 0,5 I_0 = 0,5 \cdot 50 = 25 \text{ ма.} \quad (1-32)$$

Для нашего примера подходящими являются кремниевые диоды типа Д217 с параметрами (см. табл. V)

$$\begin{aligned} U_{обр.доп} &= 800 \text{ в} > 630 \text{ в}; \\ I_{ср.доп} &= 100 \text{ ма} > 25 \text{ ма.} \end{aligned} \quad (1-33)$$

Если диодов, допускающих заданное обратное напряжение или выдерживающих необходимый выпрямленный ток, нет, то можно использовать последовательное или параллельное включение диодов. Так, например, для работы в рассчитываемой мостовой схеме можно включить в каждое плечо моста последовательно по 2 диода типа Д7Е, Д7Ж, Д205, Д226 и др.

3. Рассчитываем сглаживающий фильтр. Определяем емкость конденсатора на входе фильтра, обеспечивающего пульсацию выпрямленного тока не более 10%. Для мостовой схемы

$$C_{ф1} = \frac{25 \cdot I_0}{U_0}, \quad (1-34)$$

где $C_{ф1}$ — в микрофарадах;

I_0 — в миллиамперах;

U_0 — в вольтах.

Подставляя в формулу (1-34) заданные значения I_0 и U_0 , получим

$$C_{ф1} = \frac{25 \cdot 50}{350} = 3,4 \text{ мкф.}$$

По каталогу (см. табл. IV) выбираем стандартный электролитический конденсатор типа КЭ-1 емкостью 5 мкф на 500 в. Уточняем коэффициент пульсаций на входе транзисторного фильтра

$$K_{п.вх} = \frac{300 \cdot I_0}{U_0 \cdot C_{ф1}} \%, \quad (1-35)$$

где I_0 — в миллиамперах;
 U_0 — в вольтах;
 $C_{\text{ф1}}$ — в микрофарадах.
 Для нашего примера

$$K_{\text{п.вх}} = \frac{300 \cdot 50}{350 \cdot 5} = 8,6\%.$$

Рассчитываем элементы схемы транзисторного фильтра (рис. 2, *д*). Транзистор, работающий в схеме сглаживающего фильтра, должен иметь максимальный ток коллектора $I_{\text{к.макс.доп}}$, превышающий выпрямленный ток I_0 не менее чем в два раза, т. е.

$$I_{\text{к.макс.доп}} \geq 2I_0. \quad (1-36)$$

Наиболее часто в схемах сглаживающих фильтров используют низкочастотные мощные транзисторы типа П4А—П4Д, П201—П203, П209, П210, П213А—П214Г.

Основные данные мощных низкочастотных транзисторов приведены в табл. VI.

Для рассчитываемой схемы можно использовать, например, транзистор П201, так как при этом выполняется условие

$$I_{\text{к.макс.доп}} = 1,5 \text{ а} > 2I_0 = 2 \cdot 0,05 = 0,1 \text{ а}.$$

Параметры транзистора П201: $B = 20$; $\alpha = 0,95$; $U_{\text{к.э.макс}} = 22 \text{ в}$; $I_{\text{к0}} < 0,4 \text{ ма}$.

Величина сопротивления R_1 обычно составляет 80—100 ом. По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_1 = 100 \text{ ом}$. Мощность, рассеиваемая резистором R_1 , составляет

$$P_{R_1} = I_0^2 R_1 = (50 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 100 = 0,25 \text{ вт}.$$

В качестве сопротивления R_1 может быть использован резистор типа МЛТ-0,25.

Емкость C_2 находим по формуле

$$C_2 \geq 0,5 \frac{10^6}{mfR_1}, \quad (1-37)$$

где C_2 — в микрофарадах;

R_1 — в омах;

m — число фаз выпрямления;

f — частота выпрямляемого тока, *гц*.

Поскольку для нашего примера $m = 2$, а $f = 50 \text{ гц}$, то

$$C_2 \geq 0,5 \frac{10^6}{2 \cdot 50 \cdot 100} = 50 \text{ мкф}.$$

Принимаем $C_2 = 50 \text{ мкф}$, причем рабочее напряжение конденсатора C_2

$$U_{\text{раб}} \geq 1,5I_0 R_1 = 1,5 \cdot 0,05 \cdot 100 = 7,5 \text{ в}. \quad (1-38)$$

Выбираем по каталогу (см. табл. IV) малогабаритный электролитический конденсатор типа ЭТО-1,50 мкф на 15 в. Находим сопротивление R_2

$$R_2 \approx \frac{\alpha U_0 R_H}{U_0(1-\alpha) - U_{к.э} \left(\frac{R_H}{r_k} + 1 - \alpha \right) - I_{к0} R_H}, \quad (1-39)$$

где α — коэффициент усиления выбранного транзистора по току;

U_0 — выпрямленное напряжение, в;

R_H — сопротивление нагрузки на выходе выпрямителя с фильтром, ом;

$U_{к.э}$ — напряжение на участке коллектор — эмиттер, в;

r_k — сопротивление коллекторного перехода транзистора, ом;

$I_{к0}$ — обратный ток коллектора, а.

Сопротивление нагрузки

R_H можно определить по формуле

$$\begin{aligned} R_H &= \frac{U_0}{I_0} = \frac{350}{0,05} = \\ &= 7000 \text{ ом}. \end{aligned} \quad (1-40)$$

Сопротивление коллекторного $p-n$ -перехода принимаем равным

$$r_k \approx 10^4 \text{ ом}.$$

Напряжение на участке коллектор — эмиттер может быть найдено по формуле

$$U_{к.э} \approx (0,3 \div 0,7) U_{к.э. \text{ макс. доп.}}, \quad (1-41)$$

но не должно превышать 16—20 в. Для нашего примера можно принять $U_{к.э} = 10$ в.

Подставляя численные значения величин, входящих в формулу (1-39), получим

$$R_2 \approx \frac{0,95 \cdot 350 \cdot 7 \cdot 10^3}{350(1-0,95) - 10 \left(\frac{7 \cdot 10^3}{10^4} + 1 - 0,95 \right) - 4 \cdot 10^{-4} \cdot 7 \cdot 10^3} \approx 320 \text{ ком}.$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_2 = 330 \text{ ком}$. Учитывая, что через резистор R_2 проходит незначительный ток базы транзистора, мощность, рассеиваемая резистором R_2 , может быть минимальной. Выбираем в качестве сопротивления R_2 резистор типа УЛМ-012.

Коэффициент сглаживания транзисторного фильтра определяем по формуле

$$q = \frac{r_k \cdot R_1 \cdot R_2 2\pi m f C_{\Phi 1}}{\sqrt{\frac{(R_1 + \alpha r_k)^2}{2\pi m f C_{\Phi 3}} + R_1^2 R_2}}, \quad (1-42)$$

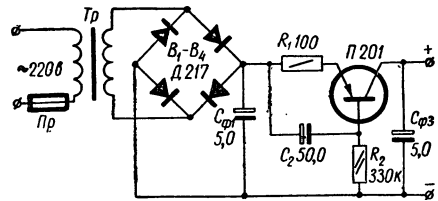


Рис. 11. Мостовая схема выпрямителя с транзисторным сглаживающим фильтром (к примеру 2).

где r_k — в омах;
 $C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 3}$ — в фарадах;
 f — в герцах.

Конденсатор $C_{\phi 3}$ на выходе транзисторного фильтра обычно имеет такие же параметры, что и конденсатор $C_{\phi 1}$ на входе, т. е. $C_{\phi 3} = 5 \text{ мкф}$ с рабочим напряжением 500 в. Таким образом,

$$q \approx \frac{10^4 \cdot 10^2 \cdot 33 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 2 \cdot 50 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{\sqrt{\frac{(33 \cdot 10^4 + 0,95 \cdot 10^4)^2}{2 \cdot 3,14 \cdot 2 \cdot 50 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} + 10^4 \cdot 33 \cdot 10^4}} \approx 172.$$

Коэффициент пульсаций на выходе фильтра составит

$$K_{\text{п.вых}} = \frac{K_{\text{п.вх}}}{q} = \frac{8,6}{172} = 0,05\%. \quad (1-43)$$

Следовательно, значение коэффициента пульсаций на выходе фильтра не превышает заданного ($0,05\% < 0,1\%$).

Определяем падение напряжения постоянного тока на фильтре

$$\Delta U_{\phi} = I_0 R_{\phi}, \quad (1-44)$$

где R_{ϕ} — сопротивление фильтра постоянному току

$$R_{\phi} = R_1 + \frac{U_{\text{к.э}}}{I_0}. \quad (1-45)$$

Следовательно,

$$\Delta U_{\phi} = 0,05 \left(100 + \frac{10}{0,05} \right) = 15 \text{ в.}$$

4. Составляем принципиальную схему рассчитанного выпрямителя с фильтром (рис. 11).

Пример 3. Расчет выпрямителя с удвоением напряжения

Задание: Рассчитать выпрямитель на полупроводниковых диодах по схеме с удвоением напряжения по следующим данным: выпрямленное напряжение $U_0 = 600$ в, выпрямленный ток $I_0 = 30$ ма, коэффициент пульсаций на выходе однозвенного фильтра типа RC не должен превышать 2%, напряжение сети $U_1 = 220$ в. Питание выпрямителя от сети осуществить через автотрансформатор.

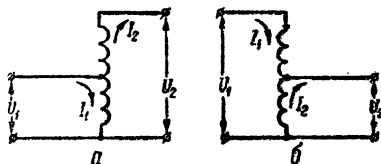
ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Рассчитываем автотрансформатор. Преимущество автотрансформатора перед трансформатором такой же мощности заключается в том, что размеры и вес магнитопровода автотрансформатора и общее число витков его обмоток меньше, чем у трансформатора, а

к. п. д. значительно выше. По своей электрической схеме автотрансформатор подобен дросселю с одним или несколькими отводами (рис. 12). В повышающем автотрансформаторе напряжение сети подается на часть витков обмотки и снимается на вентили с концов обмотки (рис. 12, а). В понижающем автотрансформаторе (рис. 12, б) напряжение подается на концы обмотки, а снимается с ее части.

Автотрансформатор должен быть повышающим, если на входе фильтра выпрямителя нужно получить постоянное напряжение, превышающее напряжение сети в 1,25 или большее число раз для мостовой схемы и в 2,5 или большее число раз для схемы с удвоением напряжения. При необходимости иметь меньшие выпрямленные напряжения (при использовании в выпрямителях тех же схем) автотрансформатор должен быть понижающим. В соответствии с

Рис. 12. Электрическая схема автотрансформатора:
а — повышающего; б — понижающего.



этим рекомендациями для нашего примера предстоит рассчитать повышающий автотрансформатор. Действительно, с учетом потерь напряжения на фильтре примем напряжение на входе фильтра $U'_0 = 1,2U_0$.

Тогда

$$U'_0 = 1,2 \cdot 600 \text{ в} > 2,5U_1 = 2,5 \cdot 220 \text{ в}.$$

Мощность повышающего автотрансформатора для схемы с удвоением напряжения определяется по формуле

$$P = 4(0,5U'_0 - U_1) I_0. \quad (1-46)$$

(Для понижающего автотрансформатора

$$P = 1,6 \left(1 - \frac{0,5 \cdot U'_0}{U_1} \right) \cdot U'_0 I_0.$$

Подставляя в формулу (1-46) значения U'_0 , U_1 и I_0 , получим

$$P = 4(0,5 \cdot 720 - 220) \cdot 0,03 = 16,8 \text{ в}а.$$

Находим площадь поперечного сечения сердечника автотрансформатора. Для повышающего автотрансформатора

$$S = 1,2 \sqrt{P \left(1 - \frac{U_1}{U_2} \right)}, \quad (1-47)$$

где S — площадь поперечного сечения сердечника, $см^2$;

P — мощность автотрансформатора, $ва$;

U_1 — напряжение сети, $в$;

U_2 — напряжение на выходе автотрансформатора, $в$.

(Для понижающего автотрансформатора

$$S = 1,2 \sqrt{P \left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right)}.$$

Действующее напряжение на выходе автотрансформатора для схемы с удвоением напряжения равно

$$U_2 = (0,4 \div 0,5) U'_0 = 0,5 \cdot 720 = 360 \text{ в.} \quad (1-48)$$

Учитывая также, что $U_1 = 220 \text{ в}$, из формулы (1-47) получим

$$S = 1,2 \sqrt{16,8 \left(1 - \frac{220}{360}\right)} \approx 3,2 \text{ см}^2.$$

Сердечник для автотрансформатора выбирается так же, как и для трансформатора (см. пример 1, формулы (1-12) и (1-13)).

Ширина среднего стержня Ш-образного сердечника

$$a = 0,9 \sqrt{S} = 0,9 \sqrt{3,2} = 1,62 \text{ см.}$$

Толщина набора

$$c = 1,1 \sqrt{S} = 1,1 \sqrt{3,2} = 1,98 \text{ см.}$$

По таблице III предварительно выбираем сердечник из пластин Ш-16. Находим число витков обмотки автотрансформатора, приходящихся на 1 в напряжения (формула (1-10)),

$$N = \frac{60}{S} = \frac{60}{3,2} = 19 \text{ витков/в.}$$

Число витков сетевой обмотки

$$W_1 = NU_1 = 19 \cdot 220 = 4180 \text{ витков.}$$

Общее число витков

$$W_{\text{общ}} = NU_2 = 19 \cdot 360 = 6840 \text{ витков.}$$

Таким образом, обмотка автотрансформатора содержит 6840 витков с отводом от 4180 витка.

Определяем ток, потребляемый выпрямителем от сети,

$$I_1 = \frac{P}{U_1} = \frac{16,8}{220} = 0,076 \text{ а} = 76 \text{ ма.}$$

Находим действующее значение тока I_2 в выходной обмотке автотрансформатора, работающей на вентиль. Для схемы с удвоением напряжения

$$I_2 = 3,6 I_0 = 3,6 \cdot 0,03 = 0,108 \text{ а} = 108 \text{ ма.} \quad (1-49)$$

Через общую часть обмотки протекает разностный ток

$$I_p = I_2 - I_1 = 108 - 76 = 32 \text{ ма.} \quad (1-50)$$

Находим диаметр провода (без изоляции) для общей части обмотки

$$d_1 = 0,8 \sqrt{I_p} = 0,8 \sqrt{0,032} = 0,14 \text{ мм.}$$

Диаметр провода (без изоляции) для повышающей части обмотки

$$d_2 = 0,8 \sqrt{I_2} = 0,8 \sqrt{0,108} = 0,26 \text{ мм.}$$

По табл. II подбираем диаметр провода ПЭВ-1 с изоляцией

$$d_{1 \text{ из}} = 0,165 \text{ мм}; \quad d_{2 \text{ из}} = 0,29 \text{ мм.}$$

Проверяем возможность размещения обмотки автотрансформатора в окне сердечника. Число витков в слое обмотки находим по формуле (1-14)

$$W_{\text{сл}} = \frac{h - 2(\delta_{\text{карк}} + 2)}{\alpha \cdot d_{\text{из}}}.$$

Из табл. III высота окна для пластины типа Ш-16 составляет $h = 40 \text{ мм}$.

Толщину материала каркаса принимаем равной $\delta_{\text{карк}} = 1 \text{ мм}$. Коэффициент неплотности α находим из табл. 3. Количество витков в слое сетевой (общей) части обмотки

$$W_{1 \text{ сл}} = \frac{40 - 2(1 + 2)}{1,3 \cdot 0,165} \approx 162 \text{ витка.}$$

Количество витков в слое повышающей части обмотки

$$W_{2 \text{ сл}} = \frac{40 - 2(1 + 2)}{1,25 \cdot 0,29} \approx 95 \text{ витков.}$$

Число слоев сетевой (общей) части обмотки

$$n_1 = \frac{W_1}{W_{1 \text{ сл}}} = \frac{4180}{162} \approx 26.$$

Число слоев повышающей части обмотки

$$n_2 = \frac{W_2}{W_{2 \text{ сл}}} = \frac{W_{\text{общ}} - W_1}{W_{2 \text{ сл}}} = \frac{6840 - 4180}{95} = 28.$$

Толщина каждой обмотки определяется по формуле (1-16)

$$\delta_{\text{об}} = n(d_{\text{из}} + \delta_{\text{из}}) + \delta_{\text{пр}}.$$

Принимая толщину изоляции между слоями $\delta_{\text{из}} = 0,03 \text{ мм}$, а толщину прокладки между обмотками $\delta_{\text{пр}} = 0,3 \text{ мм}$, получим:

для сетевой (общей) части обмотки

$$\delta_{1 \text{ об}} = n_1(d_{1 \text{ из}} + \delta_{\text{из}}) + \delta_{\text{пр}} = 26(0,165 + 0,03) + 0,3 = 5,4 \text{ мм};$$

для повышающей части обмотки

$$\delta_{2 \text{ об}} = n_2(d_{2 \text{ из}} + \delta_{\text{из}}) + \delta_{\text{пр}} = 28(0,29 + 0,03) + 0,3 = 9 \text{ мм.}$$

Общая высота обмотки (с учетом толщины стенки каркаса $\delta_{\text{карк}} = 1 \text{ мм}$) составит

$$\delta_{\text{общ}} = \delta_{1 \text{ об}} + \delta_{2 \text{ об}} + \delta_{\text{карк}} = 5,4 + 9 + 1 = 15,4 \text{ мм.}$$

Из табл. III следует, что ширина окна для пластин типа Ш-16 составляет $b = 16 \text{ мм}$.

Учитывая, что $\delta_{\text{общ}} = 15,4 \text{ мм} < b = 16 \text{ мм}$, делаем вывод о возможности размещения обмотки автотрансформатора в окне сердечника.

2. Подбираем вентили. В схеме с удвоением напряжения обратное напряжение, прикладываемое к вентилю, составляет

$$U_{\text{обр}} = 1,5 U'_0. \quad (1-51)$$

Среднее значение тока вентиля для данной схемы принимаем

$$I_{\text{ср}} = I_0. \quad (1-52)$$

Для нашего примера

$$\begin{aligned} U_{\text{обр}} &= 1,5 \cdot 720 = 1080 \text{ в}; \\ I_{\text{ср}} &= I_0 = 30 \text{ ма}. \end{aligned}$$

По табл. V подбираем полупроводниковые диоды Д211 с параметрами

$$\begin{aligned} U_{\text{обр.доп}} &= 600 \text{ в}; \\ I_{\text{ср.доп}} &= 100 \text{ ма}. \end{aligned}$$

Используя в каждом плече схемы по 2 последовательно соединенных диода, добиваемся выполнения условий

$$\begin{aligned} U_{\text{обр.доп}} = 600 \text{ в} &> \frac{U_{\text{обр}}}{2} = \frac{1080}{2} = 540 \text{ в}; \\ I_{\text{ср.доп}} = 100 \text{ ма} &> I_{\text{ср}} = 30 \text{ ма}. \end{aligned} \quad (1-53)$$

3. Определяем емкость конденсаторов $C_1 = C_2$

$$C_1 = C_2 = \frac{125 \cdot I_0}{U'_0} = \frac{125 \cdot 30}{720} = 5,2 \text{ мкф}. \quad (1-54)$$

Поскольку каждый из конденсаторов в процессе работы заряжается до напряжения, действующего на выходной обмотке автотрансформатора, то рабочее напряжение конденсаторов C_1 и C_2 должно быть не меньше напряжения U_2 . Исходя из этого выбираем по табл. IV электроролитические конденсаторы типа КЭ-2 емкостью 5 мкф с рабочим напряжением $500 \text{ в} > U_2 = 360 \text{ в}$.

4. Находим коэффициент пульсаций на входе сглаживающего фильтра

$$K_{\text{п.вх}} = \frac{1250 \cdot I_0}{U'_0 \cdot C_1} = \frac{1250 \cdot 30}{720 \cdot 5} = 10,4\%. \quad (1-55)$$

5. Рассчитываем сглаживающий фильтр типа RC. Коэффициент сглаживания фильтра находим по формуле (1-21)

$$q = \frac{K_{п.вх}}{K_{п.вых}} = \frac{10,4}{2} = 5,2.$$

Произведение $R_{\phi}C_{\phi}$ для одного звена сглаживающего фильтра определяется по формуле

$$R_{\phi}C_{\phi} = \frac{10^6 q}{m\omega}, \quad (1-56)$$

где m — число фаз выпрямления;

$$\omega = 2\pi f;$$

f — частота сети, $гц$;

R_{ϕ} — сопротивление фильтра, $ом$;

C_{ϕ} — емкость фильтра, $мкф$.

Для схемы с удвоением напряжения $m = 2$. Принимая $f = 50 гц$, получим

$$R_{\phi}C_{\phi} = \frac{10^6 \cdot 5,2}{2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50} \approx 8330 \text{ ом} \cdot \text{мкф}.$$

Величина сопротивления R_{ϕ} выбирается из условия допустимого падения выпрямленного напряжения на фильтре. Ранее было принято падение напряжения на фильтре

$$\Delta U_{\phi} = U'_0 - U_0 = 720 - 600 = 120 \text{ в}.$$

Поэтому

$$R_{\phi} = \frac{\Delta U_{\phi}}{I_0} = \frac{120}{0,03} = 4000 \text{ ом} = 4 \text{ ком}.$$

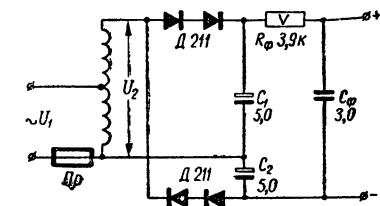


Рис. 13. Схема выпрямителя с удвоением напряжения (к примеру 3).

$R_{\phi} = 3,9 \text{ ком}$. Мощность, рассеиваемая на резисторе R_{ϕ} , равна

$$P_{R_{\phi}} = I_0^2 R_{\phi} = (0,03)^2 \cdot 3900 = 3,5 \text{ вт}.$$

Выбираем резистор типа ВС-5. Находим емкость конденсатора C_{ϕ}

$$C_{\phi} = \frac{R_{\phi} \cdot C_{\phi}}{R_{\phi}} = \frac{8330}{3900} = 2,2 \text{ мкф}.$$

Рабочее напряжение конденсатора C_{ϕ} должно быть не менее $U_0 = 600 \text{ в}$ (для создания запаса по напряжению можно использовать два конденсатора типа МБ ГП емкостью 6 мкф на 600 в , соединив их последовательно). По табл. IV выбираем бумажный конденсатор типа МБГП емкостью 3 мкф с рабочим напряжением 600 в .

6. Составляем принципиальную электрическую схему выпрямителя (рис. 13).

Стабилизатором напряжения (тока) называется устройство, автоматически и с требуемой точностью поддерживающее напряжение (ток) на потребителе при изменении дестабилизирующих факторов в обусловленных пределах.

Основными причинами нестабильности напряжения и тока на выходе выпрямительных схем являются изменение переменного напряжения на входе выпрямителя и изменение сопротивления нагрузки на его выходе.

Существуют два принципиально различных метода стабилизации напряжения и тока — параметрический и компенсационный.

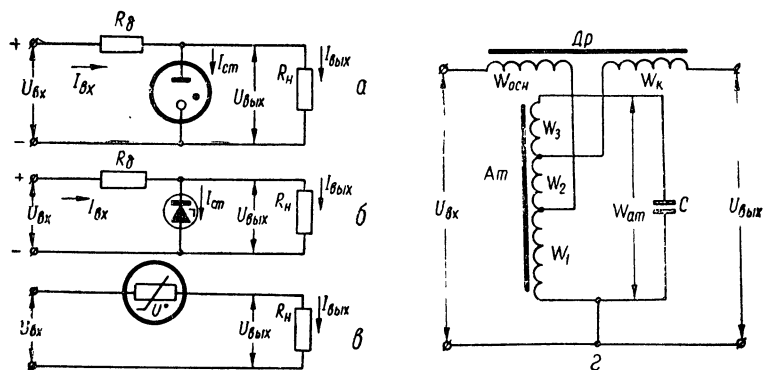


Рис. 14. Основные схемы параметрических стабилизаторов:

a — газоразрядный стабилизатор напряжения со стабилитроном; *б* — стабилизатор на кремниевом стабилитроне; *в* — стабилизатор тока с барреттером; *г* — феррорезонансный стабилизатор переменного напряжения.

В параметрических стабилизаторах используются элементы с нелинейной зависимостью между током и напряжением (с нелинейной вольт-амперной характеристикой). Такими элементами могут служить электронные лампы, транзисторы, стабилитроны, бареттеры, термисторы, дроссели и т. д. Принцип действия параметрических стабилизаторов основан на изменении сопротивления (или других параметров) нелинейных элементов, входящих в их схему, при изменении приложенного к ним напряжения или проходящего через них тока. В результате перераспределения токов и напряжений между отдельными элементами схемы достигается стабилизация выходного напряжения или тока.

На рис. 14 приведены наиболее распространенные схемы параметрических стабилизаторов.

Газоразрядный стабилизатор напряжения (рис. 14, а) и стабилизатор на кремниевом стабилитроне (рис. 14, б) служат для стабилизации постоянного напряжения и поэтому обычно включаются между выпрямителем и нагрузочным сопротивлением. Кремниевые параметрические стабилизаторы широко применяются для питания различных полупроводниковых схем, а также в качестве источника эталонного напряжения в измерительной технике и в схемах компенсационных транзисторных стабилизаторов напряжения.

Стабилизацию тока с помощью бареттера (рис. 14, в) наиболее часто используют в цепях накала электронных ламп, а также в схемах автоматического управления.

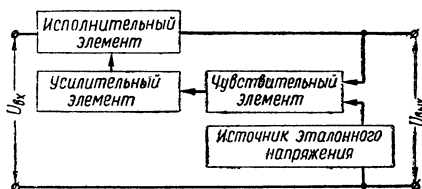


Рис. 15. Блок-схема стабилизатора напряжения компенсационного типа.

Достоинством схемы является ее простота, возможность использования как на постоянном, так и на переменном токе, а также независимость режима стабилизации от изменения частоты. К недостаткам схемы относятся низкий к. п. д. и значительная инерционность.

Феррорезонансные стабилизаторы (рис. 14, г) используются для стабилизации переменного напряжения. Поэтому обычно они включаются между источником переменного напряжения и выпрямителем. При таком использовании феррорезонансных стабилизаторов повышается стабильность не только выпрямленного напряжения, но и напряжения накала, которое снимается с понижающей (накальной) обмотки силового трансформатора выпрямителя. Феррорезонансный стабилизатор может поддерживать напряжение на выходе с точностью до $\pm 1\%$ при изменении входного напряжения на $\pm 20\%$.

Сущность компенсационного метода стабилизации сводится к автоматическому регулированию выходного напряжения. Компенсационные стабилизаторы состоят из трех основных элементов: чувствительного, усилительного и исполнительного, а также источника эталонного напряжения (рис. 15). В чувствительном элементе выходное напряжение сравнивается с эталонным (опорным) напряжением. При номинальном выходном напряжении на нагрузке напряжение на выходе чувствительного элемента равно нулю. Если же выходное напряжение отклонилось от своего номинального значения, с выхода чувствительного элемента на усилительный элемент будет подаваться управляющее напряжение, равное разности двух напряжений: эталонного и выходного. После усиления управляющее напряжение воздействует на исполнительный элемент так, что при этом компенсируются происшедшие изменения выходного напряжения.

Основные схемы стабилизаторов постоянного напряжения компенсационного типа приведены на рис. 16. Эти схемы широко применяются для стабилизации постоянного напряжения и обычно включаются на выходе выпрямительных устройств, к которым

предъявляются повышенные требования в отношении стабильности выпрямленного напряжения.

Основным показателем, характеризующим работу любого стабилизатора, является коэффициент стабилизации, представляющий собой отношение относительного изменения напряжения на входе к относительному изменению напряжения (тока) на выходе стабилизатора.

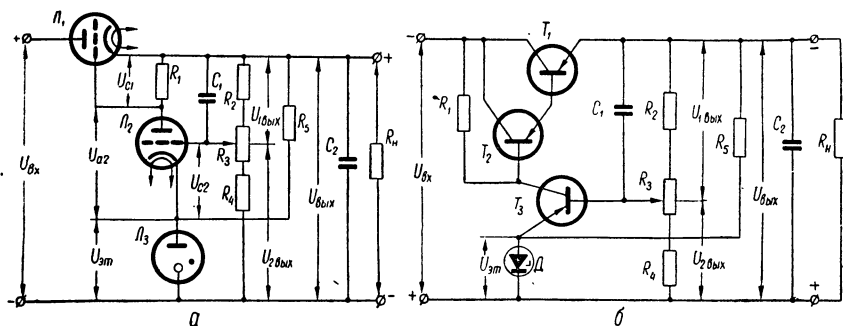


Рис. 16. Основные схемы стабилизаторов постоянного напряжения компенсационного типа:

a — схема электронного стабилизатора, *б* — схема полупроводникового стабилизатора.

Коэффициенты стабилизации по напряжению $K_{ст(u)}$ и току $K_{ст(i)}$ равны

$$K_{ст(u)} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} : \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}} ;$$

$$K_{ст(i)} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} : \frac{\Delta I_{вых}}{I_{вых}} , \quad (2-1)$$

где $U_{вх}$ и $U_{вых}$ — номинальные напряжения на входе и выходе стабилизатора;

$\Delta U_{вх}$ и $\Delta U_{вых}$ — изменения напряжений на входе и выходе стабилизатора;

$I_{вых}$ — номинальный ток на выходе стабилизатора;

$\Delta I_{вых}$ — изменения выходного тока стабилизатора от номинального значения.

Коэффициенты стабилизации служат основными критериями для выбора рациональной схемы стабилизатора и оценки ее параметров. Выбор схемы стабилизатора во многом зависит также от величин выходного напряжения и тока, допустимой инерционности, пульсации, характера нагрузки, к. п. д., надежности и т. д.

Следует учесть, что компенсационные стабилизаторы имеют значительно более высокий коэффициент стабилизации по сравнению с параметрическими.

Однако схемы компенсационных стабилизаторов обычно значительно сложнее схем параметрических стабилизаторов. Большим

достоинством всех стабилизаторов, содержащих электронные или полупроводниковые элементы, а также стабилизаторов со стабилизаторами является заметное уменьшение пульсаций выходного напряжения, обусловленных кратковременными изменениями входного напряжения и тока нагрузки.

Наибольший к. п. д. имеют полупроводниковые стабилизаторы (до 60—70%). К. п. д. электронных стабилизаторов несколько меньше, а параметрических стабилизаторов со стабилизаторами и бареттерами составляет 30—40%. Феррорезонансные стабилизаторы имеют к. п. д. порядка 60—70%, однако низкий коэффициент мощности (0,6—0,7) приводит к значительному увеличению потребляемой от сети полной мощности.

По надежности наилучшие показатели имеют полупроводниковые стабилизаторы.

Мощность на выходе электронных и полупроводниковых стабилизаторов ограничивается предельно допустимой мощностью рассеяния на лампах и полупроводниковых приборах, входящих в схему стабилизатора. При использовании современных электронных ламп и полупроводниковых приборов стабилизаторы могут иметь выходную мощность до нескольких сотен ватт. Мощность на выходе газоразрядных стабилизаторов со стабилизаторами ограничивается предельно допустимым током стабилизатора и обычно не превышает 2—3 вт.

2—2. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Пример 4. Расчет газоразрядного стабилизатора со стабилизатором

Задание: Рассчитать газоразрядный стабилизатор (рис. 14, а) по следующим исходным данным: 1) номинальное напряжение на выходе стабилизатора $U_{\text{вых}} = 300$ в; 2) номинальный ток нагрузки $I_{\text{вых}} = 20$ ма; 3) отклонение напряжения на входе стабилизатора от номинального: в сторону повышения напряжения $a_{\text{вх}} = 5\%$, в сторону понижения напряжения $b_{\text{вх}} = 10\%$; 4) допустимые отклонения выходного напряжения стабилизатора от номинального: $a_{\text{вых}} = b_{\text{вых}} = 1\%$; 5) допустимые отклонения тока нагрузки от номинального: в сторону увеличения тока $c = 15\%$, в сторону уменьшения тока $d = 15\%$.

В результате расчета требуется определить тип стабилизатора, необходимое напряжение на входе стабилизатора $U_{\text{вх}}$, величину балластного сопротивления $R_{\text{б}}$, а также номинальный ($I_{\text{ст}}$), минимальный ($I_{\text{ст.мин}}$) и максимальный ($I_{\text{ст.макс}}$) токи, проходящие через стабилизатор и обеспечивающие нормальный режим его работы.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Выбираем тип стабилитрона. Основные параметры стабилитронов приведены в табл. VIII. Выбор стабилитрона производится на основании заданного значения $U_{\text{вых}}$. Из таблицы видно, что ни один из стабилитронов не может обеспечить напряжение $U_{\text{вых}} = 300 \text{ в}$. Поэтому приходится соединять два стабилитрона последовательно. Для увеличения коэффициента стабилизации следует выбирать стабилитрон с возможно меньшим значением внутреннего сопротивления R_i . Для нашего примера наиболее подходящими являются стабилитроны типа СГП.

Параметры стабилитрона СГП: напряжение горения $U_{\text{ст}} = 150 \text{ в}$, напряжение зажигания $U_3 = 180 \text{ в}$, внутреннее сопротивление $R_i = 160 \text{ ом}$, пределы изменения тока через стабилитрон $I_{\text{ст.мин}} \div I_{\text{ст.макс}} = 5\text{--}30 \text{ ма}$. Для двух последовательно соединенных стабилитронов СГП: $U_{\text{ст}} = 300 \text{ в}$, $U_3 = 360 \text{ в}$, $R_i = 320 \text{ ом}$, $I_{\text{ст.мин}} \div I_{\text{ст.макс}} = 5 \div 30 \text{ ма}$.

2. Требуемое значение коэффициента стабилизации для данной схемы находим по формуле

$$K_{\text{ст}}(u) = \frac{a_{\text{вх}} + b_{\text{вх}}}{a_{\text{вых}} + b_{\text{вых}}} \quad (2-2)$$

Подставляя в формулу (2-2) численные значения, получим

$$K_{\text{ст}}(u) = \frac{5 + 10}{1 + 1} = 7,5.$$

3. Проверяем возможность зажигания стабилитрона. Для зажигания должно выполняться условие

$$K_{\text{ст}}(u) \cdot I_{\text{вых}} < (K_{\text{ст}}(u) \cdot I_{\text{вых}})_{\text{макс}} = \frac{\frac{U_{\text{ст}}}{U_3} \left(1 - \frac{b_{\text{вх}}}{100}\right)}{\frac{R_i}{U_{\text{ст}}} \left(1 + \frac{c}{100}\right)} \quad (2-3)$$

Из выражения (2-3) находим $(K_{\text{ст}}(u) \cdot I_{\text{вых}})_{\text{макс}}$

$$(K_{\text{ст}}(u) \cdot I_{\text{вых}})_{\text{макс}} = \frac{\frac{300}{360} \left(1 - \frac{10}{100}\right)}{\frac{320}{300} \left(1 + \frac{15}{100}\right)} = \frac{0,75}{1,22} = 0,614 \text{ а.}$$

Поскольку $K_{\text{ст}}(u) I_{\text{вых}} = 7,5 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 0,15 \text{ а}$, то условие (2-3) выполняется

$$K_{\text{ст}}(u) \cdot I_{\text{вых}} = 0,15 \text{ а} < (K_{\text{ст}}(u) \cdot I_{\text{вых}})_{\text{макс}} = 0,614 \text{ а.}$$

4. Находим максимальное значение коэффициента стабилизации схемы. Вначале определяем значение $K_{\text{ст}}(u)_{\text{макс}}$

$$K_{\text{ст}}(u)_{\text{макс}} = \frac{(K_{\text{ст}}(u) \cdot I_{\text{вых}})_{\text{макс}}}{I_{\text{вых}}} = \frac{0,614}{20 \cdot 10^{-3}} = 30,7. \quad (2-4)$$

Затем находим значение $K_{ст(u) макс2}$ по формуле

$$K_{ст(u) макс2} = \frac{U_{ст} \left[1 - \frac{b_{вх}}{100} - \frac{U_{ст}}{U_3} \left(1 - \frac{b_{вх}}{100} \right) \right]}{R_i \cdot I_{ст.мин.доп}}, \quad (2-5)$$

где $I_{ст.мин.доп}$ — минимально допустимое значение тока через стабилизатор, a .

Во избежание нежелательных бросков тока в нагрузке следует выбирать расчетные параметры стабилизатора не на пределе. Так, для стабилизатора, у которого $I_{ст.мин} = 5$ ма, выбирают такой режим работы, чтобы ток через него был не ниже 7 ма. Таким образом, принимаем $I_{ст.мин.доп} = 7$ ма. Из формулы (2-5)

$$K_{ст(u) макс2} = \frac{300 \left[1 - \frac{10}{100} - \frac{300}{360} \left(1 - \frac{10}{100} \right) \right]}{320 \cdot 7 \cdot 10^{-3}} = \frac{45}{2,24} = 20.$$

В качестве расчетного принимается наименьшее из значений $K_{ст(u) макс1}$ или $K_{ст(u) макс2}$. Так как $K_{ст(u) макс2} < K_{ст(u) макс1}$, то максимальное значение коэффициента стабилизации схемы может быть

$$K_{ст(u) макс} = K_{ст(u) макс2} = 20.$$

Необходимо, чтобы значение $K_{ст(u)}$, найденное по формуле (2-2), не превышало значение $K_{ст(u) макс}$

$$K_{ст(u)} \leq K_{ст(u) макс} \quad (2-6)$$

Если условие (2-6) не выполняется (вследствие необеспечения зажигания стабилизатора (2-3), либо вследствие $I_{ст.мин} < I_{ст.мин.доп}$), то требуемый стабилизатор спроектировать нельзя. Для нашего примера условие (2-6) выполняется

$$K_{ст(u)} = 7,5 < K_{ст(u) макс} = 20.$$

5. Определяем минимальное значение коэффициента стабилизации схемы по формуле

$$\begin{aligned} K_{ст(u) мин} &= \frac{U_{ст} \left[1 + \frac{a_{вх}}{100} - \frac{U_{ст}}{U_3} \left(1 - \frac{b_{вх}}{100} \right) \right]}{R_i \left[I_{ст.макс} - I_{вых} \left(\frac{c+d}{100} \right) \right]} = \\ &= \frac{300 \left[1 + \frac{5}{100} - \frac{300}{360} \left(1 - \frac{10}{100} \right) \right]}{320 \left[30 \cdot 10^{-3} - 20 \cdot 10^{-3} \left(\frac{15+15}{100} \right) \right]} = 11,7. \end{aligned} \quad (2-7)$$

Для того, чтобы можно было спроектировать требуемый стабилизатор, необходимо выполнить условие

$$K_{ст(u)} < K_{ст(u) мин}. \quad (2-8)$$

Для нашего примера условие (2-8) выполняется

$$K_{ст(u)} = 7,5 < K_{ст(u) мин} = 11,7.$$

6. Проверяем выполнение условия (2-3) для минимального значения коэффициента стабилизации схемы

$$K_{\text{ст}(u) \text{ мин}} \cdot I_{\text{вых}} = 11,7 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 0,234 < (K_{\text{ст}(u)} \cdot I_{\text{вых}})_{\text{макс}} = 0,614.$$

7. Определяем основной расчетный параметр схемы n

$$n = \frac{1}{\frac{U_{\text{ст}}}{U_3} \left(1 - \frac{b_{\text{вх}}}{100}\right) - \frac{K_{\text{ст}(u) \text{ мин}} \cdot R_i \cdot I_{\text{вых}}}{U_{\text{ст}}} \left(1 + \frac{c}{100}\right)} = \frac{1}{\frac{300}{360} \left(1 - \frac{10}{100}\right) - \frac{11,7 \cdot 320 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{300} \cdot \left(1 + \frac{15}{100}\right)} \approx 2,1. \quad (2-9)$$

8. Находим необходимое значение напряжения на входе стабилизатора

$$U_{\text{вх}} = nU_{\text{ст}} = 2,1 \cdot 300 = 630 \text{ в.} \quad (2-10)$$

9. Определяем токи через стабилитрон. Номинальный ток

$$I_{\text{ст}} = \frac{(n-1)U_{\text{ст}}}{n \cdot K_{\text{ст}(u) \text{ мин}} \cdot R_i} - I_{\text{вых}} = \frac{(2,1-1) \cdot 300}{2,1 \cdot 11,7 \cdot 320} - 20 \cdot 10^{-3} = 22 \cdot 10^{-3} \text{ а} = 22 \text{ ма.} \quad (2-11)$$

Минимальный ток

$$I_{\text{ст. мин}} = \frac{U_{\text{ст}}}{K_{\text{ст}(u) \text{ мин}} \cdot R_i} \left(1 - \frac{b_{\text{вх}}}{100} - \frac{1}{n}\right) - I_{\text{вых}} \left(1 + \frac{c}{100}\right) = \frac{300}{11,7 \cdot 320} \left(1 - \frac{10}{100} - \frac{1}{2,1}\right) - 20 \cdot 10^{-3} \left(1 + \frac{15}{100}\right) = 0,011 \text{ а} = 11 \text{ ма.} \quad (2-12)$$

Необходимо, чтобы

$$I_{\text{ст. мин}} \geq I_{\text{ст. мин. доп.}} \quad (2-13)$$

Для нашего примера условие (2-13) выполняется

$$I_{\text{ст. мин}} = 11 \text{ ма} > I_{\text{ст. мин. доп.}} = 7 \text{ ма.}$$

Максимальный ток

$$I_{\text{ст. макс}} = \frac{U_{\text{ст}}}{K_{\text{ст}(u) \text{ мин}} \cdot R_i} \left(1 + \frac{a_{\text{вх}}}{100} - \frac{1}{n}\right) - I_{\text{вых}} \left(1 - \frac{d}{100}\right) = \frac{300}{11,7 \cdot 320} \left(1 + \frac{5}{100} - \frac{1}{2,1}\right) - 20 \cdot 10^{-3} \left(1 - \frac{15}{100}\right) = 0,029 \text{ а} = 29 \text{ ма.} \quad (2-14)$$

Необходимо, чтобы

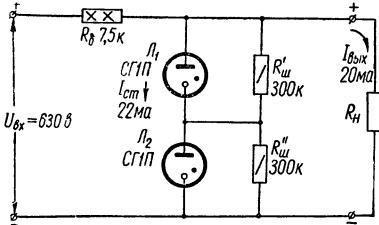
$$I_{\text{ст. макс}} \leq I_{\text{ст. макс. доп.}} \quad (2-15)$$

Проверяем выполнение условия (2-15)

$$I_{\text{ст. макс}} = 29 \text{ ма} < I_{\text{ст. макс. доп}} = 30 \text{ ма.}$$

Таким образом, найденные значения токов $I_{\text{ст. мин}}$ и $I_{\text{ст. макс}}$ не выходят за пределы токов, допустимых для выбранного типа стабилизатора (5 и 30 ма соответственно).

Для обеспечения одновременного зажигания стабилизаторов (уравнивания их внутренних сопротивлений) параллельно каждому из них обычно включается шунтирующее сопротивление $R_{\text{ш}}$ порядка 200—300 ком. По табл. VII выбираем резисторы с сопротивлениями $R'_{\text{ш}} = R''_{\text{ш}} = 300 \text{ ком}$. Мощность этих резисторов можно определить по формуле



$$P_{R'_{\text{ш}}} = P_{R''_{\text{ш}}} = \frac{\left(\frac{U_3}{2}\right)^2}{R'_{\text{ш}}} = \frac{180^2}{300 \cdot 10^3} = 0,108 \text{ вт.}$$

Рис. 17. Схема газоразрядного стабилизатора со стабилизатором (к примеру 4).

В качестве сопротивлений $R'_{\text{ш}}$ и $R''_{\text{ш}}$ можно использовать резисторы типа МЛТ-0,25.

10. Определяем величину балластного сопротивления

$$R_0 = K_{\text{ст}}(u)_{\text{мин}} \cdot n \cdot R_i = 11,7 \cdot 2,1 \cdot 320 = 7862 \text{ ом.} \quad (2-16)$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_0 = 7,5 \text{ ком}$. Мощность, рассеиваемая на резисторе R_0 , равна

$$P_{R_0} = (I_{\text{ст. макс}} + I_{\text{вых}})^2 R_0 = [(29 + 20) \cdot 10^{-3}]^2 \cdot 7,5 \cdot 10^3 = 18 \text{ вт.}$$

В качестве сопротивления R_0 можно использовать проволочный эмалированный резистор типа ПЭВ-20 (мощностью 20 вт).

11. Находим к.п.д. стабилизатора

$$\eta = \frac{K_{\text{ст}}(u)_{\text{мин}}}{n-1} \cdot \frac{R_i}{U_{\text{ст}}} \cdot I_{\text{вых}} = \frac{11,7}{2,1-1} \cdot \frac{320}{300} \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 0,224 \text{ (22,4\%)} \quad (2-17)$$

12. Производим проверку рассчитанного режима работы стабилизатора.

Изменение напряжения на стабилизаторе в процессе работы не превышает

$$\Delta U_{\text{ст}} = \Delta I_{\text{ст}} \cdot R_i = (I_{\text{ст. макс}} - I_{\text{ст. мин}}) R_i = (29 - 11) \times 10^{-3} \cdot 320 = 5,76 \text{ в.} \quad (2-18)$$

Учитывая, что

$$\Delta U_{\text{ст}} = U_{\text{ст}} \frac{a_{\text{вых}} + b_{\text{вых}}}{100}, \quad (2-19)$$

находим

$$a_{\text{ВЫХ}} + b_{\text{ВЫХ}} = \frac{\Delta U_{\text{СТ}}}{U_{\text{СТ}}} \cdot 100 = \frac{5,76}{300} \cdot 100 = 1,92\%.$$

Найденное значение $a_{\text{ВЫХ}} + b_{\text{ВЫХ}} = 1,92\%$ не превышает заданного (2%). Таким образом, стабилизатор обеспечивает необходимую стабильность выходного напряжения.

13. Составляем схему рассчитанного стабилизатора (рис. 17).

Пример 5. Расчет стабилизатора напряжения с кремниевым стабилитроном

Задание: Рассчитать стабилизатор на кремниевом стабилитроне (рис. 14, б) по следующим исходным данным: 1) номинальное напряжение на выходе стабилизатора $U_{\text{ВЫХ}} = 10$ в; 2) номинальный ток нагрузки $I_{\text{ВЫХ}} = 10$ ма; 3) допустимое отклонение напряжения на входе стабилизатора от номинального в сторону увеличения и уменьшения $a_{\text{ВХ}} = b_{\text{ВХ}} = 10\%$; 4) допустимое отклонение напряжения на выходе стабилизатора $a_{\text{ВЫХ}} = b_{\text{ВЫХ}} = 0,5\%$; 5) допустимые отклонения тока нагрузки от номинального в сторону увеличения (с) и уменьшения (д) $c = d = 50\%$.

В результате расчета необходимо определить тип кремниевого стабилитрона, напряжение на входе стабилизатора $U_{\text{ВХ}}$, величину балластного сопротивления R_6 , а также максимальную величину тока $I_{\text{СТ.МАКС}}$, проходящего через стабилитрон.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Выбираем тип кремниевого стабилитрона. Основные параметры кремниевых стабилитронов приведены в табл. IX. Выбор стабилитрона производится на основании заданного значения $U_{\text{ВЫХ}}$. Для обеспечения $U_{\text{ВЫХ}} = 10\text{в} \pm 0,5\%$ можно выбрать стабилитрон типа Д810 с параметрами:

номинальное напряжение стабилизации $U_{\text{СТ}} = 9 \div 10,5$ в;

номинальный ток стабилизации $I_{\text{СТ}} = 5$ ма;

максимальный ток стабилизации $I_{\text{СТ.МАКС.ДОП}} = 26$ ма;

динамическое сопротивление $R_{\text{д}} = 12$ ом.

2. Определяем требуемое значение коэффициента стабилизации по формуле (2-2)

$$K_{\text{СТ}}(u) = \frac{a_{\text{ВХ}} + b_{\text{ВХ}}}{a_{\text{ВЫХ}} + b_{\text{ВЫХ}}} = \frac{10 + 10}{0,5 + 0,5} = 20.$$

3. Находим максимальное значение коэффициента стабилизации

$$\begin{aligned}
 K_{\text{ст}(u) \text{ макс}} &= \frac{U_{\text{вых}} \left(1 - \frac{b_{\text{вх}}}{100}\right)}{\left[I_{\text{вых}} \left(1 + \frac{c}{100}\right) + I_{\text{ст}}\right] \cdot R_{\text{д}}} = \\
 &= \frac{10 \left(1 - \frac{10}{100}\right)}{\left[10 \left(1 + \frac{50}{100}\right) + 5\right] \cdot 10^{-3} \cdot 12} = 37,5. \quad (2-20)
 \end{aligned}$$

Величина $K_{\text{ст}(u) \text{ макс}}$ должна быть больше необходимого коэффициента стабилизации $K_{\text{ст}(u)}$ не менее чем в $1,3 \div 1,5$ раза

$$K_{\text{ст}(u) \text{ макс}} \geq (1,3 \div 1,5) K_{\text{ст}(u)}. \quad (2-21)$$

Если это условие не выполняется, следует использовать более сложные (двухкаскадные) схемы стабилизаторов.

Для нашего примера условие (2-21) выполняется, так как

$$K_{\text{ст}(u) \text{ макс}} = 37,5 > (1,3 \div 1,5) K_{\text{ст}(u)} = 26 \div 30.$$

4. Определяем необходимое значение напряжения на входе стабилизатора

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вх}} &= \frac{U_{\text{вых}}}{\left(1 - \frac{b_{\text{вх}}}{100}\right) \left(1 - \frac{K_{\text{ст}(u)}}{K_{\text{ст}(u) \text{ макс}}}\right)} = \frac{10}{\left(1 - \frac{10}{100}\right) \left(1 - \frac{20}{37,5}\right)} = \\
 &= 23,6 \text{ в.} \quad (2-22)
 \end{aligned}$$

5. Находим величину балластного сопротивления

$$\begin{aligned}
 R_{\text{б}} &= \frac{U_{\text{вх}} \left(1 - \frac{b_{\text{вх}}}{100}\right) - U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}} \left(1 + \frac{c}{100}\right) + I_{\text{ст}}} = \frac{23,6 \left(1 - \frac{10}{100}\right) - 10}{\left[10 \left(1 + \frac{50}{100}\right) + 5\right] \cdot 10^{-3}} = \\
 &= 562 \text{ ом.} \quad (2-23)
 \end{aligned}$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_{\text{б}} = 560 \text{ ом}$.

6. Находим максимальный ток стабилитрона

$$\begin{aligned}
 I_{\text{ст. макс}} &= I_{\text{ст}} + I_{\text{вых}} \left(1 + \frac{c}{100}\right) - I_{\text{вых}} \left(1 - \frac{d}{100}\right) + \\
 &+ \left[I_{\text{вых}} \left(1 + \frac{c}{100}\right) + I_{\text{ст}} \right] \frac{\left(\frac{a_{\text{вх}} + b_{\text{вх}}}{100}\right) K_{\text{ст}(u) \text{ макс}}}{\left(1 - \frac{b_{\text{вх}}}{100}\right) K_{\text{ст}(u)}}. \quad (2-24)
 \end{aligned}$$

Подставляя в формулу (2-24) численные значения входящих в нее величин, получим

$$I_{\text{ст. макс}} = 5 + 10 \left(1 + \frac{50}{100} \right) - 10 \left(1 - \frac{50}{100} \right) + \\ + \left[10 \left(1 + \frac{50}{100} \right) + 5 \right] \frac{\left(\frac{10 + 10}{100} \right) \cdot 37,5}{\left(1 - \frac{10}{100} \right) \cdot 20} = 23,3 \text{ ма.}$$

Необходимо, чтобы найденное по формуле (2-24) значение тока $I_{\text{ст. макс}}$ не превышало величину $I_{\text{ст. макс. доп}}$ для выбранного типа стабилитрона

$$I_{\text{ст. макс}} \leq I_{\text{ст. макс. доп}} \quad (2-25)$$

Для нашего примера условие (2-25) выполняется, так как

$$I_{\text{ст. макс}} = 23,3 \text{ ма} < \\ < I_{\text{ст. макс. доп}} = 26 \text{ ма.}$$

Уточняем мощность, рассеиваемую на резисторе R_0 ,

$$P_{R_0} = (I_{\text{вых}} + I_{\text{ст. макс}})^2 \cdot R_0 = [(10 + 23,3) \cdot 10^{-3}]^2 \cdot 560 = 0,53 \text{ вт.}$$

В качестве сопротивления R_0 можно использовать резистор типа МЛТ-1.

7. Составляем электрическую схему рассчитанного стабилизатора (рис. 18).

Следует отметить, что в стабилизаторах, предназначенных для работы в интервале температур, необходимо предусмотреть температурную компенсацию напряжения кремниевого стабилитрона. Так, для стабилитронов типа Д808—Д813, имеющих положительный температурный коэффициент, напряжение стабилизации при повышении температуры возрастает. Поэтому для компенсации можно последовательно с кремниевым стабилитроном, работающим при обратном напряжении, включить в прямом направлении 2—3 дополнительных кремниевых стабилитрона или обычных германиевых диода (например, типа Д7А—Д7Ж). Температурный коэффициент таких компенсирующих элементов отрицателен, что позволяет расширить интервал рабочих температур стабилизатора при сохранении его основных свойств.

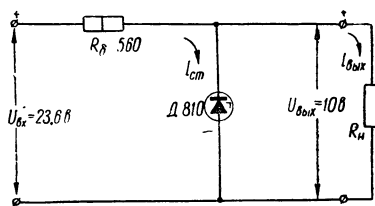


Рис. 18. Схема стабилизатора напряжения с кремниевым стабилитроном (к примеру 5).

Пример 6. Расчет стабилизатора тока с бареттером

Задание: Рассчитать стабилизатор тока с бареттером для питания цепей накала трех электронных ламп, каждая из которых имеет номинальный ток накала $I_n = 0,3$ а при номинальном напряжении накала $U_n = 6,3$ в. Отклонение входного напряжения от номинального (в сторону увеличения и уменьшения) $a_{вх} = b_{вх} = 10\%$. Нити накала ламп соединены между собой параллельно.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Выбираем тип бареттера. При параллельном включении нитей накала ламп общий ток нагрузки

$$I_{\text{вых}} = I_{n1} + I_{n2} + I_{n3} = 0,9 \text{ а.}$$

Напряжение накала для всех ламп одинаково

$$U_{\text{вых}} = U_n = 6,3 \text{ в.}$$

Бареттер включается в цепь последовательно с нагрузочным сопротивлением (рис. 14, в). Следовательно, он должен иметь номинальный ток бареттирования, равный току нагрузки ($I_{б.ном} = I_{\text{вых}}$). Основные параметры бареттеров приведены в табл. X.

Если нет подходящего типа бареттера под заданный ток нагрузки, то выбирают бареттер на больший ток, а нагрузочное сопротивление шунтируют активным сопротивлением, величина которого рассчитывается по формуле

$$R_{ш} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{б.ном} - I_{\text{вых}}}. \quad (2-26)$$

Если же ток нагрузки превышает номинальный ток бареттера, то можно соединить два или несколько однотипных бареттера параллельно друг другу с тем, чтобы

$$\Sigma I_{б.ном} \geq I_{\text{вых}}.$$

Напряжения, прикладываемые к бареттеру, должны быть такими, чтобы удовлетворить требования стабилизации и обеспечить наибольшее значение к. п. д. стабилизатора. Поэтому их можно выбрать наименьшими у тех бареттеров, которые удовлетворяют по току бареттирования.

Для нашего примера наиболее целесообразно выбрать бареттер (см. табл. X) типа СТ-2С (при параллельном включении нитей накала бареттера).

Выписываем из табл. X данные выбранного бареттера:

$$I_{б.ном} = 1000 \text{ ма}; I_{б.мин.доп} = 950 \text{ ма}; I_{б.макс.доп} = 1050 \text{ ма};$$

$$U_{б.ном} = 8 \text{ в}; U_{б.мин.доп} = 6 \text{ в}; U_{б.макс.доп} = 10 \text{ в.}$$

Номинальный ток бареттирования бареттера СТ-2С ($I_{б.ном} = 1000 \text{ ма}$) несколько превышает ток нагрузки ($I_{в.к} = 0,9 \text{ а} = 900 \text{ ма}$). Поэтому необходимо параллельно нитям накала ламп включить шунт с сопротивлением $R_{ш} = \frac{U_{в.к}}{I_{б.ном} - I_{в.к}} = \frac{6,3}{1 - 0,9} = 63 \text{ ом}$.

По табл. VII выбираем резистор $R_{ш} = 62 \text{ ом}$. Мощность, рассеиваемая на резисторе $R_{ш}$, составляет

$$P_{R_{ш}} = (I_{б.ном} - I_{в.к})^2 \cdot R_{ш} = 0,1^2 \cdot 62 = 0,62 \text{ вт}.$$

В качестве сопротивления $R_{ш}$ можно использовать резистор типа МЛТ-1.

2. Определяем падение напряжения на бареттере при номинальном напряжении на входе:

$$U_6 = \frac{U_{б.макс} \cdot b_{в.к} + U_{б.мин} \cdot a_{в.к}}{a_{в.к} + b_{в.к}} = \frac{10 \cdot 10 + 6 \cdot 10}{10 + 10} = 8 \text{ в}. \quad (2-27)$$

3. Определяем номинальное значение входного напряжения по формуле

$$U_{в.к} = U_6 + U_{в.к} = 8 + 6,3 = 14,3 \text{ в}. \quad (2-28)$$

4. Проверяем наибольшее и наименьшее напряжение на бареттере при изменении напряжения сети

$$U_{б.макс} = U_{в.к} \left(1 + \frac{a_{в.к}}{100}\right) - U_{в.к} = 14,3 \left(1 + \frac{10}{100}\right) - 6,3 = 9,43 \text{ в}; \quad (2-29)$$

$$U_{б.мин} = U_{в.к} \left(1 - \frac{b_{в.к}}{100}\right) - U_{в.к} = 14,3 \left(1 - \frac{10}{100}\right) - 6,3 = 6,57 \text{ в}. \quad (2-30)$$

Найденные значения $U_{б.макс}$ и $U_{б.мин}$ не выходят за пределы напряжений, допустимых для выбранного типа бареттера СТ-2С (10 и 6 в соответственно).

5. Находим динамическое сопротивление бареттера

$$R_d = \frac{U_{б.макс.доп} - U_{б.мин.доп}}{I_{б.макс.доп} - I_{б.мин.доп}} = \frac{10 - 6}{(1050 - 950) \cdot 10^{-3}} = 40 \text{ ом}. \quad (2-31)$$

6. Определяем среднее статическое сопротивление бареттера

$$R_{ст} = \frac{0,5(U_{б.макс.доп} + U_{б.мин.доп})}{I_{б.ном}} = \frac{0,5(10 + 6)}{1000 \cdot 10^{-3}} = 8 \text{ ом}. \quad (2-32)$$

7. Находим коэффициент стабилизации по току

$$K_{ст(i)} = \frac{R_d + R_{и}}{R_{ст} + R_{и}}, \quad (2-33)$$

где $R_{н}$ — сопротивление нагрузки ($R_{н} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВЫХ}}} = \frac{6,3}{0,9} = 7 \text{ ом}$).

Подставляя в формулу (2-33) численные значения, получим

$$K_{\text{СТ}}(i) = \frac{40+7}{8+7} = 3,14.$$

8. Определяем относительные изменения напряжения на нагрузке

$$\frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = + \frac{a_{\text{ВХ}}}{K_{\text{СТ}}(i)} = - \frac{b_{\text{ВХ}}}{K_{\text{СТ}}(i)} = \frac{\pm 10}{3,14} = \pm 3,18\%. \quad (2-34)$$

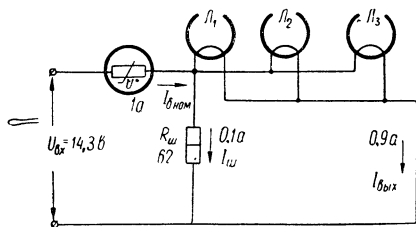


Рис. 19. Схема стабилизатора тока с бареттером (к примеру 6).

9. Находим к. п. д. стабилизатора

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} \cdot I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} \cdot I_{\text{б.НОМ}}} = \frac{6,3 \cdot 0,9}{14,3 \cdot 1} = 0,4, \quad (2-35)$$

или 40%, включая расход энергии в шунтирующем сопротивлении $R_{ш}$.

10. Составляем электрическую схему рассчитанного стабилизатора (рис. 19).

Пример 7. Расчет феррорезонансного стабилизатора напряжения

Задание: Рассчитать феррорезонансный стабилизатор по схеме на рис. 14, г для питания электронного устройства, потребляющего мощность $P = 240 \text{ в.}$ Входное напряжение (напряжение сети переменного тока) может изменяться в пределах $180 \div 240 \text{ в.}$ Частота сети $f = 50 \text{ гц.}$ Номинальное напряжение на выходе стабилизатора $U_{\text{ВЫХ}} = 220 \text{ в.}$

Феррорезонансный стабилизатор (рис. 14, г) состоит из насыщенного автотрансформатора $АТ$ и ненасыщенного дросселя $Др$ с двумя обмотками: основной $W_{\text{осн}}$ и компенсационной $W_{\text{к}}$. Обмотка насыщенного автотрансформатора с конденсатором $С$ образует параллельный колебательный контур, настроенный на частоту, близкую к частоте сети. Расчет схемы сводится к определению основных конструктивных параметров автотрансформатора и дросселя, а также к выбору величины конденсатора феррорезонансного контура.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Определяем размеры сердечника автотрансформатора. Сечение сердечника автотрансформатора

$$S_{AT} = 1,3 \sqrt{P} = 1,3 \sqrt{240} = 20 \text{ см}^2. \quad (2-36)$$

Ширина среднего стержня Ш-образного сердечника

$$a = 0,9 \sqrt{S_{AT}} = 0,9 \sqrt{20} = 4 \text{ см.}$$

Толщина набора

$$c = 1,1 \sqrt{S_{AT}} = 1,1 \sqrt{20} = 4,9 \text{ см.}$$

По табл. III выбираем сердечник из пластин Ш-40.

Наиболее распространенным магнитным материалом для изготовления сердечников феррорезонансных стабилизаторов является трансформаторная сталь Э41. Оптимальная величина магнитной индукции сердечника автотрансформатора обычно составляет

$$B = 1,5 - 1,6 \text{ тл.}$$

2. Определяем емкость конденсатора феррорезонансного контура. Емкость конденсатора C выбирается в зависимости от мощности на выходе стабилизатора (табл. 4).

Таблица 4

Значение емкости конденсатора феррорезонансного контура

Мощность на выходе стабилизатора $P, \text{ в}а$	Емкость конденсатора C не менее, мкф
60—80	4
80—120	6
120—180	8
180—250	10
250—350	12
350—500	16

В качестве конденсатора C феррорезонансного контура обычно используются металлобумажные конденсаторы, предназначенные для работы на переменном токе. Электролитические конденсаторы применять нельзя.

Из табл. IV выбираем металлобумажный конденсатор типа МБГО емкостью $C = 10 \text{ мкф}$ с рабочим напряжением 300 в.

3. Находим число витков обмоток автотрансформатора (см. рис. 14, з). Если сердечник автотрансформатора выполнен из стали Э41 ($B = 1,6 \text{ тл}$), то при частоте сети $f = 50 \text{ гц}$

$$W_1 = 16,4 \frac{U_{\text{вх}}}{S_{\text{АТ}}}; \quad (2-37)$$

$$W_2 = 28 \frac{U_{\text{вых}} - 0,6U_{\text{вх}}}{S_{\text{АТ}}}, \quad (2-38)$$

где $U_{\text{вх}} = \frac{1}{2} (U_{\text{вх.макс}} + U_{\text{вх.мин}})$, в;

$S_{\text{АТ}}$ — сечение сердечника, см^2 .

В соответствии с заданием

$$U_{\text{вх.макс}} = 240 \text{ в}; \quad U_{\text{вх.мин}} = 180 \text{ в}.$$

Поэтому $U_{\text{вх}} = \frac{1}{2} (240 + 180) = 210 \text{ в}$.

Таким образом,

$$W_1 = 16,4 \frac{210}{20} = 172 \text{ витка};$$

$$W_2 = 28 \frac{220 - 0,6 \cdot 210}{20} = 132 \text{ витка}.$$

Общее число витков автотрансформатора

$$W_{\text{АТ}} = 2000 \sqrt{\frac{l_{\text{ср}}}{C \cdot S_{\text{АТ}}}}, \quad (2-39)$$

где $l_{\text{ср}}$ — средняя длина магнитной силовой линии сердечника, см;
 C — емкость конденсатора, мкф.

Среднюю длину магнитной силовой линии для выбранного типа пластин сердечника находим из табл. III. Для пластин Ш-40 $l_{\text{ср}} = 34,3 \text{ см}$. Подставляя численные значения величин, входящих в формулу (2-39), получим

$$W_{\text{АТ}} = 2000 \sqrt{\frac{34,3}{10 \cdot 20}} = 820 \text{ витков}.$$

Зная $W_{\text{АТ}}$, W_1 и W_2 , находим W_3

$$W_3 = W_{\text{АТ}} - (W_1 + W_2) = 820 - (172 + 132) = 516 \text{ витков}. \quad (2-40)$$

4. Определяем рабочее напряжение конденсатора C по формуле

$$U_{\text{раб}} \geq 1,6U_{\text{вых}} \frac{W_{\text{АТ}}}{W_1 + W_2} = 1,6 \cdot 220 \frac{820}{172 + 132} = 950 \text{ в}. \quad (2-41)$$

5. Определяем диаметры проводов обмоток автотрансформатора. Плотность тока в обмотках феррорезонансных стабилизаторов обычно берется 3 а/мм^2 для стабилизаторов небольшой мощности (до 150 вa) и $2,5 \div 2 \text{ а/мм}^2$ для более мощных стабилизаторов.

Принимая плотность тока в обмотках 2 а/мм^2 , рассчитываем диаметр проводов по формуле (1-11)

$$d = 0,8 \sqrt{I}.$$

Токи I_1 , I_2 и I_3 , протекающие соответственно в обмотках W_1 , W_2 и W_3 автотрансформатора, определяются из формул

$$I_1 = 3,5 \frac{P}{U_{\text{вых}}}; \quad (2-42)$$

$$I_2 = 2,5 \frac{P}{U_{\text{вых}}}; \quad (2-43)$$

$$I_3 = 2 \frac{P}{U_{\text{вых}}}. \quad (2-44)$$

Подставляя в эти формулы значения $P = 240 \text{ в а}$ и $U_{\text{вых}} = 220 \text{ в}$, получим

$$I_1 = 3,5 \frac{240}{220} = 3,82 \text{ а};$$

$$I_2 = 2,5 \frac{240}{220} = 2,72 \text{ а};$$

$$I_3 = 2 \frac{240}{220} = 2,18 \text{ а}.$$

Определяем диаметры проводов обмоток (без изоляции)

$$d_1 = 0,8 \sqrt{3,82} = 1,56 \text{ мм};$$

$$d_2 = 0,8 \sqrt{2,72} = 1,32 \text{ мм};$$

$$d_3 = 0,8 \sqrt{2,18} = 1,18 \text{ мм}.$$

Диаметры проводов обмоток с изоляцией находим по табл. II. Выбираем провод ПЭВ-1: $d_{1\text{из}} = 1,64 \text{ мм}$; $d_{2\text{из}} = 1,38 \text{ мм}$; $d_{3\text{из}} = 1,24 \text{ мм}$.

6. Выбираем сердечник дросселя. Предварительно находим диаметр провода основной обмотки дросселя по формуле

$$d_{\text{осн}} = 1,8 \sqrt{\frac{P}{U_{\text{вх}}}} = 1,8 \sqrt{\frac{240}{210}} = 1,93 \text{ мм}. \quad (2-45)$$

По табл. II для провода ПЭВ-1 находим $d_{\text{осн.из}} = 2,04 \text{ мм}$. Если сердечник дросселя выполнен из стали Э41, то при $f = 50 \text{ гц}$,

$$S_{\text{о.др}} \cdot S_{\text{др}} = 0,72 U_{\text{вх}} (d_{\text{осн.из}})^2, \quad (2-46)$$

где $S_{\text{о.др}}$ — площадь окна сердечника, см^2 ;

$S_{\text{др}}$ — площадь сечения сердечника, см^2 .

Для $U_{\text{вх}} = 210 \text{ в}$ и $d_{\text{осн.из}} = 2,04 \text{ мм}$ получим

$$S_{\text{о.др}} \cdot S_{\text{др}} = 0,72 \cdot 210 \cdot (2,04)^2 = 628 \text{ см}^4.$$

По табл. III выбираем для дросселя сердечник из пластин типа Ш-40 с площадью окна $S_{o.др} = 40 \text{ см}^2$. Тогда площадь сечения сердечника

$$S_{др} = \frac{S_{o.др} \cdot S_{др}}{S_{o.др}} = \frac{628}{40} = 15,7 \text{ см}^2.$$

Сердечник дросселя обычно имеет немагнитный зазор в виде полоски картона толщиной 1,5—2 мм. Толщина полоски уточняется при наладке стабилизатора.

7. Находим число витков основной и компенсационной обмоток дросселя

$$W_{осн} = 36 \frac{U_{вх}}{S_{др}} = 36 \frac{210}{15,7} = 480 \text{ витков}; \quad (2-47)$$

$$W_k = 0,2W_{осн} \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = 0,2 \cdot 480 \frac{220}{210} = 101 \text{ виток}. \quad (2-48)$$

8. Диаметр провода компенсационной обмотки

$$d_k = 0,8 \sqrt{I_{вых}}, \quad (2-49)$$

где $I_{вых} = \frac{P}{U_{вых}} = \frac{240}{220} = 1,09 \text{ а}$.

Следовательно,

$$d_k = 0,8 \sqrt{1,09} = 0,83 \text{ мм}.$$

По табл. II выбираем $d_{к.из} = 0,89 \text{ мм}$.

Проверку возможности размещения обмоток в окнах сердечников автотрансформатора и дросселя можно произвести обычным путем по формулам (1-10), (1-11), (1-14) ÷ (1-18).

9. Составляем принципиальную электрическую схему стабилизатора (см. рис. 14, з).

Пример 8. Расчет электронного стабилизатора напряжения

Задание: Рассчитать электронный стабилизатор напряжения компенсационного типа (рис. 16, а) по следующим исходным данным: 1) номинальное выходное напряжение стабилизатора $U_{вых} = 300 \text{ в}$; 2) номинальный ток нагрузки $I_{вых} = 60 \text{ ма}$; 3) допустимые отклонения напряжения на входе стабилизатора от номинального значения в сторону увеличения $a_{вх}$ и в сторону уменьшения $b_{вх}$ составляют $a_{вх} = 5\%$, $b_{вх} = 10\%$; 4) допустимые отклонения выходного напряжения от номинального $a_{вых} = b_{вых} = 0,05\%$; 5) допустимые отклонения тока нагрузки от номинального в сторону увеличения (с) и уменьшения (д) равны $c = d = 30\%$.

В результате расчета необходимо определить тип электронных ламп и стабилитрона, величины всех деталей, входящих в схему стабилизатора и обеспечивающих заданный режим его работы, необходимую величину входного напряжения, коэффициент стабилизации схемы по напряжению и к. п. д. стабилизатора.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Определяем требуемое значение коэффициента стабилизации по формуле (2-2)

$$K_{\text{ст}}(a)_{\text{треб}} = \frac{a_{\text{вх}} + b_{\text{вх}}}{a_{\text{вых}} + b_{\text{вых}}} = \frac{5 + 10}{0,05 + 0,05} = 150.$$

2. Определяем величину эталонного напряжения на стабилитроне L_3

$$U_{\text{эт}} \approx \alpha U_{\text{вых}}, \quad (2-50)$$

где α — коэффициент деления делителя напряжения. Обычно

$$\alpha = \frac{U_{2 \text{ вых}}}{U_{\text{вых}}} = 0,5. \quad (2-51)$$

Таким образом,

$$U_{\text{эт}} = 0,5 \cdot 300 = 150 \text{ в.}$$

3. Выбираем тип стабилитрона. Исходя из величины эталонного (опорного) напряжения $U_{\text{эт}}$, по табл. VIII выбираем стабилитрон, имеющий наиболее близкое напряжение горения. Для $U_{\text{эт}} = 150 \text{ в}$ наиболее подходящим является стабилитрон типа СГП.

4. Находим максимальную величину анодного тока лампы L_1

$$I_{\text{а1 макс}} = I_{\text{вых. макс}} + I_{\text{ст}} + I_{\text{д}}, \quad (2-52)$$

где $I_{\text{вых. макс}} = I_{\text{вых}} \left(1 + \frac{c}{100}\right)$;

$I_{\text{ст}}$ — ток стабилитрона;

$I_{\text{д}}$ — ток делителя R_2, R_3, R_4 .

Максимальный ток нагрузки стабилизатора в соответствии с заданием

$$I_{\text{вых. макс}} = 60 \left(1 + \frac{30}{100}\right) = 78 \text{ ма.}$$

Ток, протекающий через стабилитрон, можно принять равным

$$I_{\text{ст}} \approx 2I_{\text{ст. мин}} = 2 \cdot 5 = 10 \text{ ма}, \quad (2-53)$$

где $I_{\text{ст. мин}}$ — наименьшее значение тока выбранного типа стабилитрона (табл. VIII).

Делитель напряжения R_2, R_3, R_4 обычно состоит из высокоомных сопротивлений. Поэтому можно принять $I_{\text{д}} \approx 1 \text{ ма}$. Таким об-

разом, $I_{a1 \text{ макс}} = 78 + 10 + 1 = 89 \text{ ма}$. Для дальнейших расчетов примем $I_{a1 \text{ макс}} = 90 \text{ ма}$.

5. Выбираем лампу L_1 . Лампа L_1 (рис. 16, а) служит исполнительным элементом схемы стабилизатора. В процессе стабилизации внутреннее сопротивление L_1 меняется, что приводит к регулировке выходного напряжения. Поэтому ее принято называть регулирующей. При выборе типа лампы необходимо выполнить следующие требования: регулирующая лампа должна 1) иметь возможно больший коэффициент усиления и возможно меньшее внутреннее сопротивление и 2) пропускать заданный ток при допустимой мощности, рассеиваемой на ее аноде. Так как часто ток, проходящий через L_1 , имеет величину порядка 50—200 ма и выше, то в качестве регулирующих ламп целесообразно использовать мощные выходные триоды или лучевые тетроды и пентоды. Для уменьшения внутреннего сопротивления регулирующей лампы, т. е. для уменьшения потерь напряжения на ней, лучевые тетроды и пентоды обычно используют в триодном включении, при котором экранирующая и защитная (в пентодах) сетки соединены с анодом.

Параметры наиболее распространенных регулирующих ламп приведены в табл. XI. Выбирая лампу, необходимо убедиться в том, что $I_{a1 \text{ макс. доп}}$ превышает $I_{a1 \text{ макс}}$ (примерно в 1,5 раза)

$$I_{a1 \text{ макс. доп}} \geq 1,5 I_{a1 \text{ макс}}. \quad (2-54)$$

Для нашего примера выбираем триод типа 6С19П, у которого

$$I_{a1 \text{ макс. доп}} = 140 \text{ ма} > 1,5 I_{a1 \text{ макс}} = 1,5 \cdot 90 = 135 \text{ ма}.$$

6. Определяем номинальное напряжение на входе стабилизатора

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} + U_{a1 \text{ ном}}. \quad (2-55)$$

Для определения номинального напряжения $U_{a1 \text{ ном}}$ на аноде регулирующей лампы L_1 воспользуемся семейством анодных характеристик лампы 6С19П (рис. 20). При номинальном напряжении смещения $E_c = -20 \text{ в}$ (табл. XI) и значении тока $I_{a \text{ макс}} = 90 \text{ ма}$ напряжение на аноде лампы L_1 составит

$$U_{a1 \text{ ном}} = 100 \text{ в}.$$

Следовательно,

$$U_{\text{вх}} = 300 \text{ в} + 100 \text{ в} = 400 \text{ в}.$$

7. Определяем максимальное и минимальное напряжения на входе стабилизатора

$$U_{\text{вх. макс}} = U_{\text{вх}} \left(1 + \frac{a_{\text{вх}}}{100} \right) = 400 \left(1 + \frac{5}{100} \right) = 420 \text{ в}; \quad (2-56)$$

$$U_{\text{вх. мин}} = U_{\text{вх}} \left(1 - \frac{b_{\text{вх}}}{100} \right) = 400 \left(1 - \frac{10}{100} \right) = 360 \text{ в}. \quad (2-57)$$

8. Находим максимальное и минимальное напряжения на аноде регулирующей лампы

$$U_{a1 \text{ макс}} = U_{\text{вх. макс}} - U_{\text{вых}} = 420 - 300 = 120 \text{ в}; \quad (2-58)$$

$$U_{a1 \text{ мин}} = U_{\text{вх. мин}} - U_{\text{вых}} = 360 - 300 = 60 \text{ в}. \quad (2-59)$$

9. Определяем пределы изменения напряжения на сетке лампы L_1 .

Из семейства анодных характеристик лампы 6С19П (рис. 20) очевидно, что при токе $I_{a. \text{ макс}} = 90 \text{ ма}$ напряжению $U_{a1 \text{ макс}} = 120 \text{ в}$

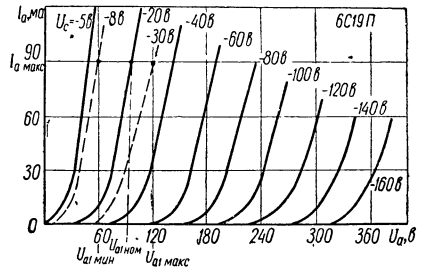


Рис. 20. Семейство анодных характеристик лампы 6С19П.

соответствует сеточное напряжение $U_{c1 \text{ мин}} \approx -30 \text{ в}$, а напряжению $U_{a1 \text{ мин}} = 60 \text{ в} - U_{c1 \text{ макс}} \approx -8 \text{ в}$.

10. Находим мощность, рассеиваемую на аноде регулирующей лампы,

$$P_{a1 \text{ макс}} = U_{a1 \text{ макс}} \cdot I_{a. \text{ макс}} = 120 \cdot 90 \cdot 10^{-3} = 10,8 \text{ вт}. \quad (2-60)$$

Необходимо, чтобы

$$P_{a1 \text{ макс}} \leq P_{a. \text{ доп.}} \quad (2-61)$$

Для нашего примера условие (2-61) выполняется, так как

$$P_{a1 \text{ макс}} = 10,8 \text{ вт} < P_{a1 \text{ доп}} = 11 \text{ вт}$$

(табл. XI).

Если условие (2-61) не выполняется, то можно включить две или несколько регулирующих ламп параллельно друг другу или же подключить параллельно одной из ламп шунтирующее сопротивление.

11. Находим коэффициент усиления регулирующей лампы по формуле

$$\mu_1 = \left| \frac{\Delta U_{a1}}{\Delta U_{c1}} \right|, \quad (2-62)$$

где

$$\Delta U_{a1} = U_{a1 \text{ макс}} - U_{a1 \text{ мин}} = 120 - 60 = 60 \text{ в};$$

$$\Delta U_{c1} = |U_{c1 \text{ мин}}| - |U_{c1 \text{ макс}}| = |30| - |8| = |22| \text{ в}.$$

Таким образом,

$$\mu_1 = \left| \frac{60}{22} \right| = 2,73.$$

12. Выбираем лампу L_2 . Лампа L_2 является одновременно чувствительным и усилительным элементом схемы стабилизатора. Обычно ее называют управляющей. Эта лампа должна обеспечить возможно большее усиление. В качестве управляющих ламп применяют триоды с большим коэффициентом усиления или пентоды, предназначенные для усиления напряжения (табл. XVI).

Коэффициент усиления каскада на лампе L_2 , необходимый для нормальной работы стабилизатора, может быть найден по формуле

$$K_2 \text{ треб} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} \cdot 100}{U_{\text{вых}} (a_{\text{вых}} + b_{\text{вых}}) \alpha \cdot \mu_1}, \quad (2-63)$$

где $\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вх. макс}} - U_{\text{вх. мин}} = 420 \text{ в} - 360 \text{ в} = 60 \text{ в}$.

Подставляя в формулу (2-63) численные значения, получим

$$K_2 \text{ треб} = \frac{60 \cdot 100}{300 \cdot 0,1 \cdot 0,5 \cdot 2,73} = 146.$$

По табл. XVI выбираем в качестве управляющей лампы пентод типа 6Ж1П.

Фактический коэффициент усиления каскада на пентоде L_2 определяется по формуле

$$K_2 \text{ расч} = S_2 R_{a2}, \quad (2-64)$$

где S_2 — крутизна характеристики пентода L_2 , ma/v ;

R_{a2} — сопротивление анодной нагрузки L_2 , $ком$ (на схеме рис. 16, а, $R_{a2} = R_1$).

При использовании в качестве управляющих ламп пентодов сопротивление анодной нагрузки выбирают в пределах

$$R_{a2} = (0,1 \div 0,3) R_{i2}, \quad (2-65)$$

где R_{i2} — внутреннее сопротивление лампы L_2 (при использовании триодов $R_{a2} = 5R_{i2}$).

Для лампы 6Ж1П $R_{i2} = 300 \text{ ком}$. Поэтому примем сопротивление анодной нагрузки лампы $R_1 = 82 \text{ ком}$ (с учетом номинальных значений сопротивлений, указанных в табл. VII). Мощность, рассеиваемую на резисторе R_1 , определяем по формуле

$$P_{R_1} = I_{a2}^2 R_1,$$

где I_{a2} — величина анодного тока лампы L_2 . По табл. XVI $I_{a2} = 7,5 \text{ ма}$. Поэтому

$$P_{R_1} = (7,5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 82 \cdot 10^3 = 4,6 \text{ вт}.$$

В качестве сопротивления R_1 можно использовать резистор типа ВС-5.

Таким образом, фактический коэффициент усиления каскада на лампе L_2 составит

$$K_{2 \text{ расч}} = 5,15 \cdot 82 = 422.$$

Поскольку $K_{2 \text{ расч}} = 422 > K_{2 \text{ треб}} = 146$, то лампа 6Ж1П выбрана правильно.

13. Определяем величины сопротивлений и емкостей конденсаторов схемы. Общее сопротивление делителя равно

$$R_d = R_2 + R_3 + R_4 = \frac{U_{\text{вых}}}{I_d} = \frac{300}{1 \cdot 10^{-3}} = 300 \text{ ком.}$$

Учитывая, что напряжение горения стабилитрона СГП может меняться в пределах 145—160 в, определим сопротивление нижнего плеча делителя $R_{д.н}$ для крайних значений напряжения

$$(R_{д.н})_{\text{мин}} = R_d \frac{U_{\text{эт. мин}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{300 \cdot 10^3 \cdot 145}{300} = 145 \text{ ком.}; \quad (2-66)$$

$$(R_{д.н})_{\text{макс}} = R_d \frac{U_{\text{эт. макс}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{300 \cdot 10^3 \cdot 160}{300} = 160 \text{ ком.} \quad (2-67)$$

Принимаем $R_4 = 145 \text{ ком.}$ Величины R_3 и R_2 равны

$$R_3 = (R_{д.н})_{\text{макс}} - (R_{д.н})_{\text{мин}} = 160 - 145 = 15 \text{ ком.}; \quad (2-68)$$

$$R_2 = R_d - (R_{д.н})_{\text{макс}} = 300 - 160 = 140 \text{ ком.}$$

По шкале номинальных значений сопротивлений (табл. VII) принимаем $R_4 = 150 \text{ ком.}$; $R_3 = 15 \text{ ком.}$; $R_2 = 150 \text{ ком.}$ При токе делителя $I_d = 1 \text{ ма}$ мощность, рассеиваемая на резисторах R_2 , R_3 и R_4 , незначительна. Поэтому в качестве сопротивлений R_2 , R_3 и R_4 могут быть использованы резисторы мощностью 0,25 вт.

Определяем величину балластного сопротивления R_5 для стабилитрона

$$R_5 = \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{эт}}}{I_{\text{ст}}} = \frac{300 - 150}{10 \cdot 10^{-3}} = 15 \text{ ком.} \quad (2-69)$$

Учитывая, что в качестве лампы L_2 используется пентод, необходимо подать напряжение на его экранирующую сетку.

Наиболее целесообразно в этом случае воспользоваться балластным сопротивлением в цепи стабилитрона, включив вместо R_5 два последовательных сопротивления R_5' и R_5'' , с одного из которых (R_5') и будет сниматься необходимое напряжение на экранирующую сетку.

Принимая для 6Ж1П $U_3 = 50 \text{ в}$, найдем

$$R_5'' = \frac{U_3}{I_{\text{ст}}} = \frac{50}{10 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ ком.} \quad (2-70)$$

Тогда $R_5' = 15 \text{ ком} - 5 \text{ ком} = 10 \text{ ком.}$

По табл. VII принимаем $R_5'' = 5,1 \text{ ком}$ и $R_5' = 10 \text{ ком}$. Мощность, рассеиваемая на этих резисторах, равна

$$P_{R_5''} = I_{ст}^2 \cdot R_5'' = (10 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 5 \cdot 10^3 = 0,5 \text{ вт};$$

$$P_{R_5'} = I_{ст}^2 \cdot R_5' = (10 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 10 \cdot 10^3 = 1 \text{ вт}.$$

Выбираем резисторы МЛТ-0,5 и МЛТ-1.

Для улучшения фильтрации выходного напряжения и повышения устойчивости работы схемы включается конденсатор C_1

(рис. 16, а). Его емкость выбирается такой величины, чтобы на частоте пульсаций емкостное сопротивление конденсатора C_1 было примерно в 50 раз меньше сопротивления R_2 . Отсюда

$$C_1 \geq \frac{50}{2\pi f_n \cdot R_2} \cdot 10^6, \quad (2-71)$$

где C_1 — емкость конденсатора, мкф ;

f_n — частота пульсации напряжения на входе стабилизатора (обычно $f_n = 100 \text{ гц}$);

R_2 — в омах.

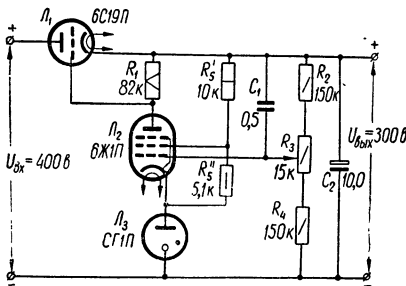


Рис. 21. Схема электронного стабилизатора напряжения (к примеру 8).

Следовательно,

$$C_1 = \frac{50 \cdot 10^6}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 150 \cdot 10^3} = 0,53 \text{ мкф}.$$

По табл. IV выбираем в качестве конденсатора C_1 металлобумажный конденсатор типа МБМ емкостью 0,5 мкф с рабочим напряжением 500 в.

Конденсатор C_2 используется для предотвращения паразитной генерации стабилизатора, который, включая в себя усилитель с довольно большим коэффициентом усиления, при неудачном монтаже склонен к самовозбуждению. Обычно в качестве конденсатора C_2 используется электролитический конденсатор с емкостью порядка 10—20 мкф и рабочим напряжением $U_{раб} \approx 1,5 U_{вых}$. Принимаем $C_2 = 10 \text{ мкф}$ ($U_{раб} = 450 \text{ в}$).

14. Находим коэффициент стабилизации рассчитанного стабилизатора по формуле

$$K_{ст (u) \text{ расч}} \approx (0,7 \div 0,8) \mu_1 \cdot K_{2 \text{ расч}} \cdot \alpha. \quad (2-72)$$

Подставляя в формулу (2-72) найденные в результате расчета значение коэффициента усиления μ_1 регулирующей лампы, коэффи-

коэффициента усиления $K_{2 \text{ расч}}$ каскада на управляющей лампе и коэффициента деления делителя напряжения α , получим

$$K_{\text{ст} (u) \text{ расч}} = 0,7 \cdot 2,73 \cdot 422 \cdot 0,5 \approx 400.$$

Таким образом, коэффициент стабилизации рассчитанного стабилизатора оказался больше требуемого, так как

$$K_{\text{ст} (u) \text{ расч}} = 400 > K_{\text{ст} (u) \text{ треб}} = 150.$$

15. К. п. д. стабилизатора (без учета накальных цепей) в номинальном режиме можно найти по формуле

$$\eta = \frac{U_{\text{ВЫХ}} \cdot I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} \cdot I_{\text{ВХ}}}, \quad (2-73)$$

где $I_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВЫХ}} + I_{\text{СТ}} + I_{\text{Д}} = 60 + 10 + 1 = 71 \text{ ма}$. Таким образом,

$$\eta = \frac{300 \cdot 60 \cdot 10^{-3}}{400 \cdot 71 \cdot 10^{-3}} = 0,63 \text{ (63\%)}$$

16. Составляем схему рассчитанного стабилизатора (рис. 21).

Пример 9. Расчет транзисторного стабилизатора напряжения

Задание: Рассчитать транзисторный стабилизатор напряжения компенсационного типа (рис. 16, б) по следующим исходным данным: 1) номинальное выходное напряжение стабилизатора $U_{\text{ВЫХ}} = 12 \text{ в}$ с плавной регулировкой в пределах $\pm 2 \text{ в}$; 2) номинальный ток нагрузки $I_{\text{ВЫХ}} = 0,2 \text{ а}$; 3) допустимые отклонения напряжения на входе стабилизатора от номинального значения в сторону увеличения ($a_{\text{ВХ}}$) и в сторону уменьшения ($b_{\text{ВХ}}$) составляют $a_{\text{ВХ}} = b_{\text{ВХ}} = 10\%$; 4) допустимые отклонения выходного напряжения от номинального $a_{\text{ВЫХ}} = b_{\text{ВЫХ}} = 0,2\%$.

В результате расчета необходимо определить тип транзисторов и стабилитрона, величины всех деталей, входящих в схему стабилизатора и обеспечивающих заданный режим его работы, необходимую величину входного напряжения, коэффициент стабилизации схемы по напряжению и к. п. д. стабилизатора.

П О Р Я Д О К Р А С Ч Е Т А

1. Определяем требуемое значение коэффициента стабилизации по формуле (2-2)

$$K_{\text{ст} (u) \text{ треб}} = \frac{a_{\text{ВХ}} + b_{\text{ВХ}}}{a_{\text{ВЫХ}} + b_{\text{ВЫХ}}} = \frac{10 + 10}{0,2 + 0,2} = 50.$$

2. Находим величину минимального напряжения на входе стабилизатора

$$U_{\text{вх.мин}} = U_{\text{вых}} + U_{\text{к.эл мин}} + \Delta U_{\text{вых}}, \quad (2-74)$$

где $U_{\text{к.эл мин}}$ — минимально допустимое напряжение между эмиттером и коллектором регулирующего транзистора, при котором работа еще происходит на линейном участке выходной характеристики $I_{\text{к}} = f(U_{\text{к.эл}})$ при $I_{\text{с}} = \text{const}$;

$\Delta U_{\text{вых}}$ — отклонение напряжения на выходе стабилизатора от номинального.

Напряжение $U_{\text{к.эл мин}}$ для большинства транзисторов не превышает 1—3 в. При расчете $U_{\text{к.эл мин}}$ можно принимать равным 3 в. Величина напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ для нашего примера определяется верхним пределом регулировки выходного напряжения, т. е. $\Delta U_{\text{вых}} = 2$ в. Таким образом,

$$U_{\text{вх.мин}} = 12 + 3 + 2 = 17 \text{ в.}$$

Номинальное и максимальное напряжения на входе стабилизатора с учетом допустимых отклонений входного напряжения $a_{\text{вх}} = b_{\text{вх}} = 10\%$ соответственно равны

$$U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх.мин}}}{\left(1 - \frac{b_{\text{вх}}}{100}\right)} = \frac{17}{\left(1 - \frac{10}{100}\right)} = 18,9 \text{ в;} \quad (2-75)$$

$$U_{\text{вх.макс}} = U_{\text{вх}} \left(1 + \frac{a_{\text{вх}}}{100}\right) = 18,9 \left(1 + \frac{10}{100}\right) = 20,8 \text{ в.} \quad (2-76)$$

3. Определяем максимальное падение напряжения на участке эмиттер — коллектор регулирующего транзистора

$$U_{\text{к.эл макс}} = U_{\text{вх.макс}} - U_{\text{вых}} = 20,8 - 10 = 10,8 \text{ в.} \quad (2-77)$$

4. Находим максимальную мощность, рассеиваемую на коллекторе регулирующего транзистора,

$$P_{\text{кл макс}} = U_{\text{к.эл макс}} \cdot I_{\text{вых.макс}}, \quad (2-78)$$

где $I_{\text{вых.макс}}$ — максимальное значение тока нагрузки.

Для нашего примера (при неизменном токе нагрузки)

$$I_{\text{вых.макс}} = I_{\text{вых}} = 0,2 \text{ а.}$$

Поэтому

$$P_{\text{кл макс}} = 10,8 \cdot 0,2 = 2,16 \text{ вт.}$$

5. Выбираем тип регулирующего транзистора.

При выборе необходимо выполнить условия

$$I_{\text{кл макс}} \approx I_{\text{вых}} \approx I_{\text{кл макс. доп}}; \quad (2-79)$$

$$U_{\text{к.эл макс}} \leq U_{\text{к.эл макс. доп}}; \quad (2-80)$$

$$P_{\text{кл макс}} \leq P_{\text{кл макс. доп}}. \quad (2-81)$$

Пользуясь табл. VI, выбираем транзистор T_1 типа П4Б с такими параметрами: коэффициент усиления по току $B_1 = 20$, максимально допустимое напряжение коллектор — эмиттер $U_{к.э1 \text{ макс. доп}} = 60 \text{ в}$; максимально допустимый ток коллектора $I_{к1 \text{ макс. доп}} = 5 \text{ а}$; максимально допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе (без дополнительного теплоотвода), $P_{к1 \text{ макс. доп}} = 3 \text{ вт}$.

Таким образом, для выбранного транзистора П4Б условия (2-79) ÷ (2-81) выполняются.

6. Выбираем тип согласующего транзистора T_2 . Транзистор T_2 предназначен для согласования большого выходного сопротивления (порядка 10 *ком*) усилителя постоянного тока, собранного на транзисторе T_3 , с малым входным сопротивлением (порядка 10 *ом*) регулирующего транзистора T_1 .

Кроме того, транзисторы T_1 и T_2 , образуя составной транзистор, имеют общий коэффициент усиления по току

$$B_{\text{общ}} = B_1 \cdot B_2, \quad (2-82)$$

где B_1 и B_2 — коэффициенты усиления по току транзисторов T_1 и T_2 .

Большой коэффициент усиления по току $B_{\text{общ}}$ позволяет значительно повысить коэффициент стабилизации схемы по напряжению. Принимая

$$I_{к2} \approx I_{э2} = I_{б1}, \quad (2-83)$$

где $I_{к2}$ и $I_{э2}$ — токи коллектора и эмиттера транзистора T_2 ; $I_{б1}$ — ток базы транзистора T_1 , и учитывая, что

$$I_{б1} \approx \frac{I_{к1}}{B_1} \approx \frac{I_{\text{вых}}}{B_1} = \frac{200}{20} = 10 \text{ ма}, \quad (2-84)$$

получим

$$I_{к2} \approx 10 \text{ ма}.$$

Кроме того,

$$U_{к.э2 \text{ макс}} \approx U_{к.э1 \text{ макс}} = 10,8 \text{ в}. \quad (2-85)$$

Таким образом, мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора T_2 , равна

$$P_{к2 \text{ макс}} \approx U_{к.э2 \text{ макс}} \cdot I_{к2} = 10,8 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 0,108 \text{ вт} = 108 \text{ мвт}.$$

По табл. VI выбираем транзистор T_2 типа П201А с параметрами: коэффициент усиления по току $B_2 = 40$, максимальное напряжение между коллектором и эмиттером $U_{к.э2 \text{ макс. доп}} = 22 \text{ в}$, максимальный ток коллектора $I_{к2 \text{ макс. доп}} = 1,5 \text{ а}$, максимально допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе, $P_{к2 \text{ макс. доп}} = 1 \text{ вт}$. Поскольку $P_{к2 \text{ макс}} = 0,108 \text{ вт} < P_{к2 \text{ макс. доп}} = 1 \text{ вт}$, то транзистор T_2 выбран правильно.

7. Выбираем тип кремниевого стабилитрона. В качестве источника эталонного напряжения обычно используется кремниевый

стабилитрон, который должен иметь номинальное напряжение стабилизации

$$U_{\text{ст}} \approx (0,6 \div 0,7) \cdot U_{\text{вых}} = (0,6 \div 0,7) \cdot 12 = 7,2 \div 8,4 \text{ в.} \quad (2-86)$$

По табл. IX выбираем стабилитрон типа Д808, у которого

$$U_{\text{ст}} = U_{\text{эт}} = 8 \text{ в; } I_{\text{ст}} = 5 \text{ ма; } I_{\text{ст. макс}} = 33 \text{ ма.}$$

8. Находим коэффициент деления напряжения делителем R_2, R_3, R_4

$$\alpha = \frac{U_2 \text{ вых}}{U_{\text{вых}}} \approx \frac{U_{\text{эт}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{8}{12} = 0,67. \quad (2-87)$$

9. Выбираем тип управляющего (усилительного) транзистора T_3 . На транзисторе T_3 собран усилитель, который должен реагировать на самые незначительные колебания выходного напряжения и усиливать их до величин, достаточной для управления регулирующим транзистором. Поэтому управляющий транзистор должен обеспечивать достаточное усиление сигнала по напряжению. При выборе транзистора необходимо обратить внимание на величину коллекторного тока $I_{\text{кз}}$. Этот ток должен быть по возможности небольшим, но всегда превышать ток базы согласующего транзистора T_2 . Обычно величина тока $I_{\text{кз}}$ выбирается в пределах $0,5 \div 2 \text{ ма}$. Требуемое значение коэффициента усиления по напряжению для управляющего транзистора можно найти по формуле

$$K_3 (u) \text{ треб} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} \cdot 100}{U_{\text{вых}} \cdot (a_{\text{вых}} + b_{\text{вых}}) \alpha}, \quad (2-88)$$

где $\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вх. макс}} - U_{\text{вх. мин}} = 20,8 - 17 = 3,8 \text{ в}$.

Подставляя в формулу (2-88) численные значения, получим

$$K_3 (u) \text{ треб} = \frac{3,8 \cdot 100}{12 \cdot 0,4 \cdot 0,67} = 119.$$

Наиболее часто в качестве управляющих используются маломощные низкочастотные транзисторы (табл. XII).

Предварительно выберем транзистор типа МП41 (П15) с такими данными: коэффициент усиления по току $B_3 = 30$, максимально допустимое напряжение коллектор — эмиттер $U_{\text{к.эз макс. доп}} = 20 \text{ в}$, максимальный ток коллектора $I_{\text{кз макс. доп}} = 20 \text{ ма}$, максимально допустимая мощность рассеивания на коллекторе $P_{\text{кз макс. доп}} = 0,15 \text{ вт}$. Определим фактический коэффициент усиления каскада на транзисторе МП41 (П15). Для этого можно воспользоваться формулой

$$K_3 (u) \text{ расч} = \frac{\Delta I_{\text{кз}}}{\Delta U_{\text{б.эз}}} \cdot R_1, \quad (2-89)$$

где $\frac{\Delta I_{кз}}{\Delta U_{б.эз}} = S_3$ — крутизна характеристики транзистора T_3 (число, показывающее, на сколько миллиампер изменится коллекторный ток при изменении напряжения между базой и эмиттером транзистора на 1 в);

R_1 — сопротивление нагрузки в цепи коллектора транзистора T_3 .

Для маломощных низкочастотных транзисторов, используемых в схемах стабилизаторов напряжения, значение крутизны лежит в пределах

$$S_3 = (20 \div 40) \text{ ма/в.} \quad (2-90)$$

Принимаем $S_3 = 30 \text{ ма/в.}$

Сопротивление R_1 может быть найдено по формуле

$$R_1 = \frac{0,5U_{к.эз \text{ мин}} \cdot B_1 \cdot B_2}{I_{\text{вых}}} = \frac{0,5 \cdot 3 \cdot 20 \cdot 40}{0,2} = 6000 \text{ ом} = 6 \text{ ком.} \quad (2-91)$$

В соответствии с табл. VII принимаем $R_1 = 6,2 \text{ ком.}$ Мощность, рассеиваемая на резисторе R_1 , составляет

$$P_{R_1} \approx (I_{кз})^2 \cdot R_1 = (2 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 6,2 \cdot 10^3 = 0,025 \text{ вт.}$$

В качестве сопротивления R_1 можно использовать резистор типа УЛМ-0,12.

Таким образом,

$$K_3 (и) \text{ расч} = 30 \cdot 10^{-3} \cdot 6,2 \cdot 10^3 = 186 > K_3 (и) \text{ треб} = 119.$$

Определим величину мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора T_3 ,

$$P_{кз \text{ макс}} = U_{к.эз \text{ макс}} \cdot I_{кз}. \quad (2-92)$$

Принимая

$$U_{к.эз \text{ макс}} = U_{\text{вых}} + \Delta U_{\text{вых}} - U_{\text{эт}} = 12 + 2 - 8 = 6 \text{ в} \text{ и } I_{кз} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ а,}$$

получим

$$P_{кз \text{ макс}} = 6 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 0,012 \text{ вт} < P_{кз \text{ макс. доп}} = 0,15 \text{ вт.}$$

Следовательно, транзистор T_3 выбран правильно.

10. Определяем величины сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов схемы. Как мы уже выяснили, сопротивление нагрузки в цепи коллектора транзистора T_3 $R_1 = 6,2 \text{ ком.}$ Найдем сопротивления выходного делителя. Ток делителя I_d обычно выбирают на один — два порядка выше тока базы управляющего транзистора T_3 . Номинальный ток базы транзистора T_3 можно найти по формуле

$$I_{бз} = \frac{I_{кз}}{B_3} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{30} = 0,066 \text{ ма.} \quad (2-93)$$

Выбирая ток делителя $I_d = 5 \text{ ма}$, найдем общее сопротивление делителя

$$R_d = R_2 + R_3 + R_4 = \frac{U_{\text{вых}}}{I_d} = \frac{12}{5 \cdot 10^{-3}} = 2,4 \text{ ком.} \quad (2-94)$$

В соответствии с заданием выходное напряжение стабилизатора должно регулироваться в пределах $\pm 2 \text{ в}$. Учитывая также, что напряжение стабилизации стабилитрона Д808 может меняться в пределах 7—8,5 в, определим сопротивление нижнего плеча делителя для крайних значений $U_{\text{ЭТ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$

$$(R_{\text{д.н}})_{\text{мин}} = R_d \frac{U_{\text{ЭТ.мин}}}{U_{\text{ВЫХ}} + \Delta U_{\text{ВЫХ}}} = R_4 = \frac{2,4 \cdot 10^3 \cdot 7}{12 + 2} = 1200 \text{ ом} = 1,2 \text{ ком;} \quad (2-95)$$

$$(R_{\text{д.н}})_{\text{макс}} = R_d \frac{U_{\text{ЭТ.макс}}}{U_{\text{ВЫХ}} - \Delta U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{2,4 \cdot 10^3 \cdot 8,5}{12 - 2} = 2,2 \text{ ком.} \quad (2-96)$$

Величины сопротивлений R_2 и R_3 равны

$$R_3 = (R_{\text{д.н}})_{\text{макс}} - (R_{\text{д.н}})_{\text{мин}} = 2,2 - 1,2 = 1 \text{ ком;} \quad (2-97)$$

$$R_2 = R_d - (R_{\text{д.н}})_{\text{макс}} = 2,4 - 2,2 = 0,2 \text{ ком} = 200 \text{ ом.}$$

Полученные значения сопротивлений делителя соответствуют номинальным (см. табл. VII). Поэтому окончательно принимаем $R_2 = 200 \text{ ом}$; $R_3 = 1 \text{ ком}$; $R_4 = 1,2 \text{ ком}$ (тип резисторов R_3 и R_4 — УЛМ-0,12, а R_2 — СПО). Сопротивление R_5 берется такой величины, чтобы задаваемый им ток через стабилитрон составлял $I_{\text{СТ}} = 5 \text{ ма}$,

$$R_5 = \frac{U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ЭТ}}}{5 \cdot 10^{-3}} = \frac{12 - 8}{5 \cdot 10^{-3}} = 800 \text{ ом.} \quad (2-98)$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_5 = 820 \text{ ом}$ (тип резистора — УЛМ-0,12).

Для увеличения быстродействия стабилизатора используется емкостная связь между выходом стабилизатора и входом усилителя, собранного на транзисторе T_3 . С этой целью в схему стабилизатора (рис. 16, б) включают конденсатор C_1 . Величина емкости этого конденсатора выбирается порядка единиц — десятков микрофард. Например, для рассчитываемой схемы можно использовать электролитический конденсатор типа ЭМ емкостью 3 мкф с рабочим напряжением 20 в (см. табл. IV).

Конденсатор C_2 служит для повышения устойчивости стабилизатора и одновременно позволяет уменьшить выходное сопротивление схемы. Емкость конденсатора C_2 выбирается порядка 1000—2000 мкф. Для нашего примера можно, например, использовать электролитический конденсатор типа ЭТО-2 емкостью 1000 мкф с рабочим напряжением 25 в (табл. IV).

11. Находим коэффициент стабилизации рассчитанного стабилизатора по формуле

$$K_{ст (u) \text{ расч}} = \alpha \cdot K_{ст (u) \text{ расч}} \cdot \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = 0,67 \cdot 186 \cdot \frac{12}{18,9} = 79. \quad (2-99)$$

Таким образом, коэффициент стабилизации рассчитанного стабилизатора оказался больше требуемого, так как

$$K_{ст (u) \text{ расч}} = 79 > K_{ст (u) \text{ треб}} = 50.$$

12. К. п. д. стабилизатора в номинальном режиме находим по формуле

$$\eta = \frac{U_{\text{ВЫХ}} \cdot I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} \cdot I_{\text{ВХ}}}, \quad (2-100)$$

где $I_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВЫХ}} + I_{\text{ст}} + I_{\text{д}} = 200 + 5 + 5 = 210 \text{ ма}$. Таким образом,

$$\eta = \frac{12 \cdot 200 \cdot 10^{-3}}{18,9 \cdot 210 \cdot 10^{-3}} = 0,605 \text{ (60,5\%)}$$

13. Составляем схему рассчитанного стабилизатора (рис. 22).

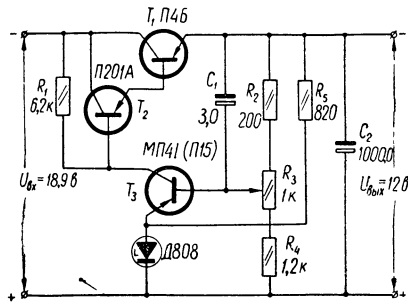


Рис. 22. Схема транзисторного стабилизатора напряжения (к примеру 9).

ГЛАВА 3

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ТРАНЗИСТОРАХ

3—1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В электронной аппаратуре широкое применение находят устройства, позволяющие преобразовывать постоянный ток одного напряжения в постоянный ток другого (обычно более высокого) напряжения. Такие устройства получили название *преобразователей напряжения*.

До недавнего времени для преобразования напряжения применялись главным образом вибропреобразователи и умформеры. Однако эти устройства обладали рядом существенных недостатков: невысокой надежностью, малым сроком службы, низким к. п. д., большим весом и т. д. Указанные недостатки значительно снижали эксплуатационно-технические показатели той аппаратуры, в которой они применялись.

С появлением мощных транзисторов оказалось возможным создать преобразователи постоянного напряжения, обладающие боль-

шими преимуществами перед вибропреобразователями и умформерами. Важнейшими из этих преимуществ являются: 1) более высокая надежность и больший срок службы ввиду отсутствия механических контактов; 2) более высокий к. п. д. (порядка 70—90%); 3) возможность осуществлять преобразование на частотах от нескольких сот герц до 10—20 кГц, что позволяет существенно уменьшить размеры и вес трансформаторов и фильтров; 4) более высокая устойчивость к тряске и вибрациям; 5) практически полное отсутствие акустических помех.

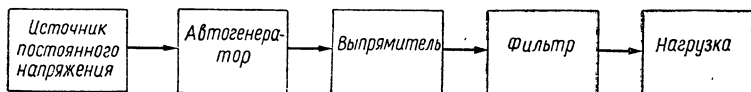


Рис. 23. Блок-схема транзисторного преобразователя напряжения.

Транзисторные преобразователи используются как экономичные и компактные источники высокого напряжения для питания переносной и передвижной аппаратуры — радиопередатчиков, радиоприемников, импульсных ламп фотовспышек, электронно-лучевых осциллографов, счетчиков заряженных частиц и т. д. Они применяются также для питания стационарной аппаратуры в неэлектрофицированных районах, в условиях экспедиций и т. п. В этих условиях при наличии термоэлектрического полупроводникового генератора (питаемого от керосиновой лампы) или аккумулятора (заряжаемого от двигателя автомашины, трактора или ветродвигателя) можно обеспечить нормальным питанием различные электронные и полупроводниковые устройства. Мощность, получаемая от современных транзисторных преобразователей напряжения, лежит в пределах от единиц до нескольких сот ватт.

Существуют различные схемы преобразователей напряжения на транзисторах. Однако все они строятся по блок-схеме, приведенной на рис. 23. Основным элементом схемы любого транзисторного преобразователя является автогенератор, который, получая энергию от источника постоянного напряжения, вырабатывает переменное напряжение с требуемой амплитудой. Полученное переменное напряжение обычным путем выпрямляется и после соответствующей фильтрации поступает к нагрузке в виде выпрямленного напряжения необходимой величины.

В том случае, когда требуется получить на выходе преобразователя значительную мощность (более 100 вт), между автогенератором и выпрямителем включается дополнительный усилитель мощности. На рис. 24 приведена наиболее распространенная двухтактная схема транзисторного преобразователя напряжения.

Автогенератор состоит из двух транзисторов, включенных по схеме с общим эмиттером, и трансформатора, имеющего коллекторную W_k , базовую W_6 и выходную W_v обмотки. Делитель напряжения R_1, R_2 служит для запуска преобразователя при включении питаю-

щего напряжения E . В этом случае на сопротивлении R_1 , шунтированном конденсатором C , появляется небольшое отрицательное напряжение (порядка 0,3—0,6 в), которое прикладывается к базам транзисторов, вызывая отпирание какого-либо из них.

Допустим, что в некоторый момент времени открыт транзистор T_1 . Тогда напряжение E (за вычетом небольшого падения напряжения на участке эмиттер — коллектор открытого транзистора) окажется приложенным к половине коллекторной обмотки W'_k , создавая

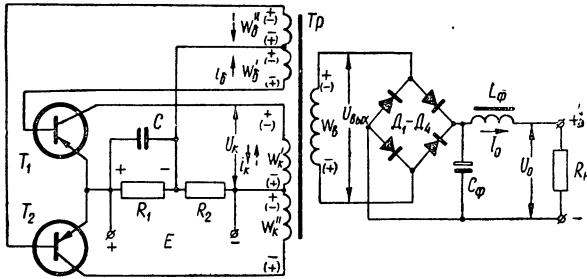


Рис. 24. Двухтактная схема транзисторного преобразователя напряжения.

на ней и на других обмотках э. д. с. с полярностью, указанной на схеме рис. 24 (знаки даны без скобок). При этом э. д. с. базовой обмотки W'_6 создает на базе транзистора T_1 отрицательное напряжение по отношению к эмиттеру, а э. д. с. обмотки W''_6 в этот момент создает на базе транзистора T_2 положительное напряжение по отношению к эмиттеру. Следовательно, в то время, когда транзистор T_1 открыт, транзистор T_2 заперт. Транзистор T_1 будет открыт до тех пор, пока магнитный поток в сердечнике трансформатора не достигнет величины насыщения. Так как в этот момент скорость изменения магнитного потока становится равной нулю (или очень малой), то э. д. с. во всех обмотках трансформатора также станет близкой к нулю. Происходящее при этом резкое уменьшение токов в обмотках вызывает появление в обмотках э. д. с. с противоположной полярностью (знаки в скобках на рис. 24). Теперь базовая обмотка W''_6 создает на базе транзистора T_2 отрицательное напряжение по отношению к эмиттеру, что приводит к отпиранию этого транзистора и возникновению тока в коллекторной обмотке W'_k в направлении, указанном пунктирной стрелкой. При этом возрастает э. д. с. базовой обмотки W'_6 , что приводит к дальнейшему увеличению коллекторного тока, и т. д. Процесс протекает лавинообразно и очень быстро приводит транзистор T_2 в

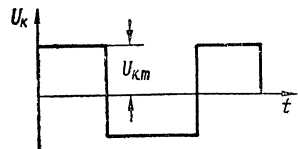


Рис. 25. Форма напряжения в коллекторной обмотке трансформатора.

режим насыщения. В результате этого процесса почти все напряжение E окажется приложенным к половине коллекторной обмотки W_k^n . Таким образом, с помощью двух транзисторов осуществляется коммутация тока в коллекторной обмотке трансформатора, а напряжение на каждой половине обмотки имеет прямоугольную форму (рис. 25).

Возникшие на первичной обмотке трансформатора колебания напряжения трансформируются во вторичную (повышающую) обмотку и после выпрямления создают на нагрузке выходное постоянное напряжение заданной величины.

3—2. РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПЯЖЕНИЯ

При расчете транзисторного преобразователя напряжения обычно известны следующие параметры: 1) напряжение источника питания E ; 2) величина выпрямленного напряжения на выходе преобразователя U_0 ; 3) выпрямленный ток на выходе преобразователя I_0 ; 4) коэффициент пульсации выпрямленного напряжения K_n .

Расчет преобразователя состоит из двух частей — расчета выпрямителя с фильтром и расчета автогенератора.

Расчет выпрямителя с фильтром проводится обычным путем. В зависимости от величин U_0 , I_0 и K_n выбирают подходящую схему выпрямления, тип полупроводниковых вентилях и элементы сглаживающего фильтра (см. примеры 2 и 3).

В результате расчета выпрямителя определяют необходимую величину переменного напряжения на его входе, т. е. напряжение $U_{\text{вых}}$, которое должно быть получено на выходной обмотке трансформатора автогенератора. Ток $I_{\text{вых}}$ в выходной обмотке трансформатора принимают равным выпрямленному току I_0 . По известным значениям E , $U_{\text{вых}}$ и $I_{\text{вых}}$ рассчитывают автогенератор преобразователя.

Пример 10. Расчет транзисторного преобразователя напряжения

Задание: Рассчитать транзисторный преобразователь напряжения (рис. 24) по следующим данным: 1) напряжение источника питания $E = 12$ в; 2) напряжение на выходе автогенератора (на входе выпрямителя) $U_{\text{вых}} = 300$ в; 3) ток на выходе преобразователя $I_{\text{вых}} = I_0 = 70$ ма.

В результате расчета необходимо определить: 1) рабочую частоту автогенератора; 2) тип транзисторов; 3) материал, размеры и форму сердечника трансформатора; 4) число витков обмоток транс-

форматора; 5) диаметры проводов обмоток; 6) величины сопротивлений и емкость конденсатора, входящих в схему автогенератора; 7) к. п. д. преобразователя.

П О Р Я Д О К Р А С Ч Е Т А

1. Выбираем рабочую частоту автогенератора. При выборе рабочей частоты автогенератора необходимо учесть, что с увеличением частоты легче осуществить сглаживание пульсаций в фильтре выпрямителя, однако потери в сердечнике трансформатора возрастают. Исходя из этого, наиболее целесообразно выбрать рабочую частоту порядка $0,5 \div 2$ кГц. Принимаем $f = 1$ кГц.

2. Определяем мощность на выходе автогенератора

$$P_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} \cdot I_{\text{вых}} = 300 \cdot 70 \cdot 10^{-3} = 21 \text{ вт.} \quad (3-1)$$

3. Находим максимальное значение коллекторного тока каждого транзистора

$$I_{\text{к. макс}} = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta E}. \quad (3-2)$$

Принимая к. п. д. преобразователя $\eta = 0,7$, получим

$$I_{\text{к. макс}} = \frac{21}{0,7 \cdot 12} = 2,5 \text{ а.}$$

4. Определяем максимальное напряжение между коллектором и эмиттером каждого транзистора

$$U_{\text{к.э. макс}} \approx 1,2 \cdot 2E = 1,2 \cdot 2 \cdot 12 = 28,8 \text{ в,} \quad (3-3)$$

где коэффициент 1,2 учитывает возможные перенапряжения в схеме.

5. Определяем максимальное значение мощности, выделяющейся на одном транзисторе, по формуле

$$P_{\text{к. макс}} \approx (0,25 + 0,017E) I_{\text{к. макс}} = (0,25 + 0,017 \cdot 12) \cdot 2,5 = 1,175 \text{ вт.} \quad (3-4)$$

6. Выбираем тип транзисторов. При выборе транзисторов необходимо обеспечить выполнение условий:

$$I_{\text{к. макс}} \leq I_{\text{к. макс. доп}}; \quad (3-5)$$

$$U_{\text{к.э. макс}} \leq U_{\text{к.э. макс. доп}}; \quad (3-6)$$

$$P_{\text{к. макс}} \leq P_{\text{к. макс. доп}}. \quad (3-7)$$

По табл. VI выбираем транзисторы типа П4Б с параметрами: $B = 20$, $I_{\text{к. макс. доп}} = 5$ а, $U_{\text{к.э. макс. доп}} = 60$ в, $P_{\text{к. макс. доп}} = 3$ вт (без дополнительного теплоотвода), $I_{\text{к0}} \leq 0,5$ ма. Таким образом, для выбранного транзистора П4Б условия (3-5) ÷ (3-7) выполняются.

7. Находим габаритную мощность трансформатора

$$P \approx 1,3U_{\text{вых}} \cdot I_{\text{вых}} = 1,3 \cdot 300 \cdot 70 \cdot 10^{-3} = 27,3 \text{ ва.} \quad (3-8)$$

8. Выбираем сердечник трансформатора. Материал сердечника трансформатора должен иметь малые потери на гистерезис. Величина потерь определяется площадью петли гистерезиса. Поэтому для трансформатора следует выбирать материал с узкой и по возможности прямоугольной петлей гистерезиса (рис. 26). В качестве материала сердечника обычно используют электротехническую сталь (Э42, Э44, Э310) или пермаллой (50НП, 65НП, 34НКМП) с высокой индукцией насыщения B_m .

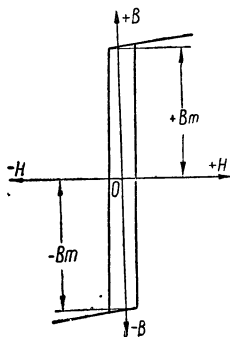


Рис. 26. Прямоугольная петля гистерезиса.

В любом случае трансформатор должен иметь возможно меньшую индуктивность рассеяния. С этой точки зрения тороидальные трансформаторы лучше, чем трансформаторы на стержневых или броневых сердечниках.

В табл. 5 приведены средние значения B_m для некоторых магнитных материалов с указанием способа сборки и формы сердечников.

Для рассчитываемого трансформатора выбираем витой тороидальный сердечник из материала 50НП с толщиной ленты 0,05 мм, для которого $B_m = 1,5$ тл. Размеры сердечника трансформатора можно выбрать, пользуясь формулой

$$S_c \cdot S_0 = \frac{P \cdot 10^2}{2f \cdot B_m \cdot \delta \cdot \eta_{тр} \cdot S \cdot K_c \cdot K_m}, \quad (3-9)$$

- где S_c — полное сечение стержня сердечника, $см^2$;
 S_0 — площадь окна, занятая обмотками одного стержня, $см^2$;
 P — габаритная мощность трансформатора, $ва$;
 δ — плотность тока в обмотке,
 $\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора;
 S — число стержней, несущих обмотки;
 K_c — коэффициент заполнения сечения сердечника сталью;
 K_m — коэффициент заполнения окна медью обмотки;
 B_m — индукция насыщения сердечника, тл.

Таблица 5

Основные данные некоторых магнитных материалов

Материал	Толщина, мм	Конструкция и тип сердечника	Среднее значение B , тл.
Э42	0,35	Броневого Ш-9	0,85
Э44	0,2	Броневого Ш-9	0,9
Э310	0,08	Ленточный разрезной Ш-9	1,0
50НП	0,05	Тороидальный неразрезной	1,5
65НП	0,05	Тороидальный неразрезной	1,3
34НКМП	0,05	»	1,5

Если обмотки трансформатора выполняются проводом в термостойкой изоляции (ПЭЛ или ПЭВ), то допустимая плотность тока в обмотках составляет $\delta = 4 \text{ а/мм}^2$. Для однофазных преобразователей обмотки обычно размещаются на одном стержне ($S = 1$). Принимая $\delta = 4 \text{ а/мм}^2$, $\eta_{\text{тр}} = 0,9$, $S = 1$, $K_c = 0,8$, $K_m = 0,25$, $f = 1000 \text{ гц}$, получим

$$S_c \cdot S_0 = \frac{27,3 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 4 \cdot 0,9 \cdot 1 \cdot 0,8 \cdot 0,25} \approx 1,26 \text{ см}^4.$$

Если принять, что толщина намотки ленты a в 2 раза меньше внутреннего диаметра d сердечника и в 1,5 раза меньше ширины ленты c (рис. 27), то величину a можно найти из выражения

$$a \approx 0,7 \sqrt[4]{S_c \cdot S_0} = 0,7 \sqrt[4]{1,26} \approx 0,74 \text{ см.} \quad (3-10)$$

Тогда

$$\begin{aligned} d &= 2a = 1,48 \text{ см;} \\ c &= 1,5a = 1,11 \text{ см;} \\ S_c &= ac = 0,74 \cdot 1,11 = 0,82 \text{ см}^2. \end{aligned}$$

9. Находим число витков половины коллекторной обмотки

$$W'_k = W''_k = \frac{(E - \Delta U_{\text{к.э}}) \cdot 10^4}{4f \cdot B_m \cdot S_c \cdot K_c}. \quad (3-11)$$

Принимая падение напряжения на транзисторе $\Delta U_{\text{к.э}} = 0,5 \text{ в}$, получим

$$W'_k = W''_k = \frac{(12 - 0,5) \cdot 10^4}{4 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 0,82 \cdot 0,8} = 28 \text{ витков.}$$

10. Определяем число витков половины базовой обмотки

$$W'_b = W''_b = W'_k \cdot \frac{3 \div 4}{E - \Delta U_{\text{к.э}}} = 28 \cdot \frac{3,5}{12 - 0,5} = 9 \text{ витков.} \quad (3-12)$$

11. Находим число витков выходной обмотки

$$W_b = W'_k \cdot \frac{U_{\text{вых}}}{E - \Delta U_{\text{к.э}}} = 28 \frac{300}{12 - 0,5} = 730 \text{ витков.} \quad (3-13)$$

12. Действующее значение тока коллекторной обмотки

$$I_k = \frac{I_{\text{к.макс}}}{\sqrt{2}} = \frac{2,5}{\sqrt{2}} = 1,77 \text{ а.} \quad (3-14)$$

13. Действующее значение тока базовой обмотки

$$I_b = \frac{I_k}{B}, \quad (3-15)$$

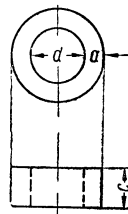


Рис. 27. Витой торoidalный сердечник трансформатора.

где B — коэффициент усиления по току транзистора П4Б. Принимая $B = 20$, получим

$$I_6 = \frac{1,77}{20} = 0,089 \text{ а.}$$

14. Диаметры проводов обмоток трансформатора (без изоляции) находим по формуле

$$d = 1,13 \sqrt{\frac{I}{\delta}}, \quad (3-16)$$

где d — диаметр провода обмотки, мм;
 I — действующее значение тока соответствующей обмотки, а;
 δ — допустимая плотность тока в обмотках ($\delta = 4 \text{ а/мм}^2$).
 Таким образом,

$$d_b = 1,13 \sqrt{\frac{I_{\text{ВЫХ}}}{4}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,07}{4}} = 0,15 \text{ мм};$$

$$d_k = 1,13 \sqrt{\frac{I_k}{4}} = 1,13 \sqrt{\frac{1,77}{4}} = 0,75 \text{ мм};$$

$$d_6 = 1,13 \sqrt{\frac{I_6}{4}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,089}{4}} = 0,17 \text{ мм.}$$

15. Находим диаметры проводов обмоток с изоляцией. По табл. II для провода типа ПЭВ-1 получим $d_{\text{в.из}} = 0,18 \text{ мм}$; $d_{\text{к.из}} = 0,8 \text{ мм}$; $d_{6.из} = 0,2 \text{ мм}$.

16. Определяем ориентировочную величину сопротивления R_1

$$R_1 \approx \frac{3 \div 4}{I_{6. \text{ макс}}} = \frac{3 \div 4}{I_6 \sqrt{2}} = \frac{3,5}{0,089 \cdot 1,41} \approx 28 \text{ ом.} \quad (3-17)$$

Выбираем по табл. VII $R_1 = 30 \text{ м}$ (величина сопротивления R_1 уточняется при настройке преобразователя).

17. Находим величину сопротивления R_2 . Полагая, что для запуска преобразователя достаточно иметь на сопротивлении R_1 падение напряжения $U_{R_1} = 0,5 \div 1 \text{ в}$, получим

$$R_2 = R_1 \frac{E - U_{R_1}}{U_{R_1}} = 30 \frac{12 - 1}{1} = 330 \text{ ом.} \quad (3-18)$$

По табл. VII выбираем резистор $R_2 = 330 \text{ ом}$.

18. Выбираем емкость конденсатора C . Конденсатор C , показанный на схеме рис. 24, сглаживает пульсации напряжения, которые появляются во время переключения транзисторов (особенно на холостом ходу). Емкость конденсатора C выбирается в пределах $0,25 - 1 \text{ мкф}$.

По табл. IV выбираем конденсатор C типа МБМ емкостью $0,5 \text{ мкф}$. Рабочее напряжение конденсатора практически не имеет значения, так как падение напряжения на сопротивлении R_1 не превышает нескольких вольт.

19. Определяем дополнительный расход тока от источника питания на резисторах R_1 и R_2

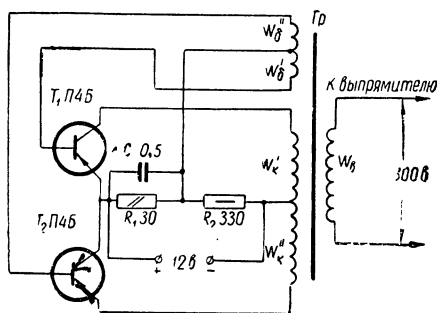
$$I_{\text{доп}} = \frac{E}{R_1 + R_2} = \frac{12}{30 + 330} = 0,033 \text{ а.} \quad (3-19)$$

20. Рассчитываем мощность, рассеиваемую на резисторах R_1 и R_2 ,

$$P_{R_1} = I_{\text{доп}}^2 \cdot R_1 = (33 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 30 = 0,033 \text{ вт}; \quad (3-20)$$

$$P_{R_2} = I_{\text{доп}}^2 \cdot R_2 = (33 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 330 = 0,36 \text{ вт.} \quad (3-21)$$

Рис. 28. Схема транзисторного преобразователя напряжения (к примеру 10).



В качестве сопротивлений R_1 и R_2 можно использовать резисторы типа УЛМ-0,12 и МЛТ-0,5 соответственно.

21. Находим полный ток, потребляемый от источника питания,

$$I = I_{\text{к.макс}} + I_{\text{доп}} = 2,5 + 0,033 = 2,533 \text{ а.} \quad (3-22)$$

22. Уточняем к. п. д. преобразователя

$$\eta = \frac{U_{\text{вых}} \cdot I_{\text{вых}}}{E \cdot I} = \frac{300 \cdot 70 \cdot 10^{-3}}{12 \cdot 2,533} = 0,69 \text{ (69\%)}. \quad (3-23)$$

23. Составляем схему рассчитанного преобразователя (рис. 28).

ЛИТЕРАТУРА

1. Белопольский И. И., Электропитание радиоустройств, «Энергия», 1965.
2. Векслер Г. С., Тетельбаум Я. И., Электропитание радиоустройств, «Техника», 1964.
3. Гершунский Б. С., Основы электронной и полупроводниковой техники, Изд-во КГУ, 1967.
4. Рогинский В. Ю., Электропитание радиоустройств, Госэнергоиздат, 1963.
5. Рогинский В. Ю., Выпрямители, Госэнергоиздат, 1961.

6. Терентьев Б. П., Электропитание радиоустройств, Связьиздат, 1958.
7. Федосеев П. Г., Выпрямители и стабилизаторы, «Искусство», 1960.
8. Малинин Р. М., Трансформаторы и автотрансформаторы питания, Госэнергоиздат, 1963.
9. Бальян Р. Х., Трансформаторы малой мощности, Судпромгиз, 1961.
10. Цыкин Г. С., Трансформаторы низкой частоты, Связьиздат, 1950.
11. Марголин Г. Г., Поляков С. Д., Сокрут В. И., Розрахунки в практиці радіолюбителя, Держтехвидав УРСР, 1962.
12. Борноволоков Э., Выпрямители для питания радиоприемников, «Радио», 1963, № 7.
13. Борноволоков Э., Выпрямители для питания приемников от сети переменного тока, Изд-во ДОСААФ, 1956.
14. Малинин Р. М., Полупроводниковые выпрямители, Госэнергоиздат, 1963.
15. Дольник А. Г., Выпрямители с умножением напряжения, Госэнергоиздат, 1952.
16. Богословский А. С., Силовые полупроводниковые выпрямители, Оборонгиз, 1965.
17. Девонисский В. Ю., Выпрямители на германиевых диодах, Оборонгиз, 1964.
18. Векслер Г. С., Мачинський В. К., Штільман В. І., Транзисторні згладжуючі фільтри, «Техніка», 1964.
19. Гольд্রেер И. Г., Стабилизаторы напряжения, Госэнергоиздат, 1957.
20. Генис А. А., Горнштейн И. Л., Пугач А. Б., Приборы тлеющего разряда, Гостехиздат УССР, 1963.
21. Додик С. Д., Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока, «Советское радио», 1962.
22. Карпов В. И., Полупроводниковые стабилизаторы напряжения, Госэнергоиздат, 1963.
23. Подаков А. С., Ференец Н. К., Транзисторні стабілізатори напруги, Держтехвидав УРСР, 1963.
24. Веденеев Г. М., Вершин В. Е., Кремниевые стабилитроны, Госэнергоиздат, 1961.
25. Богданов Д. И., Евдокимов Г. К., Феррорезонансные стабилизаторы, Госэнергоиздат, 1958.
26. Журавлев А. А., Мазель К. Б., Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах, «Энергия», 1964.
27. Захаров Ю. К., Преобразователи напряжения на полупроводниковых триодах, Оборонгиз, 1964.
28. Исаев Э. А., Полупроводниковые преобразователи напряжения, Оборонгиз, 1962.
29. Рогинский В. Ю., Преобразователи тока, Оборонгиз, 1960.
30. Кузьменко М. И., Сиваков А. Р., Полупроводниковые преобразователи постоянного напряжения, Госэнергоиздат, 1961.
31. Горюнов Н. Н., Преобразователи напряжения на полупроводниковых триодах, «Радио», 1958, № 7.
32. Терещук Р. М. и др., Справочник радиолюбителя, «Техніка», 1965.
33. Справочник радиолюбителя, под. ред. Куликовского А. А., Госэнергоиздат, 1961.
34. Справочник начинающего радиолюбителя, под. ред. Малинина, Госэнергоиздат, 1961.
35. Бройде А. М., Тарасов Ф. И., Справочник по электровакуумным и полупроводниковым приборам, Госэнергоиздат, 1961.
36. Гурлев Д. С., Справочник по электронным приборам, «Техніка», 1966.
37. Зайцев В. А., Николаев С. Н., Краткий справочник по электровакуумным приборам, «Энергия», 1965.

38. Транзисторы и полупроводниковые диоды, под. ред. Николаевского И. Ф., Связьиздат, 1963.
39. Справочник по полупроводниковым диодам и транзисторам, под ред. Горюнова Н. Н., 1963.
40. Т а р а с о в Ф. И., Кенотроны, «Энергия», 1964.
41. Т а р а с о в Ф. И., Триоды, «Энергия», 1965.
42. Л а б у т и н В. К., Мощные низкочастотные транзисторы, «Энергия», 1965.
43. М и х а й л о в И. В., П р о п о ш и н А. И., Конденсаторы, «Энергия», 1965.
44. М а л и н и н Р. М., Конденсаторы и сопротивления, Оборонгиз, 1959.

РАЗДЕЛ ВТОРОЙ

РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ

ГЛАВА 4

ЛАМПОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

4—1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Усилители низкой частоты (УНЧ) являются одними из наиболее распространенных узлов электронной и полупроводниковой аппаратуры. Они предназначены для усиления электрических сигналов, частота которых лежит в пределах от 20 до 20 000 гц.

В качестве источника входного сигнала в УНЧ могут использоваться такие устройства как микрофон, звукозаписывающее устройство, фотоэлемент, термопара, детектор и т. п. Типы нагрузок также весьма разнообразны. Ими могут быть громкоговоритель, телефон, записывающая головка магнитофона, последующий усилитель, осциллограф, реле и т. д.

Большинство из перечисленных выше источников входного сигнала развивают очень низкое напряжение. Например, термопара — от десятых долей микровольта и выше, фотоэлемент — порядка единиц микровольт и выше, микрофон — десятые доли милливольт и т. д. Кроме того, мощность сигнала на входе усилителя обычно ничтожно мала. Поэтому для обеспечения нормальной работы нагрузочного устройства входной сигнал необходимо усилить как по напряжению, так и по мощности.

Основным структурным блоком любого усилителя является усилительный каскад, представляющий собой простейший усилитель, собранный на одном или нескольких усилительных элементах. В ламповых усилителях роль усилительного элемента выполняет электронная лампа. Обычно задача усиления напряжения и мощности входного сигнала распределяется между отдельными каскадами усилителя. В соответствии с этим различают каскады усиления напряжения и каскады усиления мощности в зависимости от того, какая из этих величин на выходе должна быть значительно больше, чем на входе.

Чаще всего усилитель состоит из нескольких каскадов, соединенных так, что выходной сигнал предыдущего каскада подводится ко входу последующего. На рис. 29, а представлена блок-схема типичного усилителя.

Первый каскад или несколько каскадов обычно являются усилителями напряжения, а выходной (оконечный) каскад предназначен для усиления мощности. Современные усилительные устройства в большинстве случаев выполняются с отрицательной обратной связью, при которой сигнал с выхода усилителя поступает на вход одного из каскадов в противофазе с входным сигналом. Отрицательная обратная связь значительно повышает качественные показатели усилителя. Один из вариантов блок-схемы усилителя с отрицательной обратной связью показан на рис. 29, б.

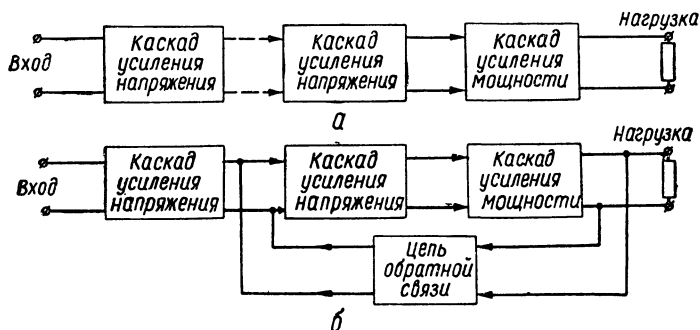


Рис. 29. Блок-схемы усилителей:
а — без обратной связи; б — с обратной связью

Ламповый каскад усиления напряжения может быть построен по различным схемам. Чаще всего в электронной аппаратуре применяется резистивный усилительный каскад (усилитель на резисторах). Типовые схемы резистивных усилителей напряжения низкой частоты приведены на рис. 30.

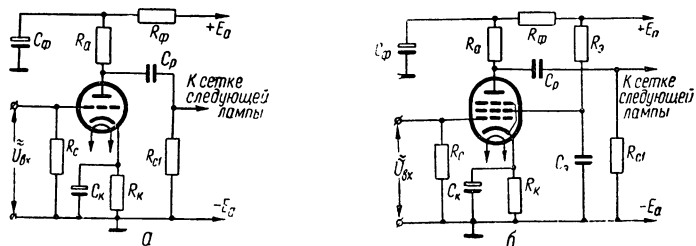


Рис. 30. Схемы резистивных усилителей напряжения низкой частоты:
а — на триоде; б — на пентоде.

Каскады усиления мощности в зависимости от схемы, по которой они выполнены, делятся на однотактные и двухтактные (рис. 31). Однотактные каскады применяются обычно при относительно малой выходной мощности сигнала — до 3—5 вт. Если мощность сигнала на выходе превышает 5 вт, более целесообразно использовать двухтактные схемы. В случаях, когда расчетная мощность уси-

лителя превышает величину мощности, которую могут создать две лампы в двухтактной схеме, в каждое плечо схемы включается не одна, а две или даже три лампы параллельно (рис. 31, в).

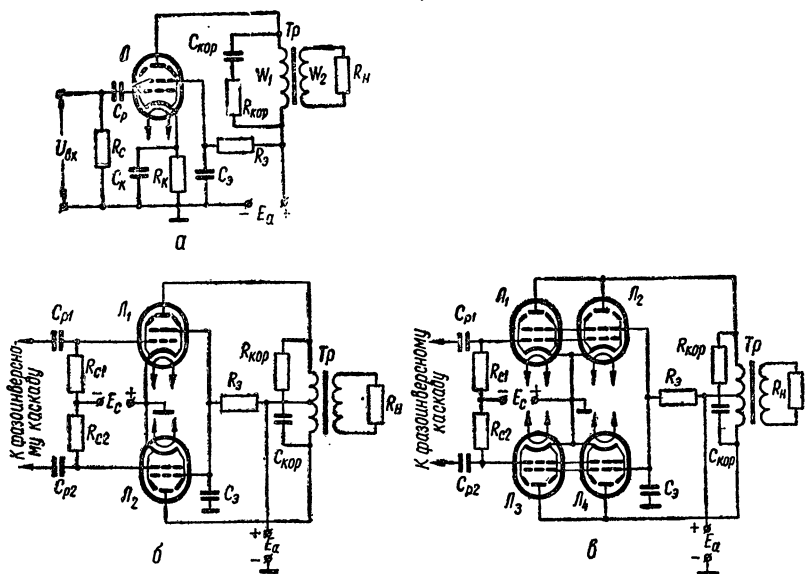


Рис. 31. Схемы каскадов усиления мощности:

а — однотактная; б — двухтактная; в — двухтактная с параллельным включением ламп в каждом плече.

Для нормальной работы двухтактного каскада на сетки его ламп необходимо подать равные по величине, но сдвинутые по фазе на 180° напряжения возбуждения. Такие напряжения обычно получают от специального предоконечного каскада, называемого *фазоинверсным*.

Типовая схема фазоинверсного каскада приведена на рис. 32.

Известны разнообразные схемы подачи напряжения отрицательной обратной связи с выхода усилителя на вход одного из каскадов. Простейшие, но весьма распространенные схемы приведены на рис. 33.

Основными показателями УНЧ являются:

1. Коэффициент усиления по напряжению — отношение напря-

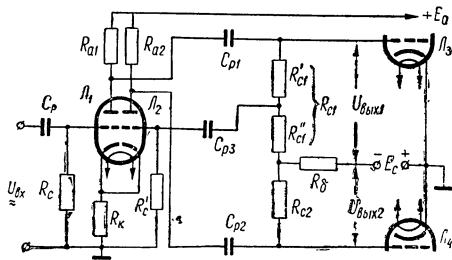


Рис. 32. Схема фазоинверсного каскада.

жения, получаемого на выходе усилителя, к напряжению, подведенному к его входу,

$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} . \quad (4-1)$$

Коэффициент усиления по напряжению, выраженный в децибелах,

$$K_{\text{дб}} = 20 \lg K = 20 \lg \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} . \quad (4-2)$$

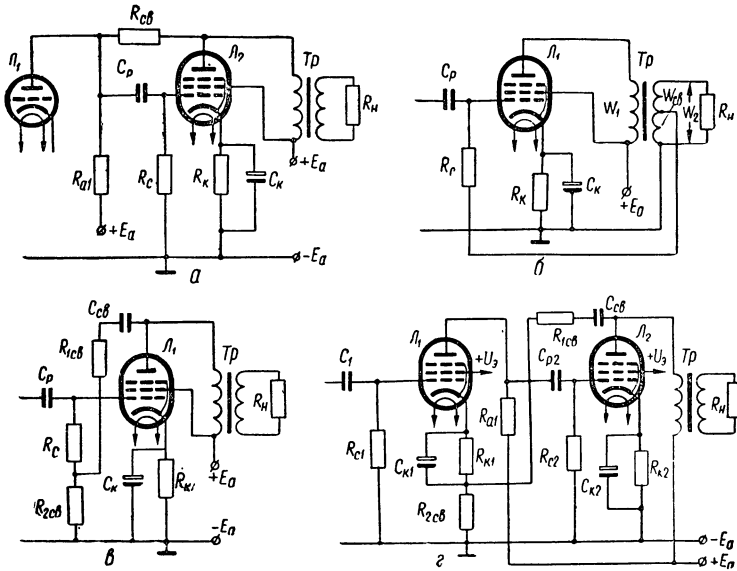


Рис. 33. Основные схемы подачи напряжения отрицательной обратной связи.

Перевод отношений напряжений, токов и мощностей в децибелы можно произвести по табл. XIV.

Для многокаскадных усилителей общий коэффициент усиления

$$K_{\text{общ.н}} = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n ; \quad (4-3)$$

$$K_{\text{общ.дб}} = K_{1\text{дб}} + K_{2\text{дб}} + \dots + K_{n\text{дб}} . \quad (4-4)$$

2. Выходная мощность и выходное напряжение. Мощность на выходе усилителя

$$P_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{R_{\text{Н}}} ; \quad (4-5)$$

$$P_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВЫХ}}^2 \cdot R_{\text{Н}} . \quad (4-6)$$

где $U_{\text{ВЫХ}}$ — действующее значение напряжения на нагрузочном сопротивлении;

$I_{\text{вых}}$ — действующее значение тока в нагрузочном сопротивлении;

$R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки усилителя.
Выходное напряжение усилителя

$$U_{\text{вых}} = \sqrt{P_{\text{вых}} \cdot R_{\text{н}}}. \quad (4-7)$$

3. Коэффициент полезного действия. Промышленный к. п. д. усилителя

$$\eta_{\text{пром}} = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{общ}}} \cdot 100\%, \quad (4-8)$$

где $P_{\text{вых}}$ — полезная выходная мощность, выделяемая в нагрузке усилителя;

$P_{\text{общ}}$ — мощность, потребляемая усилителем от всех источников питания (мощность, рассеиваемая на анодах ламп, в цепях анодов и экранирующих сеток, в катодных сопротивлениях, в цепях накала и т. д.).

Электрический к. п. д. усилителя

$$\eta_{\text{э}} = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{а}}} \cdot 100\%, \quad (4-9)$$

где $P_{\text{а}}$ — мощность, потребляемая только от источника анодного питания.

4. Диапазон усиливаемых частот (или полоса пропускания) $F_{\text{н}} — F_{\text{в}}$ — область частот, в которой коэффициент усиления изменяется не больше, чем это допустимо по техническим условиям.

5. Номинальное входное напряжение $U_{\text{вх}}$ (чувствительность) — напряжение, которое нужно подвести ко входу усилителя, чтобы получить требуемую мощность на выходе.

6. Частотные искажения — искажения, обусловленные изменением коэффициента усиления на разных частотах.

Частотные искажения можно оценить по частотной характеристике усилителя, которой называется графическая зависимость коэффициента усиления (или его отклонения от среднего значения) от частоты. Типичная частотная характеристика УНЧ приведена на рис. 34 (изменение усиления на разных частотах по отношению к коэффициенту усиления $K_{\text{ср}}$ в области средних частот выражено в децибелах, масштаб по оси частот — логарифмический).

Степень частотных искажений на отдельных частотах выражается коэффициентом частотных искажений M

$$M = \frac{K_{\text{ср}}}{K}; \quad (4-10)$$

$$M_{\text{дб}} = 20 \lg \frac{K_{\text{ср}}}{K}, \quad (4-11)$$

где $K_{\text{ср}}$ — коэффициент усиления на средних частотах;
 K — коэффициент усиления на данной частоте.

Коэффициент частотных искажений для крайних частот F_H и F_B полосы пропускания

$$M_H = \frac{K_{cp}}{K_H}; \quad M_B = \frac{K_{cp}}{K_B}; \quad (4-12)$$

$$M_{H,дб} = 20 \lg \frac{K_{cp}}{K_H}; \quad M_{B,дб} = 20 \lg \frac{K_{cp}}{K_B}. \quad (4-13)$$

Коэффициент частотных искажений для многокаскадных усилителей

$$M_{общ} = M_1 \cdot M_2 \dots M_n; \quad (4-14)$$

$$M_{общ,дб} = M_{1дб} + M_{2дб} + \dots + M_{nдб}. \quad (4-15)$$

7. Нелинейные искажения — искажения, возникающие в усилителях вследствие нелинейности характеристик элементов схемы: электронных ламп, трансформаторов и т. д. В результате нелинейных искажений форма сигнала на выходе усилителя отличается от формы сигнала на входе; в выходном сигнале появляется ряд дополнительных гармоник, частота которых в два, три, четыре и т. д. раз больше основной частоты. Степень нелинейных искажений характеризуется коэффициентом нелинейных искажений (коэффициентом гармоник).

Коэффициент каждой из гармоник определяется по формулам:

$$\text{для второй гармоники } \gamma_2 = \frac{I_2}{I_1} = \frac{U_2}{U_1},$$

$$\text{для третьей гармоники } \gamma_3 = \frac{I_3}{I_1} = \frac{U_3}{U_1} \text{ и т. д.}$$

Результирующий коэффициент гармоник определяется по формуле

$$\begin{aligned} K_g &= \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2 + \dots} \cdot 100\% = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I_1} \cdot 100\% = \\ &= \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1} \cdot 100\%, \end{aligned} \quad (4-16)$$

где I_1, I_2, I_3 и т. д. — действующие или амплитудные значения первой, второй, третьей и т. д. гармоник тока на выходе;

U_1, U_2, U_3 и т. д. — действующие или амплитудные значения первой, второй, третьей и т. д. гармоник выходного напряжения.

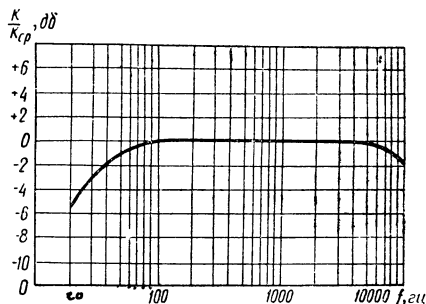


Рис. 34. Частотная характеристика УНЧ.

При определении коэффициента нелинейных искажений обычно достаточно учесть влияние только второй и третьей гармоник, так как амплитуда гармонических составляющих более высоких частот мала. Общий коэффициент нелинейных искажений, созданных отдельными каскадами усилителя, определяется по формуле

$$K_{г.общ} = K_{г1} + K_{г2} + \dots + K_{гn}, \quad (4-17)$$

где $K_{г1}, K_{г2}, \dots, K_{гn}$ — коэффициенты нелинейных искажений отдельных каскадов.

Действие отрицательной обратной связи количественно характеризуется коэффициентом обратной связи A , который показывает, во сколько раз обратная связь уменьшает усиление охваченных ею каскадов. Величина коэффициента A зависит от общего коэффициента усиления K каскадов, охваченных отрицательной обратной связью, и от коэффициента передачи β , показывающего, какая часть напряжения, действующего на выходе последнего каскада из числа охваченных отрицательной обратной связью, поступает на вход первого из этих каскадов

$$A = 1 + \beta K. \quad (4-18)$$

В большинстве случаев величину A принимают равной $A = 2-3$. При введении отрицательной обратной связи основные показатели усилителя существенно изменяются. Эквивалентное внутреннее сопротивление лампы каскада, охваченного отрицательной обратной связью по напряжению

$$R_{icв} = \frac{R_i}{A} = \frac{R_i}{1 + \beta K}, \quad (4-19)$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы каскада без обратной связи.

Коэффициент усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью,

$$K_{св} = \frac{K}{A} = \frac{K}{1 + \beta K}, \quad (4-20)$$

где K — коэффициент усиления этого же усилителя без обратной связи.

Коэффициент нелинейных искажений усилителя с отрицательной обратной связью

$$K_{г.св} = \frac{K_{г}}{A} = \frac{K_{г}}{1 + \beta K}, \quad (4-21)$$

где $K_{г}$ — коэффициент нелинейных искажений этого же усилителя без обратной связи.

Коэффициент частотных искажений усилителя с отрицательной обратной связью:

при охвате обратной связью одного каскада усилителя

$$M_{св} = \sqrt{1 + \frac{M^2 - 1}{A^2}}; \quad (4-22)$$

при охвате обратной связью двух каскадов усилителя

$$M_{св} = \frac{\sqrt{(M - K_{ср} \cdot \beta)^2 + 4K_{ср} \cdot \beta}}{A}. \quad (4-23)$$

В формулах (4-22) и (4-23) коэффициент частотных искажений M и коэффициент усиления на средних частотах $K_{ср}$ соответствуют усилителю без обратной связи.

При эксплуатации усилителя обычно необходимы различного рода регулировки, обеспечивающие высококачественное усиление сигнала. Основными из них в УНЧ являются регулировки усиления и частотной характеристики (тембра). Наиболее часто регулятором усиления служит делитель напряжения (потенциометр) (рис. 35, а).

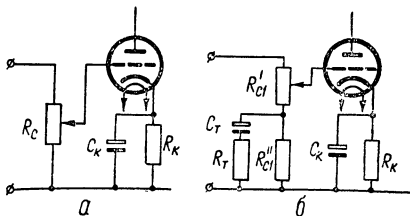


Рис. 35. Схемы регулировки усиления (а) и тембра (б).

При большом уровне входного сигнала (порядка 1—2 в и выше) регулятор усиления следует устанавливать на входе усилителя, чтобы не перегружать первую усилительную лампу. В усилителях, работающих от источников сигнала с малой э. д. с. (микрофон, фотоэлемент, магнитная головка и др.), регулятор усиления следует устанавливать после первого каскада.

Отношение коэффициентов усиления усилителя в двух крайних положениях регулятора усиления называют глубиной регулировки N и обычно выражают в децибелах

$$N_{дб} = 20 \lg \frac{K_{макс}}{K_{мин}}. \quad (4-24)$$

В усилителях звуковых частот для регулировки громкости звука обычно требуется глубина регулировки не ниже 20—40 дб; в измерительных приборах (ламповых вольтметрах, электронных осциллографах и т. д.) необходимая глубина регулировки усиления иногда достигает 100 дб и выше.

Регулировка частотной характеристики усилителя осуществляется с помощью частотнозависимых элементов, вводимых в цепь межкаскадной связи или в цепь обратной связи.

Существуют разные типы регуляторов частотной характеристики. На рис. 35, б приведена одна из возможных схем регулировки тембра, позволяющая осуществить подъем усиления на нижних частотах. Такая регулировка позволяет получить неизменный для слуха тембр звучания при различной громкости воспроизведения. Регуля-

тор, приведенный на рисунке, получил название *регулятора с тонкомпенсацией*. Очень часто для уменьшения частотных искажений сигнала в выходном каскаде в области высоких частот параллельно первичной обмотке выходного трансформатора (рис. 31) включают корректирующую цепочку $C_{кор}$, $R_{кор}$.

Расчет усилителя состоит из двух последовательных этапов:

I. Предварительный (эскизный) расчет. Задачей предварительного расчета является:

1. Разработка технического задания, т. е. определение основных показателей, которыми должен обладать проектируемый усилитель. В техническом задании должны быть приведены следующие основные исходные данные:

- а) напряжение $U_{вх}$ источника входного сигнала;
- б) диапазон частот усиливаемого сигнала $F_n \div F_v$;
- в) напряжение $U_{вых}$ и мощность $P_{вых}$ на выходе усилителя;
- г) величина сопротивления нагрузки R_n ;
- д) величина допустимых частотных искажений на крайних частотах диапазона M_n и M_v ;
- е) величина допустимых нелинейных искажений K_r ;
- ж) система питания усилителя.

К этим основным исходным данным могут быть добавлены специальные требования, обусловленные назначением и условиями работы усилителя.

В некоторых случаях в задании на проектирование усилителя указываются все или большинство исходных данных. При этом задача проектанта существенно облегчается и ему необходимо лишь руководствоваться этими данными в дальнейших расчетах. Однако во многих случаях известными являются лишь некоторые данные, например, назначение усилителя, его выходная мощность и тип источника входного сигнала. Все остальные исходные данные для расчета должны быть разработаны проектантом в соответствии с конкретными особенностями усилителя и условиями его эксплуатации.

2. Составление блок-схемы проектируемого усилителя с наметкой технических заданий к отдельным ее узлам. При этом необходимо ориентировочно подобрать типы ламп отдельных каскадов, распределить по каскадам требуемое значение коэффициента усиления, допустимые частотные и нелинейные искажения, в случае необходимости предусмотреть введение отрицательной обратной связи, наметить основные регулировки — усиления, тембра и т. д.

II. Окончательный расчет. Эта часть проекта является основной. Расчету и окончательному выбору подлежат все элементы схем отдельных каскадов (начиная с последнего — окончательного) и режимы работы усилительных ламп. Кроме того, проверяется выполнение требований технического задания в отношении допустимых частотных и нелинейных искажений, рассчитываются основные регулировки. составляется полная принципиальная схема рассчитанного усилителя. Следует отметить, что в процессе расчета ряд вопросов,

как, например, эффективность экранировки отдельных каскадов и всего усилителя в целом, уровень помех, влияние колебаний напряжения источников питания, смены ламп и т. д., обычно не решается, так как экспериментальная проверка и испытания усилителя дают более надежные результаты, чем расчет, и зачастую их выполнение занимает меньше времени и средств.

4—2. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ЛАМПОВЫХ УНЧ

Пример 11. Расчет малоомощного усилителя низкой частоты

Задание: Рассчитать ламповый УНЧ для воспроизведения звука. Источником входного сигнала служит динамический микрофон. Выходная мощность усилителя 3 вт.

П О Р Я Д О К Р А С Ч Е Т А

1. Предварительный расчет

1. Разрабатываем техническое задание. Для определения величины напряжения $U_{вх}$ на входе усилителя можно воспользоваться табл. XIII, в которой приведены ориентировочные параметры наиболее типичных источников входного сигнала УНЧ. Напряжение, вырабатываемое динамическим микрофоном (в зависимости от типа микрофона и уровня звукового сигнала) при номинальной нагрузке (порядка 200—600 ом) составляет 1—3 мв. Принимаем $U_{вх} = 2$ мв.

Определяем величину нагрузочного сопротивления усилителя. В соответствии с заданием громкоговоритель на выходе усилителя должен развивать мощность 3 вт. Наиболее употребительными являются громкоговорители электродинамического типа. Сопротивление звуковой катушки большинства электродинамических громкоговорителей составляет 4—6 ом. Выбираем трехваттный громкоговоритель типа ЗГД-2 с сопротивлением звуковой катушки $R_n = 4$ ом.

Диапазон частот усилителя выбираем следующим путем. В соответствии с табл. XIII динамический микрофон может воспроизводить полосу частот $F_n \div F_v = 50 \div 10\,000$ гц. Усилитель не должен ограничивать полосу частот усиливаемого сигнала, однако в нашем случае выбранный громкоговоритель ЗГД-2 имеет рабочую полосу частот 50—6000 гц. Такая полоса частот обычно вполне достаточна для высококачественного воспроизведения звука. Поэтому принимаем диапазон частот усилителя

$$F_n \div F_v = 50 \div 6000 \text{ гц.}$$

Задаемся величиной допустимых частотных и нелинейных искажений сигнала. Допустимая величина частотных искажений зависит от назначения усилителя. Так, для усилителей измерительных при-

боров допустимые искажения определяются требуемой точностью измерения и могут составлять десятые и даже сотые доли децибела. В усилителях, предназначенных для воспроизведения звука, частотные искажения изменяют тембр звучания. Однако, как показали исследования, ухо человека не воспринимает частотных искажений, если их величина не превышает примерно $\pm 3 \text{ дб}$ ($0,7 \leq M \leq 1,4$).

В зависимости от требуемого качества воспроизведения звука обычно задаются частотными искажениями в пределах 1—3 дб. Для проектируемого усилителя примем $M_{н.доп} = M_{в.доп} = 2 \text{ дб}$ ($M_{н.доп} = M_{в.доп} = 1,26$).

Допустимая величина коэффициента нелинейных искажений также определяется назначением усилителя. Например, в усилителях контрольно-измерительной аппаратуры допустимое значение K_r составляет десятые доли процента, в усилителях для высококачественного воспроизведения речи и музыки допускают K_r порядка 3—5%, а в усилителях среднего качества — порядка 6—8%. Следует отметить, что малая величина нелинейных искажений может быть получена при использовании в усилителе достаточно глубокой отрицательной обратной связи. При этом одновременно значительно улучшаются и другие показатели усилителя (стабильность, равномерность частотной характеристики и т. д.) при относительно небольшом усложнении его схемы. Поэтому примем для проектируемого усилителя $K_{г.доп} = 4\%$ и, считая целесообразным ввести в усилитель отрицательную обратную связь, охватывающую оконечный каскад, предварительно выберем коэффициент обратной связи $A = 3$.

Таким образом, предстоит рассчитать УНЧ по следующим исходным данным: $P_{\text{вых}} = 3 \text{ вт}$; $U_{\text{вх}} = 2 \text{ мв}$; $F_{н} \div F_{в} = 50 \div 6000 \text{ гц}$; $R_{н} = 4 \text{ ом}$; $M_{н.доп} = M_{в.доп} = 2 \text{ дб}$; $K_r = 4\%$; $A = 3$. Кроме того, следует предусмотреть плавную регулировку усиления с глубиной $N = 20 \text{ дб}$ и тонкомпенсацией.

2. Составляем блок-схему усилителя. При $P_{\text{вых}} = 3 \text{ вт}$ можно использовать однотактную схему каскада усиления мощности. Лампа выходного каскада усилителя должна быть рассчитана на мощность

$$P_{\text{вых.л}} = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_{\text{тр}}}, \quad (4-25)$$

где $\eta_{\text{тр}}$ — к. п. д. выходного трансформатора. Примерное значение величины $\eta_{\text{тр}}$ можно взять из табл. 6.

Таблица 6

Значение к. п. д. выходного трансформатора

$P_{\text{вых}}$	до 1 вт	1—10 вт	10—100 вт	Больше 100 вт
$\eta_{\text{тр}}$	0,7—0,85	0,8—0,9	0,9—0,94	0,96—0,98

Принимая $\eta_{гр} = 0,85$, получим

$$P_{\text{вых.л}} = \frac{3}{0,85} = 3,53 \text{ вт.}$$

В качестве лампы усилителя мощности можно использовать мощные триоды, лучевые тетроды и пентоды.

Триоды менее чувствительны к изменениям величины нагрузки и вносят меньше искажений, но отличаются сравнительно низким к. п. д. и низкой чувствительностью. Наиболее целесообразно применять триоды в усилителях малой мощности (до 1 вт).

Усилители мощности на пентодах или лучевых тетродах более чувствительны и имеют более высокий к. п. д. Однако нелинейные искажения каскада на пентоде или лучевом тетроде значительно выше, чем у каскада на триоде. При использовании отрицательной обратной связи, позволяющей значительно снизить нелинейные искажения, этот недостаток не имеет большого значения. Поэтому в качестве лампы выходного каскада проектируемого усилителя целесообразно выбрать пентод или лучевой тетрод. Конкретный тип лампы можно найти в табл. XV.

Выбираем пентод типа 6П14П, у которого

$$P_{\text{вых.макс}} = 4,2 \text{ вт} \geq P_{\text{вых.л}} = 3,53 \text{ вт.}$$

Ориентировочное значение напряжения возбуждения лампы усилителя мощности можно найти по формулам:

для лучевого тетрода или пентода

$$U_{\text{возб}} \approx \frac{i_{\text{а.макс}}}{2S}, \quad (4-26)$$

где $i_{\text{а.макс}}$ — максимальная величина анодного тока лампы при $U_{\text{с1}} = 0$ в, ма;

S — крутизна характеристики лампы, ма/в;

для триода

$$U_{\text{возб}} \approx \frac{E_3}{2}, \quad (4-27)$$

где E_3 — величина сеточного напряжения запираия при выбранном напряжении источника анодного питания.

Величины $i_{\text{а.макс}}$ (при $U_{\text{с1}} = 0$) и E_3 можно найти по семействам анодных и анодно-сеточных характеристик выбранной лампы. Значения $i_{\text{а.макс}}$ для некоторых типов лучевых тетродов и пентодов приведены в табл. 7.

Таблица 7

Значения $i_{\text{а.макс}}$ при $U_{\text{с1}} = 0$

Тип лампы	6П1П	6П3С	6П6С	6П9	6П14П	6П15П	6П18П
$i_{\text{а.макс}}$ ма (при $U_{\text{с1}} = 0$)	115	180	110	70	115	70	160

Из табл. 7 для пентода 6П14П находим $i_{a.\max} = 115 \text{ ма}$, а из табл. XV $S = 11,3 \text{ ма/в}$. Поэтому

$$U_{\text{возб}} = \frac{115}{2 \cdot 11,3} = 5,1 \text{ в.}$$

Определяем общий коэффициент усиления каскадов усиления напряжения

$$K_{\text{общ}} = \frac{U_{\text{возб}}}{U_{\text{РХ}}} = \frac{5,1}{2 \cdot 10^{-3}} = 2550. \quad (4-28)$$

Для обеспечения запаса по усилению напряжения должно выполняться условие

$$K_1 \cdot K_2, \dots, K_n \geq (1,25 \div 1,5) K_{\text{общ}}, \quad (4-29)$$

где $K_1 \cdot K_2, \dots, K_n$ — коэффициенты усиления отдельных каскадов усилителя напряжения.

Следовательно, для нашего примера минимальный коэффициент усиления всех каскадов усилителя напряжения должен быть равен

$$K_{\text{общ}} \cdot 1,5 = 2550 \cdot 1,5 = 3800. \quad (4-30)$$

Если величина общего коэффициента усиления не превышает 30—60, то усиление напряжения входного сигнала можно осуществить с помощью одного каскада, выполненного на триоде. Если общий коэффициент усиления оказывается больше указанной величины, но не превышает 150—200, рекомендуется применить однокаскадный усилитель напряжения на пентоде. Коэффициент усиления по напряжению, превышающий 200, можно получить лишь с помощью многокаскадного усилителя напряжения.

Подбирая лампы для каскадов усиления напряжения, следует иметь в виду, что при использовании триода можно получить усиление одного каскада (на средних частотах)

$$K_{\text{ср}} \approx (0,5 \div 0,6) \mu, \quad (4-31)$$

а при использовании пентода

$$K_{\text{ср}} \approx (0,05 \div 0,06) \mu, \quad (4-32)$$

где μ — статический коэффициент усиления лампы. Основные данные некоторых ламп, использующихся в каскадах усиления напряжения, приведены в табл. XVI.

В нашем случае требуемое усиление по напряжению можно получить с помощью двух каскадов, один из которых собран на пентоде типа 6ЖЗП, а второй на триоде типа 6СЗП. Действительно, из формулы (4-32)

$$K_{1\text{ср}} = 0,05\mu_1 = 0,05 \cdot 4000 = 200,$$

а в соответствии с формулой (4-31)

$$K_{2\text{ср}} = 0,6\mu_2 = 0,6 \cdot 50 = 30.$$

Таким образом, условие (4-29) выполняется

$$K_{1cp} \cdot K_{2cp} = 200 \cdot 30 = 6000 > 2550 \cdot 1,5 = 3800.$$

3. Распределяем частотные и нелинейные искажения между каскадами усилителя. Обычно для каскадов усиления напряжения можно задаваться величиной $M_n = M_B = 1,02 \div 1,06$, или (0,2 — 0,5) дБ. После такого распределения для выходного каскада величина частотных искажений определится по формулам

$$M_{n \text{ вых. каск}} = \frac{M_{n, \text{доп}}}{M_{n1} \cdot M_{n2} \dots M_{nl}}; \quad (4-33)$$

$$M_{B, \text{ вых. каск}} = \frac{M_{B, \text{доп}}}{M_{B1} \cdot M_{B2} \dots M_{Bl}}, \quad (4-34)$$

где $M_{n1}, M_{n2}, \dots, M_{nl}$ и M_{B1}, M_{B2}, M_{Bl} — коэффициенты частотных искажений соответственно на низших и высших частотах каждого из каскадов усилителя напряжения;

$M_{n, \text{доп}}$ и $M_{B, \text{доп}}$ — допустимые коэффициенты частотных искажений на низших и высших частотах всего усилителя. Если коэффициенты частотных искажений выражены в децибелах, то

$$M_{\text{дб. н. вых. каск}} = M_{\text{дб. н. доп}} - (M_{\text{дб. н1}} + M_{\text{дб. н2}} + \dots + M_{\text{дб. nl}}). \quad (4-35)$$

Для нашего примера примем $M_{n1} = M_{n2} = M_{B1} = M_{B2} = 1,05$ (0,4 дБ). Тогда для выходного (третьего) каскада усилителя

$$M_{n3} = M_{B3} = \frac{1,26}{1,05 \cdot 1,05} = 1,15.$$

В децибелах

$$M_{\text{дб. н3}} = M_{\text{дб. B3}} = 2 - (0,4 + 0,4) = 1,2 \text{ дБ}.$$

При распределении заданной величины нелинейных искажений между каскадами усилителя следует учесть, что наибольшую величину нелинейных искажений создает выходной каскад, так как на управляющую сетку лампы этого каскада подается наибольшая амплитуда сигнала. Каскады усиления напряжения создают значительно меньшие нелинейные искажения.

Для проектируемого трехкаскадного усилителя (с учетом охвата отрицательной обратной связью третьего каскада) можно распределить заданный коэффициент нелинейных искажений ($K_{r, \text{общ}} = 4\%$) следующим образом:

$$K_{r1} = 1\%; \quad K_{r2} = 1\%; \quad K_{r3 \text{ св}} = 2\%.$$

На основании проведенного предварительного расчета составим блок-схему проектируемого усилителя. При этом необходимо решить вопрос о том, какую из ламп — триод или пентод выгоднее использовать во входном каскаде. С точки зрения уменьшения собственных шумов усилителя предпочтение следует отдать триоду, ко-

торый и рекомендуется использовать при малых уровнях входного сигнала (до 1 мв). Однако триод имеет малый коэффициент усиления. Поэтому в тех случаях, когда входное напряжение сигнала оказывается не менее 1 мв во входном каскаде более целесообразно использовать пентод. Для нашего примера в первом каскаде усиления можно применить пентод 6ЖЗП. Блок-схема проектируемого усилителя показана на рис. 36.

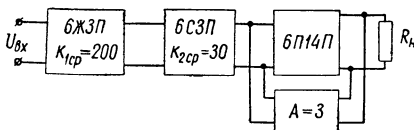


Рис. 36. Блок-схема усилителя (к примеру 11).

зовать пентод. Для нашего примера в первом каскаде усиления можно применить пентод 6ЖЗП. Блок-схема проектируемого усилителя показана на рис. 36.

II. Окончательный расчет

А. Расчет однотактного каскада усиления мощности. Для детального расчета усилителя мощности (рис. 31, а) используются следующие исходные данные, полученные в результате предварительного расчета:

- 1) выходная мощность усилителя $P_{\text{вых}} = 3 \text{ вт}$;
- 2) диапазон частот $F_{\text{н}} \div F_{\text{в}} = 50 \div 6000 \text{ гц}$;
- 3) сопротивление нагрузки $R_{\text{н}} = 4 \text{ ом}$;
- 4) частотные искажения $M_{\text{нз}} = M_{\text{вз}} = 1,15$;
- 5) нелинейные искажения $K_{\text{ГЗСВ}} = 2\%$;
- 6) тип лампы — пентод 6П14П с параметрами (табл. XV) $U_{\text{н}} = 6,3 \text{ в}$; $I_{\text{н}} = 0,75 \text{ а}$; $U_{\text{а}} = 250 \text{ в}$; $U_{\text{з}} = 250 \text{ в}$; $E_{\text{с}} = -6 \text{ в}$; $I_{\text{з}} = 7 \text{ ма}$; $P_{\text{а, доп}} = 12 \text{ вт}$; $P_{\text{вых, макс}} = 4,2 \text{ вт}$; $S = 11,3 \text{ ма/в}$; $R_{\text{г}} = 30 \text{ ком}$; $R_{\text{а, опт}} = 5,2 \text{ ком}$.

Расчет производится в такой последовательности:

1. Выбираем режим работы каскада. В зависимости от положения рабочей точки на характеристике лампы и величины входного напряжения различают пять режимов работы каскадов усиления мощности: A , B_1 , B_2 , AB_1 и AB_2 . Режим A обеспечивает малую величину нелинейных искажений сигнала, но неэкономичен. Его целесообразно применять при сравнительно малых выходных мощностях (обычно в однотактных каскадах), особенно при работе с небольшими искажениями.

Режимы B_1 и AB_1 наиболее часто применяются в двухтактных выходных каскадах. Эти режимы характеризуются более высоким к. п. д., но им присуща большая величина нелинейных искажений. В режимах B_2 и AB_2 лампы работают с токами сетки. Эти режимы используются главным образом при больших выходных мощностях усилителя (более 50 вт). Их целесообразно применять в тех случаях, когда основным показателем усилителя является высокий к. п. д., а величина нелинейных искажений существенного значения не имеет. Для проектируемого каскада усиления мощности наиболее целесообразно выбрать режим A .

2. Отмечаем в семействе анодных характеристик выбранной лампы исходную рабочую точку P (рис. 37), соответствующую $U_a = 250$ в и $E_c = -6$ в. Выбранной рабочей точке соответствует ток покоя $I_{a0} = 46$ ма. Находим мощность, рассеиваемую на аноде лампы,

$$P_{a.расч} = I_{a0} \cdot U_a = 46 \cdot 10^{-3} \cdot 250 = 11,5 \text{ вт.} \quad (4-36)$$

Таким образом, условие

$$P_{a.расч} = 11,5 \text{ вт} < P_{a.доп} = 12 \text{ вт}$$

выполняется.

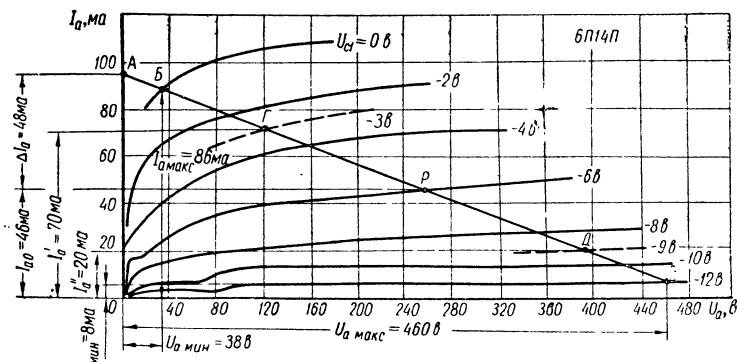


Рис. 37. Семейство анодных характеристик лампы 6П14П.

3. Строим динамическую характеристику лампы (нагрузочную прямую). Для этого находим величину отношения

$$\Delta I_a = \frac{U_a}{R_{a.опт}} = \frac{250}{5,2 \cdot 10^3} = 0,048 \text{ а} = 48 \text{ ма} \quad (4-37)$$

и откладываем полученное значение тока $\Delta I_a = 48$ ма по оси ординат вверх от точки, соответствующей току $I_{a0} = 46$ ма. Через полученную точку A , соответствующую току $I_{a0} + \Delta I_a = 46 \text{ ма} + 48 \text{ ма} = 94 \text{ ма}$, и выбранную рабочую точку P проводим прямую, которая и представляет собой динамическую характеристику лампы.

4. Определяем рабочий участок динамической характеристики. Для того чтобы не возник сеточный ток, верхний конец динамической характеристики не должен заходить в область положительных сеточных напряжений, т. е. должен находиться на характеристике с нулевым или отрицательным сеточным потенциалом. Отмечаем на характеристике при $U_{c1} = 0$ точку B (рис. 37) и находим соответствующие этой точке значения $U_{a.мин} = 38$ в и $I_{a.макс} = 86$ ма. Нижний конец нагрузочной прямой находится на характеристике при $U_{c1} = -12$ в (точка A). Этой точке соответствуют $U_{a.макс} = 460$ в и $I_{a.мин} = 8$ ма.

5. Находим амплитуду переменного напряжения на первичной обмотке выходного трансформатора

$$U_{ma} = \frac{U_{a.макс} - U_{a.мин}}{2} = \frac{460 - 38}{2} = 211 \text{ в.} \quad (4-38)$$

6. Определяем амплитуду переменной составляющей анодного тока

$$I_{ma} = \frac{I_{a.макс} - I_{a.мин}}{2} = \frac{86 - 8}{2} = 39 \text{ ма.} \quad (4-39)$$

7. Находим отдаваемую в нагрузку мощность

$$P_{\text{вых.расч}} = \frac{U_{ma} \cdot I_{ma}}{2} \eta_{\text{тр}} = \frac{211 \cdot 39 \cdot 10^{-3}}{2} \cdot 0,85 = 3,5 \text{ вт.} \quad (4-40)$$

Следовательно, $P_{\text{вых.расч}} = 3,5 \text{ вт} > P_{\text{вых}} = 3 \text{ вт}$.

8. Находим коэффициент нелинейных искажений. Коэффициент второй гармоники может быть найден по формуле

$$\begin{aligned} \gamma_2 &\approx \left| \frac{0,5(I_{a.макс} + I_{a.мин}) - I_{a0}}{I_{a.макс} - I_{a.мин}} \right| \cdot 100\% = \\ &= \left| \frac{0,5(86 + 8) - 46}{86 - 8} \right| \cdot 100\% = 1,28\%. \end{aligned} \quad (4-41)$$

Коэффициент третьей гармоники равен

$$\gamma_3 \approx \frac{2(I'_a - I''_a) - (I_{a.макс} + I_{a.мин})}{2(I_{a.макс} + I'_a - I_{a.мин} - I''_a)} \cdot 100\%, \quad (4-42)$$

где I'_a — значение анодного тока, соответствующего точке пересечения нагрузочной прямой с характеристикой при $U'_{c1} = -0,5 E_c$; I''_a — значение анодного тока, соответствующего точке пересечения нагрузочной прямой с характеристикой при $U''_{c1} = -1,5 E_c$.

В семействе анодных характеристик лампы может не оказаться кривых, снятых при сеточных напряжениях U'_{c1} и U''_{c1} . В этом случае их необходимо достроить, ориентируясь на соседние характеристики. Так, для нашего примера $U'_{c1} = -3 \text{ в}$; $U''_{c1} = -9 \text{ в}$. На рис. 37 интересные нас участки характеристик для $U'_{c1} = -3 \text{ в}$ и $U''_{c1} = -9 \text{ в}$ показаны пунктиром. Токи, соответствующие точкам Г и Д (рис. 37), равны: $I'_a = 70 \text{ ма}$; $I''_a = 20 \text{ ма}$.

Подставляя полученные данные в формулу (4-42), получим

$$\gamma_3 = \left| \frac{2(70 - 20) - (86 + 8)}{2(86 + 70 - 8 - 20)} \right| \cdot 100 = 2,34\%.$$

Таким образом,

$$K_{\text{гз расч}} = \sqrt{1,28^2 + 2,34^2} = 2,7\%.$$

При введении отрицательной обратной связи с коэффициентом $A = 3$ коэффициент нелинейных искажений выходного каскада в соответствии с формулой (4-21) составит

$$K_{ГЗ \text{ расч. св}} = \frac{K_{ГЗ \text{ расч}}}{A} = \frac{2,7}{3} = 0,9\%.$$

Следовательно, при выбранном значении коэффициента обратной связи $A = 3$ условие $K_{ГЗ \text{ расч. св}} = 0,9\% < K_{ГЗ \text{ св}} = 2\%$ выполняется.

Если по расчету получается слишком большой коэффициент нелинейных искажений или недостаточная величина $P_{\text{вых}}$, следует изменить наклон динамической характеристики, поворачивая ее вокруг точки P , т. е. изменить величину $R_{\text{а.опт}}$. Если это не дает требуемого результата, необходимо выбрать другой тип лампы.

9. Определяем элементы цепочки автосмещения (рис. 31, а)

$$R_{кз} = \frac{|-E_c|}{I_{a0} + I_э} = \frac{|-6|}{(46 + 7) \cdot 10^{-3}} = 113 \text{ ом}. \quad (4-43)$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_{кз} = 110 \text{ ом}$. Мощность резистора $R_{кз}$ составляет

$$P_{R_{кз}} = (I_{a0} + I_э)^2 R_{кз} = (53 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 110 = 0,3 \text{ вт}. \quad (4-44)$$

В качестве сопротивления $R_{кз}$ может быть использован резистор типа МЛТ-0,5 с максимальной рассеиваемой мощностью $0,5 \text{ вт}$. Емкость конденсатора $C_{кз}$ находим по формуле

$$C_{кз} = \frac{10^6}{2\pi F_H \cdot 0,2 \cdot R_{кз}} = \frac{10^6}{6,28 \cdot 50 \cdot 0,2 \cdot 110} \approx 142 \text{ мкф}. \quad (4-45)$$

По табл. IV выбираем электролитический конденсатор типа КЭ емкостью 150 мкф с рабочим напряжением, превышающим напряжение $|-E_c|$ примерно в 1,5—2 раза, т. е. $U_{\text{раб}} = 10 \div 15 \text{ в}$.

10. Находим сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора

$$r_1 = R_{\text{а.опт}} \frac{1 - \eta_{\text{тр}}}{2} = 5200 \frac{1 - 0,85}{2} = 390 \text{ ом}. \quad (4-46)$$

11. Определяем напряжение источника анодного питания

$$E_a = U_a + |-E_c| + I_{a0} r_1 = 250 + 6 + 46 \cdot 10^{-3} \cdot 390 \approx 274 \text{ в}. \quad (4-47)$$

12. Рассчитываем элементы цепи экранной сетки

$$R_{эз} = \frac{E_a - U_э}{I_э} = \frac{274 - 250}{7 \cdot 10^{-3}} = 3440 \text{ ом}. \quad (4-48)$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_{эз} = 3,6 \text{ ком}$. Мощность его составляет

$$P_{R_{эз}} = I_э^2 R_{эз} = (7 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 3,6 \cdot 10^3 = 0,175 \text{ вт}. \quad (4-49)$$

В качестве сопротивления $R_{эз}$ можно использовать резистор типа МЛТ-0,25.

Емкость конденсатора $C_{эз}$, рассчитываем по формуле

$$C_{эз} = \frac{10^6}{2\pi \cdot F_H \cdot 0,2 \cdot R_{эз}} = \frac{10^6}{6,28 \cdot 50 \cdot 0,2 \cdot 3,6 \cdot 10^3} = 4,4 \text{ мкф}. \quad (4-50)$$

По табл. IV выбираем металлобумажный конденсатор типа МБГП емкостью $C_{эз} = 5 \text{ мкф}$ с рабочим напряжением 400 в.

13. Определяем индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора

$$L_1 = \frac{R_{экв}}{2\pi F_H \sqrt{M_{н3}^2 - 1}} \text{ зН}, \quad (4-51)$$

где

$$R_{экв} = \frac{R_{а.опт} (R_i + 2r_1)}{R_{а.опт} + R_i + 2r_1}, \quad (4-52)$$

если каскад усиления мощности не охвачен отрицательной обратной связью, и

$$R_{экв} = \frac{R_{а.опт} (R_{исв} + 2r_1)}{R_{а.опт} + R_{исв} + 2r_1}, \quad (4-53)$$

если каскад усиления мощности охвачен отрицательной обратной связью.

Сопротивление $R_{исв}$ подсчитывается по формуле (4-19)

$$R_{исв} = \frac{R_i}{A} = \frac{30}{3} = 10 \text{ ком}.$$

Подставляя в формулы (4-51) и (4-53) численные значения, получим

$$R_{экв} = \frac{5,2 \cdot 10^3 (10^4 + 2 \cdot 390)}{5,2 \cdot 10^3 + 10^4 + 2 \cdot 390} \approx 3500 \text{ ом}.$$

Следовательно,

$$L_1 = \frac{3500}{6,28 \cdot 50 \sqrt{1,15^2 - 1}} \approx 19,7 \text{ зН}.$$

14. Находим индуктивность рассеяния выходного трансформатора

$$L_S = \frac{R_{а.опт} + R_{исв}}{2\pi \cdot F_b} \sqrt{M_{в3}^2 - 1} = \frac{5,2 \cdot 10^3 + 10^4}{6,28 \cdot 6 \cdot 10^3} \sqrt{1,15^2 - 1} = 0,23 \text{ зН}. \quad (4-54)$$

О приемлемости рассчитанного значения L_S судят по коэффициенту рассеяния

$$\sigma = \frac{L_S}{L_1} 100\%. \quad (4-55)$$

Если $\sigma > 0,5\%$, то выходной трансформатор конструктивно выполним. Для нашего примера

$$\sigma = \frac{0,23}{19,7} \cdot 100\% \approx 1,16\% > 0,5\%.$$

15. Определяем коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \sqrt{\frac{R_H}{R_{a.опт} \cdot \eta_{гр}}} = \sqrt{\frac{4}{5,2 \cdot 10^3 \cdot 0,85}} = 0,03. \quad (4-56)$$

16. Рассчитываем элементы корректирующей цепочки $R_{кор}$ $C_{кор}$ (рис. 31, а)

$$R_{кор} = 2R_{a.опт} = 2 \cdot 5200 = 10\,400 \text{ ом}. \quad (4-57)$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_{кор} = 11 \text{ ком}$. Из схемы рис. 31, а видно, что через резистор $R_{кор}$ постоянный ток не протекает. Поэтому мощность, рассеиваемую на резисторе $R_{кор}$, найдем по формуле

$$P_{R_{кор}} = \frac{U_{ма}^2}{2R_{кор}}, \quad (4-58)$$

где $U_{ма}$ — амплитудное значение переменного напряжения на первичной обмотке выходного трансформатора.

Из формулы (4-38) $U_{ма} = 211 \text{ в}$. Поэтому

$$P_{R_{кор}} = \frac{211^2}{2 \cdot 11 \cdot 10^3} \approx 2 \text{ вт}.$$

Выбираем в качестве сопротивления $R_{кор}$ резистор типа МЛТ-2.

Емкость конденсатора $C_{кор}$ определяем по формуле

$$C_{кор} = \frac{L_H + \frac{L_H}{n^2}}{R_{кор}^2} \cdot 10^{12} \text{ нф}, \quad (4-59)$$

где L_H — индуктивность нагрузки. Для электродинамических громкоговорителей $L_H = (0,003 \div 0,01) \text{ гн}$. Принимая $L_H = 5 \cdot 10^{-3} \text{ гн}$, получим

$$C_{кор} = \frac{0,23 + \frac{5 \cdot 10^{-3}}{0,03^2}}{(11 \cdot 10^3)^2} \cdot 10^{12} = 53 \cdot 10^3 \text{ нф} = 0,053 \text{ мкф}.$$

По табл. IV выбираем конденсатор $C_{кор}$ типа МБМ емкостью $0,05 \text{ мкф}$ с рабочим напряжением 250 в .

17. Находим коэффициент усиления выходного каскада по напряжению на средних частотах (без учета действия отрицательной обратной связи)

$$K_{зср} = S \cdot R_{a.опт} = 11,3 \cdot 10^{-3} \cdot 5,2 \cdot 10^3 = 59. \quad (4-60)$$

18. Рассчитываем элементы цепи обратной связи (рис. 33, в). Коэффициент передачи цепи обратной связи для данной схемы равен

$$\beta = \frac{R_{2св}}{R_{1св} + R_{2св}}. \quad (4-61)$$

Емкость разделительного конденсатора $C_{св}$, преграждающего путь постоянному току в цепь обратной связи, выбирается из условия

$$C_{св} \geq \frac{2 \div 3}{2\pi F_H (R_{1св} + R_{2св})} \phi. \quad (4-62)$$

Сопrotивление цепи обратной связи не должно заметно шунтировать анодную цепь лампы. Для этого необходимо иметь

$$R_{1св} + R_{2св} \geq 10R_{a.опт}. \quad (4-63)$$

Задавшись величиной коэффициента обратной связи

$$A = 1 + \beta K_{зср} = 3,$$

найдем β

$$\beta = \frac{A-1}{K_{зср}} = \frac{3-1}{59} = 0,034.$$

Для лампы 6П14П при $R_{a.опт} = 5,2$ ком можно задаться

$$R_{1св} + R_{2св} = 100 \text{ ком}. \quad (4-64)$$

Тогда

$$R_{2св} = \beta(R_{1св} + R_{2св}) = 0,034 \cdot 100 = 3,4 \text{ ком}, \quad (4-65)$$

а

$$R_{1св} = 100 - 3,4 = 96,6 \text{ ком}.$$

По табл. VII выбираем резисторы с сопротивлениями

$$R_{1св} = 100 \text{ ком} \text{ и } R_{2св} = 3,6 \text{ ком}.$$

Мощность, рассеиваемую на резисторах $R_{1св}$ и $R_{2св}$, можно найти по формуле

$$P_{(R_{1св}+R_{2св})} = \frac{U_{ма}^2}{2(R_{1св} + R_{2св})} = \frac{211^2}{2 \cdot 103,6} = 0,22 \text{ вт}. \quad (4-66)$$

Выбираем в качестве сопротивлений $R_{1св}$ и $R_{2св}$ резисторы типа МЛТ-0,25. Емкость разделительного конденсатора

$$C_{св} = \frac{2,5}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 103,6 \cdot 10^3} \approx 0,078 \text{ мкф}.$$

По табл. IV выбираем конденсатор $C_{св}$ типа МБМ емкостью 0,08 мкф с рабочим напряжением 500 в.

Б. Конструктивный расчет выходного трансформатора однотактного каскада усиления мощности. При конструктивном расчете определяются материал и геометрические размеры сердечника, число витков и диаметр провода первичной и вторичной обмоток, а также проверяется возможность размещения обмоток в окне сердечника трансформатора. Расчет производится в такой последовательности:

1. Выбираем материал сердечника. При выборе материала сердечника необходимо учитывать назначение трансформатора, требования к весу и стоимости, наличие постоянного подмагничивания, а также выходную мощность усилителя.

Следует учесть, что в однотактных каскадах усиления мощности через первичную обмотку выходного трансформатора протекает постоянная составляющая анодного тока лампы, создавая в сердечнике постоянное магнитное поле (постоянное подмагничивание), снижающее магнитную проницаемость материала сердечника, вследствие чего индуктивность первичной обмотки уменьшается и передача нижних частот ухудшается.

В табл. XVII приведены марки магнитных материалов, которые дают наилучшие результаты с учетом приведенных выше соображений. В соответствии с данной таблицей выбираем для выходного трансформатора проектируемого усилителя сердечник из электротехнической стали типа Э310.

2. Определяем геометрические размеры сердечника. Выходные трансформаторы усилителей низкой частоты с выходной мощностью $P_{\text{вых}}$ до нескольких десятков ватт обычно выполняются на сердечниках броневого типа из Ш-образных пластин, причем в однотактных схемах для уменьшения влияния постоянного подмагничивания в сердечнике делают немагнитный зазор в виде прокладки из картона, бумаги или иного изоляционного материала между его Ш-образной частью и ярмом (рис. 38). Для определения сечения среднего стержня сердечника можно воспользоваться формулой

$$S = \frac{I_{a0}^2 \cdot L_1}{8000} \text{ см}^2, \quad (4-67)$$

где I_{a0} — постоянная составляющая анодного тока лампы выходного каскада, *ма*;

L_1 — индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора, *гн*.

Для нашего примера

$$S = \frac{46^2 \cdot 19,7}{8000} = 5,2 \text{ см}^2.$$

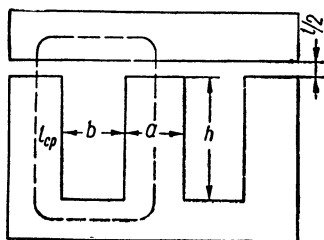


Рис. 38. Форма пластины сердечника выходного трансформатора.

По формулам (1-12) и (1-13) находим ширину среднего стержня a Ш-образной пластины сердечника и толщину набора c

$$a = 0,9 \sqrt{S} = 0,9 \sqrt{5,2} = 2,05 \text{ см};$$

$$c = 1,1 \sqrt{S} = 1,1 \sqrt{5,2} = 2,5 \text{ см}.$$

По табл. III выбираем для сердечника пластины типа Ш-20.

3. Рассчитываем число витков обмоток. Число витков первичной обмотки

$$W_1 = 550 \sqrt{L_1 \frac{l_{cp}}{S}} \text{ витков}, \quad (4-68)$$

где l_{cp} — средняя длина магнитной силовой линии для выбранного типа пластин, см.

Из табл. III для пластин Ш-20 находим $l_{cp} = 17,2$ см. Поэтому $W_1 = 550 \sqrt{19,7 \frac{17,2}{5,2}} = 4550$ витков. Число витков вторичной обмотки

$$W_2 = nW_1 = 0,03 \cdot 4550 = 137 \text{ витков}. \quad (4-69)$$

4. Проверяем величину максимальной индукции B_m в сердечнике трансформатора. Известно, что зависимость между напряженностью поля и индукцией в материале сердечника нелинейна. Поэтому трансформатор вносит нелинейные искажения в трансформируемый сигнал. Величина этих искажений тем больше, чем больше величина максимальной индукции в сердечнике. Если трансформатор работает в схеме, где нелинейные искажения имеют значение, следует ограничивать величину индукции. В табл. 8 приведены значения индукции для сталей Э310—Э330, при которых не возникает значительных нелинейных искажений; при превышении указанных значений нелинейные искажения быстро растут.

Таблица 8

Допустимые значения амплитуды индукции для выходных трансформаторов низкой частоты из сталей Э310—Э330

Мощность на выходе усилителя $P_{\text{вых}}$, <i>вт</i>	1	3	10	30
Допустимое амплитудное значение индукции B_m доп, <i>тл</i>	0,46	0,65	0,8	0,95

Максимальное значение индукции в сердечнике трансформатора определяется по формуле

$$B_m = \frac{2,25 \cdot 10^3 \cdot U_{ma}}{F_H \cdot S \cdot W_1} \text{ тл}, \quad (4-70)$$

где U_{ma} — амплитуда напряжения на первичной обмотке выходного трансформатора, в.

Подставляя в формулу (4-70) численные значения $U_{ma} = 211$ в, $F_n = 50$ гц, $S = 5,2$ см², $W_1 = 4550$ витков, получим

$$B_m = \frac{2,25 \cdot 10^3 \cdot 211}{50 \cdot 5,2 \cdot 4550} = 0,4 \text{ тл.}$$

По табл. 8 при мощности на выходе усилителя $P_{\text{вых}} = 3$ вт находим $B_{m \text{ доп}} = 0,65$ тл. Таким образом,

$$B_m = 0,4 \text{ тл} < B_{m \text{ доп}} = 0,65 \text{ тл}, \quad (4-71)$$

т. е. нелинейные искажения, вносимые трансформатором, незначительны. Если условие (4-71) не выполняется, т. е. $B_m > B_{m \text{ доп}}$, то число витков первичной обмотки следует определять по формуле

$$W_1 = \frac{3,2 \cdot 10^3 \cdot U_{ma}}{F_n \cdot S} \text{ витков.} \quad (4-72)$$

5. Находим диаметры проводов обмоток. Диаметр провода (без изоляции) первичной обмотки

$$d_1 = 0,025 \sqrt{I_{a0}} \text{ мм}, \quad (4-73)$$

где I_{a0} — постоянная составляющая тока выходной лампы, ма.

Диаметр провода (без изоляции) вторичной обмотки

$$d_2 = 0,8 d_1 \frac{1}{\sqrt{n}} \text{ мм.} \quad (4-74)$$

Для нашего примера

$$d_1 = 0,025 \sqrt{46} = 0,17 \text{ мм};$$

$$d_2 = 0,8 \cdot 0,17 \frac{1}{\sqrt{0,03}} = 0,79 \text{ мм.}$$

По табл. II выбираем для обмоток выходного трансформатора провод типа ПЭВ-1 с изоляцией

$$d_{1\text{из}} = 0,2 \text{ мм}; \quad d_{2\text{из}} = 0,83 \text{ мм.}$$

6. Находим величину немагнитного зазора в сердечнике (рис. 38)

$$l = \frac{W_1 \cdot I_{a0}}{8} \cdot 10^{-5} \text{ мм}, \quad (4-75)$$

где I_{a0} — дано в миллиамперах.

Таким образом,

$$l = \frac{4550 \cdot 46}{8} \cdot 10^{-5} = 0,26 \text{ мм.}$$

Учитывая, что магнитный поток дважды пересекает зазор в сердечнике, находим толщину прокладки между Ш-образным пакетом пластин и ярмом

$$\frac{l}{2} = 0,13 \text{ мм.}$$

7. Проверяем возможность размещения обмотки в окне сердечника. Число витков в слое каждой обмотки находим по формуле (1-14). Для первичной обмотки

$$W_{1\text{сл}} = \frac{h - 2(\delta_{\text{карк}} + 2)}{\alpha \cdot d_{1\text{из}}},$$

где h — высота окна (из табл. III для пластин Ш-20 $h = 50$ мм);

$\delta_{\text{карк}}$ — толщина каркаса (принимаем $\delta_{\text{карк}} = 1$ мм);

$d_{1\text{из}}$ — диаметр провода с изоляцией первичной обмотки ($d_{1\text{из}} = 0,2$ мм);

α — коэффициент неплотности (по табл. 3 для провода диаметром $d_{1\text{из}} = 0,2$ мм находим $\alpha = 1,25$).

Таким образом,

$$W_{1\text{сл}} = \frac{50 - 2(1 + 2)}{1,25 \cdot 0,2} = 176 \text{ витков.}$$

Для вторичной обмотки

$$W_{2\text{сл}} = \frac{50 - 2(1 + 2)}{1,1 \cdot 0,83} = 49 \text{ витков.}$$

Число слоев для каждой обмотки (с округлением до большего целого числа) составит

$$n_1 = \frac{W_1}{W_{1\text{сл}}} = \frac{4550}{176} \approx 26;$$

$$n_2 = \frac{W_2}{W_{2\text{сл}}} = \frac{137}{49} \approx 3.$$

Толщину каждой обмотки определяем по формуле (1-16). Для первичной обмотки

$$\delta_{1\text{об}} = n_1(d_{1\text{из}} + \delta_{\text{из}}) + \delta_{\text{пр}} \text{ мм,}$$

где $\delta_{\text{из}}$ — толщина изоляции между слоями (принимаем $\delta_{\text{из}} = 0,05$ мм);

$\delta_{\text{пр}}$ — толщина прокладки между обмотками (принимаем $\delta_{\text{пр}} = 0,3$ мм).

Следовательно,

$$\delta_{1\text{об}} = 26(0,2 + 0,05) + 0,3 = 6,8 \text{ мм.}$$

Для вторичной обмотки

$$\delta_{2\text{об}} = 3(0,83 + 0,05) + 0,3 = 2,94 \text{ мм.}$$

Общая высота всех обмоток (с учетом толщины стенки каркаса $\delta_{\text{карк}} = 1 \text{ мм}$) составит

$$\delta_{\text{общ}} = \delta_{1\text{об}} + \delta_{2\text{об}} + \delta_{\text{карк}} = 6,8 + 2,94 + 1 = 10,74 \text{ мм.}$$

Таким образом, вся обмотка на каркасе будет занимать по ширине окна сердечника $10,74 \text{ мм}$. Ширина же окна b в сердечнике для выбранного типа пластин Ш-20 равна 20 мм . Следовательно,

$$b > \delta_{\text{общ}},$$

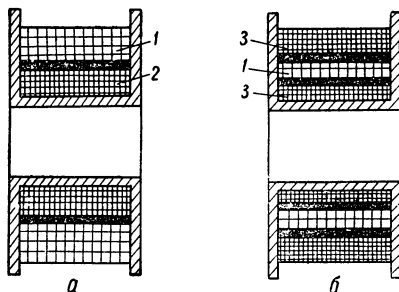
и обмотка свободно разместится в окне.

8. Рассчитываем индуктивность рассеивания трансформатора

$$L_{\text{Срасч}} = \frac{0,4\pi \cdot l_{\text{в}} \cdot W_1^2}{10^8 (h - 2\delta_{\text{карк}})} \left(\delta_{\text{пр}} + \frac{\delta_{1\text{об}} + \delta_{2\text{об}}}{3} \right) \text{ гн.} \quad (4-76)$$

Рис. 39. Размещение обмоток на каркасе выходного трансформатора:

a — без чередования обмоток; *б* — с чередованием обмоток; 1 — вторичная обмотка; 2 — первичная обмотка; 3 — половина первичной обмотки.



В формуле (4-76) все линейные размеры должны быть выражены в сантиметрах. Средняя длина витка обмотки $l_{\text{в}}$ определяется по формуле (1-28)

$$l_{\text{в}} = 2(a + c) + \pi b = 2(2 + 2,5) + 3,14 \cdot 2 = 15,28 \text{ см.}$$

Подставляя в формулу (4-76) численные значения, получим

$$L_{\text{Срасч}} = \frac{0,4 \cdot 3,14 \cdot 15,28 \cdot 4550^2}{10^8 (5 - 0,2)} \left(0,03 + \frac{0,68 + 0,294}{3} \right) \approx 0,29 \text{ гн.}$$

Если найденное по формуле (4-76) значение $L_{\text{С расч}}$ не превышает заданного, т. е.

$$L_{\text{Срасч}} \leq L_{\text{С}}, \quad (4-77)$$

то конструктивный расчет трансформатора на этом заканчивается и обмотки размещают на каркасе обычным способом, как показано на рис. 39, *a*.

В нашем случае условие (4-77) не выполняется, так как

$$L_{\text{Срасч}} = 0,29 \text{ гн} > L_{\text{С}} = 0,23 \text{ гн.}$$

Поэтому при изготовлении трансформатора следует применить чередование обмоток. Простейший пример чередования показан на рис. 39, *б*: обмотка с большим числом витков разбита на две части, а между ними расположена другая обмотка. В нашем случае при

наличии чередования индуктивность рассеяния уменьшается в $(m - 1)^2$ раз, где m — общее число частей, из которых состоят первичная и вторичная обмотки. Для чередования, показанного на рис. 39, б, $m = 3$, и индуктивность рассеяния уменьшается в четыре раза.

В. Расчет двухкаскадного усилителя напряжения на резисторах. Для детального расчета каскадов усиления напряжения используются следующие исходные данные, полученные в результате предварительного расчета: 1) напряжение на входе $U_{вх} = 2$ мв; 2) коэффициент усиления первого каскада (на средних частотах) $K_{1ср} = 200$; 3) коэффициент усиления второго каскада (на средних частотах) $K_{2ср} = 30$; 4) диапазон частот $F_H \div F_B = 50 \div 6000$ гц; 5) частотные искажения $M_{H1} = M_{H2} = M_{B1} = M_{B2} = 1,05$; 6) нелинейные искажения $K_{Г1} = K_{Г2} = 1\%$; 7) типы ламп — пентод 6ЖЗП и триод 6СЗП (основные данные ламп приведены в табл. XVI). Кроме того, при расчете оконечного каскада было найдено напряжение источника анодного питания $E_a = 274$ в.

Расчет первого каскада на пентоде 6ЖЗП (типовая схема приведена на рис. 30, б). 1. Определяем сопротивление анодной нагрузки R_{a1} . Максимальное сопротивление анодной нагрузки из условия допустимых частотных искажений для усилителя на пентоде

$$R_{a1} \leq R_{экв1}, \quad (4-78)$$

где

$$R_{экв1} = \frac{\sqrt{M_{B1}^2 - 1}}{2\pi \cdot F_B \cdot C_{01}} \quad (4-79)$$

эквивалентное сопротивление анодной цепи лампы для переменного тока. В выражении (4-79) C_{01} — емкость, шунтирующая анодную нагрузку лампы первого каскада. Эта емкость определяется по формуле

$$C_{01} = C_{вх2} + C_{пр2}(1 + K_{2ср}) + C_{вых1} + C_m, \quad (4-80)$$

где $C_{вх2}$ — входная емкость лампы L_2 последующего (второго) каскада;

$C_{пр2}$ — проходная емкость лампы L_2 ;

$K_{2ср}$ — коэффициент усиления на средних частотах каскада на лампе L_2 ;

$C_{вых1}$ — выходная емкость лампы L_1 рассчитываемого каскада;

C_m — емкость монтажа (берется в пределах 10—20 пф).

Из табл. XVI находим для лампы L_1 типа 6СЗП $C_{вх2} = 6,7$ пф; $C_{пр2} = 2,4$ пф; для лампы L_2 типа 6ЖЗП $C_{вых1} = 1,8$ пф. Принимаем $C_m = 15$ пф. Таким образом, $C_{01} = 6,7 + 2,4(1 + 30) + 1,8 + 15 = 98$ пф. Принимаем $C_{01} = 100$ пф.

Подставляя в формулу (4-79) численные значения, получим

$$R_{экв1} = \frac{\sqrt{(1,05)^2 - 1}}{2 \cdot 3,14 \cdot 6 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 84 \cdot 10^3 \text{ ом} = 84 \text{ ком.}$$

Таким образом, из условия допустимых частотных искажений необходимо, чтобы $R_{a1} \leq 84 \text{ ком}$. Определяем необходимое минимальное значение R_{a1} из условия получения заданного коэффициента усиления каскада на средних частотах

$$R_{a1} = \frac{K_{иср}}{S_1} = \frac{200}{5 \cdot 10^{-3}} = 40 \text{ ком}, \quad (4-81)$$

где S_1 — крутизна характеристики лампы 6ЖЗП ($S_1 = 5 \text{ ма/в}$).

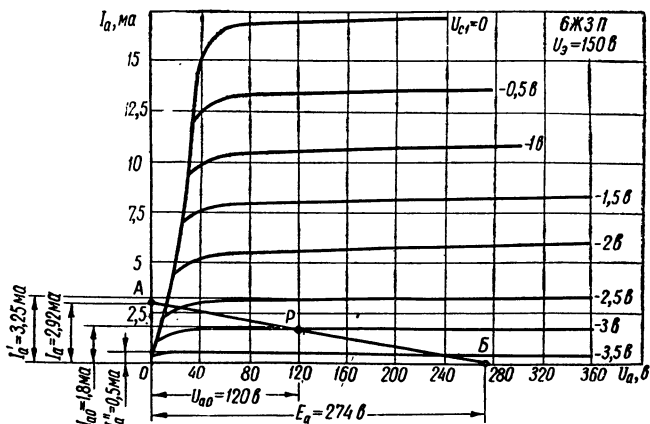


Рис. 40. Семейство анодных характеристик лампы 6ЖЗП.

Следовательно, величина сопротивления R_{a1} должна находиться в пределах

$$84 \text{ ком} \geq R_{a1} \geq 40 \text{ ком}.$$

Пользуясь табл. VII, выбираем резистор с сопротивлением $R_{a1} = 82 \text{ ком}$. Мощность, рассеиваемую резистором R_{a1} , найдем после определения постоянной составляющей анодного тока лампы.

2. Рассчитываем элементы развязывающего фильтра

$$R_{\phi 1} = (0,1 \div 0,2) R_{a1} = 0,15 \cdot 82 = 12,6 \text{ ком}. \quad (4-82)$$

По табл. VII выбираем резистор $R_{\phi 1} = 12 \text{ ком}$ (мощность, рассеиваемую резистором, уточним после определения постоянной составляющей анодного тока лампы)

$$C_{\phi 1} \geq \frac{20 \div 50}{F_n \cdot R_{\phi 1}} = \frac{20}{50 \cdot 12 \cdot 10^{-3}} = 33,3 \text{ мкф}, \quad (4-83)$$

где F_n — в герцах;

$R_{\phi 1}$ — в мегомах.

По табл. IV выбираем электролитический конденсатор типа КЭ-2 емкостью 40 мкф с рабочим напряжением 300 в .

3. В семействе анодных характеристик лампы 6ЖЗП строим динамическую характеристику (нагрузочную прямую) (рис. 40).

Характеристику проводим через точку A на оси ординат, соответствующую току

$$I_a = \frac{E_a}{R_{a1} + R_{\phi 1}} = \frac{274}{(82 + 12) \cdot 10^3} = 2,92 \text{ ма},$$

и точку B на оси абсцисс, соответствующую напряжению источника анодного питания $E_a = 274 \text{ в}$.

Выбираем рабочую точку P на характеристике при $U_{c1} = -3 \text{ в}$, так как это напряжение является наименьшим, при котором рабочая

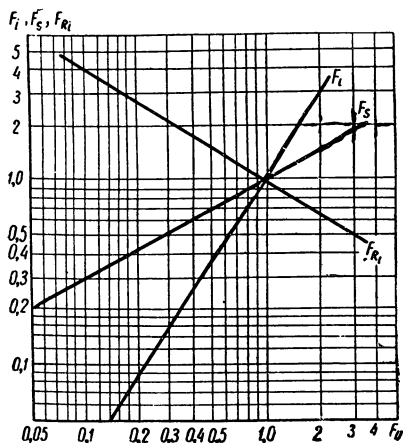


Рис. 41. Номограмма для определения коэффициентов пересчета F_i , F_S и F_{R_i} .

точка находится на прямолинейном участке характеристики и в то же время лампа работает без сеточных токов. Действительно, выбирая напряжение смещения $E_c = -3 \text{ в}$, убеждаемся в том, что $|-E_c| = 3 \text{ в} > U_{вх} = 2 \text{ мв}$, т. е. сеточный ток отсутствует.

Выбранной рабочей точке P соответствует $U_{a0} = 120 \text{ в}$. Для уменьшения постоянной составляющей анодного тока, создающей бесполезное падение постоянного напряжения на сопротивлении R_{a1} , целесообразно выбрать возможно меньшее напряжение на экранной сетке U_3 . В то же время при уменьшении U_3

падает крутизна лампы и усиление каскада. Поэтому обычно принимают

$$U_3 = (0,5 \div 1) U_{a0}. \quad (4-84)$$

В справочниках могут отсутствовать характеристики и параметры ламп при пониженном экранном напряжении. В этом случае для определения величины анодного и экранного токов лампы, крутизны и внутреннего сопротивления при новом значении экранного напряжения удобно пользоваться номограммой коэффициентов пересчета (рис. 41).

Для рассчитываемого каскада принимаем $U_{3, \text{расч}} = 0,75 \cdot 120 = 90 \text{ в}$. Определяем коэффициент пересчета по напряжению

$$F_U = \frac{U_{3, \text{расч}}}{U_3} = \frac{90}{150} = 0,6, \quad (4-85)$$

где U_3 — типовое значение напряжения на экранной сетке, при котором сняты анодные характеристики, приведенные в справочнике.

Далее необходимо проверить, обеспечивает ли выбранное значение экранного напряжения получение требуемого коэффициента

усиления каскада. Для этого по номограмме определяем коэффициент пересчета крутизны F_S . При $F_U = 0,6$ получаем $F_S = 0,8$.

Находим крутизну характеристики лампы в выбранной рабочей точке P . Для этого при неизменном значении $U_a = 120$ в определяем по семейству статических анодных характеристик (рис. 40) величины

$$I'_a \text{ при } U'_{c1} = -E_c + \Delta U_{c1};$$

$$I''_a \text{ при } U''_{c1} = -E_c - \Delta U_{c1},$$

где $\Delta U_{c1} = 0,5$ в.

Значение крутизны в рабочей точке определяется по формуле

$$S_{p.r} = \frac{I'_a - I''_a}{2\Delta U_{c1}}. \quad (4-86)$$

Для нашего примера (рис. 40)

$$I'_a = 3,25 \text{ ма при } U'_{c1} = -3 + 0,5 = -2,5 \text{ в};$$

$$I''_a = 0,5 \text{ ма при } U''_{c1} = -3 - 0,5 = -3,5 \text{ в}.$$

Вычисляем

$$S_{p.r} = \frac{3,25 - 0,5}{2 \cdot 0,5} = 2,75 \text{ ма/в}.$$

Новое значение крутизны составит

$$S_{расч} = S_{p.r} \cdot F_S = 2,75 \cdot 0,8 = 2,2 \text{ ма/в}. \quad (4-87)$$

Определяем фактический коэффициент усиления каскада на средних частотах

$$K_{1расч.ср} = S_{расч} \cdot R_{a1} = 2,2 \cdot 10^{-3} \cdot 82 \cdot 10^3 = 180. \quad (4-88)$$

Полученное значение коэффициента усиления меньше заданного

$$K_{1расч.ср} = 180 < K_{1ср} = 200.$$

Выясним, допустимо ли такое уменьшение коэффициента усиления каскада. Из предварительного расчета следует, что коэффициент усиления проектируемого двухкаскадного усилителя напряжения значительно больше требуемого, так как

$$\frac{K_{1ср} \cdot K_{2ср}}{1,5 \cdot K_{общ}} = \frac{6000}{3800} \approx 1,62.$$

Поэтому можно допустить некоторое уменьшение коэффициента усиления каждого каскада по сравнению с принятым. Формула для расчета допустимого снижения q коэффициента усиления каждого каскада имеет вид

$$q = \sqrt[n]{\frac{K_{1ср} \cdot K_{2ср} \cdot \dots \cdot K_{пср}}{1,5K_{общ}}}, \quad (4-89)$$

где n — число каскадов усилителя напряжения.

Для нашего примера при $n = 2$

$$q = \sqrt{1,62} \approx 1,27. \quad (4-90)$$

Таким образом, коэффициент усиления первого каскада должен быть не менее

$$\frac{K_{1cp}}{q} = \frac{200}{1,27} = 158.$$

Учитывая, что

$$K_{1расч.ср} = 180 > \frac{K_{1cp}}{q} = 158, \quad (4-91)$$

можно сделать вывод о том, что напряжение на экранной сетке $U_3 = 90$ в выбрано правильно. В том случае, когда условие (4-91) не выполняется, т. е. $K_{1расч.ср} < \frac{K_{1cp}}{q}$, необходимо выбрать более высокое значение U_3 в пределах, указанных в формуле (4-84), найти новые значения $F_U, F_S, S_{расч}$ и $K_{1расч.ср}$, а при необходимости изменить величину сопротивления анодной нагрузки R_{a1} или сменить тип лампы.

По номограмме (рис. 41) находим, что при $F_U = 0,6$ коэффициенты пересчета по току и внутреннему сопротивлению соответственно равны $F_i = 0,47; F_{R_i} = 1,5$. Анодный ток покоя в рабочей точке P (рис. 40) равен $I_{a0} = 1,8$ ма, ток экранной сетки лампы 6ЖЗП (см. табл. XVI) равен $I_3 = 2$ ма. Определяем новые значения этих токов по формулам

$$I_{a0\ расч} = I_{a0} \cdot F_i = 1,8 \cdot 0,47 \approx 0,85 \text{ ма}; \quad (4-92)$$

$$I_{3\ расч} = I_3 \cdot F_i = 2 \cdot 0,47 = 0,94 \text{ ма}. \quad (4-93)$$

Новое значение внутреннего сопротивления лампы составляет

$$R_{i\ расч} = R_i \cdot F_{R_i} = 800 \cdot 1,5 = 1200 \text{ ком} = 1,2 \text{ Мом}. \quad (4-94)$$

Уточняем тип резисторов R_{a1} и $R_{\phi 1}$. Мощность, рассеиваемая резистором $R_{a1} = 82$ ком, равна

$$P_{R_{a1}} = (I_{a0\ расч})^2 \cdot R_{a1} = (0,85 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 82 \cdot 10^3 = 0,059 \text{ вт}. \quad (4-95)$$

Мощность, рассеиваемая резистором $R_{\phi 1}$, равна

$$P_{R_{\phi 1}} = (I_{a0\ расч})^2 \cdot R_{\phi 1} = (0,85 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 12 \cdot 10^3 = 0,009 \text{ вт}. \quad (4-96)$$

В качестве сопротивлений R_{a1} и $R_{\phi 1}$ могут быть использованы резисторы типа УЛМ-0,12.

4. Определяем элементы цепочки автосмещения

$$R_{к1} = \frac{|-E_c|}{I_{a0\ расч} + I_{3\ расч}} = \frac{3}{(0,85 + 0,94) \cdot 10^{-3}} = 1680 \text{ ом}. \quad (4-97)$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_{к1} = 1,6 \text{ ком.}$ Мощность резистора $R_{к1}$ составляет

$$P_{R_{к1}} = (I_{а0 \text{ расч}} + I_{э. \text{ расч}})^2 \cdot R_{к1} = (1,79 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1,6 \cdot 10^3 \approx \\ \approx 0,005 \text{ вт.} \quad (4-98)$$

В качестве сопротивления $R_{к1}$ может быть использован резистор типа УЛМ-0,12.

Емкость конденсатора $C_{к1}$ определяем по формуле (4-45)

$$C_{к1} = \frac{10^6}{2\pi \cdot F_H \cdot 0,2 \cdot R_{к1}} = \frac{10^6}{6,28 \cdot 50 \cdot 0,2 \cdot 1,6 \cdot 10^3} \approx 10 \text{ мкф.}$$

По табл. IV выбираем электролитический конденсатор типа ЭМ емкостью 10 мкф с рабочим напряжением 5 в.

5. Определяем элементы цепи экранной сетки

$$R_{э1} = \frac{E_a - U_{э}}{I_{э. \text{ расч}}} = \frac{274 - 90}{0,94 \cdot 10^{-3}} = 196 \cdot 10^3 \text{ ом} = 196 \text{ ком.} \quad (4-99)$$

По табл. VII выбираем резистор $R_{э1} = 200 \text{ ком.}$ Мощность, рассеиваемая на резисторе $R_{э1}$, составляет

$$P_{R_{э1}} = I_{э. \text{ расч}}^2 \cdot R_{э1} = (0,94 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 200 \cdot 10^3 \approx 0,18 \text{ вт.}$$

Выбираем резистор $R_{э1}$ типа МЛТ-0,25.

Емкость конденсатора $C_{э1}$ равна

$$C_{э1} = \frac{10^6}{2\pi \cdot F_H \cdot 0,2 \cdot R_{э1}} = \frac{10^6}{6,28 \cdot 50 \cdot 0,2 \cdot 200 \cdot 10^3} = 0,08 \text{ мкф.} \quad (4-100)$$

По табл. IV выбираем конденсатор типа МБМ емкостью 0,08 мкф с рабочим напряжением 250 в.

6. Находим величину сопротивления R_c в цепи управляющей сетки лампы 6ЖЗП. Величина сопротивления R_c на входе усилителя должна быть достаточно большой (порядка сотен килоом), но не должна превышать предельно допустимую величину $R_{c. \text{ макс}}$ для данного типа лампы (табл. 9).

Для лампы 6ЖЗП сопротивление $R_{c. \text{ макс}} = 0,5 \text{ Мом.}$ По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_c = 470 \text{ ком.}$ Мощность этого резистора может быть выбрана минимальной, так как напряжение сигнала на входе усилителя имеет незначительную величину ($U_{вх} = 2 \text{ мв}$). В качестве сопротивления R_c можно использовать резистор типа УЛМ-0,12. Следует отметить, что сопротивление катушки электродинамического микрофона составляет всего несколько ом. Для согласования микрофона со входом усилителя в корпусе микрофона монтируется специальный согласующий трансформатор с выходным сопротивлением порядка 200—600 ом. Для уменьшения помех провод, соединяющий микрофон с усилителем, должен быть экранированным.

7. Определяем величину сопротивления $R_{с1}$ в цепи управляющей сетки следующего каскада. Сопротивление $R_{с1}$ должно намного

превышать сопротивление анодной нагрузки предыдущего каскада. В противном случае усиление этого каскада будет заметно снижено. Обычно принимают

$$R_{c1} = (5 \div 10) R_{a1}. \quad (4-101)$$

Таблица 9
Предельно допустимые значения сопротивления в цепи управляющей сетки некоторых ламп

Тип лампы	R_c макс, <i>ком</i>
6С2П	0,25
6П1П, 6П3С, 6Ж3П, 6Ж4П, 6Н2П, 6К4П, 6Н9С	0,5
6С3П, 6П14П, 6П15П, 6П18П, 6Ж1П, 6Ж2П, 6Ж5П, 6Ж9П, 6Н1П, 6Н3П, 6Н4П, 6Н5С, 6Н5П, 6Н13С, 6Н14П	1,0

Вместе с тем величина R_{c1} не должна превышать предельно допустимого значения для выбранного типа лампы (табл. 9). Исходя из условия (4-101), для нашего примера сопротивление должно быть не менее

$$R_{c1} = 5R_{a1} = 5 \cdot 82 = 410 \text{ ком.}$$

В соответствии с техническим заданием в проектируемом усилителе должен быть применен регулятор усиления с глубиной $N = 20$ дБ и тонкомпенсацией. Выбираем схему регулятора, приведенную на рис. 35, б. При включении в цепь сетки L_2 полного сопротивления $R_{c1} = R'_{c1} + R''_{c1}$ (верхнее положение движка потенциометра на рисунке) уровень сигнала, поступающего на сетку, будет наибольшим. Для ослабления сигнала на 20 дБ движок необходимо перевести в нижнее положение. В этом случае сигнал на сетку подается с сопротивления R''_{c1} , величина которого определяется по формуле

$$R''_{c1} = \frac{R_{c1}}{10^{\frac{N}{20}}} = \frac{410}{10^{\frac{20}{20}}} = 41 \text{ ком.} \quad (4-102)$$

Следовательно

$$R'_{c1} = R_{c1} - R''_{c1} = 410 - 41 = 369 \text{ ком.} \quad (4-103)$$

По табл. VII выбираем переменный резистор типа СП с сопротивлением $R'_{c1} = 330$ ком и постоянный резистор с сопротивлением $R''_{c1} =$

= 47 ком. Мощность, рассеиваемую на резисторах R_{cl}' и R_{cl}'' , находим по формуле

$$P_{R_{cl}'+R_{cl}''} = \frac{U_{mвх2}^2}{2(R_{cl}' + R_{cl}'')}, \quad (4-104)$$

где $U_{mвх2}$ — напряжение на входе лампы L_2 .

Принимая $U_{mвх2} = U_{mвх1} = U_{mвх1} \cdot K_{Iрасч.ср} = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 180 = 0,36$ в, получим

$$P_{R_{cl}'+R_{cl}''} = \frac{0,36^2}{2 \cdot (377 \cdot 10^3)} \approx 17 \cdot 10^{-8} \text{ вт.}$$

Таким образом, мощность резисторов R_{cl}' и R_{cl}'' может быть минимальной. Принимаем для переменного резистора мощность $P_{R_{cl}'} = 0,5$ вт, а в качестве сопротивления R_{cl}'' можно использовать резистор типа УЛМ-0,12.

Для определения элементов R_T и C_T тонкомпенсирующей цепочки можно воспользоваться номограммой, приведенной на рис. 42.

Пусть требуется обеспечить усиление частотной характеристики усилителя в области низших частот на 10 дБ (в 3 раза). На верхней части номограммы от точки $K = 3$ на вертикальной оси, выражающей величину подъема частотной характеристики в относительных единицах, проводим прямую, параллельную горизонтальной оси,

до пересечения с кривой, соответствующей $R_{cl}'' = 0,05$ Мом (ближайшая величина к найденному значению $R_{cl}'' = 47$ ком = 0,047 Мом). Отмечаем точку A . Из точки A проводим прямую, параллельную вертикальной оси, до пересечения с нижней кривой, соответствующей $R_{cl}'' = 0,05$ Мом (точка B). По координатам точки B определяем $R_T = 5$ ком и $C_T = 0,05$ мкф. По табл. VII и IV выбираем резистор типа УЛМ-0,12 с сопротивлением $R_T = 5,1$ ком и конденсатор типа МБМ емкостью $C_T = 0,05$ мкф с минимальным рабочим напряжением 160 в.

8. Определяем величину емкости разделительного конденсатора C_{p1}

$$C_{p1} = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot F_H \cdot R_{cl} \sqrt{M_{H1}^2 - 1}} = \frac{10^{12}}{6,28 \cdot 50 \cdot 377 \cdot 10^3 \sqrt{1,05^2 - 1}} = 27 \cdot 10^3 \text{ пф} = 0,027 \text{ мкф.} \quad (4-105)$$

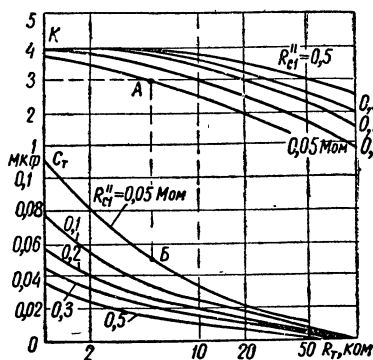


Рис. 42. Номограмма для определения величин элементов R_T и C_T .

По табл. IV выбираем пленочный конденсатор типа ПО емкостью $C_{p1} = 0,03 \text{ мкф}$ с рабочим напряжением 300 в.

9. Находим коэффициент усиления каскада на средних частотах с учетом шунтирующего действия сопротивления R_{c1}

$$K'_{\text{расч. ср}} = S_{\text{расч}} \cdot \frac{R_{a1} \cdot R_{c1}}{R_{a1} + R_{c1}} = 2,2 \cdot 10^{-3} \times \\ \times \frac{82 \cdot 10^3 \cdot 377 \cdot 10^3}{82 \cdot 10^3 + 377 \cdot 10^3} = 148. \quad (4-106)$$

Таким образом, фактический коэффициент усиления каскада на средних частотах оказался меньше рассчитанного выше значения $K_{\text{расч. ср}}$ ($148 < 180$). Однако учитывая предусмотренный ранее запас усиления по напряжению (в 1,5 раза), можно считать такое уменьшение коэффициента усиления допустимым.

10. Уточняем нелинейные искажения, вносимые первым каскадом усилителя. Если амплитуда напряжения на выходе каскада велика ($U_{\text{твых}} \geq 0,2 E_a$), то необходимо проверить, не превышают ли нелинейные искажения допустимого значения. Для этого можно воспользоваться динамической характеристикой лампы и формулами (4-41) и (4-42) для расчета величины второй и третьей гармоник. Для нашего примера такую проверку можно не проводить, так как

$$U_{\text{твых1}} = U_{\text{твх}} \cdot K'_{\text{расч. ср}} = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 148 \approx 0,3 \text{ в} \ll 0,2 E_a = \\ = 0,2 \cdot 274 = 55 \text{ в}.$$

Расчет второго каскада на триоде 6СЗП (типовая схема приведена на рис. 30, а). 1. Определяем сопротивление анодной нагрузки R_{a2} . Максимальное сопротивление анодной нагрузки из условия допустимых частотных искажений для усилителя на триоде

$$R_{a2} \leq \frac{R_{\text{экв2}} \cdot R_{i2}}{R_{i2} - R_{\text{экв2}}}, \quad (4-107)$$

где $R_{\text{экв2}}$ — эквивалентное сопротивление анодной цепи лампы для переменного тока;

R_{i2} — внутреннее сопротивление лампы второго каскада. В соответствии с формулой (4-79)

$$R_{\text{экв2}} = \frac{\sqrt{M_{B2}^2 - 1}}{2\pi \cdot F_B \cdot C_{02}}. \quad (4-108)$$

По формуле (4-80) определяем емкость C_{02} , шунтирующую анодную нагрузку лампы второго каскада,

$$C_{02} = C_{\text{вх3}} + C_{\text{пр3}}(1 + K_{3\text{ср}}) + C_{\text{вых2}} + C_M. \quad (4-109)$$

Из табл. XV для лампы L_3 типа 6П14П находим $C_{\text{вх3}} = 11 \text{ пф}$; $C_{\text{пр3}} = 0,2 \text{ пф}$, а из табл. XVI для лампы 6СЗП $C_{\text{вых2}} = 1,65 \text{ пф}$.

Принимаем $C_M = 15 \text{ нф}$. Значение $K_{зср}$ в соответствии с выражением (4-60) составляет $K_{зср} = 59$. Таким образом,

$$C_{02} = 11 + 0,2(1 + 59) + 1,65 + 15 = 39,65 \text{ нф}.$$

Принимаем $C_{02} = 40 \text{ нф}$.

Подставляя в формулу (4-108) численные значения, получим

$$R_{экв2} = \frac{\sqrt{1,05^2 - 1}}{6,28 \cdot 6 \cdot 10^3 \cdot 40 \cdot 10^{-12}} = 210 \cdot 10^3 \text{ ом} = 210 \text{ ком}.$$

Если при расчете усилительного каскада на триоде оказывается, что $R_{экв} > R_i$, то при любом значении R_a частотные искажения будут меньше заданных. В этом случае R_a определяют не из выражения (4-107), а из соотношения

$$R_a = \alpha R_i. \quad (4-110)$$

Выбираем α в пределах $2 \div 5$ с таким расчетом, чтобы обеспечить заданный коэффициент усиления. Для нашего примера

$$R_{экв2} = 210 \text{ ком} \gg R_{i2} = 2,5 \text{ ком}.$$

Поэтому выбираем

$$R_{a2} = \alpha R_{i2} = 5 \cdot 2,5 = 12,5 \text{ ком}.$$

$$(4-111)$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_{a2} = 13 \text{ ком}$ (мощность резистора найдем после определения постоянной составляющей анодного тока лампы L_2).

2. Рассчитываем элементы развязывающего фильтра. По формуле (4-82)

$$R_{\Phi 2} = (0,1 \div 0,2) R_{a2} = 0,15 \cdot 13 = 1,95 \text{ ком}.$$

По табл. VII выбираем резистор $R_{\Phi 2} = 2 \text{ ком}$ (мощность, рассеиваемую резистором, уточним после определения постоянной составляющей анодного тока лампы L_2). По формуле (4-83)

$$C_{\Phi 2} \geq \frac{20 \div 50}{F_H \cdot R_{\Phi 2}} = \frac{20}{50 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 200 \text{ мкф}.$$

По табл. IV выбираем электролитический конденсатор типа КЭ-2 емкостью 200 мкф с рабочим напряжением 300 в .

3. В семействе анодных характеристик лампы 6С3П строим динамическую характеристику (рис. 43). Характеристику проводим через точку А на оси ординат, соответствующую току

$$I_a = \frac{E_a}{R_{a2} + R_{\Phi 2}} = \frac{274}{(13 + 2) \cdot 10^3} = 18,5 \text{ ма},$$

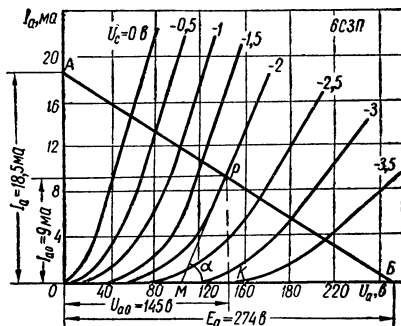


Рис. 43. Семейство анодных характеристик лампы 6С3П.

и точку B на оси абсцисс, соответствующую напряжению источника анодного питания $E_a = 274$ в. Напряжение отрицательного смещения на сетке лампы, работающей без сеточных токов,

$$|-E_c| \geq U_{\text{твх2}} + (0,5 \div 1) \text{ в}, \quad (4-112)$$

где $U_{\text{твх2}}$ — амплитуда напряжения, подаваемого на сетку лампы L_2 второго каскада.

Считая $U_{\text{твх2}} = U_{\text{твх1}} = 0,3$ в, получим $|-E_c| \geq 0,3 + 1 = 1,3$ в. Для того чтобы падение напряжения постоянного тока на сопротивлении R_{a2} было малым и, следовательно, постоянное напряжение U_{a0} на аноде лампы достаточно большим, желательно, чтобы постоянная составляющая анодного тока I_{a0} была по возможности меньше. С другой стороны, при слишком малых значениях I_{a0} возможен заход в область криволинейных участков характеристик лампы, что приводит к появлению нелинейных искажений сигнала. В соответствии с этими требованиями принимаем напряжение смещения $|-E_c| = 2$ в и выбираем рабочую точку на характеристике, соответствующей $U_c = -2$ в (рис. 43). Выбранной рабочей точке соответствуют анодное напряжение $U_{a0} = 145$ в и анодный ток покоя $I_{a0} = 9$ ма.

Уточняем мощность, рассеиваемую на резисторах R_{a2} и $R_{\phi2}$,

$$P_{R_{a2}} = I_{a0}^2 \cdot R_{a2} = (9 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 13 \cdot 10^3 = 1,05 \text{ вт}; \quad (4-113)$$

$$P_{R_{\phi2}} = I_{a0}^2 \cdot R_{\phi2} = (9 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2 \cdot 10^3 = 0,16 \text{ вт}. \quad (4-114)$$

Таким образом, в качестве сопротивлений R_{a2} и $R_{\phi2}$ можно использовать соответственно резисторы типа МЛТ-2 и МЛТ-0,25.

4. Определяем элементы цепочки автосмещения

$$R_{k2} = \frac{|-E_c|}{I_{a0}} = \frac{2}{9 \cdot 10^{-3}} = 222 \text{ ом}. \quad (4-115)$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_{k2} = 220$ ом. Мощность, рассеиваемая на резисторе R_{k2} , составляет

$$P_{R_{k2}} = I_{a0}^2 \cdot R_{k2} = (9 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 220 = 0,018 \text{ вт}. \quad (4-116)$$

Выбираем резистор типа УЛМ-0,12. Емкость конденсатора C_{k2} определяем по формуле (4-45)

$$C_{k2} = \frac{10^6}{2\pi \cdot F_H \cdot 0,2 \cdot R_{k2}} = \frac{10^6}{6,28 \cdot 50 \cdot 0,2 \cdot 220} = 72,5 \text{ мкф}.$$

По табл. IV выбираем электролитический конденсатор типа ЭТО-1 емкостью 80 мкф с рабочим напряжением 6 в¹.

5. Определяем значение внутреннего сопротивления лампы в рабочей точке. Проводим касательную к характеристике при $U_c = -2$ в в точке P (рис. 43). Из треугольника РМК находим

¹ Вместо конденсаторов ЭТО могут использоваться более дешевые конденсаторы типа К53-1, К50-3Б, К50-6.

$$R_{i\text{расч}} = \text{ctg } \alpha = \frac{MK}{KP} = \frac{38}{9 \cdot 10^{-3}} = 4200 \text{ ом} = 4,2 \text{ ком.} \quad (4-117)$$

6. Находим величину сопротивления R_{c2} из условия

$$R_{c2} = (5 \div 10) R_{a2} = (5 \div 10) \cdot 13 \cdot 10^3 \text{ ом.} \quad (4-118)$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_{c2} = 130 \text{ ком.}$ Для лампы 6П14П $R_{c,\text{макс}} = 1 \text{ Мом}$ (см. табл. 9). Следовательно, условие $R_{c2} = 130 \text{ ком} < R_{c2,\text{макс}} = 1 \text{ Мом}$ выполняется.

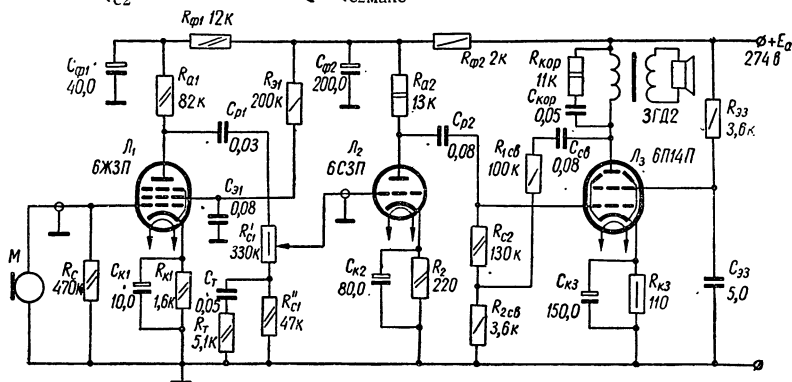


Рис. 44. Схема маломощного усилителя низкой частоты (к примеру 11).

7. Определяем коэффициент усиления каскада на средних частотах

$$K_{2\text{расч.ср}} = \frac{\mu_2}{1 + \frac{R_{i2\text{расч}}}{R_{a2}} + \frac{R_{i2\text{расч}}}{R_{c2}}} = \frac{50}{1 + \frac{4,2}{13} + \frac{4,2}{130}} = 37. \quad (4-119)$$

Таким образом,

$$K_{2\text{расч.ср}} = 37 > K_{2\text{ср}} = 30.$$

8. Находим напряжение на выходе каскада

$$U_{\text{твых2}} = U_{\text{твх2}} \cdot K_{2\text{расч.ср}} = 0,3 \cdot 37 = 11 \text{ в.} \quad (4-120)$$

9. Уточняем тип резистора R_{c2} . Мощность, рассеиваемая на резисторе R_{c2} , составляет

$$P_{R_{c2}} = \frac{U_{\text{твых2}}^2}{2R_{c2}} = \frac{11^2}{2 \cdot 130 \cdot 10^3} = 4,6 \cdot 10^{-4} \text{ вт.} \quad (4-121)$$

В качестве сопротивления R_{c2} может быть использован резистор типа УЛМ-0,12.

10. Определяем величину емкости разделительного конденсатора C_{p2}

$$C_{p2} = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot F_H \cdot R_{c2} \sqrt{M_{H2}^2 - 1}} = \frac{10^{12}}{6,28 \cdot 50 \cdot 130 \cdot 10^3 \sqrt{1,05^2 - 1}} = 7,6 \cdot 10^4 \text{ нф} = 0,076 \text{ мкф.} \quad (4-122)$$

По табл. IV выбираем металлобумажный конденсатор типа МБМ емкостью 0,08 мкф с рабочим напряжением 500 в.

11. Уточняем нелинейные искажения, вносимые вторым каскадом усилителя. Вследствие малой величины сигнала, подаваемого на сетку лампы L_2 ($U_{твх2} = 0,3$ в) и незначительной величины выходного напряжения каскада ($U_{твх2} = 11$ в $\ll 0,2 E_a = 55$ в), можно без проверки считать, что величина нелинейных искажений, вносимых вторым каскадом, не превышает ранее заданного значения $K_{г2} = 1\%$.

Составляем принципиальную схему рассчитанного усилителя (рис. 44).

Пример 12. Расчет двухтактного каскада усиления мощности

Задание: Рассчитать каскад усиления мощности УНЧ по следующим исходным данным: 1) выходная мощность $P_{вых} = 10$ вт; 2) диапазон частот $F_n \div F_v = 50 \div 6000$ гц; 3) сопротивление нагрузки $R_n = 5$ ом; 4) индуктивность нагрузки $L_n = 3 \cdot 10^{-3}$ гн; 5) частотные искажения $M_{н.вых.каскад} = M_{в.вых.каскад} = 1,2$; 6) нелинейные искажения $K_r = 6\%$.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Выбираем схему и режим работы каскада. Как видно из табл. XV, максимальная отдаваемая мощность наиболее распространенных выходных ламп в режиме А не превышает 4—6 вт. Поэтому для получения заданной мощности следует применить двухтактную схему выходного каскада (рис. 31, б). Кроме того, для проектируемого усилителя целесообразно выбрать режим AB_1 , который при достаточно высоком к. п. д. каскада обеспечивает относительно небольшие нелинейные искажения сигнала. Следует учесть также, что в режиме AB_1 лампа может отдать значительно большую мощность, чем указано в справочниках (для режима А). Это объясняется возможностью применения в режиме AB_1 более высокого анодного напряжения, которое в режиме А оказывается недопустимым ввиду перегрева анода. Действительно, в режиме AB_1 ток покоя меньше, чем в режиме А. Поэтому величина анодного напряжения может быть повышена по сравнению с номинальным значением (но не должна превышать предельно допустимого для данной лампы значения $U_{а.доп}$).

2. Определяем тип ламп. Тип ламп выбирается по максимальной мощности потерь на аноде ($P_{а.макс}$). В режиме AB_1 наибольшая мощность потерь на аноде примерно равна полезной мощности, отдаваемой лампой ($P_{вых.л}$),

$$P_{а.макс} = P_{вых.л} \quad (4-123)$$

Для определения выходной мощности лампы одного плеча двухтактного каскада используется формула

$$P_{\text{вых.л}} = \frac{P_{\text{вых}}}{2\eta_{\text{тр}}}, \quad (4-124)$$

где $\eta_{\text{тр}}$ — к. п. д. выходного трансформатора.

Принимая $P_{\text{а.макс}} = P_{\text{вых.л}}$ выбираем лампу, у которой допустимая мощность рассеивания на аноде превышает рассчитанную величину $P_{\text{а.макс}}$,

$$P_{\text{а.доп}} \geq P_{\text{а.макс}}. \quad (4-125)$$

Если максимальная мощность потерь на аноде велика и ни одна из указанных в справочнике ламп не может обеспечить выполнение условия (4-125), необходимо в каждое плечо двухтактной схемы включить параллельно несколько ламп (рис. 31, в). Число их в плече определяется по формуле

$$m = \frac{P_{\text{а.макс}}}{P_{\text{а.доп}}} \quad (4-126)$$

и округляется до ближайшего большего целого числа. В этом случае полезная мощность, которую должна отдавать каждая лампа, составляет

$$P'_{\text{вых.л}} = \frac{P_{\text{вых}}}{2 \cdot m \cdot \eta_{\text{тр}}}. \quad (4-127)$$

Для нашего примера в соответствии с табл. 6 принимаем $\eta_{\text{тр}} = 0,9$. Тогда $P_{\text{а.макс}} = P_{\text{вых.л}} = \frac{10}{2 \cdot 0,9} = 5,55 \text{ вт}$.

По табл. XV выбираем для работы в каждом плече двухтактного каскада лампу 6П18П, у которой $P_{\text{а.доп}} = 12 \text{ вт} > P_{\text{а.макс}} = 5,55 \text{ вт}$.

3. Строим динамическую характеристику лампы (нагрузочную прямую). Для этого в семействе анодных характеристик лампы 6П18П, снятых при $U_{\text{э}} = 170 \text{ в}$ (рис. 45), отмечаем точку *A* на середине перегиба анодной характеристики, соответствующей напряжению на сетке $U_{\text{с1}} = 0 \text{ в}$.

Из табл. XV находим предельно допустимое значение напряжения на аноде лампы 6П18П ($U_{\text{а.доп}} = 250 \text{ в}$). Принимаем максимальное напряжение на аноде (в режиме покоя) равным $U_{\text{а.макс}} = U_{\text{а.доп}} = 250 \text{ в}$. Из точки *A* проводим касательную к линии максимально допустимой мощности, рассеиваемой на аноде лампы, а из точки на оси абсцисс, соответствующей выбранному значению $U_{\text{а.макс}} = 250 \text{ в}$, восстанавливаем перпендикуляр. Пересечение касательной с перпендикуляром определяет рабочую точку *P*.

Прямая *AP* является динамической характеристикой, обеспечивающей максимальную мощность, отдаваемую лампой.

Опуская перпендикуляр из точки A на ось абсцисс, находим минимальное значение напряжения на аноде $U_{a.мин} = 50$ в. Ординаты точек A и P соответствуют максимальному и минимальному значениям анодного тока

$$I_{a.макс} = 133 \text{ ма};$$

$$I_{a.мин} = 21 \text{ ма}.$$

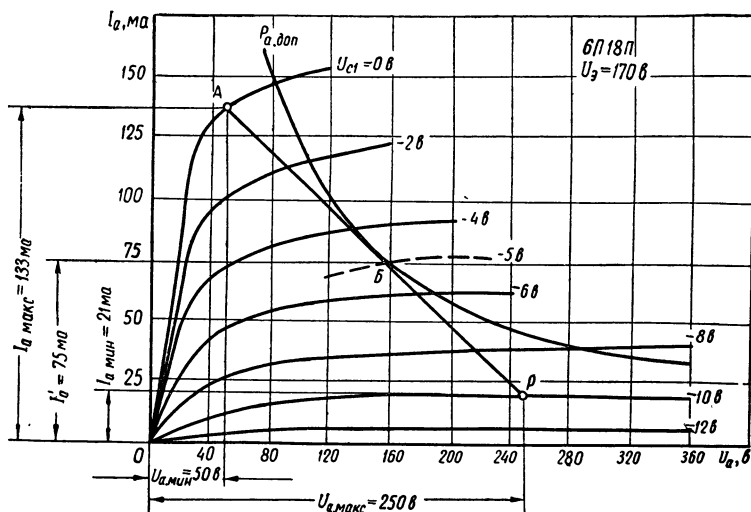


Рис. 45. Семейство анодных характеристик лампы 6П18П.

Разности абсцисс и ординат точек A и P соответственно равны амплитудам переменного анодного напряжения и переменного анодного тока

$$U_{ma} = U_{a.макс} - U_{a.мин} = 250 - 50 = 200 \text{ в}; \quad (4-128)$$

$$I_{ma} = I_{a.макс} - I_{a.мин} = 133 - 21 = 112 \text{ ма}. \quad (4-129)$$

По этим данным рассчитываем мощность, отдаваемую каждой лампой

$$P_{\text{вых.л.расч}} = \frac{U_{ma} I_{ma}}{4} = \frac{200 \cdot 112 \cdot 10^{-3}}{4} = 5,6 \text{ вт}. \quad (4-130)$$

Необходимо, чтобы

$$P_{\text{вых.л.расч}} \geq P_{\text{вых.л.}} \quad (4-131)$$

В нашем случае условие (4-131) выполняется, так как

$$P_{\text{вых.л.расч}} = 5,6 \text{ вт} > P_{\text{вых.л.}} = 5,55 \text{ вт}.$$

4. Выбираем напряжение смещения и напряжения возбуждения ламп двухтактного каскада. Из рис. 45 видно, что необходимое

положение рабочей точки P обеспечивается напряжением на управляющей сетке $U_{c1} = -10$ в. Поэтому принимаем напряжение смещения $E_c = -10$ в. Очевидно, что для работы без сеточных токов амплитуда переменного напряжения, подаваемого на управляющую сетку каждой лампы, не должна превышать 10 в. Следовательно, можно считать

$$U_{\text{мвх}} = |-E_c| = 10 \text{ в.} \quad (4-132)$$

5. Проверяем величину мощности рассеивания на аноде в режиме покоя. При отсутствии сигнала на входе усилителя эта мощность равна

$$P_{a0} = U_{a.\text{макс}} \cdot I_{a.\text{мин}} = 250 \cdot 21 \cdot 10^{-3} = 5,25 \text{ вт} < P_{a.\text{доп}} = 12 \text{ вт.} \quad (4-133)$$

6. Находим мощность, рассеиваемую на аноде каждой лампы при наибольшем напряжении сигнала на входе

$$P_{a.\text{макс}} = U_{a.\text{макс}} \cdot I'_{a0} - P_{\text{вых.л.расч}}, \quad (4-134)$$

где I'_{a0} — постоянная составляющая тока лампы в режиме максимального сигнала.

Для определения величины I'_{a0} может быть использована формула

$$I'_{a0} \approx 0,32 \cdot I_{a.\text{макс}} + 0,43 I_{a.\text{мин}}. \quad (4-135)$$

Для нашего примера

$$I'_{a0} = 0,32 \cdot 133 + 0,43 \cdot 21 = 51,5 \text{ ма.}$$

Поэтому

$$P_{a.\text{макс}} = 250 \cdot 51,5 \cdot 10^{-3} - 5,6 = 7,3 \text{ вт} < P_{a.\text{доп}} = 12 \text{ вт.}$$

Таким образом, лампы будут работать в достаточно легком режиме.

7. Находим коэффициент нелинейных искажений. Для двухтактного каскада, работающего в режиме AB_1 , коэффициент нелинейных искажений, определяемый в основном третьей гармоникой, может быть найден по формуле

$$K_{г.\text{расч}} = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{x}{x+2}\right)^2 + \left(\frac{2I'_a - I_{a.\text{макс}}}{I'_a + I_{a.\text{макс}}}\right)^2} \cdot 100\%, \quad (4-136)$$

где x — коэффициент асимметрии схемы (для подобранных ламп обычно принимают $x = 0,1 \div 0,2$);

I'_a — значение анодного тока, соответствующего точке пересечения нагрузочной прямой с характеристикой при $U'_{c1} = -0,5 |E_c|$.

Для нашего примера

$$U'_{c1} = -0,5 \cdot 10 = -5 \text{ в.}$$

В семействе анодных характеристик лампы (рис. 45) ориентировочно строим участок характеристики при $U_{c1}' = -5$ в (показано пунктиром), отмечаем точку пересечения этой характеристики с нагрузочной прямой (точка *Б*) и находим $I_a' = 75$ ма. Принимая $x = 0,15$, получим

$$K_{г.расч} = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{0,15}{0,15+2}\right)^2 + \left(\frac{2 \cdot 75 - 133}{75 + 133}\right)^2} \cdot 100\% = 5,5\%.$$

Таким образом, полученный в результате расчета коэффициент нелинейных искажений не превышает заданного значения

$$K_{г.расч} = 5,5\% < K_{г} = 6\%. \quad (4-137)$$

Если условие (4-137) не выполняется, то для уменьшения нелинейных искажений можно охватить двухтактный каскад отрицательной обратной связью.

8. Выбираем способ подачи смещения на сетки ламп. В режиме AB_1 отрицательное смещение на сетки ламп должно подаваться, как правило, от постороннего источника — специального сеточного выпрямителя или батареи. Применение автоматического смещения затруднено, так как среднее значение анодного тока колеблется в широких пределах в зависимости от амплитуды входного сигнала. Все же в некоторых случаях при работе усилителя в режиме AB_1 допустимо применение автоматического смещения, но при этом необходимо, чтобы амплитуда импульса анодного тока $I_{ма}$ не превышала трехкратного значения тока покоя $I_{а.мин}$

$$I_{ма} \leq 3I_{а.мин}. \quad (4-138)$$

При выполнении условия (4-138) сопротивление автоматического смещения определяется по формуле

$$R_{к} = \frac{|-E_c|}{2(I'_{а0} + I_э)}, \quad (4-139)$$

где $I_э$ — ток экранной сетки лампы (определяется по справочнику).

Емкость цепочки автосмещения рассчитываем по формуле (4-45). Для проектируемого каскада

$$I_{ма} = 112 \text{ ма} > 3I_{а.мин} = 3 \cdot 21 = 63 \text{ ма}.$$

Поэтому отрицательное смещение ($E_c = -10$ в) на сетках ламп должно быть фиксированным, т. е. взято от постороннего источника (рис. 31, б).

9. Находим необходимое сопротивление нагрузки между анодами

$$R_{аа.опт} = \frac{4 \cdot U_{ма}}{m \cdot I_{ма}}. \quad (4-140)$$

Для нашего примера

$$R_{\text{аа.опт}} = \frac{4 \cdot 200}{112 \cdot 10^{-3}} = 7150 \text{ ом.}$$

10. Определяем сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора (для одного плеча схемы)

$$r_1 = R_{\text{аа.опт}} \frac{1 - \eta_{\text{тр}}}{2} = 7150 \frac{1 - 0,9}{2} = 358 \text{ ом.} \quad (4-141)$$

11. Находим напряжение источника анодного питания

$$E_a = U_{\text{а.макс}} + I'_{\text{а0}} \cdot r_1 = 250 + 51,5 \cdot 10^{-3} \cdot 358 = 268,5 \text{ в.} \quad (4-142)$$

Принимаем $E_a = 270 \text{ в.}$

12. Рассчитываем элементы цепи экранированной сетки. Для обеспечения требуемого напряжения $U_3 = 170 \text{ в}$ величина гасящего сопротивления R_3 должна быть равной

$$R_3 = \frac{E_a - U_3}{2I_3}, \quad (4-143)$$

где I_3 — ток экранированной сетки каждой лампы.

По табл. XV для лампы 6П18П находим $I_3 = 12 \text{ ма.}$ Следовательно,

$$R_3 = \frac{270 - 170}{2 \cdot 12 \cdot 10^{-3}} = 4150 \text{ ом.}$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_3 = 4,3 \text{ ком.}$ Мощность, рассеиваемая на резисторе R_3 , составляет

$$P_{R_3} = (2I_3)^2 R_3 = (2 \cdot 12 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 4,3 \cdot 10^3 = 3,9 \text{ вт.} \quad (4-144)$$

В качестве сопротивления R_3 можно использовать резистор типа ВС-5 с номинальной мощностью 5 вт. Емкость конденсатора C_3 рассчитываем по формуле

$$C_3 = \frac{10^6}{2\pi \cdot F_H \cdot 0,2 \cdot R_3} = \frac{10^6}{6,28 \cdot 50 \cdot 0,2 \cdot 4,3 \cdot 10^3} = 3,7 \text{ мкф.} \quad (4-145)$$

По табл. IV выбираем металлобумажный конденсатор типа МБГП емкостью $C_3 = 4 \text{ мкф}$ с рабочим напряжением 400 в.

13. Определяем индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора

$$L_1 = \frac{R_{\text{аа.опт}}}{2\pi \cdot F_H \sqrt{M_{\text{н.вых.кас}}^2 - 1}} = \frac{7150}{6,28 \cdot 50 \sqrt{1,2^2 - 1}} = 34 \text{ гн.} \quad (4-146)$$

14. Находим индуктивность рассеяния выходного трансформатора. Максимально допустимая величина индуктивности рассеяния в режиме AB_1 определяется переходными процессами, наблюдающимися в выходном трансформаторе при прохождении через него импульсов анодного тока ламп. Влияние индуктивности

рассеяния сводится к тому, что ток в цепи устанавливается не мгновенно, а в течение некоторого промежутка времени. Такое запаздывание тока приводит к искажениям формы результирующих колебаний во вторичной обмотке трансформатора. Для того чтобы нелинейные искажения от переходных процессов находились в пределах норм, рекомендуется иметь величину L_s минимальной — не более 0,5% от L_1 . В соответствии с этим требованием получаем

$$L_s \leq 0,005L_1 = 0,005 \cdot 34 = 0,17 \text{ гн.} \quad (4-147)$$

15. Определяем коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \sqrt{\frac{R_H}{R_{\text{аа.опт}} \cdot \eta_{\text{тр}}}} = \sqrt{\frac{5}{7150 \cdot 0,9}} = 0,028. \quad (4-148)$$

16. Рассчитываем элементы цепочки коррекции

$$R_{\text{кор}} = 4R_{\text{аа.опт}} = 4 \cdot 7150 = 38\,600 \text{ ом.} \quad (4-149)$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_{\text{кор}} = 39 \text{ ком.}$ Мощность, рассеиваемую на резисторе $R_{\text{кор}}$, находим по формуле

$$P_{R_{\text{кор}}} = \frac{(2U_{\text{ма}})^2}{2R_{\text{кор}}}, \quad (4-150)$$

где $2U_{\text{ма}}$ — амплитудное значение переменного напряжения на всей первичной обмотке выходного трансформатора.

Из формулы (4-128) $U_{\text{ма}} = 200 \text{ в.}$ Следовательно,

$$P_{R_{\text{кор}}} = \frac{(2 \cdot 200)^2}{2 \cdot 39 \cdot 10^3} = 2 \text{ вт.}$$

Выбираем в качестве сопротивления $R_{\text{кор}}$ резистор типа МЛТ-2. Емкость конденсатора $C_{\text{кор}}$ определяем по формуле

$$C_{\text{кор}} = \frac{2L_s + \frac{L_H}{n^2}}{R_{\text{кор}}^2} \cdot 10^{12} = \frac{2 \cdot 0,17 + \frac{3 \cdot 10^{-3}}{0,028^2}}{(39 \cdot 10^3)^2} \cdot 10^{12} \approx 2700 \text{ нф.} \quad (4-151)$$

По табл. IV выбираем конденсатор $C_{\text{кор}}$ типа КСО-5 с рабочим напряжением 500 в.

Величина сопротивлений R_{C1} и R_{C2} и конденсаторов C_{P1} и C_{P2} (рис. 31, б) определяется при расчете предмощного фазоинверсного каскада (см. пример 13).

17. Производим конструктивный расчет выходного трансформатора. Конструктивный расчет трансформатора для двухтактных каскадов несколько отличается от расчета однотактных трансформаторов. Это объясняется тем, что выходные трансформаторы в двухтактных каскадах работают без постоянного подмагничивания.

1) В соответствии с табл. XVII выбираем для выходного трансформатора проектируемого усилителя сердечник из электротехнической стали типа Э310.

2) Для определения сечения среднего стержня Ш-образного сердечника можно воспользоваться приближенной формулой

$$S = \frac{0,4P_{\text{вых}}}{\eta_{\text{тр}}} = \frac{0,4 \cdot 10}{0,9} = 4,45 \text{ см}^2. \quad (4-152)$$

3) По формулам (1-12) и (1-13) находим ширину среднего стержня a и толщину набора c

$$a = 0,9 \sqrt{S} = 0,9 \sqrt{4,45} = 1,9 \text{ см};$$

$$c = 1,1 \sqrt{S} = 1,1 \sqrt{4,45} = 2,3 \text{ см}.$$

По табл. III выбираем для сердечника пластины типа Ш-20.

4) Находим число витков первичной обмотки по формуле (4-68)

$$W_1 = 550 \sqrt{L_1 \frac{l_{\text{ср}}}{S}} \text{ витков}.$$

Для пластин Ш-20

$$l_{\text{ср}} = 17,2 \text{ см}.$$

Поэтому

$$W_1 = 550 \sqrt{34 \frac{17,2}{4,45}} = 6350 \text{ витков}.$$

От середины первичной обмотки необходимо сделать отвод.

5) Число витков вторичной обмотки составляет

$$W_2 = nW_1 = 0,028 \cdot 6350 = 178 \text{ витков}.$$

6) Для определения максимальной величины магнитной индукции в сердечнике трансформатора используется формула

$$B_m = \frac{4,5 \cdot 10^3 \cdot U_{\text{ма}}}{F_{\text{н}} \cdot S \cdot W_1} \text{ тл}, \quad (4-153)$$

где $U_{\text{ма}}$ — амплитуда переменного напряжения на одной половине первичной обмотки выходного трансформатора.

Для нашего примера $U_{\text{ма}} = 200 \text{ в}$. Поэтому

$$B_m = \frac{4,5 \cdot 10^3 \cdot 200}{50 \cdot 4,45 \cdot 6350} = 0,64 \text{ тл}.$$

По табл. 5 при мощности на выходе усилителя $P_{\text{вых}} = 10 \text{ вт}$ находим $B_{\text{мдоп}} = 0,8 \text{ тл}$. Следовательно,

$$B_m = 0,64 \text{ тл} < B_{\text{мдоп}} = 0,8 \text{ тл}, \quad (4-154)$$

т. е. нелинейными искажениями, вносимыми трансформатором, можно пренебречь. Если условие (4-154) не выполняется, число витков первичной обмотки следует определять по формуле

$$W_1 = \frac{6,4 \cdot 10^3 \cdot U_{\text{ма}}}{F_{\text{н}} \cdot S} \text{ витков}. \quad (4-155)$$

7) Диаметр провода (без изоляции) первичной обмотки определяется по величине омического сопротивления обмотки

$$d_1 = 0,015 \sqrt{\frac{W_1 \cdot l_B}{r_1}} \text{ мм} \quad (4-156)$$

(где l_B — средняя длина витка обмотки, определяемая из выражения (1-28), см) и проверяется по допустимой плотности тока

$$d_1 = 0,26 \sqrt{I_{a.\text{макс}}} \text{ мм}, \quad (4-157)$$

где $I_{a.\text{макс}}$ — максимальное значение анодного тока лампы, а. Из двух значений d_1 выбирают большее.

Для нашего примера

$$l_B = 2(a + c) + \pi b = 2(2 + 2,3) + 3,14 \cdot 2 = 14,88 \text{ см};$$

$$I_{a.\text{макс}} = 0,133 a.$$

Следовательно,

$$d_1 = 0,015 \sqrt{\frac{6350 \cdot 14,88}{358}} = 0,24 \text{ мм};$$

$$d_1 = 0,26 \sqrt{0,133} \approx 0,1 \text{ мм}.$$

Таким образом, принимаем $d_1 = 0,24 \text{ мм}$.

8) Диаметр провода (без изоляции) вторичной обмотки рассчитывается по формуле (4-74)

$$d_2 = 0,8 d_1 \frac{1}{\sqrt{n}} = 0,8 \cdot 0,24 \frac{1}{\sqrt{0,028}} = 1,15 \text{ мм}.$$

По табл. II выбираем для обмоток выходного трансформатора провод типа ПЭВ-1 с изоляцией $d_{\text{из}} = 0,27 \text{ мм}$; $d_{2\text{из}} = 1,24 \text{ мм}$. Далее следует произвести проверку размещения обмоток в окне сердечника, рассчитать индуктивность рассеяния и решить вопрос о необходимости чередования обмоток (см. пример 11). Следует отметить, что для двухтактного трансформатора намотку целесообразно осуществлять на двухсекционном каркасе (рис. 46). Этот тип намотки обеспечивает большую симметричность обмоток, а также уменьшает опасность пробоя между витками. Необходимо также иметь в виду, что трансформаторы для двухтактных каскадов собираются без зазора, так как работают они без постоянного подмагничивания.

18. Составляем принципиальную схему рассчитанного каскада (см. рис. 48).

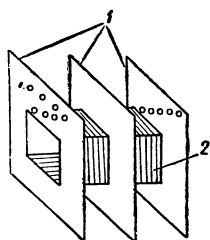


Рис. 46. Двухсекционный каркас для намотки двухтактного трансформатора:

1 — щечки, 2 — гильза.

Пример 13. Расчет фазоинверсного каскада

Задание: Рассчитать фазоинверсный каскад для двухтактной схемы усилителя мощности по данным примера 12.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Составляем техническое задание. По результатам расчета выходного каскада (см. пример 12) известны следующие данные, необходимые для расчета фазоинверсной схемы: 1) тип ламп выходного каскада 6П18П; 2) напряжение, подаваемое на сетку каждой лампы двухтактного каскада (напряжение возбуждения) $U_{\text{твх.вых.каскад}} = 10$ в. Следовательно, выходные напряжения фазоинверсного каскада составляют $U_{\text{твых1}} = U_{\text{твых2}} = 10$ в; 3) диапазон частот $F_{\text{н}} \div F_{\text{в}} = 50 \div 6000$ гц; 4) напряжение источника анодного питания $E_{\text{а}} = 270$ в. Кроме того, задаемся коэффициентами частотных искажений фазоинверсного каскада на низших и высших частотах $M_{\text{н}} = M_{\text{в}} = 1,05$.

2. Выбираем схему фазоинверсного каскада. Известно несколько распространенных схем фазоинверсных каскадов. Большинство из них требуют тщательного подбора величин входящих в схему элементов для получения на выходе двух равных по величине и сдвинутых на 180° по фазе напряжений. Тем не менее балансировка схемы может нарушиться вследствие колебаний напряжений источников питания, смены ламп, старения деталей и т. п. При этом нарушается режим работы двухтактного каскада и значительно ухудшаются его качественные показатели.

По этой причине основным требованием, предъявляемым к фазоинверсному каскаду, является устойчивость работы, т. е. сохранение равенства амплитуд выходных напряжений и постоянства сдвига фаз на 180° между этими напряжениями при изменении режима работы схемы. Этому требованию удовлетворяет так называемая автобалансная схема фазоинверсного каскада, приведенная на рис. 32.

Лампа L_1 работает как обычный усилитель напряжения. Его выходное напряжение подается на сетку лампы L_2 двухтактного каскада. С сопротивлений $R_{\text{с1}}''$ и $R_{\text{с}}$ часть выходного напряжения лампы L_1 через конденсатор $C_{\text{рз}}$ подается на сетку лампы L_2 . Эта лампа усиливает напряжение, изменяя его фазу на 180° , после чего усиленное напряжение подается на сетку лампы L_4 двухтактного каскада.

Нетрудно убедиться, что сопротивление $R_{\text{с}}$ входит как в сеточную, так и в анодную цепь лампы L_2 . Это приводит к сильной отрицательной обратной связи, под действием которой напряжения возбуждения на сетках обеих ламп двухтактного каскада автоматически устанавливаются равными с очень большой точностью. Так, если

на сетке лампы L_3 напряжение окажется большим, чем на сетке лампы L_4 , схема окажется несимметричной. Это вызовет увеличение напряжения на сопротивлениях R_{c1} и R_6 и, следовательно, на сетке лампы L_2 , что приведет к увеличению напряжения на выходе этой лампы. На сопротивлении R_6 появится дополнительное напряжение, фаза которого будет противоположна фазе напряжения на сетке лампы L_3 . Следовательно, любое отклонение величины напряжения на сетке лампы L_3 сопровождается возникновением дополнительного выравнивающего напряжения на сопротивлении R_6 . При таком выравнивающем напряжении возникающая в схеме асимметрия уменьшается в несколько раз. Балансировка схемы не нарушается даже при значительных изменениях величин сопротивлений, параметров ламп и питающих напряжений. Поэтому выбираем для рассчитываемого каскада схему, приведенную на рис. 32.

3. Выбираем тип ламп фазоинверсного каскада. Наиболее часто в качестве ламп фазоинверсного каскада используются двойные триоды типа 6Н1П, 6Н2П, 6Н3П, 6Н5П, 6Н15П и др. Основным критерием при выборе ламп является способность лампы давать на выходе большие усиленные напряжения без значительных нелинейных искажений и при относительно низких значениях сопротивления анодной нагрузки. Последнее обстоятельство весьма существенно при использовании мощных ламп, допустимое сопротивление в цепи сеток которых мало. Поэтому при выборе конкретного типа ламп следует отдавать предпочтение лампам с небольшим внутренним сопротивлением при достаточно высоком коэффициенте усиления. Для нашего примера по табл. XVI выбираем двойной триод типа 6Н1П с параметрами: $U_a = 250$ в, $E_c = -4,8$ в, $I_a = 8$ ма, $S = 4,5$ ма/в, $R_i = 8$ ком, $\mu = 35$.

4. Для симметрии схемы принимаем $R_{a1} = R_{a2}$; $C_{p1} = C_{p2}$; $R_{c1} = R'_{c1} + R''_{c1} = R_{c2}$.

5. Определяем величину сопротивлений утечки ламп двухтактного каскада. Цепь утечки сетки лампы L_3 состоит из сопротивлений R_{c1} и R_6 , а цепь утечки сетки лампы L_4 — из сопротивлений R_{c2} и R_6 . По табл. 9 находим допустимое значение сопротивления в цепи сетки лампы 6П18П ($R_{c.макс} = 1$ Мом). При этом следует учесть, что данные таблицы относятся к случаю работы ламп мощного каскада с автоматическим смещением. При фиксированном смещении допустимая величина $R_{c.макс}$ уменьшается в 2—3 раза. Поэтому принимаем

$$R'_{c1} + R''_{c1} + R_6 = R_{c2} + R_6 = \frac{R_{c1макс}}{2} = 500 \text{ ком.} \quad (4-158)$$

Балансное сопротивление R_6 выбирается в пределах

$$R_6 = (0,3 \div 1,0) R_{c1}. \quad (4-159)$$

Принимая $R_6 = R_{c1} = R_{c2}$, получим

$$2R_{c1} = 500 \text{ ком, т. е. } R_{c1} = R_{c2} = R_6 = 250 \text{ ком.}$$

По табл. VII выбираем резисторы с сопротивлениями

$$R_{c2} = R_{c6} = 240 \text{ ком.}$$

Величину сопротивления R_{c1} также принимаем равной $R_{c1} = 240 \text{ ком.}$ Стандартные значения сопротивлений резисторов R_{c1} и R_{c1}' определим в процессе дальнейшего расчета схемы. Мощность, рассеиваемую на резисторах $R_{c2} + R_{c6}$ (или $R_{c1} + R_{c6}$), находим по формуле

$$P_{(R_{c2}+R_{c6})} = \frac{U_{\text{мвх. вых. каск}}^2}{2(R_{c2} + R_{c6})} = \frac{10^2}{2 \cdot 500 \cdot 10^3} = 10^{-4} \text{ вт.} \quad (4-160)$$

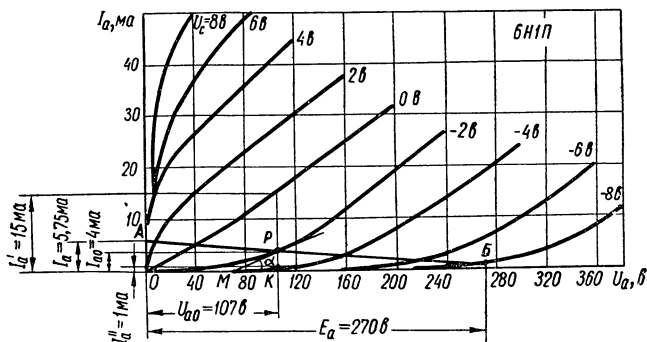


Рис. 47. Семейство анодных характеристик лампы 6Н1П.

Таким образом, в качестве сопротивлений R_{c2} и R_{c6} (а также в качестве сопротивлений R_{c1}' и R_{c1}'') могут использоваться резисторы типа УЛМ-0,12.

6. Находим сопротивления анодных нагрузок ламп L_1 и L_2 из условия

$$R_{a1} = R_{a2} = \frac{R_{c1} + R_{c6}}{10} = \frac{240 + 240}{10} = 48 \text{ ком.} \quad (4-161)$$

По табл. VII выбираем резисторы с сопротивлениями

$$R_{a1} = R_{a2} = 47 \text{ ком.}$$

Мощность этих резисторов найдем после определения постоянных составляющих анодных токов ламп.

7. В семействе анодных характеристик лампы 6Н1П (рис. 47) строим динамическую характеристику (нагрузочную прямую). Характеристику проводим через точку А на оси ординат, соответствующую току

$$I_a = \frac{E_a}{R_{a1}} = \frac{270}{47 \cdot 10^3} = 5,75 \text{ ма,}$$

и точку В на оси абсцисс, соответствующую напряжению источника анодного питания $E_a = 270 \text{ в.}$ Предварительно выбираем рабочую точку Р на характеристике, соответствующей $U_c = -2 \text{ в.}$ Выбранной

рабочей точке соответствуют напряжение $U_{a0} = 107$ в и ток $I_{a0} = 4$ ма. Следовательно, мощность, рассеиваемая на резисторах R_{a1} и R_{a2} , составляет

$$P_{R_{a1}} = P_{R_{a2}} = I_{a0}^2 R_{a1} = (4 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 47 \cdot 10^3 = 0,75 \text{ вт.} \quad (4-162)$$

В качестве сопротивлений R_{a1} и R_{a2} можно использовать резисторы типа МЛТ-1.

8. Находим параметры лампы в рабочей точке. Проводим касательную к характеристике при $U_c = -2$ в в рабочей точке P (рис. 47). Из треугольника РМК получаем значение внутреннего сопротивления

$$R_{ip.t} = \text{ctg } \alpha = \frac{MK}{KP} = \frac{35}{4 \cdot 10^{-3}} = 8,75 \text{ ком.} \quad (4-163)$$

Значение крутизны в рабочей точке определяется по формуле (4-86)

$$S_{p.t} = \frac{I'_a - I''_a}{2\Delta U_c}.$$

Для этого при неизменном значении $U_{a0} = 107$ в определяем по семейству статических анодных характеристик (рис. 47) величины

$$I'_a \text{ при } U'_c = -E_c + \Delta U_c;$$

$$I''_a \text{ при } U''_c = -E_c - \Delta U_c.$$

Принимая $\Delta U_c = 2$ в, находим

$$I'_a = 15 \text{ ма при } U'_c = -2 + 2 = 0 \text{ в;}$$

$$I''_a = 1 \text{ ма при } U''_c = -2 - 2 = -4 \text{ в.}$$

Следовательно,

$$S_{p.t} = \frac{15 - 1}{2 \cdot 2} = 3,5 \text{ ма/в.}$$

Находим коэффициент усиления лампы в рабочей точке

$$\mu_{p.t} = S_{p.t} \cdot R_{ip.t} = 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 8,75 \cdot 10^3 = 30,6. \quad (4-164)$$

Таким образом, расчетные значения параметров лампы несколько отличаются от номинальных (табличных) данных. Для дальнейших расчетов принимаем $R_{iрасч} = R_{ip.t} = 8,75$ ком; $S_{расч} = S_{p.t} = 3,5$ ма/в; $\mu_{расч} = \mu_{p.t} = 30,6$.

9. Определяем коэффициент усиления каскада на лампе L_1 на средних частотах

$$K_{иср} = \mu_{расч} \frac{1}{1 + \frac{R_{iрасч}}{R_{a1}} + \frac{R_{iрасч}}{R_{c1} + R_{\delta}}} = \frac{30,6}{1 + \frac{8,75}{47} + \frac{8,75}{500}} = 25,5. \quad (4-165)$$

Принимаем для каскада на лампе L_2

$$K_{2cp} = K_{1cp} = 25,5.$$

10. Находим величину сопротивлений R'_{c1} и R''_{c1} из условия

$$R''_{c1} = \frac{R_{c1}}{K_{2cp}} = \frac{240}{25,5} = 9,4 \text{ ком.} \quad (4-166)$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R'_{c1} = 10 \text{ ком.}$ Следовательно,

$$R'_{c1} = R_{c1} - R''_{c1} = 240 - 10 = 230 \text{ ком.}$$

По этой же таблице выбираем резистор с сопротивлением

$$R'_{c1} = 220 \text{ ком.}$$

Мощность, рассеиваемая на резисторах R'_{c1} и R''_{c1} , как указывалось выше, незначительна. Поэтому в качестве сопротивлений R'_{c1} и R''_{c1} можно использовать резисторы типа УЛМ-0,12.

11. Находим сопротивление автоматического смещения

$$R_k = \frac{|-E_c|}{2I_{a0}} = \frac{|-2|}{2 \cdot 4 \cdot 10^{-3}} = 250 \text{ ом.} \quad (4-167)$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_k = 240 \text{ ом.}$ Мощность его составляет

$$P_{R_k} = (2I_{a0})^2 \cdot R_k = (2 \cdot 4 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 240 \approx 15 \cdot 10^{-3} \text{ вт.} \quad (4-168)$$

В качестве сопротивления R_k может быть использован резистор типа УЛМ-0,12.

В фазоинверсном каскаде, схема которого приведена на рис. 32, резистор R_k конденсатором не шунтируется. Это объясняется тем, что на сетки ламп L_1 и L_2 напряжения подаются в противофазе и, следовательно, переменные составляющие анодных токов этих ламп, проходящие через сопротивление R_k , компенсируют друг друга.

12. Определяем емкость разделительных конденсаторов в цепях управляющих сеток ламп L_3 и L_4

$$\begin{aligned} C_{p1} = C_{p2} &= \frac{10^{12}}{2\pi \cdot F_n (R_{c1} + R_b) \sqrt{M_n^2 - 1}} = \\ &= \frac{10^{12}}{6,28 \cdot 50 (240 + 240) \cdot 10^3 \sqrt{1,05^2 - 1}} \approx 20 \cdot 10^3 \text{ пф} = 0,02 \text{ мкф.} \end{aligned} \quad (4-169)$$

По табл. IV выбираем пленочные конденсаторы типа ПО емкостью $C_{p1} = C_{p2} = 0,02 \text{ мкф}$ с рабочим напряжением 300 в.

13. Определяем амплитуду напряжения, которое необходимо подать на сетки фазоинверсного каскада для получения выходных напряжений $U_{\text{твых}1} = U_{\text{твых}2} = 10 \text{ в}$,

$$U_{\text{твх}} = \frac{U_{\text{твых}1}}{K_{\text{иср}}} = \frac{10}{25,5} = 0,4 \text{ в.} \quad (4-170)$$

Таким образом, напряжение смещения и рабочая точка на динамической характеристике лампы 6Н1П выбраны правильно. Действительно, при $| - E_c | = 2 \text{ в} > U_{\text{твх}} = 0,4 \text{ в}$ сеточный ток в лампах L_1 и L_2 не возникает.

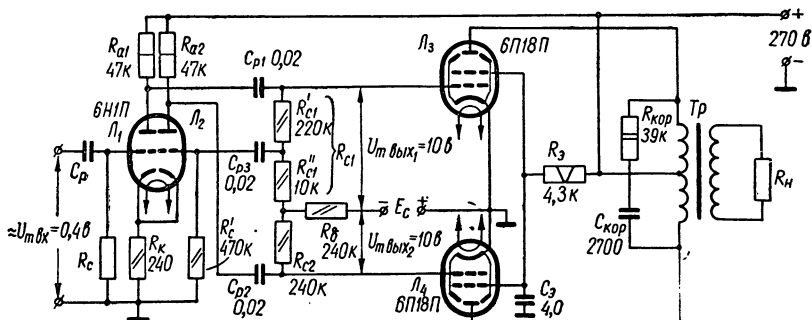


Рис. 48. Схема усилителя (к примерам 12 и 13).

Кроме того, при столь малом напряжении входного сигнала ($U_{\text{твх}} < 1 \text{ в}$) нелинейными искажениями, вносимыми каскадами на лампах L_1 и L_2 , можно пренебречь.

14. Находим сопротивление утечки лампы L_2 . Сопротивление R'_c должно быть достаточно большим, чтобы не шунтировать сопротивление анодной нагрузки лампы L_1 . Принимая $R'_c = 10 R_{A1}$, получаем $R'_c = 10 \cdot 47 = 470 \text{ ком}$.

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R'_c = 470 \text{ ком}$. Мощность, рассеиваемая на резисторе R'_c , составляет

$$P_{R'_c} = \frac{U_{\text{твх}}^2}{2R'_c} = \frac{0,4^2}{2 \cdot 470 \cdot 10^3} = 17 \cdot 10^{-8} \text{ вт.} \quad (4-171)$$

Выбираем резистор R'_c типа УЛМ-0,12.

15. Определяем емкость разделительного конденсатора C_{P3}

$$C_{P3} = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot F_H \cdot R'_c \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{10^{12}}{6,28 \cdot 50 \cdot 470 \cdot 10^3 \sqrt{1,05^2 - 1}} = 0,021 \text{ мкф.} \quad (4-172)$$

По табл. IV выбираем пленочный конденсатор типа ПО емкостью $C_{P3} = 0,025 \text{ мкф}$ с рабочим напряжением 300 в.

Емкость конденсатора C_p и величина сопротивления резистора R_c определяются при расчете каскада усилителя напряжения, предшествующего фазоинверсному.

16. Составляем схему рассчитанного усилителя (рис. 48).

ГЛАВА 5

ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

5-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Использование транзисторов позволяет создать малогабаритные экономичные и долговечные усилители, которые во многих случаях с успехом заменяют усилители на электронных лампах.

Процесс усиления электрических сигналов в транзисторном усилителе имеет ряд специфических особенностей, обусловленных различием между транзистором и электронной лампой.

Если в усилительном каскаде на электронной лампе при работе без сеточных токов основным потребителем мощности, развиваемой источником усиливаемого сигнала, служит высокоомное сопротивление утечки управляющей сетки, то в случае транзисторного усилителя определенная мощность потребляется непосредственно входной цепью транзистора, так как работа его сопровождается обязательным прохождением тока через эмиттерный (входной) $p-n$ -переход. Входное сопротивление транзисторных усилительных каскадов весьма невелико и лежит в пределах от единиц ом до единиц килоом — в зависимости от типа транзистора и схемы его включения. Вследствие этого при построении многокаскадных усилителей на транзисторах приходится считаться с шунтирующим действием последующего каскада на предыдущий и принимать специальные меры для согласования каскадов.

Транзисторные усилители уступают ламповым в отношении стабильности работы. Это объясняется сложностью технологического процесса изготовления транзисторов, в связи с чем имеет место разброс параметров среди транзисторов даже одного и того же типа, а также сильной зависимостью параметров транзисторов от температуры. Поэтому в усилительных схемах необходимо принимать меры для стабилизации режима работы транзисторов.

По сравнению с электронными лампами транзисторы обладают более высоким уровнем шумов, обусловленных главным образом хаотичностью движения зарядов внутри проводника. Поэтому, по сравнению с ламповыми усилителями, усилители на транзисторах менее пригодны для усиления слабых сигналов.

Многокаскадная схема транзисторного усилителя, как и лампового, содержит каскады предварительного усиления сигнала и выходной (оконечный) каскад.

Известно, что транзистор можно включить в усилительный каскад тремя различными способами (рис. 49): а) по схеме с общей базой, б) по схеме с общим эмиттером и в) по схеме с общим коллектором.

Усилительный каскад, собранный по схеме с общей базой, обладает малым входным сопротивлением (порядка десятков ом) и большим выходным сопротивлением (сотни килоом). Низкое входное сопротивление каскада с общей базой является его существенным

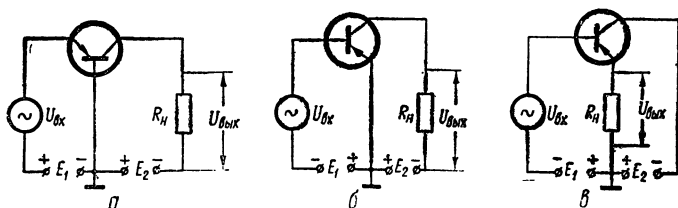


Рис. 49. Схемы включения транзистора:

а — с общей базой; б — с общим эмиттером; в — с общим коллектором.

недостатком. Между каскадами, собранными по схеме с общей базой, приходится включать специальные согласующие устройства (например, понижающие трансформаторы), что ограничивает применение данной схемы в усилительных устройствах.

Основной особенностью схемы с общим эмиттером является то, что входным током в ней выступает малый по величине ток базы. Поэтому входное сопротивление каскада с общим эмиттером выше, чем входное сопротивление каскада с общей базой. Выходное сопротивление в схеме с общим эмиттером также достаточно велико (порядка десятков килоом). Это позволяет в многокаскадном усилителе обойтись без специальных согласующих устройств между каскадами.

Поэтому схема с общим эмиттером является наиболее распространенной.

Входное сопротивление схемы с общим коллектором очень велико (порядка десятков и сотен килоом), а выходное, наоборот, мало и составляет лишь десятки или сотни ом. Поэтому каскад с общим коллектором не дает усиления сигнала по напряжению и имеет сравнительно небольшой коэффициент усиления по мощности. Данная схема применяется в основном для согласования сопротивлений между отдельными каскадами усилителя или между выходом усилителя и низкоомной нагрузкой. Каскад с общим коллектором целесообразно также использовать на входе усилителя в тех случаях, когда входное сопротивление каскада с общим эмиттером ока-

зывается недостаточным для согласования усилителя с источником входного сигнала.

Приведенные на рис. 49 схемы включения транзистора являются упрощенными.

В практических схемах транзисторных усилительных каскадов имеется ряд дополнительных элементов.

Типовая схема одного из наиболее распространенных каскадов предварительного усиления — резистивного каскада с общим эмиттером — приведена на рис. 50. В этой схеме резисторы делителя R_6 и R_6'' , подключенные к источнику питания E_K , составляют де-

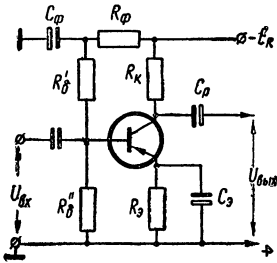


Рис. 50. Схема резистивного каскада с общим эмиттером.

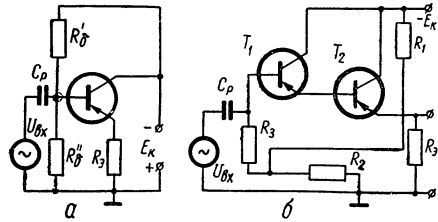


Рис. 51. Усилительный каскад на транзисторе с общим коллектором:

а — обычная схема; *б* — схема с составным транзистором.

литель напряжения. Напряжения, снимаемые с резисторов R_6' и R_6'' , используются для питания эмиттерного и коллекторного $p-n$ -переходов транзистора. Цепочка $R_фC_ф$ представляет собой сглаживающий фильтр. Стабилизация режима работы транзистора осуществляется за счет введения в цепь эмиттера резистора R_3 . Падение напряжения на резисторе R_3 , пропорциональное току эмиттера, является обратным для перехода эмиттер — база. Тем самым в схеме устанавливается отрицательная обратная связь по постоянному току, которая автоматически стабилизирует режим работы каскада при изменении параметров транзистора. Для устранения отрицательной обратной связи по переменному току, снижающей коэффициент усиления каскада по напряжению, резистор R_3 шунтируется конденсатором C_3 достаточно большой емкости.

Аналогично строятся усилительные каскады при включении транзистора по схеме с общей базой и с общим коллектором. Однако в схеме с общим коллектором (рис. 51, *а*) резистор R_3 , являющийся фактически сопротивлением нагрузки, конденсатором не шунтируется. Поэтому в схеме существует глубокая отрицательная обратная связь по переменному току. Этим и объясняется отсутствие в ней усиления сигнала по напряжению.

Входное сопротивление каскада, приведенного на рис. 51, *а*, обычно составляет десятки килоом. Для увеличения входного

сопротивления каскада до сотен килоом и выше целесообразно применять схему, приведенную на рис. 51, б. В ней в отличие от схемы, приведенной на рис. 51, а, используется составной транзистор и исключен низкоомный делитель напряжения в цепи базы $R'_6 R''_6$. Вместо этого делителя используется цепочка, состоящая из резисторов R_1 , R_2 и R_3 . Напряжение, снимаемое с резистора R_2 , через высокоомный резистор R_3 (порядка 2—3 Мом) подается на базу транзистора T_1 .

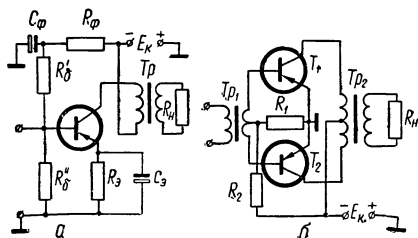


Рис. 52. Выходные каскады усилителей на транзисторах:

а — однотактная; б — двухтактная.

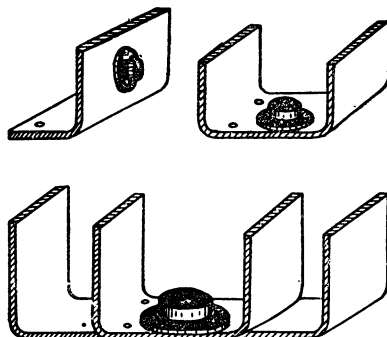


Рис. 53. Конструкция радиаторов.

Применение составного транзистора позволяет получить коэффициент усиления каскада по мощности порядка 20—30 дб. Обычно каскад, собранный по схеме с общим коллектором, называют *эмиттерным повторителем*.

Выходной каскад транзисторного усилителя, как и в ламповых схемах, может быть однотактным и двухтактным (рис. 52). Двухтактный каскад отдает вдвое большую мощность, чем однотактный, имеет выходной трансформатор без постоянного подмагничивания и допускает в несколько раз большую пульсацию источника питания. Кроме того, двухтактный каскад позволяет использовать экономичный режим В. Однако для его работы необходимо иметь два транзистора, выходной трансформатор с удвоенным числом витков первичной обмотки и средней точкой, а также фазоинверсную схему предыдущего каскада или еще один (входной) трансформатор со средней точкой.

Большое значение для нормальной работы выходного каскада транзисторного усилителя имеет тепловой режим транзистора. Известно, что при превышении максимально допустимой мощности, рассеиваемой в $p-n$ -переходах, которая существенно зависит от температуры окружающей среды, происходит тепловой пробой транзистора.

При наличии дополнительного радиатора тепловой режим транзистора заметно улучшается. Конструкция радиаторов, охлаждающих транзисторы выходных каскадов, может быть различной. Нан-

более употребительные конструкции радиаторов изображены на рис. 53.

Основные технические показатели УНЧ, рассмотренные в 4—1 для ламповых схем, остаются в силе и для усилителей на транзисторах. Следует добавить лишь весьма существенный для транзисторных усилителей показатель — коэффициент усиления по мощности K_p , представляющий собой отношение мощности сигнала на

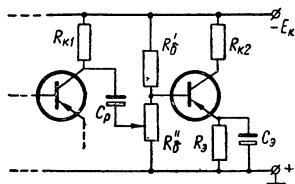


Рис. 54. Схема потенциометрического регулятора усиления.

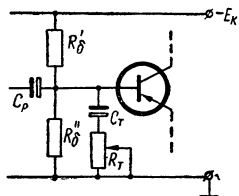


Рис. 55. Схема простейшего регулятора тембра.

выходе усилителя (или отдельного каскада) к мощности сигнала на его входе,

$$K_p = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}}.$$

Коэффициент усиления по мощности, выраженный в децибелах,

$$K_{p\text{дб}} = 10 \lg K_p = 10 \lg \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}}.$$

При эксплуатации транзисторных УНЧ, как и ламповых, часто возникает необходимость в регулировке усиления (громкости) и тембра. В отличие от усилителей на электронных лампах в рассматриваемых усилителях схемы регулировок усиления и тембра усложняются в связи со значительно меньшими величинами входных сопротивлений транзисторных каскадов.

Одна из наиболее распространенных схем потенциометрической регулировки усиления приведена на рис. 54. Такая регулировка не изменяет режима работы транзистора и позволяет получить достаточно плавное изменение усиления с диапазоном $N = 30\text{—}40$ дБ, что достаточно для большинства практических случаев. Одна из простейших схем регулятора тембра, снижающего усиление на высоких частотах, приведена на рис. 55.

Расчет усилителя на транзисторах, как и расчет лампового усилителя, проводится в два этапа. Вначале производят предварительный расчет, а затем окончательный. В основу предварительного расчета можно положить усиление мощности, осуществляемое в каждом каскаде схемы. По заданным величинам выходной мощности и параметрам источника входного сигнала определяется общий коэффициент усиления мощности усилителя. Коэффициент усиления мощности выходного каскада в зависимости от типа транзисторов

и способа их включения лежит в пределах от 10 до 30 дб. Коэффициент усиления мощности каждого из каскадов предварительного усиления обычно не превышает 15—25 дб.

Пользуясь этими данными, можно определить примерное число каскадов и составить блок-схему усилителя, а затем приступить к окончательному расчету элементов схемы и режима работы отдельных каскадов.

5—2. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ТРАНЗИСТОРНЫХ УНЧ

Пример 14. Расчет маломощного транзисторного УНЧ

Задание: Рассчитать транзисторный УНЧ для воспроизведения звука. Источником входного сигнала служит пьезоэлектрический звукосниматель. Выходная мощность усилителя $P_{\text{вых}} = 1$ вт.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Предварительный расчет

1. Разрабатываем техническое задание. В соответствии с данными таблицы XIII от пьезоэлектрического звукоснимателя может быть получено напряжение порядка $0,3 \div 1$ в (при номинальном сопротивлении нагрузки $0,5—1$ Мом). Принимаем $U_{\text{твх}} = 0,3$ в.

Для получения на выходе мощности $P_{\text{вых}} = 1$ вт выбираем громкоговоритель типа 1ГД-9 с сопротивлением звуковой катушки $R_{\text{н}} = 6$ ом.

Рабочий диапазон частот пьезоэлектрического звукоснимателя составляет $F_{\text{н}} \div F_{\text{в}} = 50 \div 7000$ гц (см. табл. XIII); для громкоговорителя 1ГД-9 $F_{\text{н}} \div F_{\text{в}} = 100 \div 7000$ гц. Принимаем диапазон частот усилителя $F_{\text{н}} \div F_{\text{в}} = 100 \div 7000$ гц.

Учитывая рекомендации, приведенные в примере 11, задаемся частотными и нелинейными искажениями для проектируемого усилителя:

$$M_{\text{н.доп}} = M_{\text{в.доп}} = 3 \text{ дб} \quad (M_{\text{н.доп}} = M_{\text{в.доп}} = 1,4);$$

$$K_{\text{г}} = 6\%.$$

Кроме того, в усилителе следует предусмотреть плавную регулировку усиления с глубиной $N \geq 30$ дб и регулировку тембра.

Полагая, что усилитель предназначен для работы в комнатных условиях, принимаем пределы изменения окружающей температуры

$$T_{\text{окр.мин}} = +10^{\circ}\text{С} \text{ и } T_{\text{окр.макс}} = +30^{\circ}\text{С}.$$

Таким образом, нужно рассчитать транзисторный УНЧ по следующим исходным данным: $P_{\text{вых}} = 1$ вт; $U_{\text{твх}} = 0,3$ в; $R_{\text{н}} = 6$ ом;

$F_n \div F_v = 100-7000 \text{ гц}$; $M_{н.доп} = M_{в.доп} = 3 \text{ дб}$ (1,4); $K_r = 6\%$; $N \geq 30 \text{ дб}$; $T_{окр.мин} \div T_{окр.макс} = +10^\circ \text{ С} \div +30^\circ \text{ С}$.

2. Составляем блок-схему усилителя. Определяем величину мощности $P_{и}$, которую может отдать источник сигнала во входную цепь усилителя при условии согласования входного сопротивления первого усилительного каскада $R_{вх1}$ с номинальным нагрузочным сопротивлением источника сигнала $R_{н.и.ном}$.

По табл. XIII для пьезоэлектрического звукоснимателя $R_{н.и.ном} = 0,5 - 1 \text{ Мом}$. Принимая $R_{вх1} \approx R_{н.и.ном} = 0,5 \text{ Мом}$, получим

$$P_{и} = \frac{U_{твх}^2}{2R_{вх1}} = \frac{0,3^2}{2 \cdot 0,5 \cdot 10^6} = 0,09 \cdot 10^{-6} \text{ вт.} \quad (5-1)$$

Находим общий коэффициент усиления мощности

$$K_{робщ.дб} = 10 \lg \frac{P_{вых}}{P_{и} \cdot \eta_{тр}}, \quad (5-2)$$

где $\eta_{тр}$ — к. п. д. выходного трансформатора.

Для определения $\eta_{тр}$ можно воспользоваться табл. 10.

Таблица 10

Значение к. п. д. выходного или межкаскадного трансформатора транзисторного усилителя

Выходная мощность $P_{вых}$	$\eta_{тр}$	
	в стационарных установках с большой продолжительностью работы	в портативных установках с малой продолжительностью работы
До 1 вт	0,7 ÷ 0,8	0,6 ÷ 0,75
От 1 до 10 вт	0,75 ÷ 0,85	0,75 ÷ 0,8
От 10 до 100 вт	0,84 ÷ 0,93	0,75 ÷ 0,85

Принимая $\eta_{тр} = 0,8$, получим

$$K_{робщ.дб} = 10 \lg \frac{1}{0,09 \cdot 10^{-6} \cdot 0,8} = 72 \text{ дб.}$$

Учитывая, что мощность на выходе усилителя невелика (1 вт), а допустимый коэффициент нелинейных искажений достаточно большой ($K_r = 6\%$), выберем однотактную схему выходного каскада, работающего в режиме А, с включением транзистора по схеме с общим эмиттером (рис. 52, а).

Найдем мощность, которую должен отдавать транзистор выходного каскада усилителя

$$P_{вых.т} = \frac{P_{вых}}{\eta_{тр}} = \frac{1}{0,8} = 1,25 \text{ вт.} \quad (5-3)$$

Принимая к. п. д. выходного каскада в режиме А порядка

$\eta_{\text{вых. каск}} = 0,45$, найдем мощность, потребляемую коллекторной цепью транзистора от источника питания,

$$P_{\text{к}} = \frac{P_{\text{вых.т}}}{\eta_{\text{вых. каск}}} = \frac{1,25}{0,45} = 2,8 \text{ вт.} \quad (5-4)$$

Полученное значение $P_{\text{к}}$ позволяет выбрать транзистор, обладающий допустимой мощностью, рассеиваемой на коллекторе, равной или превышающей найденное по формуле (5-4) значение $P_{\text{к}}$

$$P_{\text{к. макс. доп}} \geq P_{\text{к}}. \quad (5-5)$$

По табл. VI выбираем транзистор типа П201, который при наличии дополнительного теплоотвода имеет максимально допустимую мощность, рассеиваемую на коллекторе

$$P_{\text{к. макс. доп}} = 10 \text{ вт} > P_{\text{к}} = 2,8 \text{ вт.}$$

Определяем ориентировочное число каскадов усилителя m . Для предварительных каскадов выбираем резистивную схему (рис. 50). При этом можно считать, что каждый каскад усилителя при включении транзистора по схеме с общим эмиттером может обеспечить усиление мощности примерно на 20 дб.

Учитывая, что номинальное сопротивление нагрузки источника входного сигнала велико ($R_{\text{н. и. ном}} = 0,5 \text{ Мом}$), целесообразно в первом каскаде усилителя использовать составной транзистор по схеме с общим коллектором (эмиттерный повторитель) (рис. 51, б). При таком включении коэффициент усиления каскада по мощности можно принять равным $K_{\text{р, дб}} = 20 \text{ дб}$.

Следовательно, общее число каскадов усилителя должно быть не менее

$$m = \frac{72}{20} \approx 4.$$

В каскадах предварительного усиления УНЧ используются преимущественно маломощные транзисторы (табл. XII). При этом во всех каскадах предварительного усиления можно использовать однотипные транзисторы.

Для проектируемого усилителя предварительно выбираем транзисторы типа МП40 (П14) с параметрами: коэффициент усиления по току $B = 20$, максимально допустимое напряжение коллектора — эмиттер $U_{\text{к. э. макс. доп}} = 15 \text{ в}$, максимально допустимый ток коллектора $I_{\text{к. макс. доп}} = 20 \text{ ма}$; максимально допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе, $P_{\text{к. макс. доп}} = 0,15 \text{ вт}$.

Распределяем частотные и нелинейные искажения по каскадам усилителя.

В транзисторных усилителях низкой частоты частотные искажения на высшей частоте диапазона обычно не распределяют между каскадами, так как в основном эти искажения определяются частотными свойствами транзисторов и способом их включения.

Для схемы с общим эмиттером

$$M_B = \sqrt{1 + [p(1 + B)]^2}, \quad (5-6)$$

где $p = \frac{F_B}{f_\alpha}$;

F_B — высшая частота диапазона;

f_α — граничная частота транзистора в схеме с общей базой (указывается в справочнике);

B — коэффициент усиления по току транзистора в схеме с общим эмиттером.

Для транзисторов МП40 находим по справочнику $f_\alpha = 1 \text{ МГц}$ и рассчитываем

$$p = \frac{7 \cdot 10^3}{10^6} = 7 \cdot 10^{-3}.$$

Из формулы (5-6) для каждого каскада, собранного на транзисторах МП40 (при $B = 20$), получаем

$$M_B = \sqrt{1 + (7 \cdot 10^{-3} \cdot 21)^2} = 1,01.$$

Для транзистора П201 находим по справочнику $B = 20$, $f_\alpha = 0,1 \text{ МГц}$ и определяем

$$p = \frac{7 \cdot 10^3}{10^5} = 0,07.$$

Следовательно, для выходного каскада

$$M_{\text{в.вых.каскад}} = \sqrt{1 + (0,07 \cdot 21)^2} = 1,73.$$

Ввиду того, что $M_{\text{в.вых.каскад}} = 1,73 > M_{\text{в.доп}} = 1,4$, для работы в схеме выходного каскада низкочастотный транзистор П201 не пригоден. Вместо него можно использовать транзистор типа П202, который, как и транзистор П201, допускает мощность рассеивания на коллекторе $P_{\text{к.макс.доп}} = 10 \text{ вт}$, но имеет более высокую граничную частоту $f_\alpha = 0,2 \text{ МГц}$. Следовательно,

$$p = \frac{7 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^5} = 0,035.$$

Принимая для транзистора П202 $B = 20$, получим

$$M_{\text{в.вых.каскад}} = \sqrt{1 + (0,035 \cdot 21)^2} = 1,24.$$

Общий коэффициент частотных искажений на высших частотах составит

$$M_{\text{в.общ}} = M_{\text{в1}} \cdot M_{\text{в2}} \cdot M_{\text{в3}} \cdot M_{\text{в4}} = 1,01^3 \cdot 1,24 = 1,28,$$

что допустимо, так как

$$M_{\text{в.общ}} = 1,28 < M_{\text{в.доп}} = 1,4.$$

Частотные искажения на низких частотах следует распределить по каскадам усилителя, руководствуясь следующими соображения-

ми. Наибольшие частотные искажения, как правило, вносят имеющиеся в схеме трансформатор. Поэтому для каскадов, содержащих трансформаторы, следует задать коэффициент частотных искажений порядка 1—1,5 дБ (1,12—1,19).

Частотные искажения, возникающие из-за наличия в схеме конденсаторов, можно распределить так: на каждый разделительный конденсатор — порядка 0,2 дБ (1,023), на каждый блокировочный конденсатор — порядка 0,4 дБ (1,047).

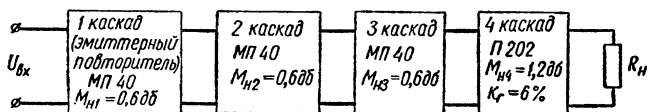


Рис. 56. Блок-схема усилителя (к примеру 14).

Для первых трех каскадов проектируемого усилителя задаемся $M_{н1} = M_{н2} = M_{н3} = 0,6 \text{ дБ}$ (1,072), а для выходного каскада $M_{н, \text{вых. каск}} = 1,2 \text{ дБ}$ (1,15).

Таким образом $M_{н, \text{общ}} = 3 \cdot 0,6 + 1,2 = 3 \text{ дБ} = M_{н, \text{доп}}$.

Заданные на усилитель допустимые нелинейные искажения обычно не распределяют между каскадами усилителя, а все значение коэффициента нелинейных искажений K_r отводят на выходной каскад усилителя, так как он работает при наибольшей амплитуде сигнала. Поэтому для выходного каскада проектируемого усилителя принимаем $K_r = 6\%$.

Учитывая достаточно высокий уровень входного сигнала ($U_{\text{твх}} = 0,3 \text{ в}$), необходимую регулировку усиления целесообразно осуществить с помощью потенциометрического делителя напряжения непосредственно на входе усилителя.

Ввиду того, что внутреннее сопротивление пьезоэлектрического звукоснимателя имеет емкостный характер, отдача звукоснимателя увеличивается с повышением частоты. Поэтому в схеме следует предусмотреть регулятор тембра, снижающий усиление на высоких частотах. Регулировку тембра можно осуществить в одном из каскадов предварительного усиления, например, во втором.

Блок-схема проектируемого усилителя приведена на рис. 56.

II. Окончательный расчет

А. Расчет однотактного выходного каскада в режиме А. Для детального расчета усилителя мощности используем исходные данные, полученные в результате предварительного расчета: 1) выходная мощность усилителя $P_{\text{вых}} = 1 \text{ вт}$; 2) диапазон частот $F_{н} \div F_{в} = 100 \div 7000 \text{ гц}$; 3) сопротивление нагрузки $R_{н} = 6 \text{ ом}$; 4) коэффициент частотных искажений на низших частотах $M_{н, \text{вых. каск}} = 1,2 \text{ дБ}$ (1, 148); 5) коэффициент нелинейных искажений $K_r = 6\%$;

б) пределы изменения окружающей температуры $T_{\text{окр.мин}} \div T_{\text{окр.макс}} = +10^\circ \text{C} \div +30^\circ \text{C}$.

Тип транзистора — П202 с параметрами (см. табл. VI): $V_{\text{мин}} = 20$; $U_{\text{к.э.макс.доп}} = 30 \text{ в}$; $I_{\text{к.макс.доп}} = 2 \text{ а}$; $P_{\text{к.макс.доп}} = 10 \text{ вт}$ (при температуре 20°C с дополнительным теплоотводом), $I_{\text{к0}} < 0,4 \text{ ма}$.

Кроме этих данных, для транзистора П202 находим по справочнику максимальную температуру коллекторного перехода в условиях эксплуатации $T_{\text{п.макс}} = +70^\circ \text{C}$ и величину теплового сопротивления транзистора (между коллекторным переходом и корпусом транзистора) $R_{\text{т}} = 3,5^\circ \text{C/вт}$.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Определяем напряжение источника питания цепи коллектора по формуле

$$E_{\text{к4}} = (0,4 \div 0,5) U_{\text{к.э4.макс.доп}} = 0,45 \cdot 30 = 13,5 \text{ в} \quad (5-7)$$

(индекс 4 указывает на то, что рассчитываемые параметры относятся к четвертому каскаду усилителя).

2. Задаемся падением напряжения на сопротивлении первичной обмотки выходного трансформатора

$$\Delta E_{\text{тр}} = 0,1 E_{\text{к4}} = 1,35 \text{ в}. \quad (5-8)$$

3. Задаемся падением напряжения на сопротивлении эмиттерной стабилизации (рис. 52, а)

$$\Delta U_{\text{э4}} = 0,09 E_{\text{к4}} = 1,23 \text{ в}. \quad (5-9)$$

4. Находим напряжение на коллекторе в режиме покоя

$$U_{\text{к.э.р4}} = E_{\text{к4}} - \Delta E_{\text{тр}} - \Delta U_{\text{э4}} = 13,5 - 1,35 - 1,23 = 10,92 \text{ в}. \quad (5-10)$$

5. Определяем коллекторный ток покоя

$$I_{\text{кр4}} \approx \frac{P_{\text{к4}}}{U_{\text{к.э.р4}}} = \frac{2,8}{10,92} = 0,256 \text{ а}. \quad (5-11)$$

6. Находим сопротивление нагрузки коллекторной цепи переменному току

$$R_{\text{к4}} \sim \frac{U_{\text{к.э.р4}}^2}{2P_{\text{вых.т4}}} = \frac{10,92^2}{2 \cdot 1,25} = 48 \text{ ом}. \quad (5-12)$$

7. В семействе выходных статических характеристик транзистора П202, включенного по схеме с общим эмиттером (рис. 57), строим нагрузочную прямую.

Для этого отмечаем рабочую точку P с координатами $U_{\text{к.э.р4}} = 10,92 \text{ в}$ и $I_{\text{к.р4}} = 0,256 \text{ а}$ и на горизонтальной оси находим точку B , соответствующую напряжению $U_{\text{к.э.р4}} + I_{\text{к.р4}} \cdot R_{\text{к4}} = 10,92 \text{ в} + 0,256 \cdot 48 = 23,22 \text{ в}$. Нагрузочную прямую проводим через точки P и B .

В точках пересечения нагрузочной прямой с крайними статическими характеристиками транзистора (точки *A* и *B* на рис. 57) определяем минимальные и максимальные значения тока и напряжения коллектора

$$I_{к4\text{мин}} = 0,01 \text{ а}; I_{к4\text{макс}} = 0,48 \text{ а}; U_{к.э4\text{мин}} = 0,6 \text{ в};$$

$$U_{к.э4\text{макс}} = 22,5 \text{ в}.$$

Кроме того, замечаем максимальный ток базы $I_{б4\text{макс}} = 10 \text{ ма}$, при котором ток коллектора достигает значения $I_{к4\text{макс}}$ (точка *A*),

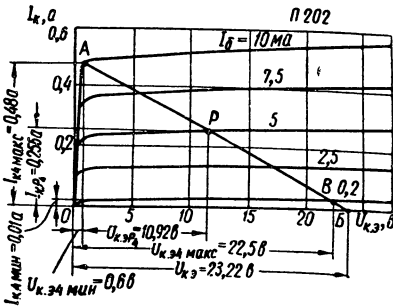


Рис. 57. Семейство выходных статических характеристик транзистора П202.

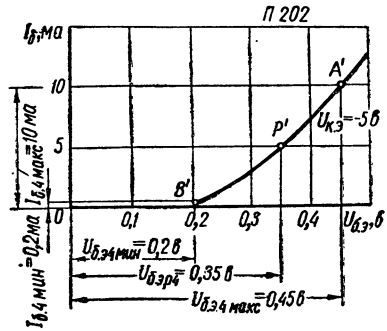


Рис. 58. Входная статическая характеристика транзистора П202.

ток базы, соответствующий рабочей точке ($I_{бp} = 5 \text{ ма}$), и минимальный ток базы $I_{б.мин} = 0,2 \text{ ма}$, соответствующий току $I_{к4\text{мин}}$ (точка *B*).

8. Находим мощность, отдаваемую каскадом в выбранном режиме,

$$P_{\text{вых.расч4}} = 0,125 (I_{к4\text{макс}} - I_{к4\text{мин}})^2 \cdot R_{к4} \cdot \eta_{\text{тр}} =$$

$$= 0,125 (0,48 - 0,01)^2 \cdot 48 \cdot 0,8 = 1,06 \text{ вт}, \quad (5-13)$$

что достаточно, так как

$$P_{\text{вых.расч4}} = 1,06 \text{ вт} > P_{\text{вых}} = 1 \text{ вт}.$$

9. Определяем амплитуду переменной составляющей входного тока $I_{вх.4}$, которую должен обеспечить предыдущий каскад. Полагая $B_4 = B_{4\text{мин}} = 20$, получим

$$I_{вх4} = \frac{I_{к4\text{макс}} - I_{к4\text{мин}}}{2B_{4\text{мин}}} = \frac{0,48 - 0,01}{2 \cdot 20} = 11,75 \text{ ма}. \quad (5-14)$$

10. Переходим к входной статической характеристике транзистора (рис. 58). В большинстве случаев статические характеристики транзистора, снятые при разных напряжениях $U_{к.э}$, практически совпадают друг с другом (за исключением характеристики, снятой при $U_{к.э} = 0$). Поэтому обычно в справочниках приводятся

лишь две статические входные характеристики, из которых одна соответствует $U_{к.э} = 0$, а другая — некоторому значению $U_{к.э}$, отличному от 0 (например, для транзистора П202 это напряжение равно $U_{к.э} = -5$ в).

Переносим точки A , P и B , соответствующие пересечению нагрузочной прямой со статическими выходными характеристиками при $I_{б4\max} = 10$ ма, $I_{б4р} = 5$ ма и $I_{б4\min} = 0,2$ ма (рис. 57), на входную статическую характеристику, снятую при $U_{к.э} = -5$ в (точки A' , P' и B' на рис. 58). Отмечаем величины $I_{б4\max} = 10$ ма, $I_{б4\min} = 0,2$ ма, $U_{б.э.р4} = 0,35$ в, $U_{б.э4\min} = 0,2$ в, $U_{б.э4\max} = 0,45$ в.

11. Находим амплитуды переменного напряжения на базе и переменного тока базы по формулам

$$U_{б.э.м4} = \frac{U_{б.э4\max} - U_{б.э4\min}}{2} = \frac{0,45 - 0,2}{2} = 0,125 \text{ в}; \quad (5-15)$$

$$I_{б.м4} = \frac{I_{б4\max} - I_{б4\min}}{2} = \frac{10 - 0,2}{2} = 4,9 \text{ ма}. \quad (5-16)$$

12. Определяем входную мощность, необходимую для возбуждения каскада, т. е. мощность, которую должен развивать предоконечный каскад.

Принимая $U_{б.э.м4} = U_{твх4}$ и $I_{б.м4} = I_{твх4}$ (где $U_{твх4}$ и $I_{твх4}$ — амплитуды переменных составляющих входного напряжения и входного тока, которые должен обеспечить предыдущий каскад), получим

$$P_{вх4} = \frac{U_{твх4} \cdot I_{твх4}}{2} = \frac{0,125 \cdot 4,9 \cdot 10^{-3}}{2} = 0,33 \cdot 10^{-3} \text{ вт} = 0,33 \text{ мвт}. \quad (5-17)$$

13. Рассчитываем входное сопротивление транзистора переменному току за период сигнала («среднее» входное сопротивление $R_{вх.ср}$)

$$R_{вх4ср} = \frac{U_{твх4}}{I_{твх4}} = \frac{0,125}{4,9 \cdot 10^{-3}} = 25,5 \text{ ом}. \quad (5-18)$$

14. Находим коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_{р4,расч} = \frac{P_{вх4,расч}}{P_{вх4}} = \frac{1,06}{0,33 \cdot 10^{-3}} = 3200 \text{ (35 дб)}. \quad (5-19)$$

15. Определяем коэффициент нелинейных искажений сигнала. Нелинейные искажения сигнала в выходном каскаде оцениваются по сквозной динамической характеристике, которая представляет собой зависимость тока коллектора I_k от э. д. с. E_r эквивалентного генератора входного сигнала.

Для построения сквозной динамической характеристики необходимо:

1) задаться внутренним сопротивлением эквивалентного генератора входного сигнала

$$R_{Г4} = (3 \div 8) R_{вх4ср}. \quad (5-20)$$

Для нашего примера примем

$$R_{Г4} = 150 \text{ ом};$$

2) отметить для нескольких точек нагрузочной прямой значения тока I_K . Так, для точек A , P и B (рис. 57) ток I_K соответственно равен:

$$I_{KA} = I_{K4\text{макс}} = 0,48 \text{ а};$$

$$I_{KP4} = 0,256 \text{ а};$$

$$I_{KB} = I_{K4\text{мин}} = 0,01 \text{ а};$$

3) по графику входной характеристики отметить несколько точек, соответствующих выбранным точкам нагрузочной прямой, и определить в них величины I_6 и $U_{6,э}$.

В нашем случае для точек A' , P' и B' (рис. 58)

$$I_{6A'} = I_{с4\text{макс}} = 10 \text{ ма}; \quad U_{6,эA'} = U_{6,э4\text{макс}} = 0,45 \text{ в};$$

$$I_{6P'_4} = 5 \text{ ма}; \quad U_{6,эP'_4} = 0,35 \text{ в};$$

$$I_{6B'} = I_{6,\text{мин}} = 0,2 \text{ ма}; \quad U_{6,эB'} = U_{6,э4\text{мин}} = 0,2 \text{ в}.$$

4) рассчитать значения э. д. с. эквивалентного генератора входного сигнала для различных значений $U_{6,э}$ и I_6 по формуле

$$E_{Г4} = U_{6,э} + I_6 R_{Г4}. \quad (5-21)$$

Для выбранных точек получим

$$E_{ГA'} = U_{6,эA'} + I_{6A'} R_{Г4} = 0,45 + 10 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = 1,95 \text{ в};$$

$$E_{ГP'} = U_{6,эP'} + I_{6P'} R_{Г4} = 0,35 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = 1,1 \text{ в};$$

$$E_{ГB'} = U_{6,эB'} + I_{6B'} R_{Г4} = 0,2 + 0,2 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = 0,23 \text{ в}.$$

Таким образом,

току $I_{KA} = I_{K,\text{макс}} = 0,48 \text{ а}$ соответствует э.д.с. $E_{ГA'} = 1,95 \text{ в};$

току $I_{KP} = 0,256 \text{ а}$ соответствует э.д.с. $E_{ГP'} = 1,1 \text{ в};$

току $I_{KB} = I_{K,\text{мин}} = 0,01 \text{ а}$ соответствует э.д.с. $E_{ГB'} = 0,23 \text{ в};$

5) по полученным точкам в прямоугольной системе координат строим график зависимости $I_K = \varphi(E_{Г})$ (рис. 59).

Для того чтобы подсчитать коэффициент нелинейных искажений, нужно разделить рабочий участок на горизонтальной оси (между точками M и K на рис. 59) на четыре одинаковые части и для пя-

ти точек, ограничивающих эти части, определить значения соответствующих им токов:

$$I_{к.мин} = 0,01 \text{ а}; I_{к1} = 0,13 \text{ а}; I_{к.р} = 0,256 \text{ а}; I_{к2} = 0,38 \text{ а};$$

$$I_{к.макс} = 0,48 \text{ а}.$$

Тогда амплитуда первой гармоники тока подсчитывается по формуле

$$I_{км1} = \frac{1}{3} [(I_{к.макс} - I_{к.мин}) + (I_{к2} - I_{к1})] =$$

$$= \frac{1}{3} [(0,48 - 0,01) + (0,38 - 0,13)] = 0,24 \text{ а} = 240 \text{ ма}. \quad (5-22)$$

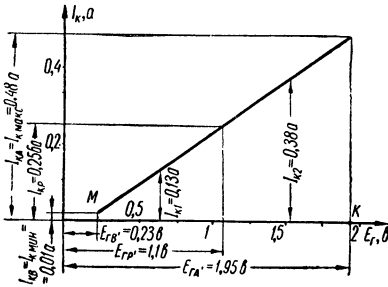


Рис. 59. График зависимости $I_k = \varphi(E_r)$.

Амплитуда второй гармоники тока

$$I_{км2} = \frac{1}{4} (I_{к.макс} + I_{к.мин} - 2I_{к.р}) =$$

$$= \frac{1}{4} (0,48 + 0,01 - 2 \cdot 0,256) = -0,0055 \text{ а} = -5,5 \text{ ма}. \quad (5-23)$$

Амплитуда третьей гармоники

$$I_{км3} = \frac{1}{6} [(I_{к.макс} - I_{к.мин}) - 2(I_{к2} - I_{к1})] =$$

$$= \frac{1}{6} (0,48 - 0,01) - 2(0,38 - 0,13) = -0,005 \text{ а} = -5 \text{ ма}. \quad (5-24)$$

Коэффициент нелинейных искажений определяется по формуле

$$K_{г.расч} = \frac{\sqrt{I_{км2}^2 + I_{км3}^2}}{I_{км1}} \cdot 100\% = \frac{\sqrt{5,5^2 + 5^2}}{240} \cdot 100\% = 3,1\%. \quad (5-25)$$

Таким образом,

$$K_{г.расч} = 3,1\% < K_g = 6\%, \quad (5-26)$$

т. е. полученная величина коэффициента нелинейных искажений не превышает заданной и, следовательно, в выходном каскаде отрицательную обратную связь можно не применять.

16. Определяем необходимую поверхность охлаждения радиатора, обеспечивающую температуру коллекторного $p-n$ -перехода $T_{п.макс} = +70^\circ \text{C}$

$$S_{охл} = \frac{1200 \div 1500}{\frac{T_{п.макс} - T_{окр.макс}}{P_k} - R_T} = \frac{1350}{\frac{70 - 30}{2,8} - 3,5} = 125 \text{ см}^2. \quad (5-27)$$

Несколько возможных конструкций радиатора, выполненного из алюминия, приведено на рис. 53.

17. Рассчитываем элементы цепочки термостабилизации $R_{э4}C_{э4}$ (рис. 52, а).

В соответствии с выражением (5-9) падение напряжения на сопротивлении $R_{э4}$ составляет $\Delta U_{э} = 1,23 \text{ в}$. При этом по сопротивлению $R_{э4}$ проходит ток

$$I_{э.р4} = I_{к.р4} + I_{б.р4} = 0,256 + 5 \cdot 10^{-3} = 0,261 \text{ а}.$$

Следовательно, величина $R_{э4}$ равна

$$R_{э4} = \frac{\Delta U_{э}}{I_{э.р4}} = \frac{1,23}{0,261} = 4,7 \text{ ом}. \quad (5-28)$$

По табл. VII выбираем резистор $R_{э4} = 4,7 \text{ ом}$. Мощность, рассеиваемая на этом резисторе, составляет

$$P_{R_{э4}} = I_{э.р4}^2 \cdot R_{э4} = 0,261^2 \cdot 4,7 = 0,068 \text{ вт}.$$

Выбираем резистор типа УЛИ-0,1.

Емкость конденсатора $C_{э4}$ определяем по формуле

$$C_{э4} = \frac{10^6}{2\pi \cdot F_H \cdot 0,1 R_{э4}} = \frac{10^6}{6,28 \cdot 100 \cdot 0,1 \cdot 4,7} = 3400 \text{ мкф}. \quad (5-29)$$

Конденсатор такой большой емкости даже при малом рабочем напряжении (порядка $\Delta U_{э} = 1,23 \text{ в}$) имеет большие размеры и сильно увеличит габариты, вес и стоимость усилителя.

Для уменьшения размеров и удешевления усилителя конденсатор $C_{э4}$ целесообразно исключить из схемы, хотя при этом возникает отрицательная обратная связь по переменному току, приводящая к некоторому уменьшению коэффициента усиления каскада.

В соответствии с выражением (5-19) коэффициент усиления выходного каскада по мощности $K_{р4расч} = 35 \text{ дб}$ намного превышает предполагаемый для данного каскада коэффициент усиления по мощности $K_p = 20 \text{ дб}$, указанный в предварительном расчете. Поэтому появление в схеме отрицательной обратной связи допустимо и конденсатор $C_{э4}$ можно из схемы исключить.

18. Определяем элементы делителя напряжения в цепи базы $R'_{б4}$ и $R''_{б4}$ (рис. 52, а). Принимаем падение напряжения на сопротивлении фильтра

$$\Delta U_{ф4} = (0,1 \div 0,2) E_{к4} = 0,1 \cdot 13,5 = 1,35 \text{ в}. \quad (5-30)$$

Находим напряжение, подводимое к делителю R'_{64} и R''_{64}

$$U_{д4} = E_{к4} - \Delta U_{ф4} = 13,5 - 1,35 = 12,15 \text{ в.} \quad (5-31)$$

Выбираем ток в цепи делителя из условия

$$I_{д4} = (2 \div 5) I_{б.р4}. \quad (5-32)$$

Принимаем

$$I_{д4} = 2 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 10 \cdot 10^{-3} \text{ а} = 10 \text{ ма.}$$

Определяем R'_{64} и R''_{64} по формулам

$$R'_{64} = \frac{U_{д4} - \Delta U_{э4} - U_{б.э.р4}}{I_{б.р4} + I_{д4}} = \frac{12,15 - 1,23 - 0,35}{5 \cdot 10^{-3} + 10 \cdot 10^{-3}} = 705 \text{ ом}; \quad (5-33)$$

$$R''_{64} = \frac{\Delta U_{э4} + U_{б.э.р4}}{I_{д4}} = \frac{1,23 + 0,35}{10 \cdot 10^{-3}} = 158 \text{ ом.} \quad (5-34)$$

При этом необходимо, чтобы

$$R''_{64} = (5 \div 10) R_{вх.ср}. \quad (5-35)$$

В противном случае входное сопротивление значительно уменьшится. Для нашего примера условие (5-35) выполняется, так как

$$R''_{64} = 158 \text{ ом} > 5 R_{вх.ср} = 5 \cdot 25,5 = 127,5 \text{ ом.}$$

По табл. VII выбираем резисторы с сопротивлениями $R'_{64} = 680 \text{ ом}$; $R''_{64} = 160 \text{ ом}$.

Мощность, рассеиваемая на резисторах R'_{64} и R''_{64} , составит

$$P_{R'_{64}} = I_{д4}^2 \cdot R'_{64} = (10 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 680 \approx 0,068 \text{ вт};$$

$$P_{R''_{64}} = I_{д4}^2 \cdot R''_{64} = (10 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 160 \approx 0,016 \text{ вт.}$$

В качестве сопротивлений R'_{64} и R''_{64} можно использовать резисторы типа УЛМ-0,12.

19. Находим элементы фильтра

$$R_{ф4} = \frac{\Delta U_{ф4}}{I_{д4}} = \frac{1,35}{10 \cdot 10^{-3}} = 135 \text{ ом.} \quad (5-36)$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_{ф4} = 130 \text{ ом}$. Мощность, рассеиваемая на резисторе $R_{ф4}$, незначительна ($P_{R_{ф4}} = I_{д4}^2 \cdot R_{ф4} \approx 0,013 \text{ вт}$); поэтому в качестве сопротивления $R_{ф4}$ используем резистор типа УЛМ-0,12.

Емкость конденсатора фильтра находим по формуле

$$C_{ф4} \geq \frac{10 \div 50}{F_n \cdot R_{ф4}} \text{ мкф}, \quad (5-37)$$

где F_n — в герцах; $R_{ф4}$ — в мегамах.

Подставляя в формулу (5-37) численные значения, получим

$$C_{\text{ф4}} = \frac{10}{100 \cdot 130 \cdot 10^{-6}} = 770 \text{ мкф.}$$

По табл. IV выбираем электролитический конденсатор типа ЭТО-2 емкостью 1000 мкф с рабочим напряжением 15 в.

19. Определяем коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n = \sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{к}\sim} \cdot \eta_{\text{тр}}}} = \sqrt{\frac{6}{48 \cdot 0,8}} = 0,395. \quad (5-38)$$

20. Находим активные сопротивления первичной и вторичной обмоток выходного трансформатора

$$r_1 = \frac{R_{\text{к}\sim}}{2\eta_{\text{тр}}} (1 - \eta_{\text{тр}}) = \frac{48}{2 \cdot 0,8} (1 - 0,8) = 6 \text{ ом}; \quad (5-39)$$

$$r_2 = \frac{R_{\text{н}}}{2\eta_{\text{тр}}} (1 - \eta_{\text{тр}}) = \frac{6}{2 \cdot 0,8} (1 - 0,8) = 0,75 \text{ ом}. \quad (5-40)$$

21. Определяем индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора с учетом допустимых частотных искажений на нижних частотах

$$L_1 = \frac{R_{\text{н}} + r_2}{2\pi F_{\text{н}} \cdot n^2 \sqrt{M_{\text{н.вых.каска}}^2 - 1}} = \frac{6 + 0,75}{6,28 \cdot 100 \cdot 0,395^2 \sqrt{1,15^2 - 1}} = 0,125 \text{ гн}. \quad (5-41)$$

Индуктивность рассеяния L_s выходного трансформатора для транзисторного выходного каскада обычно не рассчитывают, так как она на высших частотах практически не вносит искажений.

22. Находим к. п. д. каскада

$$\eta_{\text{вых.каска}} = \frac{P_{\text{вых.расч4}}}{(I_{\text{к.р4}} + I_{\text{б.р4}}) \cdot E_{\text{к4}}} \cdot 100 = \frac{1,06}{(0,256 + 0,005) \cdot 13,5} \cdot 100 = 30,2\%. \quad (5-42)$$

Б. Конструктивный расчет выходного трансформатора однотактного транзисторного усилителя. Конструктивный расчет выходного трансформатора для транзисторного усилителя может быть произведен в таком же порядке, как и для аналогичного лампового каскада (см. пример 11).

1. Выбираем материал сердечника. В соответствии с табл. XVII для трансформатора однотактного каскада, работающего с постоянным подмагничиванием при выходной мощности $P_{\text{вых}} = 1 \text{ вт}$, выбираем в качестве материала сердечника электротехническую сталь марки Э310.

2. Находим геометрические размеры сердечника. Для трансформаторов транзисторной аппаратуры обычно используются сердечники броневые типа из Ш-образных пластин (рис. 38).

Сечение среднего стержня сердечника можно определить по формуле

$$S = \frac{I_{к.р}^2 L_1}{8000} \text{ см}^2, \quad (5-43)$$

где $I_{к.р}$ — постоянная составляющая тока коллектора, *ма*;
 L_1 — индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора, *гн*.

Для нашего примера

$$S = \frac{256^2 \cdot 0,125}{8000} = 1,025 \text{ см}^2.$$

По формулам (1-12) и (1-13) находим ширину среднего стержня a Ш-образной пластины сердечника и толщину набора c

$$a = 0,9 \sqrt{S} = 0,9 \sqrt{1,025} \approx 0,9 \text{ см};$$

$$c = 1,1 \sqrt{S} = 1,1 \sqrt{1,025} \approx 1,1 \text{ см}.$$

По табл. III выбираем для сердечника пластины типа Ш-9.

3. Рассчитываем число витков обмоток. Число витков первичной обмотки

$$W_1 = 550 \sqrt{L_1 \frac{l_{ср}}{S}} \text{ витков}, \quad (5-44)$$

где $l_{ср}$ — средняя длина магнитной силовой линии для выбранного типа пластин, *см*.

Из табл. III для пластин Ш-9 находим $l_{ср} = 7,7 \text{ см}$. Поэтому

$$W_1 = 550 \sqrt{0,125 \cdot \frac{7,7}{1,025}} = 535 \text{ витков}.$$

Число витков вторичной обмотки

$$W_2 = nW_1 = 0,395 \cdot 535 = 211 \text{ витков}.$$

4. Проверяем величину максимальной индукции B_m в сердечнике трансформатора.

В соответствии с табл. 5 для трансформатора, рассчитанного на выходную мощность $P_{\text{вых}} = 1 \text{ вт}$ и выполненного из стали Э310 допустимое амплитудное значение индукции в сердечнике составляет $B_{\text{мдоп}} = 0,46 \text{ тл}$.

Для рассчитываемого трансформатора максимальное значение индукции определим по формуле

$$B_m = \frac{2,25 \cdot 10^3 U_{\text{мк}}}{F_H \cdot S \cdot W_1} \text{ тл}, \quad (5-45)$$

где $U_{тк}$ — амплитуда напряжения на первичной обмотке выходного трансформатора, в.

Величину $U_{тк4}$ можно найти по формуле

$$U_{тк4} = \frac{U_{к.э4макс} - U_{к.э4мин}}{2} = \frac{22,5 - 0,6}{2} = 10,95 \text{ в.} \quad (5-46)$$

Таким образом,

$$B_m = \frac{2,25 \cdot 10^3 \cdot 10,95}{100 \cdot 1,025 \cdot 535} = 0,445 \text{ тл.}$$

Следовательно, условие

$$B_m \leq B_{мдоп} \quad (5-47)$$

выполняется, так как

$$B_m = 0,445 \text{ тл} < B_{мдоп} = 0,46 \text{ тл.}$$

5. Рассчитываем диаметры проводов обмоток. Обмотки трансформатора обычно наматывают медным проводом круглого сечения с эмалевой изоляцией марки ПЭЛ или ПЭВ.

Диаметр провода (без изоляции) первичной обмотки

$$d_1 = 0,025 \sqrt{I_{к.р}} \text{ мм}, \quad (5-48)$$

где $I_{к.р}$ — в миллиамперах.

Диаметр провода (без изоляции) вторичной обмотки

$$d_2 = 0,8 d_1 \frac{1}{\sqrt{n}} \text{ мм.} \quad (5-49)$$

Для нашего примера

$$d_1 = 0,025 \sqrt{I_{к.р4}} = 0,025 \sqrt{256} = 0,4 \text{ мм};$$

$$d_2 = 0,8 \cdot 0,4 \frac{1}{\sqrt{0,395}} = 0,51 \text{ мм.}$$

По табл. II выбираем для обмоток выходного трансформатора провод типа ПЭВ-1 с изоляцией

$$d_{1из} = 0,42 \text{ мм}; \quad d_{2из} = 0,56 \text{ мм.}$$

6. Находим толщину немагнитного зазора в сердечнике

$$l = \frac{W_1 \cdot I_{к.р}}{8} \cdot 10^{-5} \text{ мм}, \quad (5-50)$$

где $I_{к.р}$ — в миллиамперах. Следовательно,

$$l = \frac{W_1 \cdot I_{к.р4}}{8} \cdot 10^{-5} = \frac{535 \cdot 256}{8} \cdot 10^{-5} = 0,17 \text{ мм.}$$

Толщина прокладки между Ш-образным пакетом пластин и ярмом составляет

$$\frac{l}{2} = 0,085 \text{ мм.}$$

7. Проверяем возможность размещения обмотки в окне сердечника. Число витков в слое каждой обмотки находим по формуле (1-14). Для первичной обмотки

$$W_{1\text{сл}} = \frac{h - 2(\delta_{\text{карк}} + 2)}{\alpha \cdot d_{1\text{из}}}.$$

Из табл. III для пластин типа Ш-9 находим $h = 31,5$ мм; толщину гильзы каркаса для сердечника из пластин Ш-9 принимаем равной $\delta_{\text{карк}} = 0,5$ мм, коэффициент неплотности α по табл. 3 для провода диаметром $d_{1\text{из}} = 0,42$ мм принимаем $\alpha = 1,1$. Таким образом,

$$W_{1\text{сл}} = \frac{31,5 - 2(0,5 + 2)}{1,1 \cdot 0,42} = 58 \text{ витка.}$$

Для вторичной обмотки, принимая $\alpha = 1,1$, получим

$$W_{2\text{сл}} = \frac{31,5 - 2(0,5 + 2)}{1,1 \cdot 0,56} = 43 \text{ витков.}$$

Число слоев для каждой обмотки (с округлением до целого числа) составляет

$$n_1 = \frac{W_1}{W_{1\text{сл}}} = \frac{535}{58} \approx 9;$$

$$n_2 = \frac{W_2}{W_{2\text{сл}}} = \frac{211}{43} \approx 5.$$

Толщину каждой обмотки находим по формуле (1-16): для первичной обмотки

$$\delta_{1\text{об}} = n_1(d_{1\text{из}} + \delta_{\text{из}}) + \delta_{\text{пр}},$$

где $\delta_{\text{из}}$ — толщина изоляции между слоями (принимаем $\delta_{\text{из}} = 0,03$ мм);

$\delta_{\text{пр}}$ — толщина прокладки между обмотками (принимаем $\delta_{\text{пр}} = 0,1$ мм).

Следовательно,

$$\delta_{1\text{об}} = 9(0,42 + 0,03) + 0,1 = 4,15 \text{ мм.}$$

для вторичной обмотки

$$\delta_{2\text{об}} = 5(0,56 + 0,03) + 0,1 = 3,05 \text{ мм.}$$

Общая высота двух обмоток (с учетом толщины стенки каркаса $\delta_{\text{карк}} = 1$ мм) составит

$$\delta_{\text{общ}} = \delta_{1\text{об}} + \delta_{2\text{об}} + \delta_{\text{карк}} = 4,15 + 3,05 + 1 = 8,2 \text{ мм.}$$

Таким образом,

$$\delta_{\text{общ}} = 8,2 \text{ мм} < b = 9 \text{ мм.}$$

Следовательно, сердечник выбран правильно.

При изготовлении трансформатора наиболее целесообразно применять чередование обмоток, при котором заметно снижается индуктивность рассеяния.

III. Расчет каскадов предварительного усиления

Расчет предоконечного (третьего) каскада. Для детального расчета предоконечного каскада должны быть известны следующие исходные данные, полученные в результате предварительного расчета усилителя и окончательного расчета последующего (выходного каскада):

1) нижняя частота диапазона $F_n = 100$ гц;

2) допустимое значение коэффициента частотных искажений в области низких частот $M_{нз} = 1,072$;

3) амплитуда переменной составляющей тока на входе последующего (четвертого) каскада $I_{твх4} = 11,75$ ма;

4) входное сопротивление последующего каскада $R_{вх4ср} = 25,5$ ом;

5) напряжение питания, подводимое к каскаду (напряжение, приложенное к делителю напряжения в цепи базы последующего каскада),

$$E_{кз} = U_{д4} = 12,15 \text{ в};$$

6) элементы делителя напряжения в цепи базы последующего каскада

$$R'_{б4} = 680 \text{ ом}; R''_{б4} = 160 \text{ ом};$$

7) тип транзистора — МП40 с параметрами: $B = 20$; $U_{к.э.макс.доп} = 15$ в; $I_{к.макс.доп} = 20$ ма; $P_{к.макс.доп} = 0,15$ вт.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Проверяем правильность предварительного выбора транзистора. Для нормального режима работы транзистора необходимо, чтобы допустимое напряжение между коллектором и эмиттером выбранного транзистора превышало напряжение источника питания

$$U_{к.э.макс.доп} > E_k, \quad (5-51)$$

а величина допустимого тока коллектора превышала входной ток последующего каскада не менее чем в 1,5—2 раза

$$I_{к.макс.доп} > (1,5 \div 2) I_{твх.сл}, \quad (5-52)$$

где $I_{твх.сл}$ — амплитуда входного тока следующего каскада.

Для выбранного транзистора типа МП40, работающего в третьем каскаде, условия (5-51) и (5-52) выполняются, так как

$$U_{к.эмакс.доп} = 15 \text{ в} > E_{кз} = 12,15 \text{ в.}$$

$$I_{к3макс.доп} = 20 \text{ ма} > 1,5 I_{твх4} = 1,5 \cdot 11,75 = 17,7 \text{ ма.}$$

Таким образом, транзистор типа МП40 выбран правильно.

2. Определяем величину тока покоя в цепи коллектора по формуле

$$I_{к.р} \approx 1,4 I_{мвх.сл.} \quad (5-53)$$

Для рассчитываемого каскада

$$I_{к.р3} \approx 1,4 I_{мвх4} = 1,4 \cdot 11,75 = 16,5 \text{ ма.}$$

3. Находим сопротивление нагрузки в цепи коллектора.

При выборе величины сопротивления R_k в цепи коллектора необходимо удовлетворять двум противоречивым требованиям: с одной стороны желательно, чтобы сопротивление R_k было возможно больше по сравнению с величиной входного сопротивления последующего каскада. С другой стороны, увеличение R_k при заданном токе коллектора приводит к тому, что падение напряжения на этом сопротивлении увеличивается, а напряжение между коллектором и эмиттером $U_{к.э}$ уменьшается до недопустимо малой величины (в течение той части периода усиливаемого напряжения, когда коллекторный ток возрастает, напряжение $U_{к.э}$ может упасть до нуля и транзистор перестанет усиливать).

С учетом этих требований расчетная формула для определения R_k имеет вид

$$R_k = \frac{0,4E_k}{I_{кр}} \quad (5-54)$$

Для рассчитываемого каскада

$$R_{к3} = \frac{0,4E_{к3}}{I_{к.р3}} = \frac{0,4 \cdot 12,15}{16,5 \cdot 10^{-3}} = 294 \text{ ом.}$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_{к3} = 300 \text{ ом}$. Мощность, рассеиваемая на резисторе $R_{к3}$, составляет

$$P_{R_{к3}} = I_{к.р3}^2 \cdot R_{к3} = (16,5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 300 = 0,082 \text{ вт.}$$

В качестве сопротивления $R_{к3}$ можно использовать резистор типа УЛМ-0,12.

4. Определяем сопротивление $R_{э3}$ в цепи термостабилизации по формуле

$$R_{э} \approx \frac{0,2E_k}{I_{к.р}} \quad (5-55)$$

Для рассчитываемого каскада

$$R_{э3} \approx \frac{0,2E_{к3}}{I_{к.р3}} = \frac{0,2 \cdot 12,15}{16,5 \cdot 10^{-3}} = 147 \text{ ом.}$$

По табл. VII выбираем резистор типа УЛМ-0,12 с сопротивлением $R_{э3} = 150 \text{ ом}$.

5. Находим емкость конденсатора $C_{э3}$

$$C_{э3} = \frac{10^6}{2\pi \cdot F_H \cdot 0,1 \cdot R_{э3}} = \frac{10^6}{6,28 \cdot 100 \cdot 0,1 \cdot 150} \approx 106 \text{ мкф.}$$

По табл. IV выбираем электролитический конденсатор типа ЭТО-2 емкостью $C_{эз} = 100 \text{ мкф}$ с рабочим напряжением 15 в.

6. Находим напряжение между коллектором и эмиттером транзистора в режиме покоя по формуле

$$U_{к.э.р} \approx E_k - I_{к.р} \cdot R_k - I_{к.р} \cdot R_{э}. \quad (5-56)$$

Для рассчитываемого каскада

$$\begin{aligned} U_{к.э.р3} &\approx E_{к3} - I_{к.р3} \cdot R_{к3} - I_{к.р3} \cdot R_{э3} = \\ &= 12,15 - 16,5 \cdot 10^{-3} \cdot 300 - 16,5 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = 4,72 \text{ в.} \end{aligned}$$

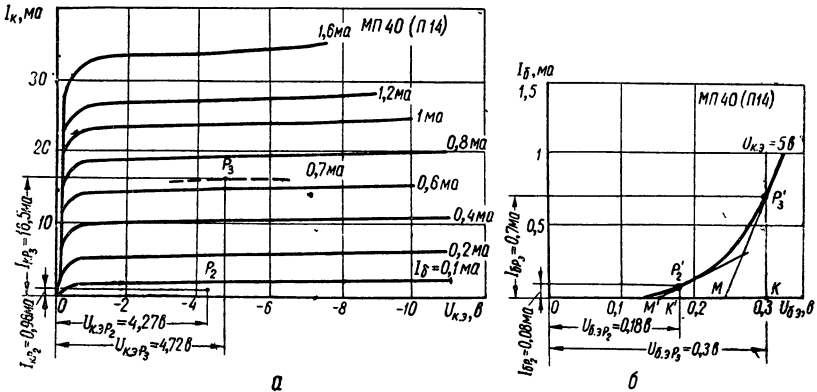


Рис. 60. Статические характеристики транзистора МП40:
а — семейство выходных характеристик; б — входная характеристика.

7. В семействе выходных статических характеристик транзистора МП40, включенного по схеме с общим эмиттером (рис. 60, а), отмечаем положение рабочей точки P_3 с координатами

$$U_{к.э.р3} = 4,72 \text{ в}, \quad I_{к.р3} = 16,5 \text{ ма.}$$

Найденному положению рабочей точки соответствует ток базы $I_{б.р3} = 0,7 \text{ ма}$. Полученное значение тока базы позволяет определить положение рабочей точки P'_3 на входной статической характеристике транзистора МП40 (рис. 60, б), напряжение покоя участка база—эмиттер $U_{б.э.р3} = 0,3 \text{ в}$ и входное сопротивление переменному току транзистора рассчитываемого каскада $R_{вх3}$.

Для нахождения величины $R_{вх3}$ необходимо провести касательную к точке покоя P'_3 и найти отношение

$$R_{вх3} = \frac{MK}{KP'_3} = \frac{0,3 - 0,24}{0,7 \cdot 10^{-3}} = 86 \text{ ом.} \quad (5-57)$$

8. Определяем элементы делителя напряжения в цепи базы

R'_{63} и R''_{63} (рис. 50). Принимаем падение напряжения на сопротивлении фильтра

$$\Delta U_{\text{фз}} = (0,1 \div 0,2) E_{\text{кз}} = 0,1 \cdot 12,15 \approx 1,22 \text{ в.} \quad (5-58)$$

Находим напряжение, подводимое к делителю R'_{63} и R''_{63} ,

$$U_{\text{дз}} = E_{\text{кз}} - \Delta U_{\text{фз}} = 12,15 - 1,22 = 10,93 \text{ в.} \quad (5-59)$$

Выбираем ток в цепи делителя из условия

$$I_{\text{дз}} = (2 \div 5) I_{6, \text{рз}} = 2 \cdot 0,7 = 1,4 \text{ ма.} \quad (5-60)$$

Определяем R'_{63} и R''_{63} по формулам

$$R'_{63} = \frac{U_{\text{дз}} - \Delta U_{\text{эз}} - U_{6, \text{э. рз}}}{I_{6, \text{рз}} + I_{\text{дз}}};$$

$$R''_{63} = \frac{\Delta U_{\text{эз}} + U_{6, \text{эз}}}{I_{\text{дз}}}.$$

Задаваясь $\Delta U_{\text{эз}} \approx 0,09 E_{\text{кз}} = 0,09 \cdot 12,15 = 1,1 \text{ в}$, получим

$$R'_{63} = \frac{10,93 - 1,1 - 0,3}{0,7 \cdot 10^{-3} + 1,4 \cdot 10^{-3}} = 4550 \text{ ом} = 4,55 \text{ ком};$$

$$R''_{63} = \frac{1,1 + 0,3}{1,4 \cdot 10^{-3}} = 1000 \text{ ом} = 1 \text{ ком}.$$

Условие $R''_{63} = (5 \div 10) R_{\text{вхз}}$ выполняется, так как

$$R''_{63} = 1 \text{ ком} > 5R_{\text{вхз}} = 5 \cdot 86 = 430 \text{ ом}.$$

По табл. VII выбираем резисторы с сопротивлениями

$$R'_{63} = 4,7 \text{ ком}; R''_{63} = 1 \text{ ком}.$$

Мощность, рассеиваемая на резисторах R'_{63} и R''_{63} , составляет

$$P_{R'_{63}} = I_{\text{дз}}^2 \cdot R'_{63} = (1,4 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 4,7 \cdot 10^3 \approx 0,01 \text{ вт};$$

$$P_{R''_{63}} = I_{\text{дз}}^2 \cdot R''_{63} = (1,4 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 10^3 \approx 0,002 \text{ вт}.$$

В качестве сопротивлений R'_{63} и R''_{63} можно использовать резисторы типа УЛМ-0,12.

9. Рассчитываем элементы фильтра

$$R_{\text{фз}} = \frac{\Delta U_{\text{фз}}}{I_{\text{дз}}} = \frac{1,22}{1,4 \cdot 10^{-3}} = 870 \text{ ом.} \quad (5-61)$$

По табл. VII выбираем резистор типа УЛМ-0,12 с сопротивлением $R_{\text{фз}} = 910 \text{ ом}$.

Емкость конденсатора $C_{\text{фз}}$ находим по формуле

$$C_{\text{фз}} = \frac{10 \div 50}{F_{\text{н}} \cdot R_{\text{фз}}} = \frac{20}{100 \cdot 870 \cdot 10^{-6}} = 230 \text{ мкф.} \quad (5-62)$$

По табл. IV выбираем электролитический конденсатор типа ЭТО-2 емкостью 300 мкф с рабочим напряжением 15 в.

10. Находим амплитудное значение тока на входе каскада

$$I_{mвх3} \approx \frac{1,2I_{mвх4}}{B_3} = \frac{1,2 \cdot 11,75}{20} = 0,7 \text{ ма.} \quad (5-63)$$

11. Определяем коэффициент усиления каскада по напряжению на средних частотах по формуле

$$K_{иср3} = \frac{B \cdot R_{\text{ЭКВ. Вых}}}{R_{\text{ВХ}}}, \quad (5-64)$$

где $R_{\text{ВХ}}$ — входное сопротивление рассчитываемого каскада;
 $R_{\text{ЭКВ. Вых}}$ — эквивалентное выходное сопротивление рассчитываемого каскада, определяемое по формуле

$$R_{\text{ЭКВ. Вых}} \approx \frac{R_{\text{К}} \cdot R''_{\text{б.сл}} \cdot R_{\text{ВХ.сл}}}{R''_{\text{б.сл}} \cdot R_{\text{ВХ.сл}} + R_{\text{К}} \cdot R_{\text{ВХ.сл}} + R_{\text{К}} \cdot R''_{\text{б.сл}}}. \quad (5-65)$$

В формуле (5-65) величины $R''_{\text{б.сл}}$ и $R_{\text{ВХ.сл}}$ относятся к следующему каскаду.

Для рассчитываемого (третьего) каскада

$$\begin{aligned} R_{\text{ЭКВ. Вых3}} &= \frac{R_{\text{К3}} \cdot R''_{\text{б4}} \cdot R_{\text{ВХ4}}}{R''_{\text{б4}} \cdot R_{\text{ВХ4}} + R_{\text{К3}} \cdot R_{\text{ВХ4}} + R_{\text{К3}} \cdot R''_{\text{б4}}} = \\ &= \frac{300 \cdot 160 \cdot 25,5}{160 \cdot 25,5 + 300 \cdot 25,5 + 300 \cdot 160} = 23 \text{ ом.} \end{aligned}$$

Так как $R_{\text{ВХ3}} = 86 \text{ ом}$, то

$$K_{иср3} = \frac{B_3 \cdot R_{\text{ЭКВ. Вых3}}}{R_{\text{ВХ3}}} = \frac{20 \cdot 23}{86} = 5,35. \quad (5-66)$$

12. Находим коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_{\text{р3расч}} = B_3 \cdot K_{иср3} = 20 \cdot 5,35 = 107, \text{ т. е. более } 20 \text{ дб.}$$

Таким образом, каскад обеспечивает предварительно заданное усиление сигнала по мощности (20 дб).

13. Находим емкость разделительного конденсатора, связывающего рассчитываемый каскад с последующим, по формуле

$$C_{\text{р}} = \frac{10^6}{2\pi \cdot F_{\text{Н}} (R_{\text{ЭКВ. Вых}} + R_{\text{ВХ.сл}}) \sqrt{M_{\text{Н}}^2 - 1}}. \quad (5-67)$$

Для связи третьего (предоконечного) каскада с четвертым (выходным) каскадом емкость разделительного конденсатора должна быть равна

$$\begin{aligned} C_{\text{р3}} &= \frac{10^6}{2\pi \cdot F_{\text{Н}} (R_{\text{ЭКВ. Вых3}} + R_{\text{ВХ4}}) \sqrt{M_{\text{Н}}^2 - 1}} = \\ &= \frac{10^6}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 (23 + 25,5) \sqrt{1,072^2 - 1}} = 85 \text{ мкф.} \end{aligned}$$

По табл. IV выбираем электролитический конденсатор типа ЭТО-1 емкостью $C_{рз} = 80 \text{ мкф}$ с рабочим напряжением 15 в.

Расчет второго каскада предварительного усиления. Исходные данные:

- 1) нижняя частота диапазона $F_{н} = 100 \text{ гц}$;
- 2) допустимое значение коэффициента частотных искажений на низких частотах $M_{н2} = 1,072$;
- 3) амплитуда переменной составляющей тока на входе последующего (третьего) каскада $I_{твх3} = 0,7 \text{ ма}$;
- 4) входное сопротивление последующего каскада $R_{тх3} = 86 \text{ ом}$;
- 5) напряжение питания каскада $E_{к2} = U_{дз} = 10,93 \text{ в}$;
- 6) элементы делителя напряжения в цепи базы последующего каскада

$$R'_{б3} = 4,7 \text{ ком}; R''_{б3} = 1 \text{ ком}.$$

- 7) тип транзистора — МП40 с параметрами: $B = 20$; $U_{к.э.макс.доп} = 15 \text{ в}$; $I_{к.макс.доп} = 20 \text{ ма}$; $P_{к.макс.доп} = 0,15 \text{ вт}$.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Проверяем правильность выбора транзистора. При использовании во втором каскаде транзистора МП40 условия (5-51) и (5-52) выполняются, так как

$$U_{к.э.макс.доп} = 15 \text{ в} > E_{к2} = 10,93 \text{ в};$$

$$I_{к.макс.доп} = 20 \text{ ма} > (1,5 \div 2) I_{твх3} = (1,5 \div 2) \cdot 0,7 \text{ ма}.$$

2. Находим ток покоя в цепи коллектора.

Для рассчитываемого каскада по формуле (5-53) получаем

$$I_{к.р2} = 1,4 I_{твх3} = 1,4 \cdot 0,7 = 0,98 \text{ ма}. \quad (5-68)$$

3. Определяем сопротивление нагрузки в цепи коллектора. В соответствии с формулой (5-54)

$$R_{к2} = \frac{0,4E_{к2}}{I_{к.р2}} = \frac{0,4 \cdot 10,93}{0,98 \cdot 10^{-3}} = 4500 \text{ ом} = 4,5 \text{ ком}. \quad (5-69)$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_{к2} = 4,7 \text{ ком}$. Мощность, рассеиваемая на резисторе $R_{к2}$, составляет

$$P_{R_{к2}} = I_{к.р2}^2 \cdot R_{к2} = (0,98 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 4,7 \cdot 10^3 = 4,5 \cdot 10^{-3} \text{ вт}.$$

Выбираем резистор $R_{к2}$ типа УЛМ-0,12.

4. Находим сопротивление $R_{э2}$ в цепи термостабилизации по формуле (5-55)

$$R_{э2} = \frac{0,2E_{к2}}{I_{к.р2}} = \frac{0,2 \cdot 10,93}{0,98 \cdot 10^{-3}} = 2250 \text{ ом} = 2,25 \text{ ком}. \quad (5-70)$$

По табл. VII выбираем резистор типа УЛМ-0,12 с сопротивлением $R_{э2} = 2,2 \text{ ком}$.

5. Определяем емкость $C_{э2}$.

$$C_{э2} = \frac{10^6}{2\pi \cdot F_H \cdot 0,1 \cdot R_{э2}} = \frac{10^6}{6,28 \cdot 100 \cdot 0,1 \cdot 2,2 \cdot 10^3} = 7,25 \text{ мкф.} \quad (5-71)$$

По табл. IV выбираем электролитический конденсатор типа ЭМ емкостью $C_{э2} = 10 \text{ мкф}$ с рабочим напряжением 15 в.

6. Находим напряжение между коллектором и эмиттером транзистора в режиме покоя по формуле (5-56)

$$\begin{aligned} U_{к.э.р2} &= E_{к2} - I_{к.р2} \cdot R_{к2} - I_{к.р2} \cdot R_{э2} = \\ &= 10,93 - 0,98 \cdot 10^{-3} \cdot 4,7 \cdot 10^3 - 0,98 \cdot 10^{-3} \cdot 2,2 \cdot 10^3 = \\ &= 4,27 \text{ в.} \end{aligned} \quad (5-72)$$

7. В семействе выходных статических характеристик транзистора МП40 (рис. 60, а) отмечаем положение рабочей точки P_2 с координатами $U_{к.э.р2} = 4,27 \text{ в}$; $I_{к.р2} = 0,98 \text{ ма}$.

Найденному значению рабочей точки соответствует ток базы $I_{б.р2} \approx 0,08 \text{ ма}$. Отмечаем положение рабочей точки P'_2 на входной статической характеристике транзистора (рис. 60, б). Находим напряжение покоя участка база — эмиттер $U_{б.э.р2} = 0,18 \text{ в}$ и входное сопротивление каскада $R_{вх2}$

$$R_{вх2} = \frac{M'K'}{K'P'_2} = \frac{0,18 - 0,15}{0,08 \cdot 10^{-3}} = 375 \text{ ом.} \quad (5-73)$$

8. Определяем элементы делителя напряжения в цепи базы $R'_{б2}$ и $R''_{б2}$ (рис. 50).

Принимаем падение напряжения на сопротивлении фильтра

$$\Delta U_{ф2} = 0,1 E_{к2} = 0,1 \cdot 10,93 \approx 1,1 \text{ в.} \quad (5-74)$$

Напряжение, подводимое к делителю $R'_{б2}$ и $R''_{б2}$

$$U_{д2} = E_{к2} - \Delta U_{ф2} = 10,93 - 1,1 = 9,83 \text{ в.} \quad (5-75)$$

Ток в цепи делителя

$$I_{д2} = (2 \div 5) I_{б.р2} = 2 \cdot 0,08 = 0,16 \text{ ма.}$$

Задаваясь падением напряжения на сопротивлении $R_{э2}$

$$\Delta U_{э2} \approx 0,09 \cdot E_{к2} = 0,09 \cdot 10,93 \approx 0,98 \text{ в,}$$

получим

$$\begin{aligned} R'_{б2} &= \frac{U_{д2} - \Delta U_{э2} - U_{б.э.р2}}{I_{б.р2} + I_{д2}} = \frac{9,83 - 0,98 - 0,18}{(0,08 + 0,16) \cdot 10^{-3}} = \\ &= 36\,000 \text{ ом} = 36 \text{ ком;} \end{aligned} \quad (5-76)$$

$$R''_{б2} = \frac{\Delta U_{э2} + U_{б.э.р2}}{I_{д2}} = \frac{0,98 + 0,18}{0,16 \cdot 10^{-3}} = 7250 \text{ ом} = 7,25 \text{ ком.} \quad (5-77)$$

Таким образом, условие

$$R''_{62} = 7250 \text{ ом} > (5 \div 10) R_{\text{вх}2} = (5 \div 10) \cdot 375 \text{ ом}$$

выполняется.

По табл. VII выбираем резисторы с сопротивлениями

$$R'_{62} = 36 \text{ ком}; R''_{62} = 7,5 \text{ ком}.$$

Мощность, рассеиваемая на резисторах R'_{62} и R''_{62} , составляет

$$P_{R'_{62}} = I_d^2 R'_{62} = (0,16 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 36 \cdot 10^3 = 0,92 \cdot 10^{-3} \text{ вт};$$

$$P_{R''_{62}} = I_d^2 R''_{62} = (0,16 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 7,5 \cdot 10^3 = 0,19 \cdot 10^{-3} \text{ вт}.$$

В качестве сопротивлений R'_{62} и R''_{62} можно использовать резисторы типа УЛМ-0,12.

9. Рассчитываем элементы фильтра

$$R_{\Phi 2} = \frac{\Delta U_{\Phi 2}}{I_{д2}} = \frac{1,1}{0,16 \cdot 10^{-3}} \approx 6900 \text{ ом} = 6,9 \text{ ком}. \quad (5-78)$$

По табл. VII выбираем резистор типа УЛМ-0,12 с сопротивлением $R_{\Phi 2} = 6,8 \text{ ком}$.

$$C_{\Phi 2} = \frac{10 \div 50}{F_H \cdot R_{\Phi 2}} = \frac{20}{100 \cdot 6,8 \cdot 10^{-3}} = 29,4 \text{ мкф}. \quad (5-79)$$

По табл. IV выбираем электролитический конденсатор типа ЭМ емкостью 30 мкф с рабочим напряжением 10 в.

10. Определяем амплитудное значение тока на входе каскада

$$I_{\text{мвх}2} \approx \frac{1,2 \cdot I_{\text{мвх}3}}{B} = \frac{1,2 \cdot 0,7}{20} = 0,042 \text{ ма}. \quad (5-80)$$

11. Находим коэффициент усиления каскада по напряжению на средних частотах. Эквивалентное выходное сопротивление второго каскада в соответствии с формулой (5-65) составляет

$$\begin{aligned} R_{\text{экв. вых}2} &= \frac{R_{\text{к}2} \cdot R''_{63} \cdot R_{\text{вх}3}}{R''_{63} \cdot R_{\text{вх}3} + R_{\text{к}2} \cdot R_{\text{вх}3} + R_{\text{к}2} \cdot R''_{63}} = \\ &= \frac{4,7 \cdot 10^3 \cdot 10^3 \cdot 86}{10^3 \cdot 86 + 4,7 \cdot 10^3 \cdot 86 + 4,7 \cdot 10^3 \cdot 10^3} = 77 \text{ ом}. \end{aligned} \quad (5-81)$$

Следовательно,

$$K_{\text{иср}2} = \frac{B_2 \cdot R_{\text{экв. вых}2}}{R_{\text{вх}2}} = \frac{20 \cdot 77}{375} = 4,1. \quad (5-82)$$

12. Определяем коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_{p, \text{расч}} = B_2 \cdot K_{\text{иср}2} = 20 \cdot 4,1 = 84 \text{ (примерно } 19 \text{ дб)}. \quad (5-83)$$

Полученное значение коэффициента усиления мощности оказалось несколько меньше заданного (20 дб), однако является вполне

приемлемым, так как третий и четвертый каскады усилителя имеют коэффициенты усиления мощности, превышающие предварительно заданные значения.

13. Находим емкость разделительного конденсатора C_{p2} , связывающего второй и третий каскады усилителя,

$$C_{p2} = \frac{10^6}{2\pi \cdot F_H (R_{\text{ЭКВ.ВЫХ2}} + R_{\text{ВХ3}}) \sqrt{M_{H2}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{10^6}{6,28 \cdot 100 (77 + 86) \sqrt{1,072^2 - 1}} = 22,4 \text{ мкф.} \quad (5-84)$$

По табл. IV выбираем электролитический конденсатор типа ЭМ емкостью 25 мкф с рабочим напряжением 15 в.

14. Рассчитываем регулятор тембра. В соответствии с заданием во втором каскаде усилителя предусмотрена регулировка тембра, снижающая усиление в области высших частот диапазона (см. рис. 55).

Расчет такого регулятора тембра производят по формулам

$$C_T \approx \frac{0,1}{F_1 \cdot R_{\text{ВХ}}}; \quad (5-85)$$

$$R_T \approx \frac{0,8R_{\text{ВХ}}}{h - 1}, \quad (5-86)$$

где F_1 — частота, на которой регулятор начинает снижать усиление (снижает усиление на 1 дб), гц;

$R_{\text{ВХ}}$ — входное сопротивление каскада, на входе которого включен регулятор, ом;

h — коэффициент, показывающий, во сколько раз следует уменьшить усиление на высших частотах по сравнению с усилением на средних частотах.

Для нашего примера примем $F_1 = 5000$ гц; $h = 2$. Тогда

$$C_T \approx \frac{0,1}{F_1 \cdot R_{\text{ВХ2}}} = \frac{0,1}{5 \cdot 10^3 \cdot 375} \approx 5 \cdot 10^{-8} \text{ ф} = 0,05 \text{ мкф.}$$

По табл. IV выбираем конденсатор типа МБМ емкостью 0,05 мкф с минимальным рабочим напряжением 160 в.

$$R_T = \frac{0,8 \cdot R_{\text{ВХ2}}}{h - 1} = \frac{0,8 \cdot 375}{2 - 1} = 300 \text{ ом.}$$

По табл. VII выбираем переменный резистор типа СПО-0,15 с сопротивлением $R_T = 300$ ом.

Выбор элементов схемы первого каскада предварительного усиления (эмиттерного повторителя). Типовая схема эмиттерного повторителя, используемого в первом каскаде усиления, приведена на рис. 51, б.

1. В целях однотипности выбираем для работы в этой схеме транзисторы МП40 (П14).

2. Максимальное значение входного сопротивления каскада определяется по формуле

$$R_{вх1\max} \approx \frac{1}{2} r_{к1}, \quad (5-87)$$

где $r_{к1}$ — сопротивление коллекторного перехода одного из транзисторов.

Для транзистора МП40 (П14) по справочнику находим $r_{к1} = 1,25 \text{ Мом}$. Следовательно,

$$R_{вх1\max} = 625 \text{ ком},$$

что вполне достаточно для согласования каскада с пьезоэлектрическим звукоснимателем.

3. Сопротивление нагрузки каскада R_3 находим по формуле

$$R_3 = \frac{E_k - U_{к.э.р}}{I_{э.р}}, \quad (5-88)$$

где E_k — напряжение питания каскада;

$U_{к.э.р}$ — напряжение между коллектором и эмиттером транзистора T_2 в режиме покоя;

$I_{э.р}$ — ток эмиттера составного транзистора в режиме покоя.

При использовании эмиттерного повторителя в качестве входного каскада для повышения входного сопротивления и снижения уровня шумов напряжение коллектор—эмиттер $U_{к.э.р}$ берут не более 2—3 в, а ток покоя эмиттера приблизительно 0,5 ма.

Таким образом, для проектируемого каскада

$$E_{к1} = U_{д2} = 9,83 \text{ в};$$

$$U_{к.э.р1} = 3 \text{ в};$$

$$I_{э.р1} = 0,5 \text{ ма}.$$

Следовательно,

$$R_{31} = \frac{E_{к1} - U_{к.э.р1}}{I_{э.р1}} = \frac{9,83 - 3}{0,5 \cdot 10^{-3}} = 13\,660 \text{ ом}.$$

По табл. VII выбираем резистор типа УЛМ-0,12 с сопротивлением $R_{31} = 13 \text{ ком}$.

4. Для определения сопротивлений R_1 и R_2 зададимся током, проходящим через делитель, образуемый этими сопротивлениями

$$I_{д1} = 0,1 \text{ ма}.$$

Тогда

$$R_1 + R_2 = \frac{E_{к1}}{I_{д1}} = \frac{9,83}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 98\,300 \text{ ом}.$$

Принимаем $R_1 + R_2 = 100 \text{ ком}$. Величину сопротивлений R_1 и R_2 можно найти, пользуясь соотношением

$$R_2 \approx 3R_1. \quad (5-89)$$

С учетом (5-89) получаем $R_1 = 25 \text{ ком}$; $R_2 = 75 \text{ ком}$.

Ввиду малой величины тока, проходящего через резисторы R_1 и R_2 , их мощность рассеяния может быть минимальной.

По табл. VII выбираем резисторы типа УЛМ-0,12 с сопротивлениями $R_1 = 24 \text{ ком}$; $R_2 = 75 \text{ ком}$.

5. Для того, чтобы сопротивление R_3 не уменьшало входное сопротивление каскада, его величина должна быть порядка 2—3 *Мом*. Выбираем $R_3 = 3 \text{ Мом}$.

В соответствии с заданием в усилителе необходимо предусмотреть регулировку усиления с глубиной N не менее 30 *дб*. Поэтому сопротивление R_3 целесообразно выбрать переменным.

Уровень входного сигнала будет наибольшим в том случае, когда ко входу усилителя подключены полностью сопротивление R_3 и последовательно соединенное с ним сопротивление R_2 (рис. 51, б).

Если же сопротивление R_3 станет равным нулю, то сигнал будет поступать на вход каскада только с сопротивления R_2 и его уровень уменьшится.

В соответствии с формулой (4-102) для проектируемого усилителя глубина регулировки усиления составит

$$N_{\text{дб}} = 20 \lg \frac{R_2 + R_3}{R_2} = 20 \lg \frac{3 \cdot 10^6 + 75 \cdot 10^3}{75 \cdot 10^3} = 20 \lg 41 = 31,4 \text{ дб} > 30 \text{ дб}, \quad (5-90)$$

что вполне удовлетворяет заданию.

Поэтому по табл. VII окончательно выбираем в качестве R_3 переменный резистор типа СПО-1 с сопротивлением $R_3 = 3 \text{ Мом}$.

6. Определяем емкость разделительного конденсатора, связывающего первый и второй каскады усилителя,

$$C_{\text{р1}} = \frac{10^6}{2\pi \cdot F_{\text{н}} (R_{\text{вых1}} + R_{\text{вх2}}) \sqrt{M_{\text{н1}}^2 - 1}}, \quad (5-91)$$

где $R_{\text{вых1}}$ — выходное сопротивление эмиттерного повторителя.

В большинстве случаев выходное сопротивление эмиттерного повторителя значительно меньше сопротивления нагрузки R_3 и не превышает 100—200 *ом*. Принимая $R_{\text{вых1}} = 200 \text{ ом}$, получим

$$C_{\text{р1}} = \frac{10^6}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 (200 + 375) \sqrt{1,072^2 - 1}} \approx 7 \text{ мкф}.$$

По табл. IV выбираем электролитический конденсатор типа ЭМ емкостью 10 *мкф* с рабочим напряжением 10 *в*.

7. Находим емкость разделительного конденсатора на входе усилителя

$$C_{\text{р}} = \frac{10^6}{2\pi \cdot F_{\text{н}} (R_{\text{н}} + R_{\text{вх1макс}}) \sqrt{M_{\text{н}}^2 - 1}}. \quad (5-92)$$

Принимая сопротивление источника входного сигнала $R_{\text{н}} = 500 \text{ ком}$, а частотные искажения, приходящиеся на разделительный конденсатор C_p , $M_{\text{н}}C_p = 1,023$, получим

$$C_p = \frac{10^6}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 (500 \cdot 10^3 + 625 \cdot 10^3) \sqrt{1,023^2 - 1}} \approx 0,01 \text{ мкф.}$$

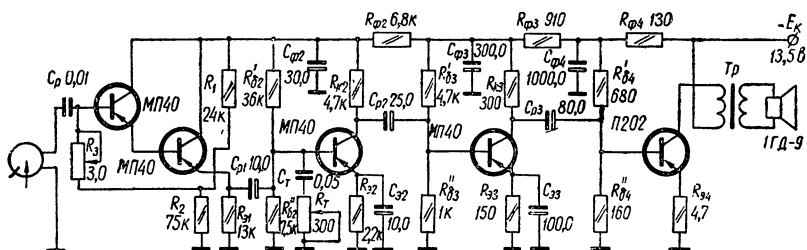


Рис. 61. Схема транзисторного усилителя (к примеру 14).

Выбираем по табл. IV пленочный конденсатор типа ПМ емкостью $C_p = 0,01 \text{ мкф}$ с минимальным рабочим напряжением (60 в).

Составляем полную принципиальную схему рассчитанного усилителя (рис. 61).

Пример 15. Расчет двухтактного выходного каскада транзисторного усилителя

Задание: Рассчитать выходной каскад УНЧ на транзисторах по следующим исходным данным: 1) выходная мощность $P_{\text{вых}} = 20 \text{ вт}$; 2) диапазон частот $F_{\text{н}} \div F_{\text{в}} = 50 \div 6000 \text{ гц}$; 3) сопротивление нагрузки $R_{\text{н}} = 10 \text{ ом}$; 4) нелинейные искажения $K_{\text{г}} \leq 12\%$; 5) частотные искажения $M_{\text{н. вых. каск}} = M_{\text{в. вых. каск}} = 1,2$; 6) максимальная температура окружающей среды $T_{\text{п. окр. макс}} = +50^\circ \text{С}$; 7) к. п. д. каскада $\eta_1 \geq 60\%$.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Выбираем схему и режим работы каскада. В оконечных каскадах транзисторы могут быть включены любым из трех известных способов. Схема с общей базой позволяет получить наименьшие нелинейные искажения, но сравнительно малое усиление по мощности. Схема с общим эмиттером обеспечивает наибольшее усиление, но зато вносит сравнительно большие нелинейные искажения. Схема с общим коллектором применяется редко. Она обеспечивает примерно такое же усиление, как схема с общей базой, и несколько меньшие нелинейные искажения, чем схема с общим эмиттером.

Однотактная схема выходного каскада позволяет сэкономить один транзистор и получить достаточно малый коэффициент гармоник ($K_r = 2 \div 7\%$), однако она работает только в режиме *A* и теоретически не может дать к. п. д. выше 50%. При этом в режиме покоя усилитель потребляет большую мощность.

Двухтактная схема, работающая в режиме *B*, теоретически может обеспечить к. п. д. 78% (практически удастся получить до 75%). Минимальный коэффициент гармоник K_r при этом примерно равен $6 \div 10\%$. Выходная мощность каскада оказывается в полтора раза больше, чем мощность, рассеиваемая на коллекторе каждого из транзисторов. В режиме покоя двухтактный каскад потребляет мало энергии, так как транзисторы заперты.

Исходя из приведенных выше соображений для проектируемого каскада целесообразно выбрать двухтактную схему, работающую в режиме *B*, и включить транзисторы по схеме с общим эмиттером.

Типовая схема такого каскада приведена на рис. 52, б.

2. Находим мощность, которую должен отдать каскад в нагрузку. Принимая к. п. д. выходного трансформатора $\eta_{\text{тр2}} = 0,9$ (см. табл. 5), получим

$$P_{\text{вых.каскад}} = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_{\text{тр2}}} = \frac{20}{0,9} = 22,2 \text{ вт.} \quad (5-93)$$

3. Находим к. п. д. каскада. Для двухтактного каскада, работающего в режиме *B*, к. п. д. может быть найден по формуле

$$\eta_B = 0,95 \frac{\pi}{4} \eta_{\text{тр2}}. \quad (5-94)$$

Для проектируемого каскада

$$\eta_B = 0,95 \frac{3,14}{4} \cdot 0,9 = 0,67 \text{ (67\%),}$$

что вполне удовлетворяет заданию.

4. Подбираем тип транзисторов. Для этого вначале определяем максимальную мощность, рассеиваемую в коллекторном переходе каждого транзистора, по формуле

$$P_{\text{к.макс}} = \frac{P_{\text{вых.каскад}}}{2} \cdot \frac{1 - \eta_B}{\eta_B}. \quad (5-95)$$

Для нашего примера

$$P_{\text{к.макс}} = \frac{22,2}{2} \cdot \frac{1 - 0,67}{0,67} = 5,5 \text{ вт.}$$

По табл. VI выбираем для работы в двухтактном каскаде транзисторы П4Б, имеющие при использовании радиатора

$$P_{\text{к.макс.доп}} = 20 \text{ вт} > 5,5 \text{ вт.}$$

Таким образом, транзисторы будут работать в достаточно легком режиме.

По табл. VI находим типовые параметры транзистора П4Б: $V_{\text{мин}} = 15$; $U_{\text{к.э. макс. доп}} = 60$ в; $I_{\text{к. макс. доп}} = 5$ а; $I_{\text{к0}} = 0,5$ ма. Кроме этих данных, находим по справочнику максимальную температуру коллекторного перехода в условиях эксплуатации $T_{\text{п. макс}} = +90^\circ \text{C}$ и величину теплового сопротивления транзистора (при наличии радиатора) $R_{\text{т}} = 2^\circ \text{C/вт}$.

5. Определяем напряжение источника питания

$$E_{\text{к}} = (0,4 \div 0,5) U_{\text{к.э. макс. доп.}} \quad (5-96)$$

Выбираем $E_{\text{к}} = 0,4 \cdot 60 = 24$ в.

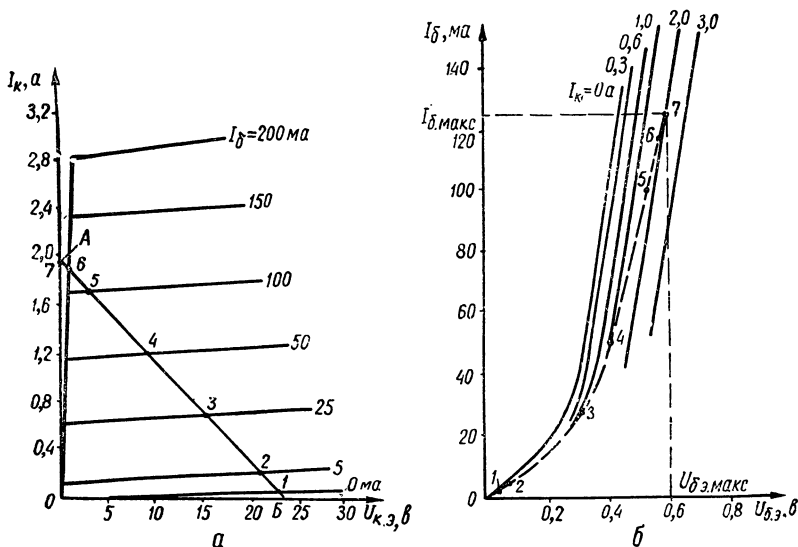


Рис. 62. Статические характеристики транзистора П4Б:

а — семейство выходных характеристик; б — семейство входных характеристик.

6. Находим сопротивление нагрузки, приведенное к одному плечу каскада

$$R'_{\text{н}} = \frac{0,9 E_{\text{к}}^2}{2 P_{\text{вых. каск}}} = \frac{0,9 \cdot 24^2}{2 \cdot 22,2} \approx 11,7 \text{ ом.} \quad (5-97)$$

7. Максимальное значение коллекторного тока каждого транзистора определяем по формуле

$$I_{\text{к. макс}} = \frac{0,95 \cdot E_{\text{к}}}{R'_{\text{н}}} = \frac{0,95 \cdot 24}{11,7} = 1,95 \text{ а.} \quad (5-98)$$

8. В семействе выходных статических характеристик транзистора П4Б, включенного по схеме с общим эмиттером (рис. 62, а), строим нагрузочную прямую, проходящую через точки А и Б, соответствующие $I_{\text{к. макс}} = 1,95$ а и $E_{\text{к}} = 24$ в.

Отмечаем точки пересечения нагрузочной прямой со статическими выходными характеристиками транзистора (точки 1—7 на рис. 62, а).

9. Последовательным переносом точек с выходных статических характеристик на семейство входных статических характеристик строим динамическую характеристику входной цепи (на рис. 62, б изображена пунктиром).

Непосредственно из этой характеристики (для точки 7, соответствующей максимальному току коллектора $I_{к.макс}$) находим $I_{б.макс} = 125 \text{ ма}$ и $U_{б.э.макс} = 0,6 \text{ в}$.

10. Определяем входное сопротивление:

а) одного плеча

$$R'_{вх} = \frac{U_{б.э.макс}}{I_{б.макс}} = \frac{0,6}{0,125} = 4,8 \text{ ом}; \quad (5-99)$$

б) каскада в целом

$$R_{вх} = 4R'_{вх} = 4 \cdot 4,8 = 19,2 \text{ ом}. \quad (5-100)$$

11. Находим мощность сигнала, которую необходимо подать на вход каскада,

$$P_{вх} = \frac{U_{б.э.макс} \cdot I_{б.макс}}{2} = \frac{0,6 \cdot 0,125}{2} = 37,5 \text{ мвт}. \quad (5-101)$$

12. Определяем коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_p = \frac{P_{вых.каскад}}{P_{вх}} = \frac{22,2}{37,5 \cdot 10^{-3}} = 592, \quad (5-102)$$

или $K_{р\text{дб}} = 10 \lg K_p = 10 \lg 592 = 27,7 \text{ дб}$.

13. Находим величину сопротивлений R_1 и R_2 . Принимаем ток делителя $R_1 R_2$ равным

$$I_d = I_{б.макс} = 0,125 \text{ а}.$$

Обычно напряжение смещения $U_{б.э0}$, снимаемое с сопротивления R_1 , выбирается порядка $0,1 \div 0,2 \text{ в}$. Принимая $U_{б.э0} = 0,2 \text{ в}$, получим

$$R_1 = \frac{U_{б.э0}}{I_d} = \frac{0,2}{0,125} = 1,6 \text{ ом}. \quad (5-103)$$

Тогда

$$R_2 = \frac{E_k - U_{б.э0}}{I_d} = \frac{24 - 0,2}{0,125} = 190 \text{ ом}. \quad (5-104)$$

Определяем мощность, рассеиваемую на резисторах R_1 и R_2 ,

$$P_{R_1} = I_d^2 R_1 = 0,125^2 \cdot 1,6 = 0,025 \text{ вт};$$

$$P_{R_2} = I_d^2 R_2 = 0,125^2 \cdot 190 = 3 \text{ вт}.$$

По справочнику выбираем резистор R_1 типа УЛИ-0,1 с сопротивлением $1,6 \text{ ом}$ и R_2 — типа ВС-5 с сопротивлением 200 ом .

14. Определяем коэффициент нелинейных искажений каскада. Для определения коэффициента гармоник необходимо построить сквозную динамическую характеристику каскада — график зависимости тока коллектора I_k от э. д. с. E_r эквивалентного генератора входного сигнала. Построение ведем в такой последовательности:

а) задаемся внутренним сопротивлением эквивалентного генератора входного сигнала

$$R_r \approx R_{вх} = 20 \text{ ом}; \quad (5-105)$$

Таблица 11

Данные для построения сквозной динамической характеристики

Номер точки отсчета	$U_{к.э}$ в	I_k ма	I_6 ма	$U_{б.э}$ в	E_r в
7	0	1950	125	0,6	3,1
4	9,5	1160	50	0,42	1,42
2	21,2	200	5	0,1	0,2

б) пользуясь построенными выше выходными и входными динамическими характеристиками (рис. 62, а и б), определяем для нескольких точек (2, 4 и 7) значения $U_{к.э}$, I_k , I_6 и $U_{б.э}$;

в) затем определяем величины э. д. с. эквивалентного генератора для различных значений $U_{б.э}$ и I_6 , соответствующих точкам 2, 4 и 7, по формуле

$$E_r = U_{б.э} + I_6 R_r; \quad (5-106)$$

г) данные расчетов сводим в табл. 11;

д) по полученным данным в прямоугольной системе координат строим график зависимости $I_k = \varphi(E_r)$ (рис. 63);

е) задавшись значениями E_r ; $0,5 E_r$ и $E_r = 0$, по кривой $I_k = \varphi(E_r)$ определяем соответствующие им величины токов коллектора $I_{к.макс}$, $I_{к.ср}$ и $I_{к.мин}$. Из рис. 63 получаем

$$I_{к.макс} = 1950 \text{ ма};$$

$$I_{к.ср} = 1280 \text{ ма};$$

$$I_{к.мин} = 70 \text{ ма}.$$

ж) определяем амплитудные значения гармонических составляющих тока коллектора.

Амплитуда первой гармоники

$$I_{к.г1} = \frac{[(1+x)I_{к.макс} + (1-x)I_{к.макс}] + [(1+x)I_{к.ср} + (1-x)I_{к.ср}]}{3}. \quad (5-107)$$

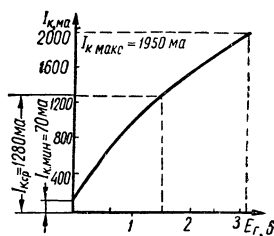


Рис. 63. График зависимости $I_k = \varphi(E_r)$.

Амплитуда второй гармоники

$$I_{км_2} = \frac{0,5[(1+x)I_{к.макс} - (1-x)I_{к.макс}] - 4x \cdot I_{к.мин}}{2}. \quad (5-108)$$

Амплитуда третьей гармоники

$$I_{км_3} = \frac{[(1+x)I_{к.макс} + (1-x)I_{к.макс}] - 2[(1+x)I_{к.ср} + (1-x)I_{к.ср}]}{6}. \quad (5-109)$$

Амплитуда четвертой гармоники

$$I_{км_4} = \frac{[(1+x)I_{к.макс} - (1-x)I_{к.макс}] - 4[(1+x)I_{к.ср} - (1-x)I_{к.ср}] + 12xI_{к.мин}}{12}, \quad (5-110)$$

где x — коэффициент асимметрии схемы (обычно $x = 0,1 \div 0,2$). Принимаем $x = 0,1$, получим

$$I_{км_1} = \frac{1,1 \cdot 1950 + 0,9 \cdot 1950 + 1,1 \cdot 1280 + 0,9 \cdot 1280}{3} = 2153 \text{ ма};$$

$$I_{км_2} = \frac{0,5(1,1 \cdot 1950 - 0,9 \cdot 1950) - 0,4 \cdot 70}{2} = 83 \text{ ма};$$

$$I_{км_3} = \frac{1,1 \cdot 1950 + 0,9 \cdot 1950 - 2(1,1 \cdot 1280 + 0,9 \cdot 1280)}{6} = -203 \text{ ма};$$

$$I_{км_4} = \frac{(1,1 \cdot 1950 - 0,9 \cdot 1950) - 4(1,1 \cdot 1280 - 0,9 \cdot 1280) + 12 \cdot 0,1 \cdot 70}{12} = -46 \text{ ма};$$

з) коэффициент нелинейных искажений определяем по формуле

$$K_{г.расч} = \frac{\sqrt{I_{км_2}^2 + I_{км_3}^2 + I_{км_4}^2}}{I_{км_1}} \cdot 100\% = \frac{\sqrt{0,083^2 + 0,203^2 + 0,046^2}}{2,153} \cdot 100\% \approx 10,4\%.$$

Таким образом

$$K_{г.расч} = 10,4\% < K_{г} = 12\%, \quad (5-111)$$

т. е. полученная величина коэффициента нелинейных искажений не превышает заданной. Если условие (5-111) не выполняется, то каскад необходимо охватить отрицательной обратной связью.

15. Определяем необходимую поверхность охлаждения радиатора, обеспечивающего нормальный тепловой режим работы каждого транзистора,

$$S_{охл} = \frac{1200 \div 1500}{\frac{T_{п.макс} - T_{окр.макс}}{P_{к.макс}} - R_{т}} = \frac{1350}{\frac{90 - 50}{5,5} - 2} \approx 255 \text{ см}^2.$$

16. Определяем коэффициент трансформации входного трансформатора. Ввиду того, что мощность сигнала на входе каскада невелика ($P_{вх} = 37,5 \text{ мвт}$), примем к. п. д. входного трансформатора T_p , равным $\eta_{тp1} = 0,75$ (см. табл. 6). В этом случае выходная мощность предоконечного каскада ($P_{вых.пред}$) должна быть равной

$$P_{вых.пред} = \frac{P_{вх}}{\eta_{тp1}} = \frac{37,5}{0,75} = 50 \text{ мвт.} \quad (5-112)$$

Выбираем по табл. XII для предоконечного каскада транзистор типа МП40 (П14), у которого

$$P_{к.макс.доп} = 150 \text{ мвт} > P_{вых.пред} = 50 \text{ мвт.}$$

Коэффициент трансформации входного трансформатора можно определить по формуле

$$n_1 = \frac{U_{2макс}}{(0,4 \div 0,8) \eta_{тp1} \cdot U_{к.э.макс.пред}}, \quad (5-113)$$

где $U_{к.э.макс.пред}$ — максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером транзистора предоконечного каскада;

$U_{макс}$ — напряжение на всей вторичной обмотке входного трансформатора при максимальной раскатке оконечного каскада; для двухтактной схемы с общим эмиттером $U_{2макс} = 2U_{б.э.макс}$.

По табл. XII для транзистора МП40 находим $U_{к.э.макс} = 15 \text{ в}$; величина напряжения $U_{2макс} = 2U_{б.э.макс} = 2 \cdot 0,6 = 1,2 \text{ в}$.

Полагая значение числового множителя в выражении (5-113) равным 0,6, получаем

$$n_1 = \frac{1,2}{0,6 \cdot 0,75 \cdot 15} = 0,177.$$

Полученное значение n_1 представляет собой отношение числа витков всей вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки.

17. Находим коэффициент трансформации выходного трансформатора для одного плеча каскада

$$n'_2 = \sqrt{\frac{R_H}{R'_H \cdot \eta_{тp2}}} = \sqrt{\frac{10}{11,7 \cdot 0,9}} \approx 1. \quad (5-114)$$

18. Определяем активное сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора (для одного плеча схемы)

$$r'_1 = 0,58R'_H (1 - \eta_{тp2}) = 0,58 \cdot 11,7 (1 - 0,9) = 0,678 \text{ ом.} \quad (5-115)$$

19. Рассчитываем активное сопротивление вторичной обмотки

$$r_2 = 0,42R_H \left(\frac{1 - \eta_{тp2}}{\eta_{тp2}} \right) = 0,42 \cdot 10 \left(\frac{1 - 0,9}{0,9} \right) = 0,467 \text{ ом.} \quad (5-116)$$

20. Находим индуктивность половины первичной обмотки выходного трансформатора

$$L'_1 = \frac{(R'_n - r'_1)}{2\pi \cdot F_n \sqrt{M_{н. вых. каск}^2 - 1}} = \frac{(11,7 - 0,678)}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \sqrt{1,2^2 - 1}} = 0,053 \text{ гн.} \quad (5-117)$$

21. Конструктивный расчет выходного трансформатора для двухтактного каскада транзисторного усилителя производится в таком же порядке, как и для аналогичного лампового каскада (см. пример 12) с учетом замечаний, приведенных в примере 14.

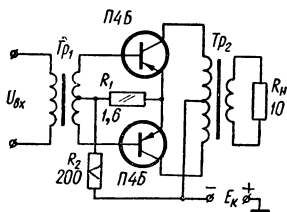


Рис. 64. Схема двухтактного выходного каскада транзисторного усилителя (к примеру 15).

Подробные сведения о конструктивном расчете входного и выходного трансформаторов для двухтактной схемы транзисторного усилителя приведены в книге А. В. Цыкиной «Проектирование транзисторных усилителей».

22. Составляем схему рассчитанного каскада (рис. 64).

ГЛАВА 6

ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

6—1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Избирательными (или *селективными*) называются усилители, полоса пропускания которых сужена для отделения сигналов в нужной полосе частот от сигналов, помех или шумов других частот.

По принципу действия и схемному выполнению избирательные усилители можно разделить на: а) резонансные; б) полосовые; в) усилители с обратной связью. Наиболее часто избирательные усилители применяются для усиления сигналов высокой частоты и являются одними из важнейших каскадов радиопередающих и радиоприемных устройств. Однако во многих случаях избирательные усилители применяются и для усиления низкочастотных сигналов.

Рассмотрим некоторые типовые схемы избирательных усилителей. В резонансных усилителях нагрузкой выходной цепи усилительного элемента (лампы или транзистора) является параллельный колебательный контур, имеющий высокое сопротивление для резонансной частоты f_0 и малое сопротивление для других частот.

Способы подключения колебательного контура к лампе иллюстрируются схемами, приведенными на рис. 65. В схеме на рис. 65, а

колебательный контур полностью включен непосредственно в анодную цепь лампы. Поэтому усилитель, собранный по данной схеме, называют усилителем с *непосредственным* включением контура в анодную цепь. В состав контура входит индуктивность L и конденсатор переменной емкости C , позволяющий изменять настройку контура в требуемом диапазоне частот. Кроме того, для более точной настройки на частоту сигнала в контур обычно включают подстроечный конденсатор C_n .

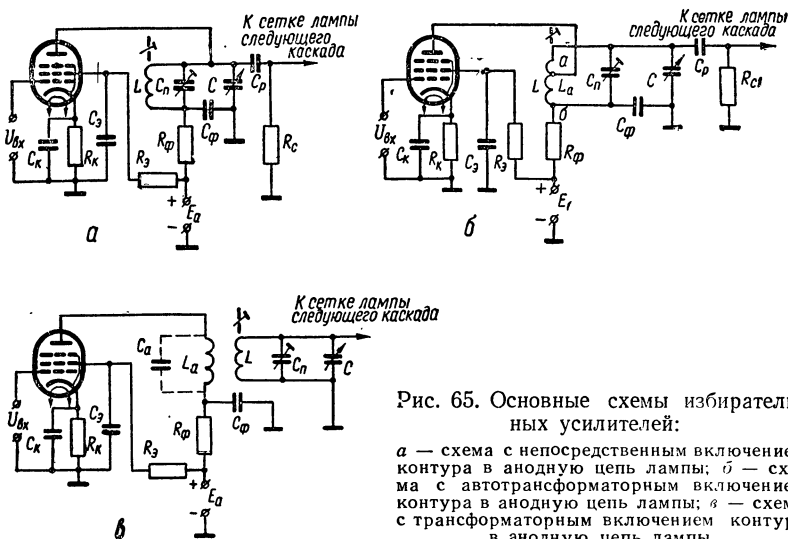


Рис. 65. Основные схемы избирательных усилителей:

a — схема с непосредственным включением контура в анодную цепь лампы; *б* — схема с автотрансформаторным включением контура в анодную цепь лампы; *в* — схема с трансформаторным включением контура в анодную цепь лампы

На рис. 65, б приведена схема с автотрансформаторным, а на рис. 65, в — с трансформаторным включением контура в анодную цепь лампы. В этих схемах в значительной степени (по сравнению со схемой с непосредственным включением контура) ослаблено влияние шунтирующего действия внутреннего сопротивления лампы на контур и имеется возможность подбора наиболее выгодной связи контура с лампой. Коэффициент усиления схем с автотрансформаторным и трансформаторным включением контура обычно оказывается меньше, чем в схеме с непосредственным включением контура. Однако это не является существенным недостатком, так как в целях повышения устойчивости работы резонансных усилителей приходится умышленно снижать коэффициент усиления каскада. Целесообразность применения той или иной схемы решается в процессе расчета усилителя. В отличие от резонансных полосовые усилители, как правило, имеют фиксированную настройку. Анодной нагрузкой лампы в них служит полосовой фильтр, в качестве которого чаще всего используется двухконтурная связанная система с взаимноиндуктивной связью между контурами и с полным включением пер-

вого контура в анодную цепь (рис. 66). Полосовые усилители широко используются в качестве усилителей промежуточной частоты в супергетеродинных радиоприемниках. Резонансные и полосовые усилители дают хорошие результаты лишь при рабочей частоте порядка единиц килогерц и выше. На более низких частотах индуктивность резонансного контура оказывается чрезмерно большой и контур становится громоздким и дорогим. Катушка индуктивности такого контура содержит много витков тонкого провода и очень чувствительна к наводкам и помехам. Поэтому избирательные усилители, предназначенные для работы на частотах порядка сотен герц

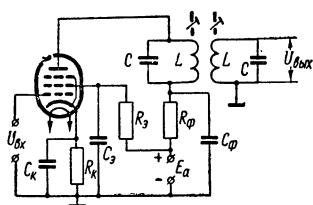


Рис. 66. Схема полосового усилителя.

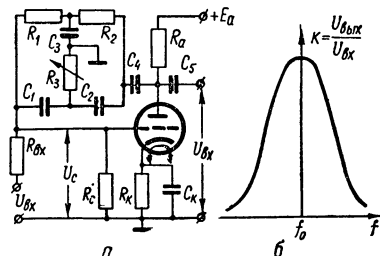


Рис. 67. Избирательный усилитель с двойным T -образным мостом:
а — схема, б — частотная характеристика:

и ниже, обычно строят с использованием частотно-избирательных фильтров в цепи отрицательной обратной связи. Наиболее употребительной схемой такого типа является схема с двойным T -образным мостом (рис. 67, а).

На квазирезонансной частоте f_0 фильтр вносит максимальное затухание в проходящий сигнал, поэтому отрицательная обратная связь практически равна нулю и усиление каскада максимальное. На частотах, отличных от квазирезонансной, затухание фильтра уменьшается. При этом усиливается отрицательная обратная связь и соответственно уменьшается усиление каскада. Частотная характеристика такого усилителя (рис. 67, б) напоминает резонансную характеристику колебательного контура, и, следовательно, рассматриваемый усилитель по своим свойствам подобен избирательному усилителю с нагрузкой в виде колебательного контура LC .

Транзисторные схемы избирательных усилителей строятся аналогично ламповым схемам. Однако низкое входное и выходное сопротивление транзистора оказывают сильное шунтирующее действие на колебательный контур, вследствие чего резко падает усиление каскада и ухудшаются его избирательные свойства. Поэтому в транзисторных схемах избирательных усилителей, как правило, используют трансформаторные и автотрансформаторные способы связи контура с цепями транзистора. Кроме того, при работе в диапазоне радиочастот сильно проявляется паразитная внутренняя

обратная связь в транзисторе, которая может привести к нарушению устойчивой работы усилителя и к самовозбуждению схемы.

Для компенсации (нейтрализации) внутренней обратной связи усилитель приходится существенно усложнять, вводя в его схему ряд дополнительных элементов.

Избирательные усилители на транзисторах широко используются также для узкополосного усиления низкочастотных сигналов. Простейшая схема резонансного узкополосного усилителя на транзисторе приведена на рис. 68. По конструктивным соображениям в катушках индуктивности низкочастотных колебательных контуров применяют сердечники из ферромагнитных материалов. Применение таких сердечников резко уменьшает габариты катушек при сохранении их добротности. От свойств сердечника во многом зависит качество работы всего усилителя.

В настоящее время при проектировании низкочастотных резонансных систем в качестве материалов для изготовления сердечников используются трансформаторная сталь, ферриты и альсиферы. Наиболее пригодным материалом для сердечников катушек индуктивности низкочастотных избирательных систем является альсифер. Обладая относительно невысоким значением магнитной проницаемости ($\mu = 20 \div 60$), он достаточно хорошо сохраняет ее в интервале температур и уровней магнитных полей. Кроме того, различного характера потери в альсиферовых сердечниках значительно ниже, чем у сердечников из трансформаторной стали или ферритов, поэтому добротность контура, а следовательно, и избирательные свойства усилительного каскада оказываются достаточно высокими. Избирательные усилители характеризуются следующими основными качественными показателями:

- 1) коэффициентом усиления K ;
- 2) избирательностью S — величиной ослабления усиливаемого сигнала при заданной расстройке;
- 3) полосой пропускания $2\Delta f$;
- 4) величиной искажений;
- 5) диапазоном частот $f_{\min} \div f_{\max}$ — в случае диапазонного усилителя или средней частотой f_0 полосы пропускания — для усилителей с фиксированной настройкой.

Требования к избирательным усилителям зависят от их назначения, но в основном сводятся к следующему:

- 1) коэффициент усиления должен быть достаточно велик;
- 2) усилитель должен обеспечивать необходимую избирательность при достаточной ширине полосы пропускания;
- 3) искажения сигналов не должны превышать допустимой величины;
- 4) усилитель должен работать устойчиво, т. е. не самовозбуждаться и иметь параметры, мало меняющиеся в процессе эксплуатации;
- 5) диапазонные усилители должны обеспечивать настройку на любую частоту в пределах заданного диапазона. При этом их ка-

ческие показатели во всем диапазоне должны удовлетворять предъявляемым к ним требованиям.

Если избирательный усилитель применяется в супергетеродинном приемнике, то различают *избирательность по соседнему каналу* S_c , характеризующую способность усилителя ослаблять сигналы соседних по частоте мешающих радиостанций, и *избирательность по зеркальному каналу* S_z , характеризующую способность усилителя ослаблять сигнал зеркальной станции. Частота зеркальной радиостанции отличается от частоты принимаемой радиостанции на величину, равную удвоенной промежуточной частоте. Обычно избирательность выражают в децибелах:

$$S_{дб} = 20 \lg \frac{K_0}{K}$$

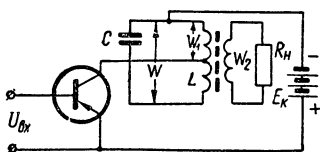


Рис. 68. Узкополосный резонансный усилитель на транзисторе.

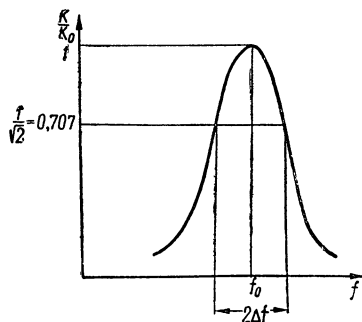


Рис. 69. Резонансная характеристика избирательного усилителя.

где K_0 — коэффициент усиления на резонансной частоте;

K — коэффициент усиления при заданной расстройке.

Полосой пропускания избирательного усиления $2\Delta f$ называют область частот, в пределах которой ослабление спектра усиливаемых колебаний не превышает заданной величины. Обычно считается допустимым ослабление уровня сигнала на 3 дб (в $\sqrt{2}$ раз) по сравнению с максимальным значением на резонансной частоте.

Об избирательных свойствах усилителя и его полосе пропускания удобно судить по резонансной характеристике усилителя, представляющей собой график зависимости отношения коэффициента усиления K при расстройке к коэффициенту усиления K_0 при резонансе от частоты (рис. 69).

6—2. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Пример 16. Расчет диапазонного резонансного УВЧ

Задание: Рассчитать ламповый каскад избирательного усиления для УВЧ радиоприемника по следующим исходным данным: 1) диапазон частот $f_{\max} \div f_{\min} = 1600 - 520$ кГц (средневолновый диапа-

зон); 2) минимальный коэффициент усиления $K_{\text{мин}} \geq 15$; 3) эквивалентная добротность контура $Q_3 = 30$; 4) промежуточная частота радиоприемника $f_{\text{пр}} = 465$ кГц; 5) избирательность по зеркальному каналу $S_3 \geq 25$ дБ; 6) напряжение источника питания $E_a = 270$ в; 7) при расчете усилителя необходимо предусмотреть запас по перекрытию диапазона в 2%.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Выбираем тип лампы. В схемах УВЧ радиоприемников обычно применяют высокочастотные пентоды, которые для получения достаточно большого и устойчивого усиления должны иметь возможно большую крутизну при возможно меньшей проходной емкости $C_{\text{пр}}$. Кроме того, в современных приемниках используется автоматическая регулировка усиления сигнала. Поэтому лампа УВЧ должна иметь удлиненную характеристику. На основании приведенных соображений выбираем по табл. XVIII высокочастотный пентод типа 6К4П с параметрами: $S = 4,4$ ма/в; $U_a = 250$ в; $I_a = 10$ ма; $U_3 = 100$ в; $I_3 = 3,7$ ма; $R_i = 850$ ком; сопротивление автоматического смещения $R_k = 68$ ом; $C_{\text{пр}} = 0,0035$ пф.

2. Находим коэффициент перекрытия диапазона. Для этого предварительно определяем крайние частоты настройки контура с учетом заданного запаса 2%

$$f'_{\text{мин}} = \frac{f_{\text{мин}}}{1,02} = \frac{520}{1,02} = 510 \text{ кГц}; \quad (6-1)$$

$$f'_{\text{макс}} = f_{\text{макс}} \cdot 1,02 = 1600 \cdot 1,02 = 1632 \text{ кГц}. \quad (6-2)$$

Требуемый коэффициент перекрытия диапазона

$$K_d = \frac{f'_{\text{макс}}}{f'_{\text{мин}}} = \frac{1632}{510} = 3,2. \quad (6-3)$$

3. Определяем индуктивность катушки контура по формуле

$$L = \frac{25 \cdot 300 (K_d^2 - 1)}{(C_{\text{макс}} - C_{\text{мин}}) f_{\text{макс}}'^2} \text{ мкГн}, \quad (6-4)$$

где $f'_{\text{макс}}$ — в мегагерцах; $C_{\text{макс}}$ и $C_{\text{мин}}$ — в пикофарадах.

Принимая $C_{\text{макс}} = 450$ пф и $C_{\text{мин}} = 15$ пф, получаем

$$L = \frac{25 \cdot 300 (3,2^2 - 1)}{(450 - 15) \cdot 1,632^2} = 202 \text{ мкГн}.$$

4. Находим резонансное сопротивление контура при максимальной частоте сигнала

$$R_{\text{рез.макс}} = 2\pi \cdot f_{\text{макс}} \cdot L \cdot Q_3 = 2 \cdot 3,14 \cdot 1600 \cdot 10^3 \cdot 202 \times \\ \times 10^{-6} \cdot 30 = 61 \text{ ком}. \quad (6-5)$$

5. Выбираем схему подключения контура к лампе. Для этого из условия устойчивости работы усилителя находим коэффициент включения контура на максимальной частоте диапазона

$$p_{уст} = \sqrt{\frac{0,32}{2\pi \cdot f_{\max} \cdot C_{пр} \cdot S}} \cdot \frac{1}{R_{рез. макс}} =$$

$$= \sqrt{\frac{0,32}{2 \cdot 3,14 \cdot 1600 \cdot 10^3 \cdot 0,0035 \cdot 10^{-12} \cdot 4,4 \cdot 10^{-3}}} \cdot \frac{1}{61 \cdot 10^3} = 0,65. \quad (6-6)$$

Если $p_{уст} \geq 1$, то можно применять схему с непосредственным включением контура в анодную цепь лампы. Если же $p_{уст} < 1$, то наиболее целесообразно выбрать схему с трансформаторным включением контура. Для нашего примера $p_{уст} = 0,65 < 1$. Поэтому выбираем схему с трансформаторным включением контура (рис. 65, в).

6. Определяем среднее значение емкости подстроечного конденсатора $C_{п.ср}$ по формуле

$$C_{п.ср} = \frac{C_{\max} - K_d^2 \cdot C_{\min}}{K_d^2 - 1} - C_{сх}, \quad (6-7)$$

где $C_{сх}$ — емкость схемы контура, равная сумме емкости монтажа и собственной емкости катушки индуктивности.

Принимая $C_{сх} = 25$ пф, получим

$$C_{п.ср} = \frac{450 - 3,2^2 \cdot 15}{3,2^2 - 1} - 25 = 7,4 \text{ пф.}$$

В качестве подстроечных конденсаторов наиболее часто применяются керамические конденсаторы типа КПК. В табл. 12 приведены значения минимальной (C_{\min}) и максимальной (C_{\max}) емкости конденсаторов КПК.

Т а б л и ц а 12

Тип конденсатора	Значения $C_{\min} \div C_{\max}$, пф
КПК-1	2 ÷ 7; 4 ÷ 15; 6 ÷ 25; 8—30
КПК-2	6 ÷ 60; 10 ÷ 100; 25 ÷ 150

По таблице выбираем подстроечный конденсатор типа КПК-1, у которого $C_{\min} = 6$ пф, а $C_{\max} = 25$ пф.

7. Находим индуктивность катушки, включенной в анодную цепь лампы. Из схемы, приведенной на рис. 65, в, видно, что индуктивность L_a вместе с паразитной емкостью

$$C_a = C_0 + C_{\text{вых}} + C_m$$

(где C_0 — собственная емкость катушки L_a , $C_{\text{вых}}$ — выходная емкость лампы, C_m — емкость монтажа) образует колебательный кон-

тур. Частота этого контура не должна находиться в пределах заданного рабочего диапазона частот. Для уменьшения неравномерности изменения коэффициента усиления каскада УВЧ по диапазону необходимо, чтобы выполнялось неравенство

$$f_a \geq (2 \div 3) f_{\text{макс.}} \quad (6-8)$$

или

$$f_a \leq (0,4 \div 0,7) f_{\text{мин.}} \quad (6-9)$$

Принимаем $f_a = 3 f_{\text{макс}} = 3 \cdot 1600 = 4800$ кГц. Величину паразитной емкости C_a найдем из формулы

$$C_a = C_{\text{вых}} + C_m + C_0 = 6,3 + 7 + 7 \approx 20 \text{ пф.}$$

Тогда

$$L_a = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_a^2 C_a} = \frac{1}{4 \cdot 3,14^2 (4800 \cdot 10^3)^2 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 5,4 \text{ мкГн.} \quad (6-10)$$

8. Определяем тип резистора R_k . В соответствии с табл. XVIII и VII выбираем $R_k = 68$ Ом. Мощность, рассеиваемая этим резистором, составляет

$$P_{R_k} = (I_a + I_3)^2 \cdot R_k = [(10 + 3,7) \cdot 10^{-3}]^2 \cdot 68 \approx 0,013 \text{ Вт.}$$

Таким образом, в качестве сопротивления R_k можно выбрать резистор типа УЛМ-0,12.

9. Находим емкость конденсатора в цепи автоматического смещения

$$C_k = \frac{15 \div 150}{f_{\text{мин}} \cdot R_k} = \frac{15 \div 150}{520 \cdot 10^3 \cdot 68} = (0,425 \div 4,25) \text{ мкФ.} \quad (6-11)$$

По табл. IV выбираем металлобумажный конденсатор типа МБГО емкостью 5 мкФ с рабочим напряжением 160 В.

10. Определяем гасящее сопротивление в цепи экранной сетки

$$R_3 = \frac{E_a - U_3}{I_3} = \frac{270 - 100}{3,7 \cdot 10^{-3}} = 46 \text{ ком.} \quad (6-12)$$

По табл. VII выбираем резистор с сопротивлением $R_3 = 47$ ком. Мощность, рассеиваемая на сопротивлении R_3 , равна

$$P_{R_3} = I_3^2 R_3 = (3,7 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 47 \cdot 10^3 = 0,645 \text{ Вт.}$$

В качестве R_3 можно использовать резистор типа МЛТ-1.

11. Находим емкость конденсатора C_3

$$C_3 = \frac{15 \div 150}{f_{\text{мин}} \cdot R_3} = \frac{15 \div 150}{520 \cdot 10^3 \cdot 47 \cdot 10^3} = 615 \div 6150 \text{ пф.}$$

По табл. IV выбираем керамический конденсатор типа КДС-3 емкостью $C_3 = 6800$ пф с рабочим напряжением 250 В.

12. Определяем элементы развязывающего фильтра

$$R_\Phi = \frac{E_a - U_a}{I_a} = \frac{270 - 250}{10 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ ком.} \quad (6-13)$$

По табл. VII выбираем резистор $R_\Phi = 2 \text{ ком.}$ Мощность рассеивания на этом резисторе равна

$$P_{R_\Phi} = I_a^2 R_\Phi = (10 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2 \cdot 10^3 = 0,2 \text{ вт.}$$

В качестве сопротивления R_Φ можно использовать резистор типа МЛТ-0,25. Емкость конденсатора фильтра

$$C_\Phi = \frac{15 \div 150}{f_{\text{мин}} \cdot R_\Phi} = \frac{15 \div 150}{520 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3} = 0,014 \div 0,14 \text{ мкф.}$$

По табл. IV выбираем металобумажный конденсатор типа МБМ емкостью $C_\Phi = 0,15 \text{ мкф}$ с рабочим напряжением 500 в.

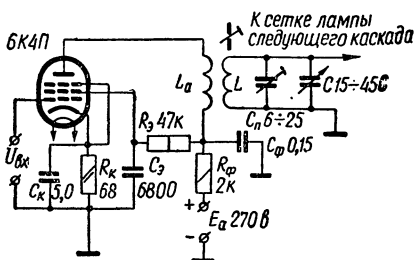


Рис. 70. Схема диапазонного резонансного УВЧ (к примеру 16).

13. Из условия возможности конструктивного выполнения выбираем коэффициент связи между катушками в пределах

$$K_{св} = 0,4 \div 0,6. \quad (6-14)$$

Принимаем $K_{св} = 0,4$.

14. Определяем взаимоиндуктивность между катушками L и L_a

$$M = K_{св} \sqrt{L_a L} = 0,4 \sqrt{5,4 \cdot 202} = 41,6 \text{ мкГн.} \quad (6-15)$$

15. Находим параметры связи

$$p = \frac{M}{L} = \frac{41,6}{202} = 0,206. \quad (6-16)$$

16. Определяем минимальное и максимальные значения коэффициента усиления каскада

$$K_{\text{мин.расч}} = 2\pi \cdot f_{\text{мин}} \cdot p \cdot S \cdot L \cdot Q_3 = 2 \cdot 3,14 \cdot 520 \cdot 10^3 \times 0,206 \cdot 4,4 \cdot 10^{-3} \cdot 202 \cdot 10^{-6} \cdot 30 = 20, \quad (6-17)$$

что вполне удовлетворяет заданию, так как

$$K_{\text{мин.расч}} = 20 > K_{\text{мин}} = 15;$$

$$K_{\text{макс.расч}} = 2\pi \cdot f_{\text{макс}} \cdot p \cdot S \cdot L \cdot Q_3 = 2 \cdot 3,14 \cdot 1600 \times 10^3 \cdot 0,206 \cdot 4,4 \cdot 10^{-3} \cdot 202 \cdot 10^{-6} \cdot 30 = 62,8. \quad (6-18)$$

17. Находим коэффициент устойчивого усиления каскада

$$K_{\text{уст}} = (0,45 \div 0,63) \sqrt{\frac{S}{2\pi \cdot f'_{\text{макс}} \cdot C_{\text{пр}}}} = (0,45 \div 0,63) \sqrt{\frac{4,4 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14 \cdot 1632 \cdot 10^3 \cdot 0,0035 \cdot 10^{-12}}} \approx 159 \div 222. \quad (6-19)$$

Таким образом, $K_{\text{макс, расч}} = 62,8 < K_{\text{уст}} = 159 \div 222$, и, следовательно, рассчитанный усилитель будет работать устойчиво.

18. Величину избирательности по зеркальному каналу находим по формуле

$$S_{z, \text{расч}} = \sqrt{1 + (xQ_3)^2}, \quad (6-20)$$

где

$$x = \frac{f_{\text{макс}} + 2f_{\text{пр}}}{f_{\text{макс}}} - \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{макс}} + 2f_{\text{пр}}} \quad (6-21)$$

коэффициент расстройки.

Для нашего примера

$$x = \frac{1600 + 930}{1600} - \frac{1600}{1600 + 930} = 0,95.$$

Поэтому

$$S_{z, \text{расч}} = \sqrt{1 + (0,95 \cdot 30)^2} \approx 29 (\approx 29,5 \text{ дб}),$$

что удовлетворяет заданию, так как

$$S_{z, \text{расч}} = 29,5 \text{ дб} > S_z = 25 \text{ дб}.$$

19. Составляем схему рассчитанного каскада (рис. 70).

Пример 17. Расчет полосового усилителя

Задание: Рассчитать усилитель промежуточной частоты (УПЧ) для радиоприемника по следующим исходным данным: 1) промежуточная частота приемника $f_{\text{пр}} = 465$ кГц; 2) полоса пропускания усилителя $2\Delta f = 8$ кГц; 3) коэффициент усиления усилителя $K \geq 150$; 4) коэффициент частотных искажений, вносимых трактом промежуточной частоты, $M_{\text{п.ч}} = 6$ дБ; 5) каскад используется в радиоприемнике, у которого общее число полосовых фильтров промежуточной частоты $t = 2$; 6) тракт промежуточной частоты радиоприемника должен обеспечить избирательность по соседнему каналу $S_c \geq 30$ дБ; 7) тип лампы — пентод 6К4П, работающий в тиловом режиме ($S = 4,4$ ма/в; $U_a = 250$ в; $I_a = 10$ ма; $U_3 = 100$ в; $I_3 = 3,7$ ма; $R_1 = 850$ ком; $R_k = 68$ ом; $C_{\text{пр}} = 0,0035$ пф); 8) напряжение источника питания $E_a = 270$ в.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Выбираем схему усилителя. В усилителе с полосой частот порядка единиц и десятков килогерц наиболее целесообразно применение каскадов с двухконтурными фильтрами (рис. 66). При исполь-

зовании высокочастотных пентодов (типа 6К4П) такой каскад обеспечивает коэффициент усиления порядка 150—200. Поэтому для получения требуемого усиления $K \geq 150$ достаточно одного каскада.

2. Находим коэффициент частотных искажений, вносимых каскадом УПЧ,

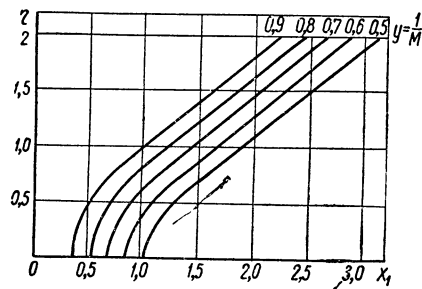
$$M_{\text{УПЧ.дб}} = \frac{M_{\text{п.ч.дб}}}{m} = \frac{6}{2} = 3 \text{ дб} \quad (1,41). \quad (6-22)$$

3. Задаемся параметром связи (η). Ввиду того, что полоса пропускания усилителя невелика (8 кГц) можно использовать связь между контурами полосового фильтра, близкую к критической. При этом можно принять $\eta = 1$.

4. Определяем добротность контура, необходимую для обеспечения заданных значений полосы пропускания и коэффициента частотных искажений,

$$Q = \frac{f_{\text{пр}} x_1}{2\Delta f}, \quad (6-23)$$

Рис. 71. График для определения обобщенной расстройки.



где x_1 — обобщенная расстройка, определяемая по расчетному графику, предложенному В. И. Сифоровым (рис. 71).

По вертикальной оси графика, приведенного на данном рисунке, отложены значения параметра связи η , а по горизонтальной — значения обобщенной расстройки x_1 . Каждая кривая графика вычислена для определенного значения $y = \frac{1}{M_{\text{УПЧ}}}$, где $M_{\text{УПЧ}}$ — коэффициент частотных искажений одного каскада УПЧ. Для нашего примера

$$y = \frac{1}{M_{\text{УПЧ}}} = \frac{1}{1,41} \approx 0,7. \quad (6-24)$$

При $\eta = 1$ и $y = 0,7$ находим $x_1 = 1,4$. Тогда добротность каждого из контуров

$$Q = \frac{465 \cdot 1,4}{8} = 82.$$

Принимаем $Q = 80$.

5. Находим избирательность по соседнему каналу, обеспечиваемую трактом УПЧ

$$S_{\text{с.расч}} = \left[\frac{\sqrt{(1 - x_2^2 + \eta^2)^2 + 4x_2^2}}{2\eta} \right]^m, \quad (6-25)$$

где

$$x_2 = \frac{20}{f_{np}} \cdot Q = \frac{20}{465} \cdot 80 = 3,44$$

расстройку по соседнему каналу. Таким образом,

$$S_{c, \text{расч}} = \left[\frac{\sqrt{(1 - 3,44^2 + 1^2)^2 + 4 \cdot 3,44^2}}{2} \right]^2 = 37 \text{ (31,3 дб)},$$

что вполне удовлетворительно, так как

$$S_{c, \text{расч}} = 31,3 \text{ дб} > S_c = 30 \text{ дб}.$$

Если полученное значение избирательности по соседнему каналу меньше заданного, то необходимо изменить значение η и повторно рассчитать необходимую величину добротности контуров.

6. Емкость контуров полосового фильтра определяется из двух условий:

1) максимального устойчивого усиления

$$C \geq 2Q \sqrt{\frac{S \cdot C_{np}}{2\pi \cdot f_{np}}}; \quad (6-26)$$

2) допустимого шунтирующего действия внутреннего сопротивления лампы на контур

$$C \geq \frac{4Q}{2\pi \cdot f_{np} R_i}. \quad (6-27)$$

Из двух полученных значений выбирают наибольшее. По первому условию

$$C \geq 2 \cdot 80 \sqrt{\frac{4,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,0035 \cdot 10^{-12}}{2 \cdot 3,14 \cdot 465 \cdot 10^3}} = 368 \text{ нф}.$$

По второму условию

$$C \geq \frac{4 \cdot 80}{2 \cdot 3,14 \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 850 \cdot 10^3} = 129 \text{ нф}.$$

Принимаем $C = 368 \text{ нф}$ и округляем до ближайшего большего номинала. По табл. IV выбираем слюдяной конденсатор типа КСО-1 емкостью 390 нф с рабочим напряжением 250 в .

7. Находим индуктивность катушек каждого контура

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{C \cdot f_{np}^2}, \quad (6-28)$$

где C — емкость контура, нф ;

f_{np} — промежуточная частота, кГц ;

L — индуктивность катушки контура, мкГн .

Получаем

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{390 \cdot 465^2} = 300 \text{ мкГн}.$$

8. Определяем коэффициент связи между контурами

$$K_{св} = \frac{\eta}{Q} = \frac{1}{80} = 0,0125. \quad (6-29)$$

9. Рассчитываем коэффициент взаиминдукции

$$M = K_{св} \cdot L = 0,0125 \cdot 300 = 3,75 \text{ мкГн}. \quad (6-30)$$

10. Находим резонансное сопротивление контура

$$R_{рез} = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot Q = \sqrt{\frac{300 \cdot 10^{-6}}{390 \cdot 10^{-12}}} \cdot 80 = 70,4 \text{ ком}. \quad (6-31)$$

11. Определяем коэффициент усиления каскада УПЧ

$$K_{расч} = \frac{\eta}{\eta^2 + 1} SR_{рез} = \frac{1}{1^2 + 1} \cdot 4,4 \cdot 10^{-3} \cdot 70,4 \cdot 10^3 = 155, \quad (6-32)$$

что приемлемо, так как полученное значение коэффициента усиления превышает заданное

$$K_{расч} = 155 > K = 150.$$

12. Значения элементов схемы УПЧ R_k , C_k , $R_э$, $C_э$ рассчитываем по формулам, приведенным в примере 16 (формулы (6—11) ÷ ÷ (6—13)), только вместо $f_{мин}$ в формулы для определения емкостей C_k , $C_э$ и $C_ф$ необходимо подставить значение промежуточной частоты $f_{пр}$.

13. Схема рассчитанного каскада усиления аналогична схеме, приведенной на рис. 66.

Пример 18. Расчет узкополосного усилителя низкой частоты с обратной связью

Задание: Рассчитать узкополосный усилитель низкой частоты по типовой схеме, приведенной на рис. 67, а, и следующим исходным данным: 1) квазирезонансная частота двойного Т-образного RC-фильтра $f_0 = 30$ Гц; 2) полоса пропускания усилителя $2\Delta f \leq 10$ Гц; 3) коэффициент усиления усилителя без обратной связи $K = 20$.

П О Р Я Д О К Р А С Ч Е Т А

1. Рассчитываем усилитель без обратной связи. Порядок расчета резистивного усилителя низкой частоты приведен в примере 11. Если окажется, что от одного каскада нельзя получить требуемого усиления (для триода $K \approx 0,6\mu$, где μ — коэффициент усиления лампы; для пентода $K = SR_a$), то обратной связью охватывают два (или более) каскадов, дающих требуемое усиление. Из расчета усилителя находим сопротивление анодной нагрузки. Допустим, что $R_a = 20$ ком.

2. Задаемся величинами сопротивлений фильтра $R_1 = R_2 = R$. При этом необходимо удовлетворить неравенству

$$0,5 R_c \geq R \geq (7 \div 15) R_a. \quad (6-33)$$

Величину R_c выбираем максимальной для данного типа лампы (см. табл. 9). Допустим, что $R_c = 1 \text{ Мом}$.

Тогда по формуле (6-33) можно выбрать

$$R = R_1 = R_2 = 200 \text{ ком.}$$

Мощность рассеивания резисторов R_1 и R_2 определяется обычным способом в зависимости от величины напряжения, приложенного к каждому из резисторов, или тока, проходящего в цепи обратной связи. Если в усилителе используется пентод и сопротивление R_a велико, то значение R можно выбрать ближе к нижней допустимой границе. Необходимо также иметь в виду, что с увеличением квази-резонансной частоты (особенно в области ультразвуковых частот) допустимое увеличение R ограничено. При большом значении R уменьшается расчетная величина емкости фильтра, что приводит и к уменьшению стабильности работы усилителя на высокой квази-резонансной частоте вследствие значительного влияния паразитных емкостей схемы. В области низких звуковых частот выбор величины $R = R_1 = R_2$ менее ограничен.

3. По известной частоте f_0 и при условии $C_1 = C_2 = C$ определяем величину емкостей фильтра по формуле

$$C = \frac{160\,000}{Rf_0} \text{ мкф}, \quad (6-34)$$

где R — в омах;

f_0 — в герцах.

Для нашего примера

$$C = \frac{160\,000}{200 \cdot 10^3 \cdot 30} = 0,027 \text{ мкф.}$$

По табл. IV выбираем конденсаторы $C_1 = C_2 = C$ типа МБМ емкостью 0,027 мкф с рабочим напряжением 500 в.

4. Находим величину сопротивления R_3 и емкости C_3 по формулам

$$R_3 = \frac{R}{2} = \frac{200 \cdot 10^3}{2} = 100 \text{ ком}; \quad (6-35)$$

$$C_3 = 2C = 2 \cdot 0,027 = 0,054 \text{ мкф.} \quad (6-36)$$

Принимаем по табл. IV $C_3 = 0,056 \text{ мкф}$. Тип конденсатора — МБМ. Рабочее напряжение 500 в.

5. Определяем полосу пропускания усилителя из выражения

$$2\Delta f_{\text{расч}} = \frac{4}{K} f_0 \text{ гц.} \quad (6-37)$$

Получаем

$$2\Delta f_{\text{расч}} = \frac{4}{20} \cdot 30 = 6 \text{ гц},$$

что допустимо, так как

$$2\Delta f_{\text{расч}} = 6 \text{ гц} < 2\Delta f = 10 \text{ гц}.$$

Если необходимо сузить полосу пропускания усилителя, следует повысить коэффициент усиления каскада.

6. Находим эквивалентную добротность усилителя с двойным T-образным RC-фильтром по формуле

$$Q_{\text{экв}} = \frac{f_0}{2\Delta f_{\text{расч}}} = \frac{K}{4} = 5. \quad (6-38)$$

Стремясь к повышению избирательности RC-усилителей, необходимо, однако, помнить, что с увеличением эквивалентной добротности фильтра заметно возрастает нестабильность коэффициента усиления, избирательности и резонансной частоты. Поэтому при конструировании усилителя низкой частоты с высокой избирательностью необходимо позаботиться о стабильности его элементов (особенно RC-фильтра) по отношению к изменениям температуры и других факторов.

Пример 19. Расчет узкополосного резонансного усилителя низкой частоты на транзисторах

Задание: Рассчитать транзисторный резонансный усилитель по типовой схеме, приведенной на рис. 68, и следующим исходным данным: 1) частота усиливаемого сигнала $f_0 = 3000$ гц; 2) полоса пропускания $2\Delta f \leq 300$ гц; 3) мощность входного сигнала $P_{\text{вх}} = 10$ мвт; 4) выходная мощность $P_{\text{вых}} = 100$ мвт; 5) сопротивление нагрузки $R_{\text{н}} = 1$ ком; 6) напряжение источника питания $E_{\text{к}} = 12$ в.

В результате расчета требуется выбрать тип транзистора, определить величины элементов контура, тип сердечника и намоточные данные катушек.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Выбираем тип транзистора. Исходя из заданной выходной мощности каскада ($P_{\text{вых}} = 100$ мвт) и напряжения питания ($E_{\text{к}} = 12$ в) по табл. XII выбираем транзистор типа МП41 (П15) с параметрами $B \geq 30$; $U_{\text{к.э. макс. доп}} = 20$ в; $I_{\text{к. макс. доп}} = 20$ ма; $P_{\text{к. макс. доп}} = 150$ мвт; $I_{\text{к0}} = 0,01$ ма.

2. Находим коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_p = 10 \lg \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = 10 \lg \frac{100}{10} = 10 \text{ дб}. \quad (6-39)$$

Полученное значение K_p позволяет ограничиться одним каскадом усиления.

3. Выбираем тип сердечника катушки индуктивности. Как было указано выше (см. 6—1), наиболее пригодным материалом для сердечников катушек индуктивности низкочастотных избирательных систем является альсифер.

При выборе сердечника из альсифера руководствуются следующими соображениями:

Чем больше размер сердечника, тем выше эквивалентная добротность проектируемого контура.

Чем выше магнитная проницаемость сердечника μ , тем меньше потери в контуре на сопротивлении обмотки, но тем больше потери в сердечнике на гистерезис. Поскольку потери на гистерезис пропорциональны напряженности магнитного поля в сердечнике, то в большинстве практических случаев (при относительно малых уровнях усиливаемого сигнала) из двух одинаковых по размерам сердечников лучшей добротностью будет обладать тот, магнитная проницаемость которого выше. Материал сердечника можно выбрать по табл. 13.

Т а б л и ц а 13

Сердечники из альсифера

Марка материала	Начальная магнитная проницаемость μ_n	Температурная стабильность β (тк)	Коэффициент потерь на гистерезис $\delta_r, м/ав$	Коэффициент потерь на вихревые токи $\delta_v, сек$	Коэффициент потерь на последствие δ_n
ТЧ-60	55—60	$-4 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^{-5}$	$(250—500) \cdot 10^{-9}$	$2 \cdot 10^{-3}$
ТЧК-55	50—60	$(-1,5—+0,5) \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^{-5}$	$(250—500) \cdot 10^{-9}$	$1,7 \cdot 10^{-3}$
ВЧ-32	30—34	$-2,5 \cdot 10^{-4}$	$2,5 \cdot 10^{-5}$	$(60—80) \cdot 10^{-9}$	$1 \cdot 10^{-3}$
ВЧК-22	20—24	$(-0,5—+0,5) \cdot 10^{-4}$	$1,2 \cdot 10^{-5}$	$(10—12) \cdot 10^{-9}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$

Для проектируемого усилителя выбираем альсиферовый сердечник типа ТЧ-60. Основные параметры тороидальных сердечников из альсифера приведены в табл. XIX.

Предварительно выберем сердечник типоразмера $36 \times 25 \times \times 0,76$. Правильность выбора проверяется в процессе последующего расчета.

4. Определяем емкость C и индуктивность L контура, учитывая, что на резонансной частоте ω_0 должно выполняться условие

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \rho, \quad (6-40)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ — круговая частота;

ρ — волновое (или характеристическое) сопротивление контура.

При заданной резонансной частоте контура f_0 уменьшению индуктивности соответствует увеличение емкости, и наоборот. Одновременно изменяется и величина ρ . Увеличение индуктивности требует катушки большого количества витков провода. При уменьшении индуктивности возрастают геометрические размеры конденсатора. При слишком большом значении ρ междувитковая емкость катушки становится соизмеримой с основной емкостью контура. Поэтому ухудшается стабильность резонансной частоты и возрастает антенный эффект контура, т. е. способность контура реагировать на внешние поля. При малой величине ρ возникают затруднения в согласовании контура с транзистором и нагрузкой. С учетом этих противоречивых требований наилучшей величиной волнового сопротивления низкочастотного колебательного контура следует считать $\rho = 1 \div 3$ ком. Выбираем $\rho = 2$ ком. Тогда

$$C = \frac{1}{\omega_0 \rho} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3} = 0,027 \cdot 10^{-6} \text{ ф} = 0,027 \text{ мкф}. \quad (6-41)$$

По табл. IV выбираем конденсатор типа МБМ емкостью $C = 0,027$ мкф с минимальным рабочим напряжением. Находим индуктивность контура

$$L = \frac{\rho}{\omega_0^2} = \frac{2 \cdot 10^3}{2 \cdot 3,14 \cdot 3 \cdot 10^3} = 0,106 \text{ гн}. \quad (6-42)$$

5. Число витков W катушки индуктивности определяем по формуле

$$W = A \sqrt{L}, \quad (6-43)$$

где A — коэффициент, приведенный в табл. XIX для альсиферовых сердечников;

L — индуктивность, мгн.

Получаем

$$W = 129 \sqrt{106} = 1330 \text{ витков}.$$

Для сердечников других типов коэффициент A может быть рассчитан по формуле

$$A = \sqrt{\frac{l_{cp} \cdot 10^{-3}}{0,4 \pi \cdot \mu \cdot S_c}}, \quad (6-44)$$

где l_{cp} — средняя длина магнитной силовой линии, см;

μ — относительная начальная магнитная проницаемость;

S_c — площадь сечения магнитопровода, см².

6. Исходя из средней длины витка l_{cp} для данного типоразмера сердечника, приведенной в табл. XIX, определяем длину обмоточного провода

$$l_{np} = l_{cp} W = 5,5 \cdot 1330 = 7300 \text{ см}. \quad (6-45)$$

7. Пользуясь данными табл. XIX, находим диаметр провода (с изоляцией)

$$d_{\text{из}} = \frac{13}{\sqrt{W}} = \frac{13}{\sqrt{1330}} = 0,35 \text{ мм.} \quad (6-46)$$

По табл. II выбираем провод типа ПЭВ-1 диаметром 0,35 мм.

8. Рассчитываем полное сопротивление провода r_m по формуле

$$r_m = l_{\text{пр}} \rho_m, \quad (6-47)$$

где $l_{\text{пр}}$ — длина провода, км;

ρ_m — сопротивление 1 км провода выбранного диаметра, ом.

По справочнику (Г. С. Цыкин, Трансформаторы низкой частоты) находим $\rho_m = 265 \text{ ом}$. Тогда

$$r_m = 0,073 \cdot 265 = 19,3 \text{ ом.}$$

9. Определяем сопротивление потерь в сердечнике на вихревые токи r_b

$$r_b = \rho \delta_b \cdot f_0, \quad (6-48)$$

где δ_b — коэффициент потерь на вихревые токи, приведенный в табл. 13,

$$r_b = 2 \cdot 10^3 \cdot 500 \cdot 10^{-9} \cdot 3 \cdot 10^3 = 3 \text{ ом.}$$

10. Сопротивление потерь в сердечнике на последствие равно

$$r_n = \rho \delta_n, \quad (6-49)$$

где δ_n — коэффициент потерь на последствие (табл. 13).

11. Сопротивление потерь в конденсаторе r_k определяется тангенсом угла потерь $\text{tg } \delta$, имеющим для металобумажных конденсаторов величину порядка 10^{-3}

$$r_k = \rho \text{tg } \delta = 2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} = 2 \text{ ом.} \quad (6-50)$$

12. Общее сопротивление потерь в контуре без учета влияния нагрузки и потерь в сердечнике на гистерезис равно

$$r = r_m + r_b + r_n + r_k = 19,3 + 3 + 4 + 2 = 28,3 \text{ ом.} \quad (6-51)$$

13. Находим оптимальную величину нагрузочного сопротивления R_k в коллекторной цепи транзистора. Эту величину должно иметь сопротивление резонансного контура между выводами, подключаемыми к коллектору транзистора и к источнику питания

$$R'_k \approx \frac{1,2E_k}{I_{\text{к. макс. доп}}} = \frac{1,2 \cdot 12}{20 \cdot 10^{-3}} = 720 \text{ ом.} \quad (6-52)$$

14. Определяем потери в сердечнике на гистерезис. Для этого предварительно рассчитываем вспомогательный коэффициент p

$$p = K^2 \frac{E_k^2}{2R'_k} \cdot \frac{\rho^2 W^2}{1 + \gamma}, \quad (6-53)$$

где K^2 — коэффициент, зависящий от типа сердечника (см. табл. XIX),
 $\gamma = \frac{R'_H}{R_{к. экв}}$, где R'_H — сопротивление нагрузки, пересчитанное в контур параллельно его реактивным элементам;

$R_{к. экв}$ — эквивалентное сопротивление контура на резонансной частоте (без учета влияния нагрузки).

Следует иметь в виду, что при малом значении γ возрастает добротность системы контур — нагрузка и уменьшается к. п. д. каскада. При $\gamma = 1$ ($R'_H = R_{к. экв}$) добротность нагруженного контура

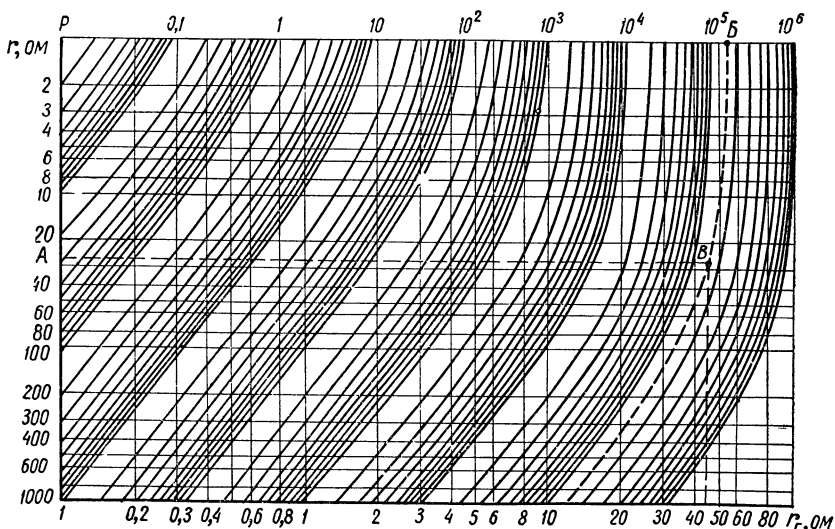


Рис. 72. Номограмма для определения сопротивления потерь в сердечнике контура на гистерезис.

$Q_{эkv}$ вдвое меньше добротности ненагруженного, а мощность при резонансной частоте распределяется поровну между нагрузкой и контуром. Примем $\gamma = 1$. Тогда с учетом (6-53)

$$p = 43 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{12^2}{2 \cdot 720} \cdot \frac{(2 \cdot 10^3)^2 \cdot 1330^2}{2} = 1,52 \cdot 10^5.$$

16. Пользуясь номограммой, приведенной на рис. 72, находим величину сопротивления потерь в сердечнике на гистерезис как функцию коэффициента p и сопротивления r . Для пользования номограммой необходимо отложить по вертикальной оси значение r (для нашего примера точке А соответствует $r = 28,3$ ом), а по верхней горизонтальной оси значение p (точке Б соответствует $p = 1,52 \cdot 10^5$). На пересечении перпендикуляра, восстановленного к точке А и кривой, соответствующей точке Б (на рис. 72 эта кривая показана пунктиром), находим точку В. Опуская из этой точ-

ки перпендикуляр на нижнюю горизонтальную ось, находим величину r_r . Из номограммы получаем $r_r = 46$ ом.

17. Находим полное сопротивление потерь в контуре

$$r_{\text{общ}} = r + r_r = 28,3 + 46 \approx 75 \text{ ом.} \quad (6-54)$$

18. Определяем собственную добротность контура Q_k

$$Q_k = \frac{\rho}{r_{\text{общ}}} = \frac{2 \cdot 10^3}{75} = 26,6. \quad (6-55)$$

19. Эквивалентная добротность системы контур — нагрузка $Q_{\text{экр}}$ равна

$$Q_{\text{экр}} = \frac{Q_k}{1 + \gamma} = \frac{26,6}{2} = 13,3. \quad (6-56)$$

20. Определяем полосу пропускания усилителя

$$2\Delta f_{\text{расч}} = \frac{f_0}{Q_{\text{экр}}} = \frac{3000}{13,3} \approx 225,5 \text{ гц,} \quad (6-57)$$

что допустимо, так как

$$2\Delta f_{\text{расч}} = 225,5 \text{ гц} < 2\Delta f = 300 \text{ гц.} \quad (6-58)$$

Если условие (6-58) не выполняется, то необходимо произвести расчет для другого типа сердечника.

21. Находим эквивалентное сопротивление нагруженного контура на резонансной частоте

$$R_{k.\text{экр}} = \rho \cdot Q_{\text{экр}} = 2000 \cdot 13,3 = 26,6 \text{ ком.} \quad (6-59)$$

22. Коэффициент подключения контура к транзистору рассчитываем по формуле

$$n_1 = \sqrt{\frac{R'_k}{R_{k.\text{экр}}}} = \sqrt{\frac{720}{26\,600}} = 0,165. \quad (6-60)$$

Отсюда

$$W_1 = n_1 W = 0,165 \cdot 1330 = 220 \text{ витков.}$$

23. Коэффициент подключения нагрузки к контуру

$$n_2 = \sqrt{\frac{R_H}{\gamma \cdot \rho \cdot Q_k}} = \sqrt{\frac{1000}{1 \cdot 2000 \cdot 26,6}} = 0,14. \quad (6-61)$$

24. Число витков обмотки W_2 определяется соотношением

$$W_2 = n_2 W = 0,14 \cdot 1330 = 186 \text{ витков.}$$

25. Схема рассчитанного усилителя приведена на рис. 68.

УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

7—1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Усилителями постоянного тока (УПТ) называют устройства, предназначенные для усиления по напряжению и по мощности сигналов постоянного или медленно меняющегося по величине тока. Они широко используются в электронно-вычислительных устройствах, измерительной технике, управляющих и следящих системах и в ряде других областей.

Усиление сигналов постоянного тока можно осуществить двумя принципиально различными методами: 1) непосредственно по постоянному току и 2) с предварительным преобразованием постоянного тока в переменный.

Недостатком УПТ с преобразованием является относительная сложность схемы, содержащей, кроме усилителя, ряд других элементов. Поэтому наиболее часто в электронной и полупроводниковой аппаратуре используются УПТ с непосредственным (прямым) усилением сигнала.

Существуют разнообразные схемы УПТ прямого усиления. Основной особенностью этих схем является гальваническая связь между каскадами усилителя, при которой выход одного каскада соединяют со входом последующего или непосредственно проводником; или через омические сопротивления, или при помощи батарей.

Использование гальванической связи обуславливает две особенности усилителей постоянного тока: непостоянство «нулевого» уровня выходного напряжения или тока, который подвержен самопроизвольному изменению (дрейф нуля), и своеобразии схем каскадов и усилителей в целом.

Дрейф нуля может быть вызван нестабильностью напряжений источников питания, изменением параметров усилительных элементов и деталей схемы вследствие их старения, колебаний окружающей температуры (особенно при использовании транзисторов) и т. д.

Особенно опасен дрейф в первых каскадах УПТ, так как при малых $U_{вх}$ напряжение дрейфа становится сравнимым с усиливаемым сигналом или даже превышает его. Если не принять мер к ослаблению дрейфа, напряжение $U_{вых}$ будет недопустимо искажено. —

Основной задачей разработки усилителей постоянного тока является рациональное построение схемы, обеспечивающее (при выполнении прочих требований) возможно меньшую величину дрейфа.

Для снижения дрейфа применяют стабилизированные источники питания, охватывают каскады усилителя отрицательной обратной связью; используется также предварительный прогрев усилителя в течение 0,5—1 час, предварительное старение (тренировка) катодов ламп в течение 50—100 час. Однако наиболее действенным

и экономически выгодным методом уменьшения дрейфа является использование балансных усилительных каскадов. Типовые схемы балансных каскадов на электронных лампах и транзисторах приведены на рис. 73.

Балансные схемы по существу являются мостовыми. Плечи моста образованы лампами (или транзисторами) и сопротивлениями (R_a или R_k).

В одну из диагоналей моста включен источник питания, в другую — сопротивление нагрузки R_n . При симметрии схемы и отсутствии $U_{вх}$ мост сбалансирован и напряжение на нагрузке $U_{вых} = 0$.

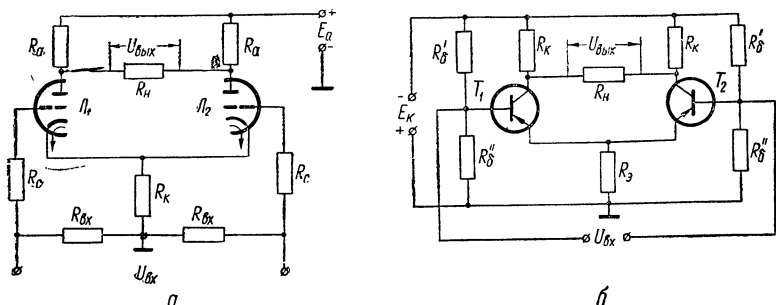


Рис. 73. Типовые схемы балансных каскадов УПТ:
а — на электронных лампах; б — на транзисторах.

Подача входного сигнала вызывает нарушение баланса моста и появление на выходе каскада напряжения, знак которого соответствует полярности $U_{вх}$. Ламповая схема (рис. 73, а) при $R_n \gg R_a$ работает в режиме усиления напряжения. При этом коэффициент усиления каскада определяется известным для обычного резистивного каскада выражением

$$K = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a}. \quad (7-1)$$

При $R_n \approx R_a$ (в режиме усиления мощности)

$$K = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{2R_i}{R_n}}. \quad (7-2)$$

Транзисторная схема балансного УПТ (рис. 73, б) аналогична ламповой. Резисторы R'_c и R''_c в цепях баз образуют делитель напряжения и обеспечивают необходимый режим работы каскада по постоянному току.

При расчете схем УПТ обычно задается величина входного напряжения, сопротивление нагрузки и требуемый коэффициент усиления. В результате расчета должны быть подобраны типы усилительных элементов, определен режим их работы и найдены величины всех деталей, входящих в схему.

Расчет ламповых схем УПТ во многом напоминает расчет обычных резистивных каскадов. Транзисторные схемы наиболее удобно рассчитывать, пользуясь Y -параметрами транзисторов Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} и Y_{22} . Каждый из этих параметров имеет размерность проводимости и наиболее просто определяется графическим путем в семействах входных и выходных характеристик транзистора. При этом надо учитывать выражения

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= \frac{\Delta I_6}{\Delta U_{6,3}} \text{ при } U_{к,э} = \text{const}; \\ Y_{12} &= \frac{\Delta I_6}{\Delta U_{к,э}} \text{ при } U_{6,3} = \text{const}; \\ Y_{21} &= \frac{\Delta I_к}{\Delta U_{6,3}} \text{ при } U_{к,э} = \text{const}; \\ Y_{22} &= \frac{\Delta I_к}{\Delta U_{к,э}} \text{ при } U_{6,3} = \text{const}. \end{aligned} \right\} (7-3)$$

При практическом выполнении УПТ на транзисторах следует помнить, что на величину дрейфа коллекторного тока транзисторов сильно влияют следующие факторы: технологический разброс параметров, доходящий у отдельных экземпляров транзисторов до $\pm 100\%$, а также ползучесть — изменение параметров с течением времени в результате старения транзисторов в процессе эксплуатации или хранения. Поэтому перед монтажом схемы транзисторы обязательно должны проверяться на ползучесть и соответствие требуемым параметрам схемы. Транзисторы в балансных каскадах должны иметь параметры, различающиеся не более чем на 2—3%.

7—2. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Пример 20. Расчет лампового усилителя постоянного тока

Задание: Рассчитать ламповый усилитель постоянного тока по типовой схеме параллельного баланса (рис. 73, а) по следующим исходным данным: 1) максимальное напряжение входного сигнала $U_{вх.макс} = \pm 2$ в; 2) коэффициент усиления УПТ по напряжению $K \geq 50$; 3) напряжение источника анодного питания $E_a = 250$ в.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Выбираем тип лампы. Для работы в балансной схеме УПТ наиболее целесообразно использовать двойные триоды. Коэффи-

коэффициент усиления каждого триода может быть определен по формуле

$$\mu = \frac{K}{0,5 \div 0,6}. \quad (7-4)$$

Таким образом, получаем

$$\mu = \frac{50}{0,5} = 100.$$

По табл. XVI выбираем двойной триод типа 6Н2П с параметрами $U_a = 250$ в; $I_a = 2,3$ ма, $E_c = -1,5$ в, $S = 2$ ма/в; $R_i = 50$ ком; $\mu = 100$.

2. Определяем величину сопротивления анодной нагрузки для каждого плеча схемы. Исходим из соотношения $R_H \gg R_a$, при котором коэффициент усиления мостовой схемы по напряжению будет наибольшим. Обычно принимают

$$R_H = 10R_a. \quad (7-5)$$

Тогда цепи левой и правой лампы можно рассматривать независимо друг от друга и величину сопротивления анодной нагрузки для каждой лампы определять из формулы, справедливой для обычного резистивного каскада,

$$K = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a}.$$

Откуда

$$R_a = \frac{KR_i}{\mu - K} = \frac{50 \cdot 50 \cdot 10^3}{100 - 50} = 50 \cdot 10^3 \text{ ом}. \quad (7-6)$$

По табл. VII выбираем $R_a = 51$ ком. Мощность, рассеиваемая на каждом из резисторов R_a , составляет

$$P_{R_a} = I_a^2 R_a = (2,3 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 51 \cdot 10^3 = 0,3 \text{ вт}.$$

Выбираем резисторы типа МЛТ-0,5.

3. Находим величину сопротивления нагрузки

$$R_H = 10R_a = 510 \text{ ком}.$$

Принимая (с запасом) $U_{\text{вых}} = U_a$, найдем мощность, рассеиваемую резистором R_H ,

$$P_{R_H} = \frac{U_a^2}{R_H} = \frac{250^2}{510 \cdot 10^3} = 0,12 \text{ вт}.$$

Выбираем по табл. VII резистор типа МЛТ-0,25 с сопротивлением $R_H = 510$ ком.

4. Определяем напряжение смещения. Входное напряжение для каждой из ламп, как видно из схемы рис. 73, а, будет изменяться в пределах от $+\frac{U_{\text{вх. макс}}}{2}$ до $-\frac{U_{\text{вх. макс}}}{2}$, т. е. от $+0,5$ в до $-0,5$ в.

Для работы каскада без сеточных токов необходимо выполнить условие

$$|-E_c| \geq \left| \frac{U_{\text{вх. макс}}}{2} \right|. \quad (7-7)$$

Принимаем $E_c = -1,5$ в, при котором условие (7-7) выполняется.

5. Находим величину постоянной составляющей анодного тока каждой лампы. Для этого воспользуемся семейством динамических характеристик, выражающих зависимость тока анода от напряжения на сетке при различных сопротивлениях нагрузки (рис. 74). Подобные характеристики приводятся в справочниках (см., например, Д. С. Гурьев, Справочник по электронным приборам).

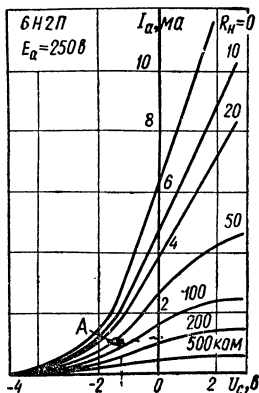


Рис. 74. Семейство динамических характеристик лампы 6Н2П.

В режиме покоя при $U_{\text{вх}} = 0$ напряжение на сетке равно напряжению смещения $E_c = -1,5$ в. При $R_a = 51$ ком анодный ток покоя каждой лампы составит $I_{a0} = 1$ ма (точка А на рис. 74).

6. Рассчитываем величину сопротивления автоматического смещения R_k . В рабочем режиме через сопротивление R_k протекает удвоенный ток покоя. Отсюда требуемая величина сопротивления смещения

$$R_k = \frac{|-E_c|}{2I_{a0}} = \frac{1,5}{2 \cdot 10^{-3}} = 750 \text{ ом.}$$

По табл. VII принимаем $R_k = 750$ ом. Мощность, рассеиваемая на резисторе R_k , составит

$$P_{R_k} = (2I_{a0})^2 \cdot R_k = (2 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 750 = 3 \cdot 10^{-3} \text{ вт.}$$

Выбираем резистор УЛМ-0,12.

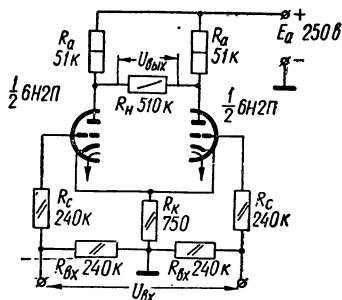


Рис. 75. Схема усилителя постоянного тока (к примеру 20).

7. Определяем величину сопротивлений $R_{вх}$ и R_c . Принимая $R_{вх} = R_c$, найдем их величину из соотношения

$$R_{вх} + R_c = (5 \div 10) R_a = (5 \div 10) \cdot 51 \cdot 10^3 \text{ ом.} \quad (7-8)$$

Выбираем $R_{вх} = R_c = 240 \text{ ком.}$

Мощность, рассеиваемая на этих резисторах, незначительна. Поэтому можно использовать резисторы типа УЛМ-0,12.

8. Составляем схему рассчитанного каскада (рис. 75).

Пример 21. Расчет транзисторного усилителя постоянного тока

Задание: Рассчитать транзисторный усилитель постоянного тока по типовой схеме параллельного баланса (рис. 73, б) и следующим исходным данным: 1) напряжение входного сигнала $U_{вх} = \pm 1 \text{ в}$; 2) внутреннее сопротивление источника входного сигнала $R_{и} = 50 \text{ ом}$; 3) выходная мощность $P_{вых} = 50 \text{ мвт}$; 4) сопротивление нагрузки $R_{н} = 2 \text{ ком}$; 5) напряжение источника питания $E_{к} = 20 \text{ в}$.

П О Р Я Д О К Р А С Ч Е Т А

1. Выбираем транзисторы. Критерием выбора их для работы в схемах УПТ обычно является минимальное значение обратного тока коллектора $I_{к0}$, а также выполнение условия

$$U_{к.э.макс.доп} \geq E_{к}. \quad (7-9)$$

С учетом этих требований по табл. XII выбираем транзисторы типа П103 с параметрами: $B = 20$; $U_{к.э.макс.доп} = 20 \text{ в}$; $I_{к.макс.доп} = 20 \text{ ма}$; $P_{к.макс.доп} = 0,15 \text{ вт}$; $I_{к0} = 0,001 \text{ ма}$.

2. Находим коэффициент усиления каскада по напряжению.

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}},$$

где $U_{вых} = \sqrt{P_{вых} \cdot R_{н}} = \sqrt{0,05 \cdot 2 \cdot 10^3} = 10 \text{ в}$. Следовательно, $K = 10$.

3. В семействе выходных характеристик транзистора П103 (рис. 76, а) выбираем рабочую точку P . Для этого принимаем в режиме покоя

$$U_{к.э.р} = (0,2 \div 0,3) \cdot E_{к} = 0,25 \cdot 20 = 5 \text{ в}; \quad (7-10)$$

$$I_{к.р} = 0,5 \cdot I_{к.макс.доп} = 10 \text{ ма.} \quad (7-11)$$

Проверяем правильность выбора рабочей точки. Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора в режиме покоя,

$$P_{к.р} = U_{к.э.р} \cdot I_{к.р} = 5 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 50 \cdot 10^{-3} \text{ вт} \ll P_{к.макс.доп} = 0,15 \text{ вт.}$$

Таким образом, с учетом допустимой мощности рассеяния рабочая точка выбрана правильно.

4. В семействе входных характеристик транзистора (рис. 76, б) находим рабочую точку P' . Эта точка расположена на кривой при

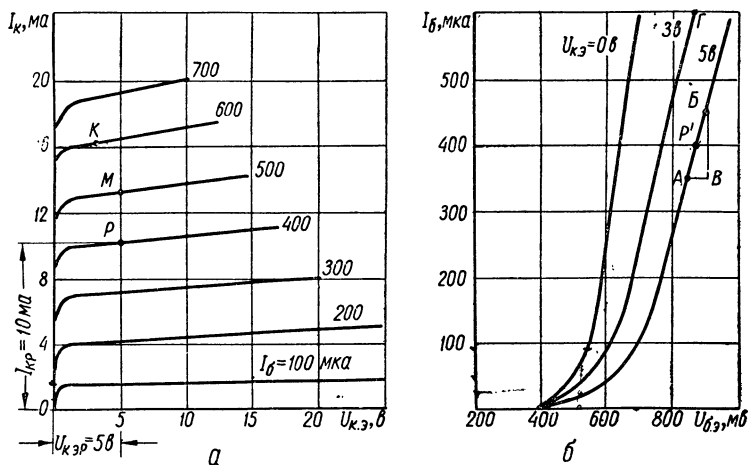


Рис. 76. Характеристики транзистора П103:
а — выходные; б — входные.

$U_{к.э} = U_{к.э.р} = 5 \text{ в}$ и соответствует току $I_{б.р} = 400 \text{ мкА}$. Рабочей точке P' соответствует напряжение

$$U_{б.э.р} = 880 \text{ мВ} = 0,88 \text{ в.}$$

5. По характеристикам транзистора определяем его характеристические проводимости Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} и Y_{22} в рабочей точке (по формулам (7-3)).

Методы определения этих параметров напоминают общеизвестные методы определения параметров ламп (S , R_i и μ) по их статическим характеристикам.

Для определения Y_{11} воспользуемся характеристическим треугольником $АВВ$ (рис. 76, б), построенным в районе рабочей точки P' . Из этого треугольника следует

$$Y_{11} = \frac{\Delta I_б}{\Delta U_{б.э}} = \frac{BB}{AB} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 10^{-3}} = 2 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\text{ом}} \quad (7-12)$$

(при $U_{к.э} = 5 \text{ в} = \text{const}$).

Параметр Y_{12} определяется также по входным характеристикам транзистора. Для этого при постоянном напряжении $U_{б.э} = \text{const}$, соответствующем рабочей точке P' , определяем приращение тока базы $\Delta I_б$ при изменении напряжения на коллекторе $U_{к.э}$.

В справочнике для транзистора П103 приведены лишь две входные характеристики — одна, снятая при $U_{к.э} = 0$, а другая соответствует $U_{к.э} = 5$ в. Этих кривых для определения Y_{12} недостаточно. Поэтому ориентировочно проводим еще одну кривую зависимости $I_б = \varphi(U_{б.э})$, соответствующую $U_{к.э} \approx 3$ в.

При $U_{б.э.р} = 880$ мв = const изменение напряжения на коллекторе от 5 до 3 в ведет к изменению тока базы от 400 до 600 мка. Таким образом,

$$Y_{12} = \frac{\Delta I_б}{\Delta U_{к.э}} = \frac{200 \cdot 10^{-6}}{2} = 100 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\text{ом}} = 10^{-4} \frac{1}{\text{ом}}. \quad (7-13)$$

Для определения параметра Y_{21} воспользуемся сначала выходными характеристиками (рис. 76, а), на которых в области выбранной рабочей точки P находим приращение тока $\Delta I_к$ и соответствующее ему приращение тока $\Delta I_к$ при постоянной величине $U_{к.э.р}$.

Из рис. 76, а видно, что при изменении тока базы от 400 до 500 мка ток коллектора изменится от 10 ма (точка P) до 12,6 ма (точка M). Таким образом, $\Delta I_б = 100$ мка, а $\Delta I_к = 2,6$ ма.

Для определения соответствующего приращения напряжения на базе обращаемся к входным характеристикам (рис. 76, б), и в области точки P' находим, что приращению тока $\Delta I_б = 100$ мка соответствует приращение $\Delta U_{б.э} = 50$ мв. Тогда

$$Y_{21} = \frac{\Delta I_к}{\Delta U_{б.э}} = \frac{2,6 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 10^{-3}} \approx 0,05 \frac{1}{\text{ом}}$$

(при $U_{к.э} = \text{const} = 5$ в).

Аналогично можно найти и параметр Y_{22} .

Для этого по входной характеристике определяются взаимосвязанные приращения $\Delta U_{к.э}$ и $\Delta I_б$, а затем на выходных характеристиках находят соответствующее $\Delta U_{к.э}$ приращение $\Delta I_к$.

Для нашего примера (рис. 76, б) изменению напряжения от $U_{к.э} = 5$ в до $U_{к.э} = 3$ в ($\Delta U_{к.э} = 2$ в) соответствует изменение тока базы от 400 мка (точка P') до 600 мка (точка Γ), т. е. $\Delta I_б = 200$ мка.

В семействе выходных характеристик (рис. 76, а) отмечаем точку K , соответствующую $U_{к.э} = 3$ в и $I_б = 600$ мка. Очевидно также, что координатам $U_{к.э} = 5$ в и $I_б = 400$ мка соответствует точка P .

Точке K соответствует ток $I_к = 16$ ма, а в точке P $I_к = 10$ ма, т. е. $\Delta I_к = 16 - 10 = 6$ ма. Следовательно,

$$Y_{22} = \frac{\Delta I_к}{\Delta U_{к.э}} = \frac{6 \cdot 10^{-3}}{2} = 3 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\text{ом}}$$

(при $U_{б.э} = \text{const} = 0,88$ в).

6. Проверяем правильность выбора транзистора по формуле

$$K < \frac{Y_{21}}{Y_{22} + \frac{2}{R_H}}. \quad (7-14)$$

Получаем

$$10 < \frac{5 \cdot 10^{-2}}{3 \cdot 10^{-3} + \frac{2}{2 \cdot 10^3}} = 12,5.$$

Таким образом, неравенство (7-14) выполняется.

Если условие (7-14) не выполняется, то необходимо выбрать другой транзистор и повторить все предыдущие пункты расчета или уменьшить заданное значение коэффициента усиления K .

7. Находим величину сопротивлений R_K по формуле

$$R_K = \frac{K \cdot R_H}{Y_{21} \cdot R_H - K(Y_{22}R_H + 2)} = \\ = \frac{10 \cdot 2 \cdot 10^3}{0,05 \cdot 2 \cdot 10^{-3} - 10(3 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3 + 2)} = 1000 \text{ ом} = 1 \text{ ком}. \quad (7-15)$$

По табл. VII выбираем $R_K = 1 \text{ ком}$.

Мощность, рассеиваемая на резисторе R_K , равна

$$P_{R_K} = I_{к.р}^2 R_K = (10 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 10^3 = 0,1 \text{ вт}.$$

Выбираем резисторы R_K типа МЛТ-0,25.

8. Определяем ток, протекающий по сопротивлению R_3 ,

$$I = 2(I_{к.р} + I_{б.р}) = 2(10 \cdot 10^{-3} + 400 \cdot 10^{-6}) = 0,0028 \text{ а}. \quad (7-16)$$

9. Находим величину сопротивления R_3 по формуле

$$R_3 = \frac{E_k - U_{к.э.р} - I_{к.р}R_K}{I} = \frac{20 - 5 - 10 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3}{28 \cdot 10^{-4}} = 1800 \text{ ом}. \quad (7-17)$$

По табл. VII выбираем $R_3 = 1,8 \text{ ком}$. Мощность, рассеиваемая на резисторе R_3 , равна

$$P_{R_3} = I^2 R_3 = (28 \cdot 10^{-4})^2 \cdot 1,8 \cdot 10^3 \approx 0,014 \text{ вт}.$$

Выбираем резистор типа УЛМ-0,12.

При расчете величины сопротивления R_3 по формуле (7-17) результат может оказаться отрицательным. В этом случае следует при выборе рабочей точки уменьшить значения $U_{к.э.р}$ и $I_{к.р}$ и повторить предыдущие пункты расчета.

10. Находим величину сопротивлений R'_6 и R''_6 . Сопротивления делителей R'_6 и R''_6 обеспечивают устойчивость рабочих точек транзисторов по базовым цепям. Поэтому токи делителей должны быть больше токов баз в A раз, причем A в большинстве случаев можно принять равным $A = 3 - 5$.

Принимаем $A = 5$. Тогда

$$I_{R_6}'' = AI_{6.э.п} = 5 \cdot 400 \cdot 10^{-6} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ а} = 2 \text{ ма}; \quad (7-18)$$

$$I_{R_6}' = I_{R_6}'' + I_{6.п} = 2 \text{ ма} + 0,4 \text{ ма} \approx 2,4 \text{ ма}. \quad (7-19)$$

Величину сопротивлений R_6' находим по формуле

$$R_6' = \frac{E_k - U_{6.э.п} - IR_9}{I_{R_6}'} = \frac{20 - 0,88 - 28 \cdot 10^{-4} \cdot 1,8 \cdot 10^3}{2,4 \cdot 10^{-3}} = 5867 \text{ ом}. \quad (7-20)$$

По табл. VII принимаем $R_6' = 5,6 \text{ ком}$.

Мощность, рассеиваемая на резисторах R_6' , равна

$$P_{R_6}' = (I_{R_6}')^2 R_6' = (2,4 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 5,6 \cdot 10^3 = 32 \cdot 10^{-3} \text{ вт}.$$

Выбираем резисторы типа УЛМ-0,12.

Находим R_6''

$$\begin{aligned} R_6'' &= \frac{U_{6.э.п} + IR_9}{I_{R_6}''} = \\ &= \frac{0,88 + 28 \cdot 10^{-4} \cdot 1,8 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^{-3}} = \\ &= 2960 \text{ ом}. \end{aligned} \quad (7-21)$$

По табл. VII принимаем $R_6'' = 3 \text{ ком}$ и выбираем резисторы типа УЛМ-0,12.

11. Находим входное сопротивление каскада $R_{вх}'$ без учета влияния сопротивлений R_6' и R_6''

$$\begin{aligned} R_{вх}' &= 2 \frac{Y_{22} \cdot R_k \cdot R_H + 2R_k + R_H}{(Y_{21} \cdot Y_{22} - Y_{12} \cdot Y_{21}) \cdot R_k \cdot R_H + Y_{11} (2R_k + R_H)} = \\ &= 2 \frac{3 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3}{(5 \cdot 10^{-2} \cdot 3 \cdot 10^{-3} - 100 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^{-2}) \cdot 10^3 \times} = 67 \text{ ом}. \end{aligned} \quad (7-22)$$

$$\times 2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^{-3} (2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3)$$

12. Определяем сопротивления R_d делителей между базами транзисторов

$$R_d = 2 \frac{R_6' \cdot R_6''}{R_6' + R_6''} = 2 \cdot \frac{5,6 \cdot 3}{5,6 + 3} = 5 \text{ ком}. \quad (7-23)$$

13. Находим результирующее входное сопротивление $R_{вх}$. Сопротивления $R_{вх}'$ и R_d включены параллельно. Поэтому

$$R_{вх} = \frac{R_{вх}' \cdot R_d}{R_{вх}' + R_d} = \frac{5 \cdot 10^3 \cdot 67}{5 \cdot 10^3 + 67} = 64 \text{ ом}. \quad (7-24)$$

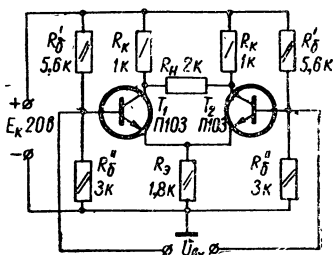


Рис. 77. Схема транзисторного усилителя постоянного тока (к примеру 21).

Полученное значение $R_{вх}$ оказалось одного порядка с внутренним сопротивлением источника входного сигнала. Поэтому можно обойтись без дополнительного согласования источника входного сигнала с входным сопротивлением усилителя.

14. Составляем схему рассчитанного каскада (рис. 77).

ЛИТЕРАТУРА

1. Войшвилло Г. В., Усилители низкой частоты на электронных лампах, Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1959.
2. Кризе С. Н., Усилительные устройства, Связьиздат, 1958.
3. Криксунов В. Г., Низкочастотные усилители, Гостехиздат УССР, 1961.
4. Мамонкин И. Г., Усилительные устройства, «Связь», 1966.
5. Рамм Г. С., Электронные усилители, «Связь», 1964.
6. Ризкин А. А., Основы теории усилительных схем, «Советское радио», 1958.
7. Эрглис К. Э. и Степаненко И. П., Электронные усилители, «Наука», 1964.
8. Федосеева Е. О., Усилительные устройства, «Искусство», 1961.
9. Цыкин Г. С., Электронные усилители, Связьиздат, 1960.
10. Цыкин Г. С., Усилители электрических сигналов, Госэнергоиздат, 1961.
11. Буланов Ю. А. и Усов С. Н., Усилители низкой частоты и радиоприемные устройства, Госэнергоиздат, 1960.
12. Семенов К. А., Радиоприемные и усилительные устройства, «Советское радио», 1965.
13. Гершунский Б. С., Основы электронной и полупроводниковой техники.
14. Бонч-Бруевич А. М., Радиоэлектроника в экспериментальной физике, «Наука», 1966.
15. Хвиливицкий С. И. и Медякова Л. В., Расчет и проектирование усилителей низкой частоты, «Искусство», 1958.
16. Зайчик И. Ю. и Усов С. Н., Задачник по усилительным и радиоприемным устройствам, «Высшая школа», 1965.
17. Редзько К. В., Сборник задач и упражнений по курсу «Радиоприемные устройства», Оборонгиз, 1963.
18. Будинский Я., Усилители низкой частоты на транзисторах, Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1963.
19. Ризкин А. А., Полупроводниковые усилители, Связьиздат, 1962.
20. Полупроводниковая электроника, сборник, Госэнергоиздат, 1959.
21. Козинцева Л. П., Усилители на полупроводниковых триодах, «Высшая школа», 1965.
22. Степаненко И. П., Основы теории транзисторов и транзисторных схем, Госэнергоиздат, 1963.
23. Цыкина А. В., Проектирование транзисторных усилителей, «Связь», 1967.
24. Расчет транзисторных цепей. под общей редакцией Ши Р. Ф., «Энергия», 1964.
25. Полковский И. М., Стабилизированные усилительные устройства на транзисторах, «Энергия», 1964.
26. Бялик Г. П., Усилители звуковой частоты на транзисторах, «Искусство», 1955.
27. Попов П. А., Расчет транзисторных усилителей звуковой частоты, «Энергия», 1964.

28. Акулов И. И. и др., Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах, «Связь», 1966.
29. Малинин Р. М., Выходные трансформаторы, Госэнергоиздат, 1963.
30. Леннартц Г. и Таэгер В., Конструирование схем на транзисторах, «Энергия», 1964.
31. Николаенко Н. С., Проектирование транзисторных усилителей, «Энергия», 1965.
32. Алексеев С. К., Расчет оптимальных вариантов многокаскадных усилителей, «Энергия», 1965.
33. Славский Г. Н., Активные RC и RCL -фильтры и избирательные усилители, «Связь», 1966.
34. Лугвин В. Г., Элементы современной низкочастотной электроники, «Энергия», 1964.
35. Барсуков Ф. И., Генераторы и селективные усилители низкой частоты, «Энергия», 1964.
36. Кобзев В. В. и Шишмаков В. Н., Каскады радиоприемников на транзисторах, Госэнергоиздат, 1960.
37. Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н., Расчет полупроводниковых усилителей и генераторов, Гостехиздат УССР, 1961.
38. Трохименко Я. К., Радиоприемные устройства на транзисторах, «Техніка», 1964.
39. Баркан В. Ф. и Жданов В. К., Проектирование радиотехнических устройств, Оборонгиз, 1963.
40. Гумеля Е. Б., Выбор схем транзисторных приемников, Госэнергоиздат, 1963.
41. Баркан В. Ф. и Жданов В. К., Радиоприемные устройства, «Советское радио», 1966.
42. Дитрих К. Ф., Радиоприемные устройства, изд-во «Транспорт», 1964.
43. Байда Л. И. и Семенкович А. А., Электронные усилители постоянного тока, Госэнергоиздат, 1953.
44. Брейдо И. Я., Ламповые усилители сигналов постоянного тока, Госэнергоиздат, 1960.
45. Балашов М. А. и др., Электронные и полупроводниковые устройства систем автоматического управления, Изд-во «Машиностроение», 1966.
46. Терещук Р. М. и др., Справочник радиолюбителя.
47. Лабутин В. К., Транзисторы общего назначения, «Энергия», 1964.
48. Гурлев Д. С., Справочник по электронным приборам, «Техніка», 1966.

РАЗДЕЛ ТРЕТИЙ

РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРОВ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ (АВТОГЕНЕРАТОРОВ)

ГЛАВА 8

ГЕНЕРАТОРЫ ТИПА LC

8—1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Генератор синусоидальных колебаний представляет собой устройство, преобразующее электрическую энергию постоянного тока в энергию электромагнитных колебаний синусоидальной формы требуемой частоты и мощности.

По принципу работы различают генераторы с самовозбуждением (автогенераторы) и генераторы с внешним возбуждением, которые по существу являются усилителями мощности высокой частоты.

Являясь первоисточником электрических колебаний, генераторы с самовозбуждением широко используются в радиопередатчиках и радиоприемных (супергетеродинных) устройствах, в измерительной аппаратуре, в электронных вычислительных машинах, в устройствах телеметрии и т. д. Ниже приводится деление генераторов по диапазону генерируемых частот

Тип генератора	Диапазон частот
низкочастотные	от 0,01 гц до 100 кгц
высокочастотные	от 100 кгц до 100 Мгц
сверхвысокочастотные	от 100 Мгц и выше

Наиболее распространенные схемы автогенераторов содержат в качестве основных элементов электронную лампу или транзистор и колебательную систему, связанные между собой цепью положительной обратной связи.

В качестве колебательных систем в автогенераторах применяются резонансные индуктивно-емкостные (LC) контуры и резистивно-емкостные (RC) цепочки. В соответствии с этим генераторы синусоидальных колебаний делятся на два типа: генераторы типа LC и генераторы типа RC . Первые используются главным образом на высоких частотах, вторые — на низких.

Генераторы типа LC могут быть построены по различным схемам, отличающимся между собой в основном способом обратной связи.

На рис. 78 приведены две наиболее распространенные схемы генераторов типа LC — одноконтурные трехточечные схемы с авто-

трансформаторной (рис. 78, а) и емкостной (рис. 78, б) обратной связью. В этих схемах колебательный контур подключается к лампе в трех точках: *a* (к аноду), *к* (к катоду) и *с* (к сетке). Для настройки контура на требуемую частоту колебаний служит конденсатор переменной емкости *C* и подстроечный конденсатор *C*_{под}. Элементы *L*_{др} и *C*_р входят в схему параллельного анодного питания. Цепочка *R*_э*C*_э (гридлик) служит для создания на сетке лампы отрицательного смещения (за счет протекания по *R*_э постоянной составляющей се-

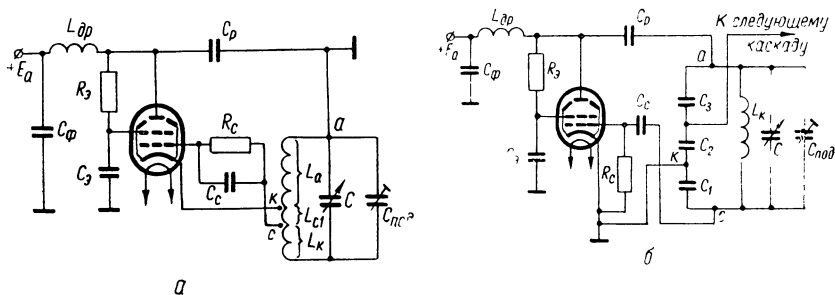


Рис. 78. Трехточечные схемы генераторов типа *LC*:

а — с автотрансформаторной обратной связью; *б* — с емкостной обратной связью.

точного тока). Цепочка *R*_э*C*_э используется для питания экранирующей сетки лампы. Конденсатор *C*_ф блокирует источник анодного питания по переменному току.

Транзисторные автогенераторы типа *LC* строятся по схемам, аналогичным ламповым. В качестве примера на рис. 79 приведена схема транзисторного автогенератора с автотрансформаторной обратной связью и последовательным питанием цепи коллектора. Элементы схемы *R*_б, *L*_{др} и *C*_р служат для создания автоматического смещения на участке база — эмиттер транзистора.

К любому автогенератору предъявляются определенные электрические и эксплуатационные требования. Важнейшими из них являются стабильность частоты генерируемых колебаний и обеспечение заданной мощности колебаний в нагрузке. Расчет одноконтурного генератора с самовозбуждением слагается из расчета энергетического режима и расчета контура. Исходными данными обычно служат полезная выходная мощность генератора, диапазон генерируемых частот и допустимая нестабильность частоты.

Лампы (или транзисторы) в схемах автогенераторов обычно работают с отсечкой анодного (или коллекторного) тока, т. е. в режиме II рода, имеющем лучшие энергетические показатели.

Весьма важно правильно определить напряженность режима генератора. Различают недонапряженный, критический и перенапряженный режимы.

В большинстве случаев рассчитывается критический режим работы генератора, характеризующийся наибольшей полезной мощностью при высоком к. п. д. Угол отсечки анодного (коллекторного)

тока в критическом режиме составляет $\theta = 90^\circ$. Известно, что анодный (коллекторный) ток, имеющий форму импульсов, можно представить состоящим из ряда токов: постоянного тока, переменного тока той же частоты, что и частота повторения импульсов (первая гармоника), переменного тока удвоенной частоты (вторая гармоника), а также переменных токов более высоких частот (высшие гармоники). Важно отметить, что именно первая гармоника тока I_{m1} (или I_{mk1}) создает на контуре переменное напряжение требуемой частоты, амплитуда которого может быть определена по формуле

$$U_{mk} = I_{m1} \cdot R_{рез},$$

или $U_{mk} = I_{mk1} R_{рез}$ (в случае использования транзистора), где $R_{рез}$ — резонансное сопротивление контура.

Для других частот контур представляет собой малое сопротив-

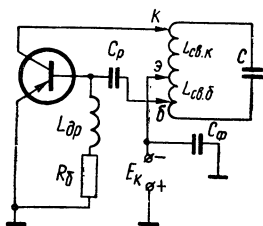


Рис. 79. Схема транзисторного автогенератора типа LC.

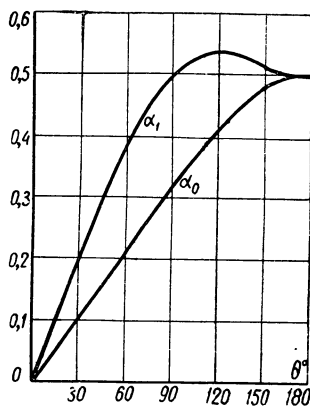


Рис. 80. Графики коэффициентов разложения импульсов тока.

ление, и токи этих частот проходят через контур, не создавая на нем заметного напряжения. Таким образом, несмотря на то, что анодный (коллекторный) ток имеет сильно искаженную форму, отличную от синусоиды, колебательное напряжение на контуре получается синусоидальным. Амплитуда первой гармоники, а также постоянная составляющая импульсного тока могут быть найдены с помощью коэффициентов разложения α_1 и α_0 , которые зависят от угла отсечки тока (рис. 80).

Остановимся на некоторых особенностях работы транзисторных генераторов. Главную особенность работы транзисторов на высоких частотах составляет влияние времени пробега τ_n носителей тока (электронов или дырок). Это время невелико и на сравнительно низких частотах им можно пренебречь, но с повышением частоты влияние его значительно усиливается. Действие времени τ_n проявляется прежде всего в том, что заряды, инжектированные эмиттером в один и тот же момент времени, приходят к коллектору в разное время. Появляется рассеяние носителей тока, которое приводит к уменьшению коэффициента усиления транзистора по току, тем

более сильному, чем выше частота генерируемых колебаний. Инерционность носителей тока приводит также к возникновению между первой гармоникой коллекторного тока и колебательным напряжением на контуре фазового сдвига $\varphi_{пр}$, зависящего от времени движения носителей тока.

Существенное влияние на работу транзисторного генератора в области высоких частот оказывают емкости эмиттерного и кол-

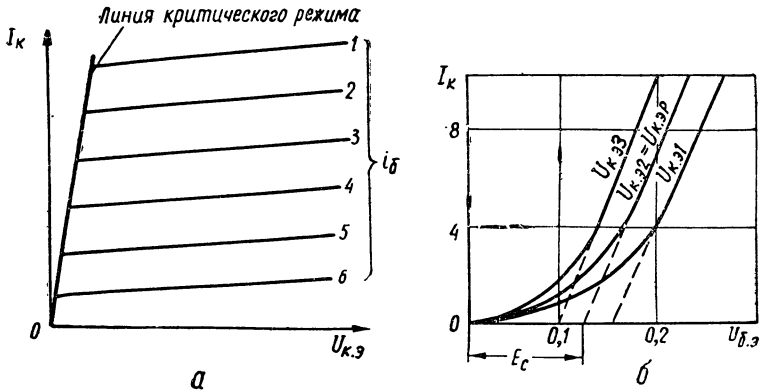


Рис. 81. Идеализированные характеристики транзистора.

лекторного $p-n$ -переходов транзистора. С повышением частоты для поддержания на требуемом уровне коллекторного тока и полезной мощности на выходе генератора необходимо увеличивать амплитуду напряжения возбуждения на участке база — эмиттер.

Для расчета транзисторных генераторов допустимо пользоваться идеализированными (спрямленными) характеристиками транзисторов (рис. 81).

Одним из основных параметров транзистора, работающего в схеме генератора, является крутизна линии критического режима S_k (рис. 81). У некоторых типов транзисторов $S_k \geq 1000 \text{ ма/в}$. В расчетах используется также крутизна характеристики тока коллектора

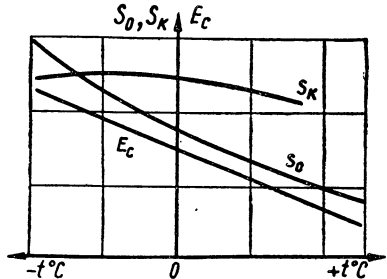


Рис. 82. Кривые, выражающие зависимость S_k, S_0, E_c от температуры.

$$S_0 = \frac{\Delta I_k}{\Delta U_{б.э}} \text{ при } U_{к.э} = \text{const}$$

(рис. 81). Параметром генераторного транзистора служит и напряжение среза E_c , определяемое для заданного рабочего напряжения на коллекторе $U_{к.э.р}$ (рис. 81).

Параметры S_k , S_0 и E_c зависят от температуры (рис. 82). Поэтому при использовании транзисторов в схемах высококачественных генераторов желательно стабилизировать температурный режим их работы.

8—2. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ГЕНЕРАТОРОВ ТИПА LC

Пример 22. Расчет лампового генератора с автотрансформаторной обратной связью

Задание: Рассчитать ламповый автогенератор с автотрансформаторной обратной связью (рис. 78, а) по следующим исходным данным: 1) выходная мощность $P_{\text{вых}} = 1 \text{ вт}$; 2) диапазон частот $f_{\text{мин}} = 2 \text{ МГц} \div f_{\text{макс}} = 3 \text{ МГц}$; 3) допустимая нестабильность частоты $\frac{\Delta f}{f} \leq \pm 10^{-3}$

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Выбираем тип лампы. Обычно в паспорте лампы указывается ее номинальная колебательная мощность $P_{\text{ном}}$.

При заданном значении $P_{\text{вых}}$ мощность P , которую должна отдать лампа в контур, можно найти из соотношения

$$P = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_k}, \quad (8-1)$$

где η_k — к. п. д. контура (обычно задаются $\eta_k = 0,1-0,3$).

Принимая $\eta_k = 0,2$, получим

$$P = \frac{1}{0,2} = 5 \text{ вт.}$$

При выборе лампы необходимо выполнение условия

$$P \leq P_{\text{ном}}. \quad (8-2)$$

По табл. XX выбираем лучевой тетрод типа 6П23П с параметрами: $U_a = 300 \text{ в}$, $U_z = 200 \text{ в}$, $E_c = -16 \text{ в}$, $I_a = 40 \text{ ма}$, $I_z = 5 \text{ ма}$, $S = 4,5 \text{ ма/в}$, $R_i = 44 \text{ ком}$, $P_{\text{ном}} = 8,75 \text{ вт}$, $C_{\text{вх}} = 7,5 \text{ пф}$, $C_{\text{вых}} = 4,5 \text{ пф}$, $C_{\text{пр}} = 0,1 \text{ пф}$, $P_{\text{а.доп}} = 11 \text{ вт}$. Таким образом, условие (8-2) выполняется, так как

$$P = 5 \text{ вт} < P_{\text{ном}} = 8,75 \text{ вт.}$$

2. Рассчитываем энергетический режим работы генератора.

1) Задаемся остроконечным импульсом анодного тока с углом отсечки $\theta = 90^\circ$.

По графику коэффициентов разложения косинусоидального импульса анодного тока (рис. 80) находим $\alpha_1 = 0,5$; $\alpha_0 = 0,318$. Определяем также $\cos \theta = \cos 90^\circ = 0$.

2) Коэффициент использования анодного напряжения ξ выбираем из следующих соотношений:

для тетродов и пентодов $\xi = 0,78 \div 0,85$;

для триодов $\xi = 0,93 \div 0,95$.

Принимаем $\xi = 0,85$.

3) Определяем основные электрические параметры режима: амплитуду переменного напряжения на аноде (на контуре)

$$U_{mk} = U_{ma} = \xi U_a = 0,85 \cdot 300 = 255 \text{ в}; \quad (8-3)$$

амплитуду первой гармоники анодного тока

$$I_{ma1} = \frac{2P}{U_{mk}} = \frac{2 \cdot 5}{255} = 0,039 \text{ а}; \quad (8-4)$$

постоянную составляющую анодного тока

$$I_{a0} = \frac{\alpha_0}{\alpha_1} I_{ma1} = \frac{0,318}{0,5} \cdot 0,039 = 0,025 \text{ а}; \quad (8-5)$$

максимальное значение импульса анодного тока

$$i_{a,\text{макс}} = \frac{I_{ma1}}{\alpha_1} = \frac{0,039}{0,5} = 0,078 \text{ а}; \quad (8-6)$$

подводимую мощность

$$P_0 = I_{a0} \cdot U_a = 0,025 \cdot 300 = 7,5 \text{ вт}; \quad (8-7)$$

мощность, рассеиваемую на аноде

$$P_a = P_0 - P = 7,5 - 5 = 2,5 \text{ вт} \quad (8-8)$$

(необходимо, чтобы выполнялось условие $P_a \leq P_{a,\text{доп}}$).

Для рассчитываемой схемы условие $P_a \leq P_{a,\text{доп}}$ выполняется, так как

$$P_a = 2,5 \text{ вт} < P_{a,\text{доп}} = 11 \text{ вт};$$

к. п. д. анодной цепи генератора

$$\eta_a = \frac{P}{P_0} = \frac{5}{7,5} = 0,67 \text{ (67\%)}; \quad (8-9)$$

эквивалентное сопротивление анодного контура, обеспечивающего рассчитанный режим,

$$R_{\text{рез}} = \frac{U_{mk}}{I_{ma1}} = \frac{255 \text{ в}}{0,039} = 6540 \text{ ом}. \quad (8-10)$$

4) Определяем амплитуду напряжения возбуждения: для тетродов и пентодов

$$U_{mc1} = \frac{i_{a,\text{макс}}}{S(1 - \cos \theta)}; \quad (8-11)$$

для триодов

$$U_{mc} = \frac{I_{a.макс}}{S(1 - \cos \theta)} + DU_{mk}, \quad (8-12)$$

где D — проницаемость выбранного триода.

Для нашего случая

$$U_{mcl} = \frac{0,078}{4,5 \cdot 10^{-3}} = 17,3 \text{ в.}$$

5) Находим коэффициент обратной связи

$$K_{св} = \frac{U_{mcl}}{U_{mk}} = \frac{17,3}{255} = 0,068. \quad (8-13)$$

6) Проверяем условие самовозбуждения (условие баланса амплитуд). Для этого находим минимально допустимый коэффициент связи по формуле

$$K_{св.мин} = \frac{1}{SR_{рез}} = \frac{1}{4,5 \cdot 10^{-3} \cdot 6540} \approx 0,034. \quad (8-14)$$

Необходимо, чтобы $K_{св} \geq K_{св.мин}$. Для нашего примера $K_{св} = 0,068 > K_{св.мин} = 0,034$. Следовательно, условие баланса амплитуд выполняется.

7) Определяем постоянную составляющую тока управляющей сетки по приближенной формуле

$$I_{c10} \approx 0,05 I_{a0} = 0,05 \cdot 0,025 \text{ а} = 1,25 \text{ ма.} \quad (8-15)$$

8) Находим величину сопротивления автоматического сеточного смещения

$$R_c = \frac{|-E_c|}{I_{c10}} = \frac{16}{1,25 \cdot 10^{-3}} = 12\,800 \text{ ом.} \quad (8-16)$$

По табл. VII выбираем резистор $R_c = 13 \text{ ком.}$ Мощность, рассеиваемая на резисторе R_c , составляет

$$P_{R_c} = (I_{c10})^2 \cdot R_c = (1,25 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 13 \cdot 10^3 \approx 0,02 \text{ вт.}$$

В качестве сопротивления R_c можно использовать резистор типа УЛМ-0,12.

9) Определяем величину емкости конденсатора цепи автосмещения

$$C_c = \frac{4}{f_{мин} \cdot R_c} = \frac{4}{2 \cdot 10^6 \cdot 13 \cdot 10^3} = 154 \text{ пф.} \quad (8-17)$$

По табл. IV выбираем конденсатор типа КД-1 емкостью 160 пф с рабочим напряжением 160 в.

10) Находим гасящее сопротивление в цепи экранной сетки при питании от анодного источника

$$R_э = \frac{U_a - U_э}{I_э} = \frac{300 - 200}{5 \cdot 10^{-3}} = 20 \text{ ком.} \quad (8-18)$$

По табл. VII принимаем $R_3 = 20 \text{ ком}$. Мощность, рассеиваемая на резисторе R_3 , составляет

$$P_{R_3} = I_3^2 R_3 = (5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 20 \cdot 10^3 = 0,5 \text{ вт.}$$

В качестве сопротивления R_3 можно использовать резистор типа МЛТ-1.

11) Рассчитываем величину емкости блокировочного конденсатора в цепи экранной сетки

$$C_3 = \frac{10^6}{2\pi \cdot f_{\text{мин}} \cdot 0,2R_3} = \frac{10^6}{6,28 \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 0,2 \cdot 20 \cdot 10^3} \approx \\ \approx 2 \cdot 10^{-5} \text{ мкф} = 20 \text{ нф.} \quad (8-19)$$

По табл. IV выбираем конденсатор типа КД-1 емкостью 20 нф с рабочим напряжением 250 в.

3. Рассчитываем контур генератора.

1) Задаемся добротностью одиночного (ненагруженного) контура. Экспериментальным путем установлено, что у генераторов малой и средней мощности добротность ненагруженных контуров следующая:

- на волнах 20—50 м (15 Мгц — 6 Мгц) $Q = 150—300$;
- на волнах 50—100 м (6 Мгц — 3 Мгц) $Q = 100—250$;
- на волнах 100—1000 м (3 Мгц — 300 кгц) $Q = 80—200$.

Принимая $Q = 150$, определяем добротность нагруженного контура

$$Q' = Q(1 - \eta_{\text{к}}) = 150(1 - 0,2) = 120. \quad (8-20)$$

2) Определяем требуемую добротность контура из условий допустимой нестабильности частоты по формуле

$$Q'' \geq \frac{\pi \cdot 10^{-3} \cdot f_{\text{мин}} \left(R_{\text{рез}} \Delta C_{\text{вых}} + \frac{\Delta C_{\text{вх}}}{S^2 R_{\text{рез}}} \right)}{\left| \frac{\Delta f}{f} \right|}, \quad (8-21)$$

где $f_{\text{мин}}$ — в мегагерцах;

$R_{\text{рез}}$ — в килоомах;

S — крутизна характеристики лампы, ма/в;

$\Delta C_{\text{вых}}$ — нестабильность выходной емкости лампы генератора, нф;

$\Delta C_{\text{вх}}$ — нестабильность входной емкости лампы генератора, нф.

Ориентировочно можно считать

$$\Delta C_{\text{вых}} = (0,2 \div 0,3) C_{\text{вых}}; \quad (8-22)$$

$$\Delta C_{\text{вх}} = (0,2 \div 0,3) C_{\text{вх}}. \quad (8-23)$$

Для нашего примера

$$\Delta C_{\text{вых}} = 0,2 \cdot 4,5 = 0,9 \text{ нф};$$

$$\Delta C_{\text{вх}} = 0,2 \cdot 7,5 = 1,5 \text{ нф}.$$

Подставляя в формулу (8-21) численные значения величин, получим

$$Q'' \geq \frac{3,14 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \left(6,54 \cdot 0,9 + \frac{1,5}{4,5^2 \cdot 6,54} \right)}{10^{-3}} \approx 37.$$

Для дальнейшего расчета принимаем наибольшее значение добротности $Q' = 120$, удовлетворяющее также условию получения заданной стабильности частоты.

3) Вычисляем минимальную общую емкость контура по приближенной формуле

$$C_{к.мин} \approx (1 \div 2) \lambda_{мин}, \quad (8-24)$$

где $C_{к.мин}$ — в пикофарадах,
 $\lambda_{мин}$ — в метрах.

$$\text{Для нашего примера } \lambda_{мин} = \frac{C}{f_{макс}} = \frac{3 \cdot 10^8}{3 \cdot 10^6} = 100 \text{ м.}$$

Поэтому принимаем

$$C_{к.мин} \approx 100 \text{ пф.}$$

4) Находим максимальную емкость контура по формуле

$$C_{к.макс} = \left(\frac{\lambda_{макс}}{\lambda_{мин}} \right)^2 C_{к.мин}, \quad (8-25)$$

$$\text{где } \lambda_{макс} = \frac{C}{f_{мин}}.$$

$$\text{Для рассчитываемой схемы } \lambda_{макс} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 10^6} = 150 \text{ м.}$$

Следовательно,

$$C_{к.макс} = \left(\frac{150}{100} \right)^2 \cdot 100 = 225 \cdot \text{пф.}$$

В общую емкость контура C_k , определяемую по формулам (8-24) и (8-25), входят емкость конденсатора C и вносимые (паразитные) емкости: выходная емкость лампы $C_{вых}$, емкость катушки контура $C_{Lк}$, емкость монтажа C_m и др. Общая величина вносимых емкостей обычно составляет 25—100 пф. Полагая общую величину вносимых емкостей равной $C_{вн} = 75 \text{ пф}$, находим пределы изменения емкости контурного конденсатора настройки

$$C_{мин} = C_{к.мин} - C_{вн} = 100 - 75 = 25 \text{ пф}; \quad (8-26)$$

$$C_{макс} = C_{к.макс} - C_{вн} = 225 - 75 = 150 \text{ пф.} \quad (8-27)$$

Для более точной настройки контура на заданную частоту параллельно конденсатору C целесообразно подключить подстроечный конденсатор $C_{под}$, например, типа КПК-2 (табл. IV) с пределами изменения емкости 6—60 пф.

5) Находим индуктивность контура

$$L_{\kappa} = 0,282 \frac{\lambda_{\text{мин}}^2}{C_{\kappa.\text{мин}}} = 0,282 \frac{100^2}{100} = 28,2 \text{ мкГн.} \quad (8-28)$$

6) Определяем волновое сопротивление контура на максимальной волне

$$\rho = 10^3 \sqrt{\frac{L_{\kappa}}{C_{\kappa.\text{макс}}}} = 10^3 \sqrt{\frac{28,2}{225}} \approx 357 \text{ ом.} \quad (8-29)$$

7) Сопротивление потерь контура на максимальной волне

$$R_{\kappa} = \frac{\rho}{Q'} = \frac{357}{120} \approx 3 \text{ ом.} \quad (8-30)$$

8) Находим вносимое сопротивление в контур

$$R_{\text{вн}} = R_{\kappa} \frac{\eta_{\kappa}}{1 - \eta_{\kappa}} = 3 \cdot \frac{0,2}{0,8} = 0,75 \text{ ом.} \quad (8-31)$$

9) Полное сопротивление потерь контура составляет

$$R'_{\kappa} = R_{\kappa} + R_{\text{вн}} = 3,75 \text{ ом.} \quad (8-32)$$

10) Определяем амплитуду колебательного тока в нагруженном контуре

$$I_{\text{мк}} = \sqrt{\frac{2P_{\text{вмх}}}{R'_{\kappa}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1}{3,75}} \approx 0,74 \text{ а.} \quad (8-33)$$

11) Находим коэффициент включения контура

$$p = \sqrt{\frac{R_{\text{рез}}}{Q' \rho}} = \sqrt{\frac{6540}{120 \cdot 357}} \approx 0,39. \quad (8-34)$$

12) Определяем индуктивность участка анод — катод контура

$$L_a = p L_{\kappa} = 0,39 \cdot 28,2 = 11 \text{ мкГн.} \quad (8-35)$$

13) Рассчитываем индуктивность участка сетка — катод контурной катушки

$$L_{\text{с1}} = K_{\text{св}} \cdot L_a = 0,068 \cdot 11 = 0,75 \text{ мкГн.} \quad (8-36)$$

14) Определяем индуктивность контура L'_{κ} (рис. 78, а)

$$L'_{\kappa} = L_{\kappa} - (L_a + L_{\text{с1}}) = 28,2 - (11 + 0,75) = 16,45 \text{ мкГн.} \quad (8-37)$$

15) Находим элементы схемы параллельного питания $L_{\text{др}}$ и $C_{\text{р}}$ (рис. 78, а) по формулам

$$L_{\text{др}} = (10 \div 20) L_{\kappa}; \quad (8-38)$$

$$C_{\text{р}} \geq \frac{50 \div 100}{2\pi \cdot f_{\text{мин}} \cdot R_{\text{рез}}}. \quad (8-39)$$

Для нашего примера

$$L_{др} = 20 \cdot 28,2 = 564 \text{ мкГн};$$

$$C_p \geq \frac{100}{2 \cdot 3,14 \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 6540} \approx 1200 \text{ пф.}$$

По табл. IV выбираем конденсатор типа КСО-2 емкостью $C_p = 1200 \text{ пф}$ с рабочим напряжением 500 в.

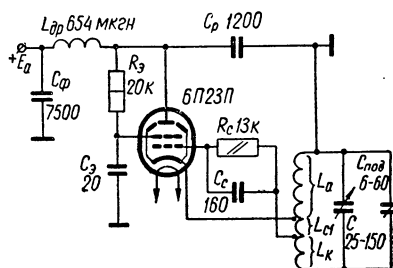


Рис. 83. Схема генератора (к примеру 22)

Составляем схему рассчитанного генератора (рис. 83).

16) Находим емкость конденсатора фильтра в цепи анодного питания по формуле

$$C_\phi \approx 50\lambda_{\text{макс}}, \quad (8-40)$$

где $\lambda_{\text{макс}}$ — в метрах,

C_ϕ — в пикофарадах.

Получаем

$$C_\phi = 50 \cdot 150 = 7500 \text{ пф.}$$

По табл. IV выбираем пленочный конденсатор типа ПСО емкостью 7500 пф с рабочим напряжением 500 в.

Составляем схему рассчитанного генератора (рис. 83).

Пример 23. Расчет лампового генератора с емкостной обратной связью

Задание: Рассчитать ламповый автогенератор с емкостной обратной связью (рис. 78, б) по данным примера 22 с дополнительным условием: обеспечить на выходе напряжение возбуждения последующего каскада $U_{\text{твых}} = 50 \text{ в.}$

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

Выбор типа лампы и расчет режима работы генератора с емкостной обратной связью производится в той же последовательности и по тем же расчетным формулам, как и для генератора с автотрансформаторной связью.

Рассмотрим особенности расчета контура автогенератора по схеме рис. 78, б.

1. Необходимая добротность, волновое сопротивление, индуктивность и емкость переменного конденсатора контура определяют так же, как и в предыдущем примере.

2. В рассчитываемой схеме в общую емкость контура входит и емкостный делитель C_1 , C_2 и C_3 , величиной общей емкости которого необходимо задаться.

Большая величина общей емкости делителя нежелательна, так как она вызывает увеличение минимально возможной емкости переменного конденсатора и ведет к ухудшению нагрузочных свойств контура.

Для данного примера примем общую емкость делителя

$$C_{д.общ} = 10 \text{ нф.}$$

3. Определяем колебательный ток, ответвляющийся в емкостный делитель

$$I_{д} = I_{тк} \frac{C_{д.общ}}{C_{к \text{ макс}}} = 0,74 \frac{10}{225} \approx 0,033 \text{ а.} \quad (8-41)$$

4. Находим емкость конденсатора C_1 цепи обратной связи

$$C_1 = 530 \lambda_{\text{макс}} \frac{I_{д}}{U_{\text{мсл}}} =$$

$$= 530 \cdot 150 \frac{0,033}{17,3} \approx 150 \text{ нф.} \quad (8-42)$$

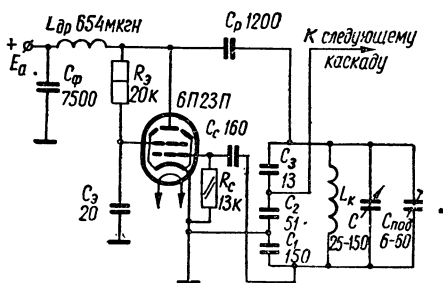


Рис. 84. Схема генератора (к примеру 23)

По табл. IV выбираем конденсатор C_1 типа КСО-1 емкостью 150 нф с рабочим напряжением 250 в.

5. Рассчитываем емкость конденсатора C_2 цепи связи контура с последующим каскадом

$$C_2 = 530 \lambda_{\text{макс}} \frac{I_{д}}{U_{\text{твых}}} = 530 \cdot 150 \frac{0,033}{50} \approx 52 \text{ нф.} \quad (8-43)$$

По табл. IV выбираем конденсатор C_2 типа КСО-1 емкостью 51 нф с рабочим напряжением 250 в.

6. Находим емкость конденсатора C_3 из уравнения

$$\frac{1}{C_{д.общ}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3},$$

откуда

$$\frac{1}{C_3} = \frac{1}{C_{д.общ}} - \frac{1}{C_1} - \frac{1}{C_2}, \text{ т. е. } C_3 = \frac{C_{д.общ} \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 C_2 - C_{д.общ} \cdot C_2 - C_{д.общ} C_1} =$$

$$= \frac{10 \cdot 150 \cdot 51}{150 \cdot 51 - 10 \cdot 51 - 10 \cdot 150} \approx 13,5 \text{ нф.}$$

По табл. IV выбираем конденсатор C_3 типа КД-1 емкостью 13 нф с рабочим напряжением 250 в.

Элементы схемы параллельного питания $L_{др}$ и C_p , цепочки автосмещения R_c , C_c , цепи питания экранной сетки R_3 , C_3 , а также ем-

кость конденсатора фильтра C_ϕ имеют те же величины, как и в схеме генератора с автотрансформаторной обратной связью (см. пример 22).

Схема рассчитанного генератора приведена на рис. 84.

Пример 24. Расчет транзисторного генератора

Задание: Рассчитать транзисторный автогенератор с автотрансформаторной обратной связью (рис. 79) по следующим исходным данным: 1) выходная мощность $P_{\text{вых}} = 0,2 \text{ вт}$; 2) рабочая частота $f_\gamma = 6 \text{ МГц}$.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Выбираем тип транзистора. При заданном значении $P_{\text{вых}}$ мощность P , которую должен отдать транзистор в контур, составляет

$$P = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_k} \quad (8-44)$$

При повышенных требованиях к стабильности частоты автогенератора к. п. д. контура η_k выбирают в пределах 0,1—0,2. В остальных случаях его можно увеличить до 0,5—0,8.

Принимая $\eta_k = 0,2$, получим

$$P = \frac{0,2}{0,2} = 1 \text{ вт.}$$

Выбирая транзистор, необходимо исходить из следующих условий:

$$P \leq P_{\text{к. макс. доп}} \quad (8-45)$$

$$f_p \leq f_\alpha \quad (8-46)$$

где $P_{\text{к. макс. доп}}$ — допустимая мощность рассеивания на коллекторе; f_α — предельная частота усиления по току.

Параметры некоторых высокочастотных транзисторов, используемых в схемах автогенераторов, приведены в табл. XXI.

Для проектируемого генератора выбираем транзистор типа П601 с параметрами: $P_{\text{к. макс. доп}} = 1 \text{ вт}$ (без радиатора); $f_\alpha = 20 \text{ мГц}$; $U_{\text{к. э. макс. доп}} = 25 \text{ в}$; $I_{\text{к. макс. доп}} = 1 \text{ а}$; $C_{\text{с. к}} = 200 \text{ пф}$; $S_0 = 4,5 \text{ а/в}$; $S_{\text{к}} = 350 \text{ а/в}$; $E_{\text{с}} = -0,2 \text{ в}$. Принимаем э. д. с. источника питания цепи коллектора $E_{\text{к}} = 20 \text{ в}$.

2. Рассчитываем энергетический режим работы генератора.

1) Выбираем импульс коллекторного тока косинусоидальной формы с углом отсечки $\theta = 90^\circ$. По графику рис. 80 находим коэффициенты разложения импульса коллекторного тока

$$\alpha_1 = 0,5; \quad \alpha_0 = 0,318.$$

2) Находим усредненное время движения носителей тока между $p - n$ -переходами τ_n

$$\tau_n \approx \frac{1}{2\pi \cdot f_\alpha} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot 10^6} = 0,008 \cdot 10^{-6} \text{ сек} = 0,008 \text{ мксек.} \quad (8-47)$$

3) Вычисляем угол пробега носителей тока

$$\varphi_{\text{пр}} = 2\pi \cdot f_p \cdot \tau_n = 2 \cdot 3,14 \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 0,008 \cdot 10^{-6} = 0,301 \text{ сек}^{-1};$$

$$\varphi_{\text{пр}} = 18^\circ. \quad (8-48)$$

4) Находим угол отсечки тока эмиттера

$$\theta_s = \theta - \varphi_{\text{пр}} = 90^\circ - 18^\circ = 72^\circ.$$

По графику рис. 80 определяем коэффициенты разложения импульса эмиттерного тока

$$\alpha_{1(s)} = 0,43; \quad \alpha_{0(s)} = 0,26.$$

5) Коэффициент использования коллекторного напряжения выбираем из соотношения

$$\xi = 1 - \frac{2P}{E_k^2 \cdot S_k \cdot \alpha_1}, \quad (8-49)$$

где S_k — крутизна линии критического режима транзистора. Подставляя в формулу (8-49) численные значения, получаем

$$\xi \approx 1 - \frac{2 \cdot 1}{20^2 \cdot 0,35 \cdot 0,5} \approx 0,97.$$

6) Определяем основные электрические параметры режима: амплитуду переменного напряжения на контуре

$$U_{\text{мк}} = \xi |E_k| = 0,97 \cdot 20 = 19,4 \text{ в}; \quad (8-50)$$

амплитуду первой гармоники коллекторного тока

$$I_{\text{мк1}} = \frac{2P}{U_{\text{мк}}} = \frac{2 \cdot 1}{19,4} = 0,103 \text{ а}; \quad (8-51)$$

постоянную составляющую коллекторного тока

$$I_{\text{к.пост}} = \frac{\alpha_0}{\alpha_1} I_{\text{мк1}} = \frac{0,318}{0,5} \cdot 0,103 \approx 0,066 \text{ а}; \quad (8-52)$$

максимальное значение импульса тока коллектора

$$i_{\text{к.макс}} = \frac{I_{\text{мк1}}}{\alpha_1} = \frac{0,103}{0,5} = 0,206 \text{ а}; \quad (8-53)$$

мощность, расходуемую источником тока в цепи коллектора,

$$P_0 = I_{\text{к.пост}} \cdot |E_k| = 0,066 \cdot 20 = 1,32 \text{ вт}; \quad (8-54)$$

мощность, рассеиваемую на коллекторе

$$P_k = P_0 - P = 1,32 - 1 = 0,32 \text{ вт}, \quad (8-55)$$

что значительно меньше $P_{\text{к.макс.доп}} = 1 \text{ вт};$

к. п. д. по цепи коллектора

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{1}{1,32} = 0,76 \text{ (76\%)}, \quad (8-56)$$

эквивалентное сопротивление контура в цепи коллектора

$$R_{\text{рез}} = \frac{U_{\text{мк}}}{I_{\text{мк1}}} = \frac{19,4}{0,103} \approx 188 \text{ ом}. \quad (8-57)$$

7) Находим коэффициент усиления по току в схеме с общей базой на частоте f_p

$$\alpha_{f_p} = \frac{\alpha_{0(n)}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_p}{f_\alpha}\right)^2}}, \quad (8-58)$$

где $\alpha_{0(n)}$ — коэффициент усиления по току на низкой частоте.

Принимая коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером $B = 20$, находим $\alpha_{0(n)}$

$$\alpha_{0(n)} = \frac{B}{1+B} \approx 0,95.$$

Следовательно,

$$\alpha_{f_p} = \frac{0,95}{\sqrt{1 + \left(\frac{6}{20}\right)^2}} \approx 0,92.$$

8) Определяем амплитуду первой гармоники тока эмиттера

$$I_{m\varepsilon 1} = \frac{I_{\text{мк1}}}{\alpha_{f_p}} = \frac{0,103}{0,92} \approx 0,112 \text{ а.}$$

9) Находим амплитуду импульса тока эмиттера

$$i_{\varepsilon, \text{макс}} = \frac{I_{m\varepsilon 1}}{\alpha_{(1\varepsilon)}} = \frac{0,112}{0,43} = 0,26 \text{ а.}$$

10) Рассчитываем амплитудное значение напряжения возбуждения на базе транзистора, необходимое для обеспечения импульса тока эмиттера $i_{\varepsilon, \text{макс}}$ без учета частотных влияний

$$U_{mб} = \frac{i_{\varepsilon, \text{макс}}}{(1 - \cos \theta_3) \cdot S_0}, \quad (8-59)$$

где S_0 — крутизна характеристики тока коллектора (в тех случаях, когда значение S_0 не приводится в справочнике, его можно найти по статическим характеристикам транзистора, поль-

зуясь формулой $S_0 = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{6,3}}$ при $U_{K,3} = \text{const}$).

Подставляя в формулу (8-59) численные значения, получим

$$U_{mб} = \frac{0,26}{(1 - 0,3) \cdot 4,5} \approx 0,08 \text{ в.}$$

11) Определяем напряжение смещения на базе, обеспечивающее угол отсечки тока эмиттера

$$E_6 = E_c + U_{m6} \cos \theta_3, \quad (8-60)$$

где E_c — напряжение среза (в тех случаях, когда значение E_c в справочнике не приводится, его можно найти по спрямленным входным характеристикам транзистора или ориентировочно принять равным $E_c = -(0,1 \div 0,2) \vartheta$).

Из формулы (8-60) получаем

$$E_6 = -0,2 + 0,08 \cdot 0,3 \approx -0,176 \text{ в.}$$

12) Находим коэффициент обратной связи

$$K_{св} = \frac{U_{m6}}{U_{mk}} = \frac{0,08}{19,4} = 0,004. \quad (8-61)$$

Для выполнения условия баланса амплитуд необходимо, чтобы

$$K_{св} \geq K_{св.мин} = \frac{1}{S_0 R_{рез}}. \quad (8-62)$$

Для нашего примера условие (8-62) выполняется, так как

$$K_{св} = 0,004 > \frac{1}{4,5 \cdot 188} = 0,0012.$$

13) Определяем величину сопротивления R_6 цепочки автосмещения

$$R_6 = \frac{|E_6|}{I_{6.пост}}, \quad (8-63)$$

где $I_{6.пост}$ — постоянная составляющая тока базы, равная

$$I_{6.пост} = \frac{I_{к.пост}}{B} = \frac{0,066}{20} = 0,0033 \text{ а.} \quad (8-64)$$

Следовательно,

$$R_6 = \frac{|-0,176|}{0,0033} \approx 53 \text{ ом.}$$

По табл. VII выбираем резистор $R_6 = 51 \text{ ом}$. Мощность, рассеиваемая на резисторе R_6 , составляет

$$P_{R_6} = (I_{6.пост})^2 \cdot R_6 = (3,3 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 51 \approx 0,005 \text{ вт.}$$

14) В качестве сопротивления R_6 можно использовать резистор типа УЛМ-0,12.

15) Индуктивность дросселя $L_{др}$ в цепи базы транзистора рассчитывается по формуле

$$L_{др} = \frac{(3 \div 4) \lambda_{макс}^2}{C_{6.э}}, \quad (8-65)$$

где $\lambda_{\text{макс}}$ — максимальная рабочая длина волны генератора, m ;
 $C_{б.э}$ — емкость эмиттерного перехода транзистора, $nф$;
 $L_{др}$ — в микрогенри.

Обычно в справочниках значение $C_{б.э}$ не приводится. Принимая $C_{б.э} \approx C_{б.к} = 200 \text{ нф}$, а также $\lambda_{\text{макс}} = \lambda_p = 50 \text{ м}$, получим

$$L_{др} = \frac{4 \cdot 50^2}{200} = 50 \text{ мкГн.}$$

16) Находим емкость разделительного конденсатора C_p

$$C_p \approx (10 \div 20) C_{б.э}. \quad (8-66)$$

Полагая $C_{б.э} = C_{б.к} = 200 \text{ нф}$, получим

$$C_p = 20 \cdot 200 = 4000 \text{ нф.}$$

По табл. IV выбираем конденсатор C_p типа КД-2 емкостью 3900 нф .

17) Рассчитываем емкость конденсатора, блокирующего источник питания $C_\phi \approx 50 \lambda_{\text{макс}}$. Для нашего примера $\lambda_{\text{макс}} = \lambda_p = 50 \text{ м}$. Поэтому $C_\phi = 50 \cdot 50 = 2500 \text{ нф}$.

По табл. IV выбираем конденсатор типа КД-2 емкостью 2700 нф .

3. Определяем параметры контура. Для расчета параметров коллаторного контура и его связи с транзистором можно применить методы, используемые в ламповых генераторах.

1) Задаемся добротностью контура $Q = 120$.

2) По приближенной формуле $C_k \approx (1 \div 2) \lambda_p$ находим ориентировочное значение общей емкости контура

$$C_k \approx 2 \cdot 50 = 100 \text{ нф.}$$

С учетом вносимой емкости (порядка 50 нф) по табл. IV выбираем контурный конденсатор C типа КД-1 емкостью 51 нф с рабочим напряжением 100 в .

3) Рассчитываем индуктивность контура

$$L_k = 0,282 \frac{\lambda_p^2}{C_k} = 0,282 \cdot \frac{50^2}{100} = 7,05 \text{ мкГн.}$$

4) Определяем волновое сопротивление контура

$$\rho = 10^3 \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} = 10^3 \sqrt{\frac{7,05}{100}} \approx 265 \text{ ом.} \quad (8-67)$$

5) Находим сопротивление потерь контура

$$R_k = \frac{\rho}{Q} = \frac{265}{120} \approx 2,28 \text{ ом} \quad (8-68)$$

6) Сопротивление, вносимое в контур, составляет

$$R_{вн} = R_k \frac{\eta_k}{1 - \eta_k} = 2,28 \cdot \frac{0,2}{0,8} = 0,57 \text{ ом.} \quad (8-69)$$

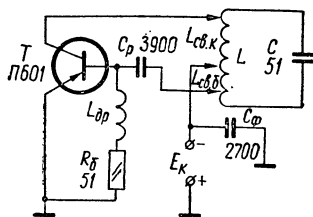
7) Сопротивление контура с учетом $R_{вн}$

$$R'_k = R_k + R_{вн} = 2,28 + 0,57 = 2,85 \text{ ом.} \quad (8-70)$$

8) Определяем амплитуду колебательного тока в нагруженном контуре

$$I_{мн.к} = \sqrt{\frac{2P}{R'_k}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1}{2,85}} = 0,84 \text{ а.} \quad (8-71)$$

Рис. 85. Схема транзисторного генератора (к примеру 24).



9) Находим величину индуктивности связи контура с коллектором транзистора

$$L_{к.св} = \frac{1}{1 + K_{св}} \cdot L_k = \frac{1}{1 + 0,004} \cdot 7,05 = 7 \text{ мкгн.} \quad (8-72)$$

10) Определяем величину индуктивности связи контура с базой транзистора

$$L_{б.св} = L_{к.св} \cdot K_{св} = 7 \cdot 0,004 = 0,028 \text{ мкгн.} \quad (8-73)$$

Составляем схему рассчитанного генератора (рис. 85).

ГЛАВА 9

ГЕНЕРАТОРЫ ТИПА RC

9—1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Применение генераторов с колебательными контурами (типа LC) для генерирования колебаний с частотами меньше 15—20 кГц затруднено и неудобно из-за громоздкости контуров. В настоящее время для этих целей широко используются генераторы типа RC, в которых вместо колебательного контура применяются избирательные RC-фильтры. Генераторы типа RC могут генерировать весьма стабильные синусоидальные колебания в сравнительно широком диапазоне частот от долей герца до сотен килогерц. Кроме того, они имеют малые габариты и вес. Наиболее полно преимущества генераторов типа RC проявляются в области низких частот.

Блок-схема простейшего однокаскадного генератора синусоидальных колебаний типа RC приведена на рис. 86.

Усилитель строится по обычной резистивной схеме на лампе или транзисторе. Для самовозбуждения усилителя, т. е. для превращения первоначально возникших колебаний в незатухающие, необходимо на вход усилителя подавать часть выходного напряжения, превышающую или равную по величине входному напряжению и совпадающую с ним по фазе, иными словами, охватить усилитель положительной обратной связью достаточной глубины. При непосредственном соединении выхода усилителя с его входом происходит самовозбуждение, однако форма генерируемых колебаний будет резко отличаться от синусоидальной, поскольку условия самовозбуждения будут одновременно выполняться для колебаний многих частот.

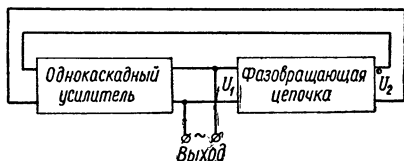


Рис. 86. Блок-схема однокаскадного генератора синусоидальных колебаний типа RC .

Для получения синусоидальных колебаний необходимо, чтобы эти условия выполнялись только на одной определенной частоте и резко нарушались на всех других частотах. Эта задача решается с помощью фазовращающей цепочки, которая имеет несколько звеньев RC и служит для поворота фазы выходного напряжения усилителя на 180° . Изменение фазы зависит от числа звеньев n и равно

$$\varphi = \frac{180^\circ}{n}. \quad (9-1)$$

В связи с тем, что одно звено RC изменяет фазу на угол $\varphi < 90^\circ$, минимальное число звеньев фазовращающей цепочки $n = 3$. В практических схемах однокаскадных генераторов обычно используют три или четыре звена.

На рис. 87 изображены типовые схемы трех- и четырехзвенных фазовращающих цепочек. Для этих типовых схем в табл. 14 приведены формулы частоты f_p генерируемых синусоидальных колебаний, при которой напряжения на входе U_1 и выходе U_2 фазовращающей цепочки сдвинуты по фазе на 180° . В этой же таблице даны значения затухания $N = \frac{U_1}{U_2}$, вносимого цепочкой RC положительной обратной связи.

Элементы фазовращающих цепочек обычно выбирают такими, чтобы все RC -звенья создавали для возбуждаемых колебаний частоты f_p одинаковый фазовый сдвиг. Это имеет место при одинаковых постоянных времени $\tau = RC$ всех звеньев.

Следует отметить, что фазовращающие RC -цепочки с одинаковыми по величине элементами R и C в каждом звене неоптимальны с точки зрения условий работы генератора. Такой выбор обусловлен главным образом удобствами расчета и конструирования генератора. Более рационально элементы звеньев RC -цепочек (рис. 87)

выбирать так, чтобы сопротивление каждого последующего звена было в m раз больше сопротивления предыдущего звена (R, mR, m^2R и т. д.), а емкости звеньев во столько же раз уменьшались ($C, \frac{C}{m}, \frac{C}{m^2}$ и т. д.). Обычно выбирают $m = 3 \div 5$. Затухание N , вносимое RC -цепочками, элементы которых выбраны по прогрессивной зависимости, заметно уменьшается. Это означает, что для

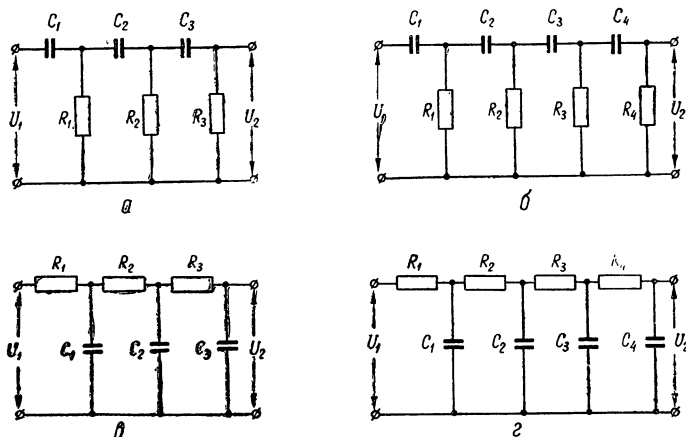


Рис. 87. Типовые схемы трехзвенных и четырехзвенных фазовращающих цепочек.

удовлетворения условия баланса амплитуд ($K > N$) величина требуемого коэффициента усиления каскада K также соответственно понижается.

Следует отметить, что в расчетные формулы частоты генерируемых колебаний (табл. 14) при использовании прогрессивных цепочек следует представлять значение R_1 первого RC -звена.

Для уменьшения шунтирующего действия фазовращающей цепочки на нагрузочное сопротивление усилительного каскада необходимо сопротивление R_1 выбирать значительно большим (в 5—10 раз), чем сопротивление анодной нагрузки лампы или сопротивление коллекторной нагрузки транзистора.

На рис. 88 приведена одна из распространенных схем однокаскадного генератора типа RC с фазовращающей цепочкой.

Генераторную лампу необходимо выбирать с высоким коэффициентом усиления μ и малым внутренним сопротивлением R_i , т. е. предпочтение следует отдавать лампам с большой крутизной S . Применение пентодов не всегда желательно, так как при этом для уменьшения шунтирующего действия фазовращающей цепочки на анодную нагрузку приходится увеличивать сопротивления R_1, R_2 и так далее фазовращающей цепочки. Поэтому чаще используются триоды. В случае применения двойного триода вторую

половину лампы целесообразно использовать в качестве катодного повторителя, который не дает усиления, но обладает большим входным сопротивлением и допускает малое сопротивление нагрузки на автогенератор.

Таблица 14

Формулы для расчета генераторов типа RC

Тип фазовращающей цепочки	Число звеньев	Частота f_p	Затухание $N = \frac{U_1}{U_2}$
<i>a</i>	3	$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{6} RC} = \frac{0,065}{RC}$	29
<i>б</i>	4	$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{10}{7}} RC} = \frac{0,133}{RC}$	18,4
<i>в</i>	3	$f_p = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} = \frac{0,39}{RC}$	29
<i>г</i>	4	$f_p = \frac{\sqrt{\frac{10}{7}}}{2\pi RC} = \frac{0,193}{RC}$	18,4

Для улучшения формы генерируемых колебаний на сетку лампы подается отрицательное напряжение смещения, которое создается на катодном резисторе R_K , заблокированном конденсатором C_K . Иногда резистор R_K не блокируют конденсатором и он служит эле-

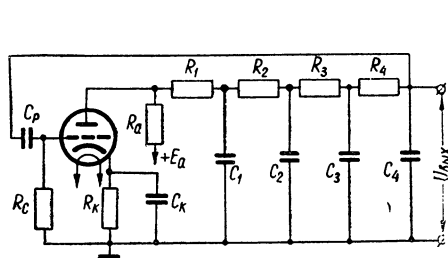


Рис. 88. Однокаскадный генератор типа RC с фазовращающей цепочкой.

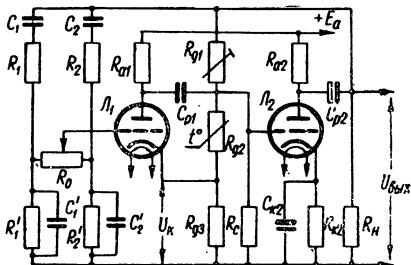


Рис. 89. Схема диапазонного генератора типа RC с потенциметрической настройкой.

ментом отрицательной обратной связи. В этом случае для подбора оптимального режима резистор R_K берут подстроечного типа. Следует отметить, что при использовании отрицательной обратной связи коэффициент усиления каскада должен значительно превышать величину затухания N , указанную в табл. 14. Если это условие не выполняется, то при введении отрицательной обратной связи генератор не возбуждается.

Однокаскадные генераторы типа RC с фазовращающей цепочкой в основном используются для получения фиксированных частот. При необходимости частоту генератора можно изменять регулировкой величины любого из элементов R или C фазовращающей цепочки, но это сопровождается заметным изменением амплитуды генерируемых колебаний.

Диапазонные генераторы типа RC обычно выполняются по двухкаскадной схеме. Один из возможных вариантов такой схемы с потенциометрической настройкой приведен на рис. 89. Генератор содержит два усилительных каскада на резисторах. Между выходом второго и входом первого каскада существует положительная обратная связь, обеспечивающая самовозбуждение схемы на требуемой частоте. Цепь положительной обратной связи состоит из двух ветвей. Элементы левой ветви (C_1, R_1, R'_1, C'_1) выбираются из условия получения наименьшей частоты f_n , а элементы правой ветви (C_2, R_2, R'_2, C'_2) должны удовлетворять условию получения наивысшей частоты диапазона f_B . Управляющая сетка первой лампы генератора соединяется с ползунком потенциометра R_0 , включенного между средними точками левой и правой ветвей. При нахождении ползунка в крайнем левом (по рисунку) положении генератор будет генерировать колебания частоты f_n , а в крайнем правом положении — колебания частоты f_B . При перемещении ползунка слева направо частота генерируемых колебаний плавно изменяется от значения f_n до значения f_B . (Установлено, что при линейном изменении сопротивления потенциометра R_0 частота меняется по логарифмическому закону и наоборот). В зависимости от выбранных данных левой и правой ветвей цепи положительной обратной связи частотный диапазон может быть установлен в любых требуемых границах вплоть до перекрытия всех звуковых частот. Обычно сопротивления резисторов, входящих в цепь положительной обратной связи, выбираются одинаковыми

$$R_1 = R'_1 = R_2 = R'_2 = R. \quad (9-2)$$

Тогда конденсаторы $C_1 = C'_1$ и $C_2 = C'_2$ могут быть найдены из соотношений

$$C_1 = C'_1 = \frac{1}{2\pi \cdot f_n \cdot R}; \quad (9-3)$$

$$C_2 = C'_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_B \cdot R}. \quad (9-4)$$

Для исключения взаимного влияния между левой и правой ветвями цепи положительной обратной связи сопротивление потенциометра R_0 должно быть значительно больше сопротивления R

$$R_0 = (5 \div 10) R. \quad (9-5)$$

Для удовлетворения условия баланса амплитуд, как известно, необходимо компенсировать затухание сигнала в цепи положительной обратной связи соответствующим усилением.

Расчеты показывают, что минимальное затухание в цепи положительной обратной связи, приведенной на рис. 89, $N = 3$. Это означает, что минимальный коэффициент усиления, при котором удовлетворяется условие баланса амплитуд, также должен быть равен 3. Но общий коэффициент усиления двухкаскадного усилителя гораздо больше 3. Поэтому на сетку L_1 попадает очень большое напряжение, которое перегружает лампу и вызывает сильные нелинейные искажения. Для уменьшения нелинейных искажений и повышения устойчивости работы генератора в его схему вводится отрицательная обратная связь с коэффициентом β немного меньшим $\frac{1}{3}$. Если $\beta = \frac{1}{3}$, то отрицательная обратная связь полностью компенсирует положительную и генерация не возникает.

Цепь отрицательной обратной связи, составленная из резисторов $R_{д1}$, $R_{д2}$ и $R_{д3}$, образует делитель выходного напряжения. С резистора $R_{д3}$, включенного в цепь катода лампы L_1 , на сетку этой лампы подается напряжение отрицательной обратной связи U_k . Величина напряжения U_k регулируется подстроечным резистором $R_{д1}$.

Для автоматической стабилизации амплитуды выходного напряжения при изменении частоты генератора, напряжения питания или нагрузки один из резисторов цепи отрицательной обратной связи берется нелинейным. С этой целью вместо резистора $R_{д3}$ можно включить лампочку накаливания мощностью 10—20 *вт* на напряжение 110—220 *в*, вместо же резистора $R_{д2}$ обычно используется терморезистор. Тогда при увеличении выходного напряжения возрастает ток в цепи отрицательной обратной связи. Это приводит к увеличению сопротивления лампочки накаливания или уменьшению сопротивления терморезистора. В обоих случаях возрастет напряжение U_k , в результате чего уменьшится напряжение на сетке лампы L_1 , а следовательно, уменьшится и выходное напряжение. Если же в силу каких-либо причин амплитуда выходного напряжения понизится, то действие отрицательной обратной связи приведет к повышению напряжения $U_{вых}$ почти до первоначального значения. Регулирующее действие лампочек накаливания значительно меньше, чем регулирующее действие терморезисторов, поэтому в современных схемах RC-генераторов преимущественно используются терморезисторы.

Стабилизирующее действие отрицательной обратной связи сказывается тем сильнее, чем больше общий коэффициент усиления усилительных каскадов.

При расчете цепей отрицательной обратной связи ламповых RC-генераторов необходимо иметь в виду следующие соображения:

1. Для устранения влияния случайных колебаний температуры на частоту и амплитуду напряжения генератора в цепях отрицательной обратной связи используют только вакуумированные терморе-

зисторы (типа ТП), которые отличаются достаточно большой инерцией к изменению окружающей температуры.

2. Рабочая точка терморезистора должна быть выбрана таким образом, чтобы крутизна характеристики $\frac{\Delta R_T}{I_T}$ была по возможности наибольшей по абсолютной величине (R_T — сопротивление терморезистора; I_T — рабочий ток терморезистора).

Характеристики $R_T = f(I_T)$ для терморезисторов типа ТП6/2 и ТП2/0,5 приведены на рис. 90.

При выборе режима терморезистора следует учитывать, что цепь отрицательной обратной связи является, по существу, основной нагрузкой выходного каскада генератора. В связи с этим возможности увеличения тока I_T обычно ограничены не только данными самого терморезистора, но и параметрами выходного каскада. Обычно рабочий ток терморезистора выбирают в пределах от 1 до 3 ма.

Основные параметры некоторых терморезисторов, необходимые для расчета цепей отрицательной обратной связи, могут быть определены по табл. 15.

3. Если по техническим требованиям к проектируемому генератору необходимо получить напряжение на выходе, превышающее предел стабилизации напряжения выбранного типа терморезистора, то последовательно с терморезистором включают небольшое сопротивление $R_{д1}$, которое гасит на себе излишнее напряжение и ограни-

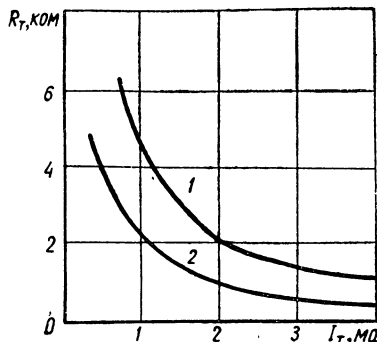


Рис. 90. Характеристики $R_T = f(I_T)$ для терморезисторов типа ТП6/2 (1) и ТП2/0,5 (2).

Т а б л и ц а 15
Параметры некоторых вакуумированных терморезисторов

Тип терморезистора	Общий предел стабилизации, в	Средний рабочий ток, ма	Рабочая область по току, ма	Допустимая кратковременная перегрузка по току, ма	Постоянная времени, сек.
ТП2/0,5	1,6—3,0	0,5	0,2—2,0	4	45,0
ТП2/2	1,6—3,0	2,0	0,4—6,0	12	25,2
ТП6/2	4,8—7,8	2,0	0,4—6,0	12	42,8

чивает ток I_T . Используя в качестве $R_{д1}$ подстроечный резистор, можно регулировать выходное напряжение генератора при смене терморезисторов, а также, как было указано выше, регулировать глубину отрицательной обратной связи, добиваясь уменьшения нелинейных искажений и повышения устойчивости схемы.

Схемы транзисторных RC -генераторов аналогичны ламповым, однако при проектировании цепей обратной связи для генераторов этого типа необходимо учитывать основную особенность транзисторов — сравнительно невысокое и нестабильное входное сопротивление.

Для облегчения выполнения условий самовозбуждения в усилителе обычно применяют два каскада: первый работает в режиме эмиттерного повторителя и поэтому обладает большим входным сопротивлением, а второй включается по схеме с общим эмиттером.

В качестве примера на рис. 91 приведена схема транзисторного RC -генератора низкой частоты с фиксированной настройкой.

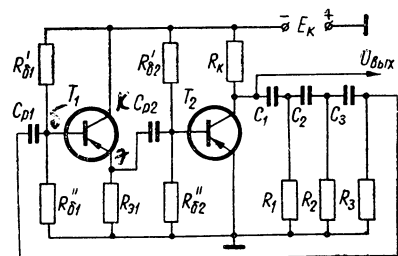


Рис. 91. Схема транзисторного генератора низкой частоты с фиксированной настройкой.

в схеме рис. 89 для получения высокого коэффициента усиления в качестве лампы L_1 целесообразно использовать высокочастотный пентод (6ЖЗП, 6Ж4 и т. п.). Лампа L_2 , работающая при достаточно большой амплитуде колебаний, берется из группы выходных пентодов или триодов. Иногда оба каскада генератора выполняются на двойном триоде с повышенным значением коэффициента усиления μ (6Н1П, 6Н2П и др.). Следует обратить внимание и на выбор емкостей разделительных конденсаторов C_{p1} и C_{p2} . Для того чтобы конденсатор C_{p1} не вносил заметного фазового сдвига при передаче напряжения от первого каскада ко второму, его сопротивление в пределах всего частотного диапазона должно быть весьма малым по сравнению с сопротивлением утечки R_c (при R_c порядка 1 $M\Omega$ удовлетворительной является величина $C_{p1} = 0,1 \div 1 \text{ мкф}$).

Емкостное сопротивление конденсатора C_{p2} должно быть значительно меньше сопротивления цепи отрицательной обратной связи. Обычно сумма сопротивлений $R_{д1}$, $R_{д2}$ и $R_{д3}$ не превышает нескольких килоом. Поэтому конденсатор C_{p2} должен иметь емкость не ниже 5—10 мкф .

При расчете элементов схемы рис. 91 сопротивление R фазовращающей цепочки следует выбирать в 2—5 раз меньше входного сопротивления транзистора T_1 . При этом режимные изменения входного сопротивления транзистора будут незначительно влиять на

Расчет любой схемы RC -генератора сводится к определению параметров схемы усилителя, обеспечивающего требуемый коэффициент усиления и минимальные нелинейные искажения, и выбору элементов фазовращающих цепочек, а также элементов цепей положительной и отрицательной обратной связи.

Расчет лампового или транзисторного резистивных усилителей производится обычным путем (см. раздел II). Отметим лишь, что

частоту генерируемых колебаний. Сопротивление нагрузки выходного каскада R_k берут порядка $\frac{R}{2 \div 5}$.

9—2. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ГЕНЕРАТОРОВ ТИПА RC

Пример 25. Расчет лампового генератора типа RC с фиксированной настройкой

Задание: Рассчитать генератор типа RC с фазовращающей цепочкой на триоде 6С6Б для получения синусоидальных колебаний частотой $f_p = 1000$ гц.

П О Р Я Д О К Р А С Ч Е Т А

1. Выбираем схему генератора с четырехзвенной фазовращающей цепочкой (рис. 87, з).

2. По табл. XX находим необходимые для расчета данные лампы 6С6Б: $R_i = 5$ ком; $\mu = 25$; $U_a = 120$ в; $I_a = 9$ ма; $E_c = -2$ в.

3. Выбираем сопротивление анодной нагрузки R_a по формуле

$$R_a = (2 \div 5) R_i. \quad (9-6)$$

Принимаем $R_a = 3R_i = 15$ ком, что соответствует шкале номинальных значений резисторов по табл. VII. Мощность, рассеиваемая резистором R_a при величине анодного тока лампы $I_a = 9$ ма, составляет

$$P_{R_a} = I_a^2 R_a = (9 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 15 \cdot 10^3 = 1,2 \text{ вт.}$$

В качестве R_a можно использовать резистор типа МЛТ-2.

4. Находим коэффициент усиления каскада

$$K = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} = \frac{25 \cdot 5}{5 + 15} = 18,75. \quad (9-7)$$

Следовательно, усиление каскада K компенсирует ослабление фазовращающей цепочки данного типа $N = 18,4$ (см. табл. 14), так как

$$K = 18,75 > N = 18,4. \quad (9-8)$$

Таким образом, условие самовозбуждения схемы (условие баланса амплитуд) выполняется. Если бы условие (9-8) не выполнялось, т. е. $K < N$, то необходимо было бы изменить число звеньев фазовращающей цепи, выбрать другое значение R_a или подобрать иной тип лампы.

5. Выбираем сопротивление первого звена фазовращающей цепочки по формуле

$$R_1 = (5 \div 10) R_a = (5 \div 10) \cdot 15 \text{ ком.} \quad (9-9)$$

Принимаем $R_1 = 100 \text{ ком}$. В фазовращающей цепочке обычно применяют высококачественные непроволочные резисторы типа МГП или БЛП (табл. VII). Выбираем резистор БЛП-0,5.

6. Пользуясь формулой частоты для данного типа схемы фазовращающей цепочки (табл. 14) $f_p = \frac{0,193}{RC}$ и принимая $R = R_1$, находим величину емкости первого звена (в пикофарадах)

$$C_1 = \frac{0,193 \cdot 10^{12}}{R_1 \cdot f_p} = \frac{0,193 \cdot 10^{12}}{100 \cdot 10^3 \cdot 1000} = 1930 \text{ пф}. \quad (9-10)$$

По табл. IV выбираем конденсатор типа КД-1 емкостью 1800 пф , с рабочим напряжением 160 в .

7. Определяем величины остальных параметров фазовращающей цепочки, считая, что сопротивление резисторов последующего звена в 3 раза больше сопротивления резисторов предыдущего звена, а емкость конденсаторов последующего звена в 3 раза меньше емкости конденсаторов предыдущего звена.

Элементы второго звена:

$$R_2 = 3R_1 = 3 \cdot 100 = 300 \text{ ком};$$

$$C_2 = \frac{C_1}{3} = \frac{1800}{3} = 600 \text{ пф}.$$

По табл. VII выбираем резистор $R_2 = 300 \text{ ком}$. Тип резистора R_2 — МГП-0,5. По табл. IV выбираем конденсатор $C_2 = 620 \text{ пф}$. Тип конденсатора C_2 — КСО-1 с рабочим напряжением 250 в .

Элементы третьего звена:

$$R_3 = 3R_2 = 3 \cdot 300 = 900 \text{ ком};$$

$$C_3 = \frac{C_2}{3} = \frac{600}{3} = 200 \text{ пф}.$$

По табл. VII выбираем резистор $R_3 = 910 \text{ ком}$ типа МГП-0,5. По табл. IV выбираем конденсатор $C_3 = 200 \text{ пф}$ типа КСО-1 с рабочим напряжением 250 в .

Элементы четвертого звена:

$$R_4 = 3R_3 = 3 \cdot 900 = 2700 \text{ ком} = 2,7 \text{ Мом};$$

$$C_4 = \frac{C_3}{3} = \frac{200}{3} \approx 67 \text{ пф}.$$

По табл. VII выбираем резистор $R_4 = 2,7 \text{ Мом}$ типа МГП-0,5, а по табл. IV конденсатор КСО-1 емкостью 68 пф с рабочим напряжением 250 в .

8. Находим сопротивление утечки по формуле

$$R_c = (5 \div 10) R_4 = (5 \div 10) \cdot 15 \text{ ком}. \quad (9-11)$$

Принимаем $R_c = 150 \text{ ком}$. Тип резистора R_c — МГП-0,5.

9. Рассчитываем емкость разделительного конденсатора C_p

$$C_p = \frac{10 \cdot 10^6}{2\pi \cdot f_p \cdot R_c} = \frac{10 \cdot 10^6}{2 \cdot 3,14 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 10^3} \approx 0,011 \text{ мкф.} \quad (9-12)$$

По табл. IV выбираем конденсатор C_p типа БМ емкостью 0,012 мкф с рабочим напряжением 200 в.

10. Находим величину резистора R_k . Исходя из типового режима работы лампы 6С6Б при $I_a = 9 \text{ ма}$ и $E_c = -2 \text{ в}$, получаем

$$R_k = \frac{|-E_c|}{I_a} = \frac{|-2|}{9 \cdot 10^{-3}} \approx 255 \text{ ом.} \quad (9-13)$$

По табл. VII выбираем резистор $R_k = 270 \text{ ом}$ типа МЛТ-0,5.

11. Определяем емкость конденсатора C_k из формулы

$$R_k C_k = \frac{5 \div 10}{2\pi \cdot f_p}. \quad (9-14)$$

Получаем

$$C_k = \frac{10 \cdot 10^6}{2\pi \cdot f_p \cdot R_k} = \frac{10 \cdot 10^6}{6,28 \cdot 10^3 \cdot 270} = 5,9 \text{ мкф.}$$

По табл. IV выбираем конденсатор $C_k = 10 \text{ мкф}$ типа ЭМ с рабочим напряжением 6 в.

12. Составляем схему рассчитанного генератора (рис. 92).

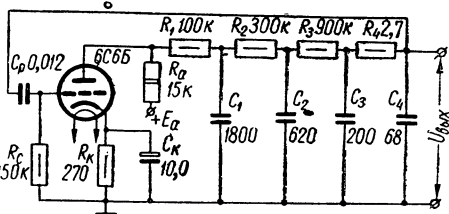


Рис. 92. Схема генератора (к примеру 25).

Пример 26. Расчет диапазонного лампового генератора типа RC

Задание: Рассчитать цепи положительной и отрицательной обратных связей генератора, выполненного по схеме рис. 89, по следующим исходным данным: 1) диапазон частот $f_n = 1 \text{ кГц} \div f_v = 10 \text{ кГц}$; 2) напряжение на выходе генератора $U_{\text{вых}} = 10 \text{ в}$; 3) сопротивление анодной нагрузки лампы L_2 $R_{a2} = 15 \text{ ком}$ (предполагается, что значение R_{a2} найдено из проведенного предварительно расчета резистивного усилителя на лампе L_2).

П О Р Я Д О К Р А С Ч Е Т А

1. Определяем элементы цепи положительной обратной связи.
1) Выбираем величину резисторов из условия

$$R_1 = R'_1 = R_2 = R'_2 = R \geq (7 \div 15) R_{a2} = (7 \div 15) 15 \text{ ком.}$$

Принимаем $R_1 = R'_1 = R_2 = R'_2 = R = 150 \text{ ком}$, что соответствует шкале номинальных значений резисторов по табл. VII. Мощность резисторов R ориентировочно находим из условия

$$P_R \geq \frac{U_{\text{вых}}^2}{R} = \frac{10^2}{150 \cdot 10^3} \approx 0,0006 \text{ вт.}$$

По табл. VII выбираем резисторы R типа МГП-0,5.

2) Находим величину сопротивления переменного резистора R_0

$$R_0 = (5 \div 10) R = (5 \div 10) 150 \text{ ком.} \quad (9-15)$$

Принимаем $R_0 = 1 \text{ Мом}$.

Наиболее целесообразно использовать в качестве резистора R_0 потенциометр с логарифмической зависимостью сопротивления. Таким потенциометром может служить, например, переменный резистор СПО-0,15 (типа Б).

3) Рассчитываем величины емкостей конденсаторов C_1 и C'_1 (рис. 89)

$$C_1 = C'_1 = \frac{1}{2\pi \cdot f_H \cdot R} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 10^3} \approx 1000 \text{ нф.}$$

4) Рассчитываем величины емкостей конденсаторов C_2 и C'_2

$$C_2 = C'_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_B \cdot R} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^4 \cdot 150 \cdot 10^3} \approx 100 \text{ нф.}$$

По табл. IV выбираем слюдяные конденсаторы типа КСО-2 емкостью $C_1 = C'_1 = 1000 \text{ нф}$ и $C_2 = C'_2 = 100 \text{ нф}$.

2. Определяем элементы цепи отрицательной обратной связи.

1) Исходя из заданной величины выходного напряжения генератора $U_{\text{вых}} = 10 \text{ в}$, выбираем по табл. 15 терморезистор типа ТП6/2.

2) Находим величину напряжения отрицательной обратной связи по формуле

$$U_K = \frac{U_{\text{вых}}}{3} = \frac{10}{3} = 3,33 \text{ в.} \quad (9-16)$$

3) Задаемся величиной рабочего тока терморезистора ТП6/2

$$I_T = 2 \text{ ма.}$$

4) Находим величину сопротивления $R_{\text{дз}}$ в цепи катода лампы L_1 (рис. 88)

$$R_{\text{дз}} = \frac{U_K}{I_T} = \frac{3,33}{2 \cdot 10^{-3}} = 1665 \text{ ом.} \quad (9-17)$$

По табл. VII выбираем резистор $R_{\text{дз}} = 1,5 \text{ ком}$ типа БЛП. Мощность, рассеиваемая резистором $R_{\text{дз}}$, определяется по формуле

$$P_{R_{\text{дз}}} = (I_T + I_{a1})^2 R_{\text{дз}}, \quad (9-18)$$

где I_{a1} — анодный ток лампы L_1 (определяется при расчете каскада на лампе L_1).

5) Определяем величину общего сопротивления цепи отрицательной обратной связи

$$R_{\text{общ}} = R_{\text{д1}} + R_{\text{д2}} + R_{\text{д3}} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{т}}} = \frac{10}{2 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ ком.} \quad (9-19)$$

6) По графику рис. 90 находим рабочее сопротивление терморезистора ТП6/2

$$R_{\text{д2}} = 2 \text{ ком.}$$

7) Определяем величину добавочного сопротивления $R_{\text{д1}}$

$$R_{\text{д1}} = R_{\text{общ}} - (R_{\text{д2}} + R_{\text{д3}}) = 5 - (2 + 1,5) = 1,5 \text{ ком.} \quad (9-20)$$

По табл. VII выбираем переменный резистор $R_{\text{д1}} = 1,5 \text{ ком}$ типа СПО-0,15.

Пример 27. Расчет транзисторного генератора типа RC

Задание: Рассчитать генератор типа RC с фазовращающей цепочкой (по схеме рис. 91) на транзисторах МП40 (П14). Рабочая частота генератора $f_p = 1000 \text{ гц}$.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Определяем необходимые для расчета параметры транзисторов α , r_3 , r_6 и r_k . Эти параметры могут быть найдены из справочника по полупроводниковым приборам (например, Л а б у т и н В. К., Транзисторы общего назначения) или рассчитаны по формулам

$$\alpha = |h_{21}|; \quad (9-21)$$

$$r_6 \approx \frac{h_{12}}{h_{22}}; \quad (9-22)$$

$$r_3 \approx h_{11} - r_6(1 - \alpha); \quad (9-23)$$

$$r_k = \frac{1}{h_{22}} - r_6 \approx \frac{1}{h_{22}}, \quad (9-24)$$

где h_{11} , h_{12} , h_{21} и h_{22} — h -параметры транзистора для схемы с общей базой. Эти параметры указаны в большинстве справочников по полупроводниковым приборам.

Типовые параметры некоторых распространенных низкочастотных транзисторов приведены в табл. 16. Для заданных транзисторов МП40 (П14) находим

$$\alpha = 0,96; \quad r_3 = 15 \text{ ом}; \quad r_6 = 350 \text{ ом}; \quad r_k = 1,25 \text{ Мом.}$$

Типовые параметры некоторых низкочастотных транзисторов

Тип транзистора	h_{11} ом	h_{12}	h_{21} (α)	h_{22} мксим	f_a МГц	$r_{\text{э}}$ ом	$r_{\text{б}}$ ом	$r_{\text{к}}$ Мом
МП36А (П9)	28	$2 \cdot 10^{-4}$	0,93	1,0	1,0	—	—	—
МП37 (П10)	28	$2 \cdot 10^{-4}$	0,96	1,0	1,3	15	350	1,0
МП38 (П11)	28	$2 \cdot 10^{-4}$	0,97	1,0	2,0	15	470	1,0
МП39 (П13)	28	10^{-3}	0,94	1,0	1,0	—	—	—
МП39А (П13А)	28	$3 \cdot 10^{-4}$	0,98	0,8	0,8	—	—	—
МП39Б (П13Б)	28	$3 \cdot 10^{-4}$	0,95	0,8	0,8	—	—	—
МП40 (П14)	28	$3 \cdot 10^{-4}$	0,96	0,8	1,5	15	350	1,25
МП41 (П15)	28	$4 \cdot 10^{-4}$	0,97	0,8	2,5	15	460	1,25
МП101	60	$5 \cdot 10^{-4}$	0,93	1,0	0,7	—	—	—
МП103	60	$5 \cdot 10^{-4}$	0,97	1,0	1,5	—	—	—

2. Определяем величину входного сопротивления каскада с общим эмиттером на транзисторе T_2 по формуле

$$R_{\text{вх}2} \approx r_{\text{б}} + \frac{r_{\text{э}}}{1 - \alpha} = 350 + \frac{15}{1 - 0,96} = 725 \text{ ом.} \quad (9-25)$$

3. Находим входное сопротивление эмиттерного повторителя на транзисторе T_1

$$R_{\text{вх}1} \approx \frac{R_{\text{вх}2}}{1 - \alpha} = \frac{725}{1 - 0,96} = 18\,125 \text{ ом.} \quad (9-26)$$

4. Рассчитываем коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя

$$K_{u1} \approx \frac{R_{\text{вх}2}}{(1 - \alpha)r_{\text{б}} + r_{\text{э}} + R_{\text{вх}2}} = \frac{725}{(1 - 0,96) \cdot 350 + 15 + 725} = 0,96. \quad (9-27)$$

5. Находим величину сопротивлений резисторов фазовращающей цепочки. Принимаем $R_1 = R_2 = R_3 = R$. Величину R определяем по формуле

$$R = \frac{R_{\text{вх}1}}{2 \div 5}. \quad (9-28)$$

Получаем

$$R = \frac{18\,125}{3} = 6041 \text{ ом.}$$

По табл. VII выбираем резисторы $R = 6,2 \text{ ком}$. Мощность, рассеиваемая на резисторах, в схеме генератора на маломощных транзисторах типа МП40 (П14) незначительна. Поэтому по этой же таблице выбираем резисторы $R_1 = R_2 = R_3 = R$ типа БЛП-0,1.

6. Определяем величину нагрузочного сопротивления R_k в цепи коллектора выходного каскада по формуле

$$R_k = \frac{R}{2 \div 5} \quad (9-29)$$

Получаем

$$R_k = \frac{6200}{3} = 2070 \text{ ом.}$$

По табл. VII выбираем резистор $R_k = 2,2 \text{ ком}$ типа БЛП-0,1.

7. Находим коэффициент усиления по напряжению каскада на транзисторе T_2 с общим эмиттером

$$K_{u_2} = \frac{\alpha R_k}{(1 - \alpha) r_6 + r_3} = \frac{0,96 \cdot 2200}{(1 - 0,96) \cdot 350 + 15} = 72,7. \quad (9-30)$$

8. Определяем результирующий коэффициент усиления по напряжению двухкаскадного усилителя

$$K_{u\text{общ}} = K_{u_1} \cdot K_{u_2} = 0,96 \cdot 72,7 = 69,7. \quad (9-31)$$

9. Проверяем выполнение условия самовозбуждения генератора. (условия баланса амплитуд). Из табл. 14 находим коэффициент затухания фазовращающей цепочки, примененной в рассчитываемом генераторе. $N = 29$. Для выполнения условия баланса амплитуд необходимо, чтобы

$$K_{u\text{общ}} > N. \quad (9-32)$$

Для нашего примера условие (9-32) выполняется, так как $K_{u\text{общ}} = 69,7 > N = 29$.

10. Находим величину емкостей конденсаторов фазовращающей цепочки. Принимаем $C_1 = C_2 = C_3 = C$. Величину C определяем по формуле

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f_p \cdot R \sqrt{6}} \quad (9-33)$$

(табл. 14). Получаем

$$C = \frac{10^6}{6,28 \cdot 10^3 \cdot 6,2 \cdot 10^3 \sqrt{6}} = 0,01 \text{ мкф.} \quad (9-34)$$

По табл. IV выбираем конденсаторы $C = 0,01 \text{ мкф}$ типа ПМ.

11. Определяем величину сопротивления нагрузки эмиттерного повторителя из условия

$$R_{31} \geq (10 \div 20) \cdot \frac{r_3 + r_6(1 - \alpha)}{\alpha}. \quad (9-35)$$

Получаем

$$R_{э1} = 20 \frac{15 + 350(1 - 0,96)}{0,96} = 600 \text{ ом.}$$

По табл. VII выбираем резистор $R_{э1} = 620 \text{ ом}$ типа БЛП-0,1.

12. Находим емкость разделительных конденсаторов C_{p1} и C_{p2} . Конденсаторы C_{p1} и C_{p2} не должны вносить заметных фазовых сдвигов. Их емкость рассчитывается по формулам

$$C_{p1} = \frac{10^6}{2\pi \cdot f_p \cdot 0,1 R_{вх1}} \text{ мкф}; \quad (9-36)$$

$$C_{p2} = \frac{10^6}{2\pi \cdot f_p \cdot 0,1 \cdot R_{вх2}} \text{ мкф}. \quad (9-37)$$

Подставляя в формулы (9-36) и (9-37) численные значения, получаем

$$C_{p1} = \frac{10^6}{6,28 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 18125} \approx 0,09 \text{ мкф};$$

$$C_{p2} = \frac{10^6}{6,28 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 725} \approx 2,2 \text{ мкф}.$$

По табл. IV выбираем конденсаторы $C_{p1} = 0,1 \text{ мкф}$ типа МБМ и $C_{p2} = 3 \text{ мкф}$ типа ЭМ.

13. Сопротивления резисторов $R'_{б1}$, $R''_{б1}$, $R'_{б2}$ и $R''_{б2}$, составляющих делители напряжения в базовых цепях транзисторов, рассчитываются обычным путем (см. пример 14). Для расчета необходимо предварительно задаться величиной напряжения источника питания E_k .

С целью стабилизации коэффициентов усиления и уменьшения нелинейных искажений в выходном каскаде можно применить отрицательную обратную связь включением небольшого сопротивления $R_{э2}$ (порядка 100 ом) в цепь эмиттера транзистора T_2 . В этом случае при определении входного сопротивления и коэффициента усиления каскада следует в расчетные формулы вместо $r_э$ подставлять значение $r_э + R_{э2}$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аршинов С. С., Расчет ламповых генераторов, Госэнергоиздат, 1955.
2. Бетин Б. М., Радиопередающие устройства, «Высшая школа», 1965.
3. Баркан В. Ф., Жданов В. К., Проектирование радиотехнических устройств, Оборонгиз, 1963.
4. Дробов С. А., Радиопередающие устройства, Воениздат, 1951.
5. Денисов И. Д., Генераторы и усилители колебаний радиочастот, Госэнергоиздат, 1963.
6. Каганов В. И., Радиопередатчики малой и средней мощности, «Энергия», 1964.
7. Евтянов С. И., Радиопередающие устройства, Связьиздат, 1950.
8. Молдэль З. И. и Невяжский И. Х., Радиопередающие устройства, Связьиздат, 1949.

9. Модель З. И., Радиопередающие устройства, Связьиздат, 1961.
10. Нейман М. С., Курс радиопередающих устройств, «Советское радио», ч. I, 1957, ч. II, 1958.
11. Пахлавян А. П., Радиопередающие устройства, «Связь», 1967.
12. Окунь Е. Л., Радиопередающие устройства, Судпромгиз, 1959.
13. Окунь Е. Л., Расчет и проектирование радиопередатчиков, Судпромгиз, 1962.
14. Шитиков Г. Т., Стабильные диапазонные автогенераторы, «Советское радио», 1965.
15. Штейн Н. И., Автогенераторы гармонических колебаний, Госэнергоиздат, 1961.
16. Тимофеев В. М., Проектирование радиопередающих устройств, «Связь», 1965.
17. Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н., Расчет полупроводниковых усилителей и генераторов.
18. Барсуков Ф. И., Генераторы и селективные усилители низкой частоты, «Энергия», 1964.
19. Акулов И. И. и др., Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах, «Связь», 1966.
20. Леннартц Г. и Таэгер В., Конструирование схем на транзисторах, «Энергия», 1964.
21. Герасимов С. М., Транзисторные генераторы, «Техника», 1965.
22. Воейков Д. Д. и др., Конструирование низкочастотных генераторов, «Энергия», 1964.
23. Сааков Э. О., Теория и расчет избирательных RC-систем, Госэнергоиздат, 1954.
24. Криксунов В. Г., Реостатно-емкостные генераторы синусоидальных колебаний, Гостехиздат УССР, 1958.
25. Токмаков Г. А., Транзисторные генераторы, Центральный институт НТИ электротехнической промышленности и приборостроения, 1962.
26. Лабутин В. К., Транзисторы общего назначения, «Энергия», 1964.
27. Гурлев Д. С., Справочник по электронным приборам, «Техника», 1966.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Таблица I

Основные параметры некоторых кенотронов

Тип лампы	Количество анодов	Напряжение накала $U_H, \text{ в}$	Ток накала $I_H, \text{ а}$	Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения $U_{обр. доп. \text{ в}}$	Максимально допустимый выпрямленный ток $I_{выпр. макс. \text{ ма}}$	Среднее внутреннее сопротивление на анод $R_i, \text{ ом}$	Максимально допустимая амплитуда тока анода $I_a, \text{ макс. \text{ ма}}$	Допустимая мощность, рассеиваемая на аноде $P_a, \text{ доп. \text{ вт}}$
5Ц3С	2	5,0	3,0	1700	250	200	750	10
5Ц4С	2	5,0	2,0	1350	125	150	375	10
6Ц5С	2	6,3	0,6	1100	75	250	300	5
5Ц8С	2	5,0	5,0	1700	420	100	1200	30
6Ц4П	2	6,3	0,6	1000	75	250	350	3
5Ц12П	1	5,0	0,8	5000	50	400	350	3
6Ц13П	1	6,3	0,95	1600	120	130	900	8

Таблица II

Данные обмоточных проводов

Диаметр без изоляции, мм	Диаметр с изоляцией мм						Диаметр без изоляции, мм	Диаметр с изоляцией, мм						
	ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭЛШО	ПЭЛБО	ПБО	ПБД		ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭЛШО	ПЭЛБО	ПБО	ПБД	
0,02	—	0,035	—	—	—	—	0,14	0,16	0,165	0,22	—	—	—	—
0,03	0,045	0,045	—	—	—	—	0,15	0,17	0,180	0,23	—	—	—	—
0,04	0,055	0,055	—	—	—	—	0,16	0,18	0,19	0,24	—	—	—	—
0,05	0,065	0,07	0,12	—	—	—	0,17	0,19	0,20	0,25	—	—	—	—
0,06	0,075	0,085	0,13	—	—	—	0,18	0,20	0,21	0,26	—	—	—	—
0,07	0,085	0,095	0,14	—	—	—	0,19	0,21	0,22	0,27	—	—	—	—
0,08	0,095	0,105	0,15	—	—	—	0,20	0,225	0,23	0,29	—	—	—	—
0,09	0,105	0,115	0,16	—	—	—	0,21	0,235	0,24	0,30	—	—	—	—
0,10	0,12	0,125	0,18	—	—	—	0,23	0,255	0,27	0,32	—	—	—	—
0,11	0,13	0,135	0,19	—	—	—	0,25	0,275	0,29	0,34	—	—	—	—
0,12	0,14	0,145	0,20	—	—	—	0,27	0,31	0,31	0,37	—	—	—	—
0,13	0,15	0,155	0,21	—	—	—	0,29	0,33	0,33	0,39	—	—	—	—

Диаметр без изоляции, мм	Диаметр с изоляцией, мм						Диаметр без изоляции, мм	Диаметр с изоляцией, мм					
	ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭЛШО	ПЭЛВО	ПВО	ПВД		ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭЛШО	ПЭЛВО	ПВО	ПВД
0,31	0,35	0,35	0,42	—	—	—	0,96	1,02	1,02	1,09	1,16	1,10	1,20
0,33	0,37	0,37	0,44	—	—	—	1,00	1,08	1,07	1,14	1,23	1,16	1,29
0,35	0,39	0,39	0,46	—	—	—	1,04	1,12	1,12	1,18	1,27	1,20	1,33
0,38	0,42	0,42	0,49	0,56	0,51	0,61	1,08	1,16	1,16	1,21	1,31	1,24	1,37
0,41	0,45	0,45	0,52	0,59	0,54	0,64	1,12	1,20	1,20	1,26	1,35	1,28	1,41
0,44	0,49	0,48	0,55	0,62	0,57	0,67	1,16	1,24	1,24	1,30	1,39	1,32	1,45
0,47	0,52	0,51	0,58	0,65	0,60	0,70	1,20	1,28	1,28	1,34	1,43	1,36	1,49
0,49	0,54	0,53	0,60	0,67	0,62	0,72	1,25	1,33	1,33	1,39	1,48	1,41	1,54
0,51	0,56	0,56	0,63	0,69	0,64	0,74	1,30	1,38	1,38	1,44	1,53	1,46	1,59
0,53	0,58	0,58	0,65	0,71	0,66	0,76	1,35	1,43	1,43	1,49	1,58	1,51	1,64
0,55	0,60	0,60	0,67	0,73	0,68	0,78	1,40	1,48	1,48	1,54	1,63	1,56	1,69
0,57	0,62	0,62	—	0,75	0,70	0,80	1,45	1,53	1,53	1,59	1,68	1,61	1,74
0,59	0,64	0,64	0,71	0,77	0,72	0,82	1,50	1,58	1,58	1,66	1,73	1,66	1,79
0,62	0,67	0,67	0,74	0,80	0,75	0,85	1,56	1,64	1,64	1,72	1,79	1,72	1,85
0,64	0,69	0,69	0,76	0,82	0,77	0,87	1,62	1,71	1,70	—	1,85	1,78	1,91
0,67	0,72	0,72	0,79	0,85	0,80	0,90	1,68	1,77	1,76	—	1,92	1,85	1,98
0,69	0,74	0,74	0,81	0,87	0,82	0,92	1,74	1,83	1,82	—	1,98	1,91	2,04
0,72	0,78	0,77	0,85	0,92	0,86	0,96	1,81	1,90	1,90	—	2,05	1,98	2,11
0,74	0,80	0,80	0,87	0,94	0,88	0,98	1,88	1,97	1,97	—	2,12	2,05	2,18
0,77	0,83	0,83	0,90	0,97	0,91	1,01	1,95	2,04	2,04	—	2,19	2,12	2,25
0,80	0,86	0,86	0,93	1,00	0,94	1,04	2,02	2,12	2,11	—	2,26	2,19	2,32
0,83	0,89	0,89	0,96	1,03	0,97	1,07	2,10	2,20	2,20	—	2,34	2,27	2,40
0,86	0,92	0,92	0,99	1,06	1,00	1,10	2,26	2,36	2,36	—	—	—	2,62
0,90	0,96	0,96	1,03	1,10	1,04	1,14	2,44	2,54	2,54	—	—	—	2,80
0,93	0,99	0,99	1,06	1,13	1,07	1,17							

Таблица III

Основные данные типовых Ш-образных пластин

Тип пластин	Ширина среднего стержня a , мм	Ширина окна b , мм	Высота окна h , мм	Площадь окна $S_0 = bh$, см ²	Длина пластин L , мм	Высота пластины (с перемычкой) H , мм	Ширина боковых стержней и перемычки, d , мм	Средняя длина магнитной силовой линии l_{cp} , мм
Ш-3	3	4	10	0,4	15	14	2	27,9
Ш-4	4	5	14	0,7	19	19	2,5	39
Ш-5	5	6	17	1,02	24	24	3,5	45
Ш-6	6	7	20	1,4	28	28	4	54,4
Ш-9	9	9	31,5	1,84	36	40,5	4,5	77
Ш-12	12	12	30	3,6	48	42	6	103
УШ-12	12	8	22	1,76	44	38	8	67,4
Ш-15	15	13,5	27	3,65	64	49	11	83,5
Ш-16	16	16	40	6,4	64	56	8	137
УШ-16	16	10	28	2,8	56	48	10	90
Ш-18	18	9	27	2,45	54	45	9	103
Ш-20	20	20	50	10	80	70	10	172

Тип пластин	Ширина среднего стержня a , мм	Ширина окна b , мм	Высота окна h , мм	Площадь окна $S_0 = bh$, см ²	Длина пластин L , мм	Высота пластины (с перемычкой) H , мм	Ширина боковых стержней и перемычки d , мм	Средняя длина магнитной силовой линии $l_{\text{ср}}$, мм
УШ-22	22	14	39	5,46	78	67	14	124
Ш-25	25	25	62,5	15,6	100	87,5	12,5	214
Ш-26	26	13	39	5,07	78	65	13	145
УШ-26	26	17	47	8	94	81	17	147
Ш-28	28	14	42	5,88	84	70	14	156
УШ-30	30	19	53	10	106	91	19	169
Ш-32	32	32	48	15,3	128	80	16	274
Ш-35	35	30	70	21	130	105	17,5	255
УШ-35	35	22	61,5	13,5	123	105,5	22	198
Ш-40	40	40	100	40	160	140	20	343
УШ-40	40	26	72	18,7	144	124	26	264

Таблица IV

КОНДЕНСАТОРЫ

1. Шкала номинальных значений емкостей конденсаторов

Пикофаряды			Микрофаряды		
1,0	30	910	0,01	0,4	33
1,1	33	1000	0,012	0,47	40
1,2	36	1100	0,015	0,5	47
1,3	39	1200	0,018	0,6	50
1,5	43	1300	0,02	0,68	60
1,6	47	1500	0,022	0,7	68
1,8	51	1600	0,025	0,8	70
2,0	56	1800	0,027	1,0	80
2,2	62	2200	0,03	1,2	100
2,4	68	2400	0,033	1,5	120
2,7	75	2700	0,039	1,8	150
3,0	82	3000	0,04	2,0	180
3,3	91	3300	0,047	2,2	200
3,6	100	3600	0,05	2,5	250
3,9	110	3900	0,056	3,0	300
4,3	120	4300	0,06	3,3	400
4,7	130	4700	0,068	4,0	500
5,1	150	5100	0,07	4,7	600
5,6	160	5600	0,08	5,0	700
6,2	180	6200	0,082	6,0	800
6,8	200	6800	0,1	6,8	1000
7,5	220	7500	0,12	7,0	1200
8,2	240	8200	0,15	8,0	1500
9,1	270	9100	0,18	10	1800
10	300		0,2	12	2000

Пикофаряды		Микрофаряды		
11	330	0,22	15	5000
12	360	0,25	18	—
13	390	0,3	20	—
15	430	0,33	22	—
16	470	—	25	—
18	510	—	30	—
20	560			
22	620			
24	680			
27	750			
	820			

2. Основные данные некоторых конденсаторов постоянной емкости

Тип конденсатора	Номинальное напряжение, в	Пределы номинальных емкостей
<i>Слюдяные конденсаторы</i>		
КСО-1	250	51—750 пф
КСО-2	500	100—2400 пф
КСО-5	250	7500—10 000 пф
КСО-5	500	470—6800 пф
СГМ-1	250	100—560 пф
СГМ-2	250	620—1200 пф
СГМ-3	500	100—4300 пф
СГМ-4	250	6800—10 000 пф
СГМ-4	500	4700—6200 пф
<i>Керамические конденсаторы</i>		
КД-1	100; 250	1—130 пф
КД-1	160	680—2200 пф
КД-2	400; 500	1—270 пф
КД-2	300	680—6800 пф
КДС-1	250	1000 пф
КДС-2	250	3000 пф
КДС-3	250	6800 пф
КТ-1	160; 250	1—560 пф; 680—10 000 пф
КТ-2	400; 500	2,2—2200 пф
КТ-2	300	680—33 000 пф
<i>Бумажные конденсаторы</i>		
БМ	150	0,033; 0,47 мкф
	200	3300 пф — 0,022 мкф
	300	470—2200 пф
БМТ	400	470—6800 пф
		0,01; 0,015; 0,022 мкф
		0,033; 0,047; 0,068 мкф
		0,1; 0,15; 0,22 мкф

Продолжение табл. IV

Тип конденса- тора	Номинальное напряжение, в	Пределы номинальных емкостей
К40П-1	600	1000—6800 пф 0,01; 0,015; 0,022 мкф
	400	3900 пф — 0,25 мкф
КБГ-И	600	470 пф — 0,02 мкф
	200	1000; 2200; 3300—4700 пф 0,02—0,1 мкф
КБ	200	0,01—0,05 мкф
	400	4700 пф—0,3 мкф
	600	4700 пф—0,2 мкф
КБГ-М	200	0,04—0,25 мкф
	400	0,07—0,25 мкф
	600	0,01—0,15 мкф
КБМ-МП	200	0,5—2,0 мкф 2×0,25; 2×0,5 мкф 3×0,1; 3×0,25 мкф
	600	0,25—1,0 мкф 2×0,1; 2×0,25 мкф 2×0,5; 3×0,05 мкф
КБГ-МН	200	3×0,1; 3×0,25 мкф 1—10; 2×1,0 мкф 2×2,0 мкф
	400	1,0—8,0; 2×0,55 мкф
	600	2×1,0; 2×2,0 мкф
		0,5—6,0; 2×0,5 мкф 2×1,0; 2×2,0 мкф
<i>Металлбумажные конденсаторы</i>		
МБМ	160	0,05—1,0 мкф
	250	0,05—1,0 мкф
	500	0,025—0,5 мкф
МБГП	200	0,5—25,0 мкф 2×0,25; 2×0,5 мкф
	400	0,25—10; 2×0,1 мкф
МБГЦ	600	0,1—10 мкф
	200	0,25; 0,5; 1,0 мкф
	400	0,1; 0,25; 0,5 мкф
МБГО	600	0,025; 0,05; 0,1; 0,25 мкф
	160	2—30 мкф
	300	1—30 мкф
	400	1—20 мкф
500	0,5—20 мкф	
<i>Пленочные конденсаторы</i>		
ПМ	60	100—9100 пф 0,01 мкф
ПО	300	51—4700 пф 0,025; 0,03 мкф
ПОВ	10 000	390 пф
	15 000	390 пф
ПСО	500	470—10 000 пф

Тип конденсатора	Номинальное напряжение, в	Пределы номинальных емкостей
<i>Электролитические конденсаторы</i>		
КЭ-1	8—500	5—2000 мкф
КЭ-2	8—500	5—2000 мкф
КЭ-3	8—450	2—100 мкф
КЭ-2Н	200	150 мкф
(односекционный)	300	120 мкф
	450	80 мкф
	250	150 + 150 мкф
КЭ-2Н (двухсекционный)	300	40 + 40 мкф
	350	150 + 30 мкф
	8—500	2—500 мкф
КЭГ-1	12—500	5—2000 мкф
КЭГ-2	6—500	2—2000 мкф
ЭГЦ	4	20; 25; 50 мкф
	6	5; 10; 15; 20 мкф
ЭМ	10	40 мкф
	15	3; 5; 10; 15; 30 мкф
	20	2; 10; 25 мкф
	30	3; 5; 15 мкф
	100	1; 2; 5; 10 мкф
	150	0,5; 1,0; 5 мкф
	1,0 мкф	0,5 мкф
ЭМИ	3	1,25; 10,0 мкф
	3	80; 50; 30 мкф
ЭТО-1	6; 15; 25;	20; 15; 10 мкф
	50; 70; 90;	1000; 400; 300 мкф
ЭТО-2	6; 15; 25;	200; 150; 100 мкф
	50; 70; 90;	300 + 300; 1500 мкф
ЭФ	130	300 + 300; 1500 мкф
	200	400; 800; 1300 мкф

Примечание: Промежуточные величины номинальных емкостей согласно табл. 1.

3. Основные данные керамических подстроечных конденсаторов

Тип	Номинальные емкости, пф	Номинальное напряжение постоянного тока, в
КПК-1	2—7; 4—15; 6—25; 8—30	500
КПК-2	6—60; 10—100; 25—150	500
КПК-3	75—200; 125—250; 200—325; 275—375; 350—450	500
КПК-5	25—150; 25—175;	500
КПКТ	1—10; 2—15; 2—20; 2—25	500
КПКМ	4—15; 5—20; 6—25; 8—30	350

Основные данные некоторых полупроводниковых
выпрямительных диодов

Тип диода	Наибольшая амплитуда обратного напряжения $U_{обр. доп. в}$	Обратный ток при наименьшем обратном напряжении $I_{обр. ма}$	Наибольший выпрямленный ток (среднее значение) $I_{ср. доп. а}$	Падение напряжения в прямом направлении при наибольшем токе $\Delta U_{пр. в}$
-----------	---	---	---	--

Германиевые диоды

Д7А	50	0,3	0,3	0,5
Д7Б	100	0,3	0,3	0,5
Д7В	150	0,3	0,3	0,5
Д7Г	200	0,3	0,3	0,5
Д7Д	300	0,3	0,3	0,5
Д7Е	350	0,3	0,3	0,5
Д7Ж	400	0,3	0,3	0,5
Д302	200	1,0	1,0	0,25
Д303	150	1,0	3,0	0,30
Д304	100	3,0	5,0	0,30
Д305	50	3,0	10,0	0,35

Кремниевые диоды

Д202	100	0,5	0,4	1,0
Д203	200	0,5	0,4	1,0
Д204	300	0,5	0,4	1,0
Д205	400	0,5	0,4	1,0
Д206	100	0,1	0,1	1,0
Д207	200	0,1	0,1	1,0
Д208	300	0,1	0,1	1,0
Д209	400	0,1	0,1	1,0
Д210	500	0,1	0,1	1,0
Д211	600	0,1	0,1	1,0
Д214	100	3,0	5,0	1,0
Д215	200	3,0	5,0	1,0
Д217	800	0,05	0,1	0,5
Д218	1000	0,05	0,1	0,5
Д226	400	0,03	0,3	1,0
Д229А	200	0,05	0,4	1,0
Д230А	200	0,05	0,3	1,0
Д231А	300	3,0	10,0	1,0
Д232А	400	3,0	10,0	1,0
Д233	500	3,0	10,0	1,0
Д242	100	3,0	5,0	1,0
Д243	200	3,0	5,0	1,0

Таблица VI

Параметры мощных низкочастотных транзисторов

Тип транзистора	Коэффициенты усиления по току		Максимальное напряжение коллектор-эмиттер $U_{к. \text{э. макс. доп.}}$	Максимальный ток коллектора $I_{к. \text{ макс. доп.}}$	Максимальная мощность, рассеиваемая транзистором при температуре 20°C $P_{к. \text{ макс. доп.}}$		Обратный ток коллектора $I_{ко, \text{ ма}}$
	B	α			без теплоотвода	с дополнительным теплоотводом	
П4А — П4Д	5—40	0,83—0,97	35—60	5	2—3	20	$\leq 0,5$
П201 — П203	20—40	0,95—0,97	22—30	1,5—2	1	10	$\leq 0,4$
П209 — П210А	≥ 15	0,93	40—60	12	1,5	60	≤ 12
П213А — П214Г	≥ 20	0,95	30—55	5	—	10	$\leq 1,5$

Таблица VII

Резисторы

1. Шкала номинальных сопротивлений резисторов при различных допускаемых отклонениях

Допускаемые отклонения от номинальных величин сопротивлений								
$\pm 5\%$	$\pm 10\%$	$\pm 20\%$	$\pm 5\%$	$\pm 10\%$	$\pm 20\%$	$\pm 5\%$	$\pm 10\%$	$\pm 20\%$

Номинальные сопротивления

(омы, десятки ом, сотни ом, килоомы, десятки килоом, сотни килоом, мегомы, десятки мегом)

1,0	1,0	1,0	2,2	2,2	2,2	4,7	4,7	4,7
1,1			2,4			5,1		
1,2	1,2		2,7	2,7		5,6	5,6	
1,3			3,0			6,2		
1,5	1,5	1,5	3,3	3,3	3,3	6,8		
1,6			3,6			7,5		
1,8	1,8		3,9	3,9		8,2	8,2	
2,0			4,3			9,1		

Переменные непроволочные резисторы изготавливают с номинальными сопротивлениями только по ряду $\pm 20\%$, начиная с 47 ом, с допускаемыми отклонениями от номинала ± 20 , ± 25 и $\pm 30\%$; резисторы типов СП-I—СП-V, кроме того, изготавливают с номинальными сопротивлениями 500 ом, 2,5; 5; 25; 50; 250 и 500 ком; 2,5 и 5 Мом.

2. Основные данные некоторых постоянных непроволочных резисторов

Тип резистора	Пределы номинальных сопротивлений	Номинальная мощность рассеивания, <i>вт</i>
<i>Углеродистые пленочные</i>		
BC-0,125 УЛМ	10 ом — 1 Мом	0,125
BC-0,25	27 ом — 2 Мом	0,25
BC-0,5	27 ом — 10 Мом	0,5
BC-1	27 ом — 10 Мом	1,0
BC-2	27 ом — 10 Мом	2,0
BC-5	47 ом — 10 Мом	5,0
BC-10	47 ом — 10 Мом	10,0
<i>Композиционные пленочные</i>		
КИМ-0,05	10 ом — 5,6 Мом	0,05
КИМ-0,125	27 ом — 1 Гом	0,125
<i>Металлопленочные</i>		
МЛТ-0,125 МЛМ	5,1 ом — 2,2 Мом	0,125
МЛТ-0,25	51 ом — 3 Мом	0,25
МЛТ-0,5	100 ом — 5,1 Мом	0,5
МЛТ-1	100 ом — 10 Мом	1,0
МЛТ-2	100 ом — 10 Мом	2,0
МТ-0,125	100 ом — 1,1 Мом	0,125
МТ-0,25	100 ом — 2 Мом	0,25
МТ-0,5	100 ом — 5,1 Мом	0,5
МТ-1	100 ом — 10 Мом	1,0
МТ-2	100 ом — 10 Мом	2,0

3. Основные данные переменных непроволочных резисторов

Тип резистора	Пределы номинальных сопротивлений	Номинальная мощность, <i>вт</i>
СП	470 ом — 5 Мом	0,125; 0,5; 1; 2
ТК	2,5 ком — 7,5 Мом	0,5
ВК	15 ком — 2 Мом	0,2; 0,4
СПЗ-7	5 ком — 2,5 Мом	0,125
СПЗ-8	10 ком — 2,2 Мом	0,25; 0,5
СПО-0,15	100 ом — 1 Мом	0,15
СПО-0,5	100 ом — 1 Мом	0,5
СПО-1	51 ом — 4,7 Мом	1
СПО-2	47 ом — 4,7 Мом	2

4. Непроволочные резисторы повышенной точности

Тип резистора	Пределы номинальных сопротивлений	Номинальная мощность, <i>вт</i>
УЛИ-0,1	1 <i>ом</i> — 10 <i>ом</i>	0,1
УЛИ-0,25	1 <i>ом</i> — 10 <i>ом</i>	0,25
	10 <i>ом</i> — 1 <i>Мом</i>	0,25
УЛИ-0,5	0,75 <i>ом</i> — 10 <i>ом</i>	0,5
	10 <i>ом</i> — 1 <i>Мом</i>	0,5
УЛИ-1	1 <i>ом</i> — 10 <i>ом</i>	1,0
	10 <i>ом</i> — 1 <i>Мом</i>	1,0
БЛП-0,1	1 <i>ом</i> — 20 <i>ом</i>	0,1
	22 <i>ом</i> — 100 <i>ком</i>	0,1
БЛП-0,25	1 <i>ом</i> — 20 <i>ом</i>	0,25
	22 <i>ом</i> — 100 <i>ком</i>	0,25
БЛП-0,5	1 <i>ом</i> — 20 <i>ом</i>	0,5
	22 <i>ом</i> — 100 <i>ком</i>	0,5
БЛП-1	1 <i>ом</i> — 20 <i>ом</i>	1,0
	22 <i>ом</i> — 100 <i>ком</i>	1,0
МГП-0,5	100 <i>ком</i> — 5,1 <i>Мом</i>	0,5

Таблица VIII

Основные параметры стабилитронов

Тип стабилитрона	Напряжение горения $U_{ст}, в$	Напряжение зажигания $U_3, в$	Пределы изменения тока через стабилитрон $I_{ст. мин} \div I_{ст. макс. ма}$	Внутреннее сопротивление $R_i, ом$
СГ1П	145—160	175—190	5—30	160
СГ2П	104—112	133—150	5—30	100
СГ3П	144—149	170	5—40	—
СГ2С	70—81	105—110	5—40	180—260
СГ3С	105—112	127—133	5—40	80—120
СГ4С	145—160	180—185	5—30	160—220
СГ5Б	142—157	180—190	5—10	800
СГ13П	143—158	175—180	5—30	140
СГ15П	104—112	150	5—30	80
СГ16П	80—86	130	5—30	120
СГ201С	86—92	150	4—15	230
СГ202Б	81—87	135—140	1,5—5	1300

Таблица IX

Основные параметры некоторых кремниевых стабилитронов

Тип стабилитрона	Номинальное напряжение стабилизации $U_{ст}, в$	Номинальный ток стабилизации $I_{ст}, ма$	Максимальный ток стабилизации $I_{ст. макс. ма}$	Динамическое сопротивление $R_d, ом$	Интервал рабочих температур
Д808 (Д814А)	7—8,5	5	33	6	от -60 до +120°С
Д809 (Д814Б)	8—9,5	5	29	10	»
Д810 (Д814В)	9—10,5	5	26	12	»

Тип стабилизатора	Номинальное напряжение стабилизации $U_{ст. в}$	Номинальный ток стабилизации $I_{ст. ма}$	Максимальный ток стабилизации $I_{ст. макс. ма}$	Динамическое сопротивление $R_d, ом$	Интервал рабочих температур
Д811 (Д814Г)	10—12	5	23	15	от -60 до +120°С
Д813 (Д814Д)	11,5—14	5	20	18	»
Д815А — Д815Ж	5,6—18	100—500	1400—550	0,6—3	от -60 до +125°С
Д816А — Д816Д	22—47	150	230—180	7—15	»
Д817А — Д817Г	56—100	50	90—60	35—50	»
Д818А — Д818Е	9	10	33	18	от -60 до +120°С
2С156А	5,6	10	55	46	»
2С168А	6,8	10	45	28	»
2С920А	120	5	42	500	»
2С930А	130	5	38	800	»
2С950А	150	2,5	33	1200	»
2С980А	180	2,5	28	1500	»

Таблица X

Параметры бареттеров

Тип бареттера	Ток бареттирования			Напряжение бареттирования		
	$I_b, ном. ма$	$I_b, мин. доп. ма$	$I_b, макс. доп. ма$	$U_b, ном. в$	$U_b, мин. доп. в$	$U_b, макс. доп. в$
0,24Б 12—18	255	247	263	15	12	18
0,3Б 17—35	300	275	325	26	17	35
0,3Б 65—135	300	275	325	100	65	135
0,42Б 5,5—12	425	415	435	9	5,5	12
0,85Б 5,5—12	850	830	870	9	5,5	12
СТ-2С (параллельное включение нитей)	1000	950	1050	8	6	10
СТ-2С (последовательное включение нитей)	2000	1900	2100	13	9	17

Примечания: 1. Время установления у всех типов бареттеров равно 5 мин. 2. Нить накала бареттера типа СТ-2С состоит из двух половинок, которые можно соединять между собой параллельно или последовательно. 3. В таблице не приведены данные устаревших типов бареттеров 1Б5-9 и 1Б10-17, которые в новых разработках применять не разрешается.

Таблица XI

Параметры некоторых регулирующих ламп электронного стабилизатора напряжения

Тип лампы	Крутизна характеристики $S, ма/в$	Наибольшая мощность рассеивания на аноде $P_a, доп. вт$	Наибольшее напряжение анода $U_a, макс. в$	Максимально допустимый ток анода $I_a, макс. доп. ма$	Номинальное напряжение на управляющей сетке $U_{с1}, в$
6С18С	40	60	450	550	-20
6С19П	8	11	200	140	-20
6С33С	40	60	250	600	—

Продолжение табл. XI

Тип лампы	Крутизна характеристики $S, \text{ма/в}$	Наибольшая мощность рассеивания на аноде $P_{\text{а. доп. вт}}$	Наибольшее напряжение анода $U_{\text{а. макс. в}}$	Максимально допустимый ток анода $I_{\text{а. макс. доп. ма}}$	Номинальное напряжение на управляющей сетке $U_{\text{с1. в}}$
6Н5С ¹	4	13	250	125	—
6Н13С ¹	5	13	250	130	—30
ГУ-50 ²	4	40	1000	150	—5

Таблица XII

Параметры некоторых маломощных транзисторов (в режиме усиления)

Тип транзистора	Коэффициент усиления по току B		Максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер $U_{\text{к. э. макс. доп. в}}$	Максимально допустимый ток коллектора $I_{\text{к. макс. доп. ма}}$	Максимально допустимая мощность рассеивания на коллекторе $P_{\text{к. макс. доп. вт}}$	Обратный ток коллектора $I_{\text{ко, ма}}$
	не менее	не более				
МП36А (П9А), МП37 (П10), МП37А (П10А), МП37Б (П10Б), МП38 (П11), МП38А (П11А)	15	90	15	20	0,15	0,03
МП39 (П13), МП39Б (П13Б), МП40 (П14), МП40Б (П14Б), МП41 (П15)	12	100	15—20	20	0,15	0,01
П20, П21, П21А	20	150	30	50	0,15	0,005
П27, П27А, П28	20	—	5	6	0,03	0,003
П101, П101А, П102, П103	10	70	20	20	0,15	0,001
П104, П105	9	—	60—30	10	0,15	0,0005
ГТ108А, ГТ108Б, ГТ108В, ГТ108Г	20	250	15	50	0,075	0,01
ГТ109А, ГТ109Б, ГТ109В, ГТ109Г	20	250	6	20	0,03	0,005

Примечание: В скобках приведены старые обозначения транзисторов.

Таблица XIII

Ориентировочные параметры некоторых источников сигнала УНЧ

Тип источника	Рабочий диапазон частот, гц	Номинальное сопротивление нагрузки, ом	Выходное напряжение при номинальной нагрузке, мв
Микрофон			
а) динамический	50—10 000	200—600	1—3
б) конденсаторный	50—15 000	160—250	1—5
в) электромагнитный	300—3000	$0,5 \cdot 10^6$	0,5—1
г) пьезоэлектрический	100—5000	10^6	1—5
д) угольный	300—3000	10^3	10—100

¹ На каждую половину лампы.

² В триодном включении (анод соединен с экранной сеткой).

Тип источника	Рабочий диапазон частот, гц	Номинальное сопротивление нагрузки, ом	Выходное напряжение при номинальной нагрузке, мв
Звукосниматель			
а) электромагнитный	50—6000	10^5	50—70
б) пьезоэлектрический	50—7000	$(0,5—1) \cdot 10^6$	$(0,3—1) \cdot 10^3$
Магнитная головка	50—10 000	10^6	1—2
Детектор	50—6000	$0,5 \cdot 10^6$	$(1—3) \cdot 10^3$

Таблица XIV

Перевод отношений напряжений, токов и мощностей в децибелы

Децибелы	Отношение напряжений или токов	Отношение мощностей	Децибелы	Отношение напряжений или токов	Отношение мощностей
0	1,000	1,000	29	28,18	794,3
0,1	1,012	1,023	30	31,62	1000
0,2	1,023	1,047	31	35,48	1259
0,3	1,035	1,072	32	39,81	1585
0,4	1,047	1,096	33	44,67	1990
0,5	1,059	1,122	34	50,12	2510
0,6	1,072	1,148	35	56,23	3160
0,7	1,084	1,175	36	63,10	3980
0,8	1,096	1,202	37	70,79	5010
0,9	1,109	1,230	38	79,43	6310
1,0	1,122	1,259	39	89,13	7940
2	1,26	1,58	40	100,0	10 000
3	1,41	1,99	41	112,2	12 600
4	1,58	2,51	42	125,9	15 800
5	1,78	3,16	43	141,3	19 900
6	1,99	3,98	44	158,5	25 100
7	2,24	5,01	45	177,8	31 600
8	2,51	6,31	46	199,5	39 800
9	2,82	7,94	47	223,9	50 100
10	3,16	10,00	48	251,2	63 100
11	3,55	12,59	49	281,8	79 400
12	3,98	15,85	50	316,2	100 000
13	4,47	19,95	51	354,8	126 000
14	5,01	25,12	52	398,1	158 000
15	5,62	31,62	53	446,7	199 000
16	6,31	39,81	54	501,2	251 000
17	7,08	50,12	55	562,3	316 000
18	7,94	63,10	56	631,0	399 000
19	8,91	79,43	57	707,9	501 000
20	10,00	100,00	58	794,3	631 000
21	11,22	125,9	59	891,3	794 000
22	12,59	158,5	60	1000,0	10^6
23	14,13	199,5	70	3162	10^7
24	15,85	251,2	80	10 000	10^8
25	17,78	316,2	90	31 620	10^9
26	19,95	398,1	100	10^5	10^{10}
27	22,39	501,2	110	316 200	10^{11}
28	25,12	631,0	120	10^6	10^{12}

Таблица XV

Основные данные некоторых мощных усилительных ламп

Тип лампы	$U_{нв}$, в	Ток накала $I_{нв}$, а	Напряжение анода $U_{а}$, в	Предельное допустимое напряжение на аноде $U_{а доп}$, в	Напряжение экранной сетки $U_{э}$, в	Напряжение смещения на управляющей сетке $E_{с1}$, в	Ток анода $I_{а}$, ма	Ток экранной сетки $I_{э}$, ма	Допустимая мощность рассеивания на аноде $P_{а доп}$, вт	Максимальная отдаваемая мощность $P_{вых макс}$, вт	Крутизна характеристики S , ма/в	Внутреннее сопротивление R_{i} , ком	Оптимальное соотношение напряжения накала к опт. ком	Междуэлектродная емкость, пф		
														входная $C_{вх}$	выходная $C_{вых}$	Спр. проходная
6С4С	6,3	1,0	250	350	—	—45	60	—	15	3,5	5,25	0,8	2,5	—	—	—
6П1П	6,3	0,45	250	300	250	—12,5	45	5	12	4,5	4,5	50	5,5	8	5	0,7
6П3С	6,3	0,9	250	400	250	—14	72	5	20,5	6,5	6	22	3,5	11	6,7	1
6П6С	6,3	0,45	250	350	250	—12,5	45	4,5	13,2	4,75	4,1	52	6	9,5	9,5	0,9
6П9	6,3	0,65	300	330	150	—3	30	7	9	3	11,7	130	10	13	7,5	0,06
6П14П	6,3	0,75	250	300	250	—6	48	7	12	4,2	11,3	30	5,2	11	7	0,2
6П15П	6,3	0,75	300	330	150	—2,5	28	8	12	3,6	14,5	100	10	13,5	7	0,7
6П18П	6,3	0,75	170	250	170	—6,4	50	12	12	3,5	12	22	3	11,5	7	0,2

Примечание: 1. Приведенные в таблице данные соответствуют работе ламп в режиме А. 2. Лампы 6П3С, 6П6С и 6П9 в новых разработках применять не рекомендуется.

Основные данные некоторых усилительных ламп, использующихся для усиления напряжения низкой частоты

Тип лампы	Напряжение накала $U_{н, в}$	Ток накала $I_{н, а}$	Напряжение анода $U_{а, в}$	Напряжение экранной сетки $U_{э, в}$	Напряжение смещения на управляющей сетке $E_{с, в}$	Ток анода $I_{а, ма}$	Ток экранной сетки $I_{э, ма}$	Кривизна характеристики $S, ма/в$	Внутреннее сопротивление $R_i, ком$	Коэффициент усиления μ	Междуэлектродная емкость, пф		
											Входная $C_{вх}$	Выходная $C_{вых}$	Промежуточная $C_{пр}$
6С1П	6,3	0,15	250	—	—7	6,1	—	2,26	11,6	26,2	1,38	1,1	1,35
6С2П	6,3	0,4	150	—	—1,4	14	—	11,5	4,2	48	5,3	4,2	$\leq 0,19$
6С3П	6,3	0,3	150	—	—1,6	16	—	19,5	2,5	50	6,7	1,65	$\leq 2,4$
6Н1П	6,3	0,6	250	—	—4,8	8	—	4,5	8	35	3,8	1,75	1,85
6Н2П	6,3	0,345	250	—	—1,5	2,3	—	2	50	100	1,75	1,3	0,72
6Н4П	6,3	0,3	250	—	—4	3	—	1,85	21,6	40	1,6	1,4	1,3
6Н15П	6,3	0,45	100	—	—1	9	—	5,6	6,8	38	2	0,4	1,4
6Н17Б	6,3	0,4	200	—	—1,2	3,4	—	3,8	1,97	75	2,8	1,55	1,6
6Г3П	6,3	0,45	250	—	—3	1	—	1,3	48	63	2	1,25	2,3
6Ж1П	6,3	0,175	120	120	—2	7,5	$\leq 3,5$	5,15	300	1560	4	2,1	$\leq 0,02$
6Ж2П	6,3	0,175	250	120	—2	5,5	$\leq 5,5$	3,8	100	380	4,1	2,2	$\leq 0,02$
6Ж3П	6,3	0,3	250	150	—18	7	2	5	800	4000	6,5	1,8	$\leq 0,025$

Примечание: Данные, приведенные для двойных триодов, относятся к каждой половине лампы.

Таблица XVII

Магнитные материалы, применяемые для изготовления сердечников выходных трансформаторов низкой частоты

Выходная мощность усилителя	С постоянным подмагничиванием		Без постоянного подмагничивания	
	для трансформаторов наименьшего веса	для трансформаторов наименьшей стоимости	для трансформаторов наименьшего веса	для трансформаторов наименьшей стоимости
Десятые доли ватта и менее	Пермаллой Н45 Н50ХС	Электротехническая сталь Э310 — Э330 (несколько большая стоимость получается при использовании Э42, Э43)	Пермаллой Н79М4 Н80ХС	Электротехническая сталь Э46 (несколько большая стоимость получается при использовании Э310 ÷ Э330)
Единицы ватт и более	Э310 ÷ Э330	Э310 ÷ Э330	Э310 ÷ Э330	Э310 ÷ Э330

Таблица XVIII

Основные данные высокочастотных пентодов с удлинённой характеристикой

Тип лампы	Напряжение накала $U_H, \text{ в}$	Ток накала $I_H, \text{ а}$	Напряжение анода $U_A, \text{ в}$	Ток анода $I_A, \text{ ма}$	Напряжение экранной сетки $U_Э, \text{ в}$	Ток экранной сетки $I_Э, \text{ ма}$	Постоянное смещение на первой сетке $E_C, \text{ в}$	Крутизна характеристики $S, \text{ ма/в}$	Внутреннее сопротивление $R_i, \text{ ком}$	Междуэлектродная емкость, пф		
										входная $C_{вх}$	выходная $C_{вых}$	проходная $C_{пр}$
1К1П	1,2	0,06	90	3,5	67,5	1,2		0,75	750	3,5	7,5	0,01
6К1Б	6,3	0,2	120	8	120	4	1	4,8	750	3,4	3	0,01
6К1Ж	6,3	0,15	250	6,7	100	2,7	3	1,85	450	3	3	0,01
6К1П	6,3	0,15	250	6,7	100	2,7	3	1,85	450	3,4	3	0,01
6К4П	6,3	0,3	250	10	100	3,7	68 ¹ ом	4,4	850	6,4	6,3	0,0035
6К9С	6,3	0,3	250	9,25	100	2,5	3	2	800	4,7	11	0,005

¹ Сопротивление в цепи катода для автоматического смещения.

Таблица XIX

Основные параметры альсиферовых сердечников

Кэф- цент А	ТЧ-60		ТЧК-55		ВЧ-32		ВЧК-22		Диаметр, мм		Сечение, см ²	Диаметр про- вода с изоля- цией, мм	Средняя дли- на витка при пределном заполнении, см
	Кэффициент k ²	Кэфф- цент А	Кэффициент k ²	Кэфф- цент А	Кэффициент k ²	Кэфф- цент А	Кэффициент k ²	Кэфф- цент А	наруж- ный	внутрен- ний			
104	14,8·10 ⁻⁸	109	14,8·10 ⁻⁸	142	2,38·10 ⁻⁸	172	0,593·10 ⁻⁸	64	40	2,0	28	8,28	
93	14,8·10 ⁻⁸	97	14,8·10 ⁻⁸	127	2,38·10 ⁻⁸	154	0,593·10 ⁻⁸	64	40	2,5	\sqrt{w}	9,2	
85	14,8·10 ⁻⁸	89	14,8·10 ⁻⁸	116	2,38·10 ⁻⁸	140	0,593·10 ⁻⁸	64	40	3,0	\sqrt{w}	9,9	
107	21,1·10 ⁻⁸	111	21,1·10 ⁻⁸	146	3,38·10 ⁻⁸	176	0,864·10 ⁻⁸	55	32	1,6	18	7,26	
95	21,1·10 ⁻⁸	100	21,1·10 ⁻⁸	130	3,38·10 ⁻⁸	157	0,864·10 ⁻⁸	55	32	2,0	\sqrt{w}	7,58	
87	21,1·10 ⁻⁸	91	21,1·10 ⁻⁸	119	3,38·10 ⁻⁸	143	0,864·10 ⁻⁸	55	32	2,4	16	8,26	
123	30,9·10 ⁻⁸	128	30,9·10 ⁻⁸	168	4,94·10 ⁻⁸	202	1,24·10 ⁻⁸	44	28	1,0	\sqrt{w}	6,0	
110	30,9·10 ⁻⁸	114	30,9·10 ⁻⁸	150	4,94·10 ⁻⁸	181	1,24·10 ⁻⁸	44	28	1,25	\sqrt{w}	6,66	
100	30,9·10 ⁻⁸	99	30,9·10 ⁻⁸	137	4,94·10 ⁻⁸	165	1,24·10 ⁻⁸	44	28	1,5	13	7,16	
133	43·10 ⁻⁸	139	43·10 ⁻⁸	182	6,87·10 ⁻⁸	220	1,72·10 ⁻⁸	36	25	0,72	\sqrt{w}	5,3	
129	43·10 ⁻⁸	135	43·10 ⁻⁸	177	6,87·10 ⁻⁸	214	1,72·10 ⁻⁸	36	25	0,76	\sqrt{w}	5,5	
113	43·10 ⁻⁸	118	43·10 ⁻⁸	154	6,87·10 ⁻⁸	186	1,72·10 ⁻⁸	36	25	1,0	7	6,38	
124	117·10 ⁻⁸	130	117·10 ⁻⁸	170	18,7·10 ⁻⁸	205	4,68·10 ⁻⁸	24	13	0,5	\sqrt{w}	3,55	
104	117·10 ⁻⁸	108	117·10 ⁻⁸	142	18,7·10 ⁻⁸	171	4,68·10 ⁻⁸	24	13	0,72	5,5	4,27	
134	178·10 ⁻⁸	140	178·10 ⁻⁸	183	28,4·10 ⁻⁸	221	7,12·10 ⁻⁸	19	11	0,5	\sqrt{w}	3,0	
112	178·10 ⁻⁸	117	178·10 ⁻⁸	154	28,4·10 ⁻⁸	185	7,12·10 ⁻⁸	19	11	0,72	\sqrt{w}	3,8	
115	341·10 ⁻⁸	120	341·10 ⁻⁸	157	53·10 ⁻⁸	189	13,2·10 ⁻⁸	15	7	0,35	3	2,74	
96	—	100	341·10 ⁻⁸	131	53·10 ⁻⁸	158	13,2·10 ⁻⁸	15	7	0,5	\sqrt{w}	3,5	

Таблица XX

Основные параметры некоторых генераторных ламп

Тип лампы	Напряжение накала $U_{н, в}$	Ток накала $I_{н, ма}$	Напряжение анода $U_{а, в}$	Напряжение экранной сетки $U_{э, в}$	Напряжение смещения на управляющей сетке $E_c, в$	Ток анода $I_{а, ма}$	Ток экранной сетки $I_{э, ма}$	Круглота характеристики $S, ма/в$
6С1Ж	6,3	150	250	—	—7	6,1	—	2,25
6С6Б	6,3	200	120	—	—2	9	—	5
1П5Б	1,2	125	90	90	—4,5	10	0,35	1,3
4П1Л	4,2	325	150	150	—7	35	6,5	6
2П29П	2,2	110	120	45	0	3	1	1,7
6Н15П	6,3	450	100	—	—	9	—	5,6
6П21С	6,3	750	600	200	—16	36	5	4
6П23П	6,3	750	300	200	—16	40	5	4,5
10ЖЗЛ	10	93	150	75	0	6,8	0,55	1,65
12П17Л	12,6	325	150	150	—7	35	5	7
ГУ-17	6,3	800	300	200	—	20	6	2,8
ГУ-29	6,3	2250	400	225	—12	60	10	8
ГУ-50	12,6	650	800	250	—40	130	10	9

Продолжение табл. XX

Тип лампы	Проницаемость $D, \%$	Коэффициент усиления μ	Внутреннее сопротивление $R_i, ком$	Номинальная мощность $P_{ном}, вт$	Междуэлектродная емкость, $пф$			Допустимая мощность рассеивания на аноде $P_{а, доп}, вт$
					входная $C_{вх}$	выходная $C_{вых}$	проходная $C_{пр}$	
6С1Ж	—	—	11,6	—	1	0,6	1,4	1,8
6С6Б	—	25	5	—	3,3	3,5	1,4	1,4
1П5Б	—	—	—	—	3,75	2,2	0,008	1,5
4П1Л	10,5	—	—	4,2	8,5	9,4	0,1	7,5
2П29П	—	—	—	—	4,85	2	0,015	1
6Н15П	—	38	—	0,7	2	0,4	1,4	1,6
6П21С	—	—	—	28	8,2	6,5	0,15	18
6П23П	—	—	44	8,75	7,5	4,5	0,1	11
10ЖЗЛ	5	—	1300	0,5	4	4,2	0,007	2
12П17Л	—	—	—	4,4	10	8,5	0,05	7,5
ГУ-17	—	—	—	11	6,5	2,7	0,1	6
ГУ-29	—	9	—	45	15	7	0,1	40
ГУ-50	19	5	—	60	14	9	0,1	40

Таблица XXI

Основные параметры некоторых высокочастотных транзисторов

Тип транзистора	Коэффициент усиления по току B		Пределная частота усиления по току f_{α} , Мгц	Максимально допустимое напряжение коллектор — эмиттер $U_{к. э. макс. доп. \vartheta}$	Максимально допустимый ток коллектора $I_{к. макс. доп. ма}$	Максимально допустимая мощность рассеивания на коллекторе $P_{к. макс. доп. от}$	Емкость коллекторного перехода $C_{б. к.}$, пф	Крутизна характеристики тока коллектора S_{θ} , ма/в	Крутизна линии критического режима $S_{к. а/в}$	Напряжение среза $E_{с. \vartheta}$
	не менее	не более								
П401	15	—	30	10	10	0,05	15	70	30	—0,35
П402	15	—	60	10	10	0,05	10	120	30	—0,35
П403	30	100	120	10	10	0,05	10	120	30	—0,35
П410	28	100	200	6	20	0,1	4	120	30	—0,35
П411А	100	250	400	6	20	0,1	4	120	30	—0,35
П601	20	400	20	25	1000	1	200	4500	350	—0,2
П602	40	100	20	30	1000	1	200	4500	350	—0,2

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие.	3
РАЗДЕЛ ПЕРВЫЙ. Расчет блоков питания	
<i>Глава 1. Выпрямители</i>	5
1—1. Общие сведения	5
1—2. Примеры расчетов выпрямителей	8
Пример 1. Расчет кенотронного выпрямителя	8
Пример 2. Расчет мостовой схемы выпрямителя	21
Пример 3. Расчет выпрямителя с удвоением напряжения	25
<i>Глава 2. Стабилизаторы напряжения и тока</i>	31
2—1. Общие сведения	31
2—2. Примеры расчета стабилизаторов напряжения и тока	34
Пример 4. Расчет газоразрядного стабилизатора со стабилитроном	34
Пример 5. Расчет стабилизатора напряжения с кремниевым стабилитроном	39
Пример 6. Расчет стабилизатора тока с бареттером	42
Пример 7. Расчет феррорезонансного стабилизатора напряжения	44
Пример 8. Расчет электронного стабилизатора напряжения	48
Пример 9. Расчет транзисторного стабилизатора напряжения	55
<i>Глава 3. Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах</i>	61
3—1. Общие сведения	61
3—2. Расчет транзисторного преобразователя напряжения	64
Пример 10. Расчет транзисторного преобразователя напряжения	64
Литература	69
РАЗДЕЛ ВТОРОЙ. Расчет усилителей	
<i>Глава 4. Ламповые усилители низкой частоты</i>	72
4—1. Общие сведения	72
4—2. Примеры расчета ламповых УНЧ	81
Пример 11. Расчет маломощного усилителя низкой частоты	81
Пример 12. Расчет двухтактного каскада усиления мощности	110
Пример 13. Расчет фазоинверсного каскада	119
<i>Глава 5. Транзисторные усилители низкой частоты</i>	125
5—1. Общие сведения	125
5—2. Примеры расчета транзисторных УНЧ	130
Пример 14. Расчет маломощного транзисторного УНЧ	136
Пример 15. Расчет двухтактного выходного каскада транзисторного усилителя	157

<i>Глава 6. Избирательные усилители</i>	164
6—1. Общие сведения	164
6—2. Примеры расчета избирательных усилителей	168
Пример 16. Расчет диапазонного резонансного УВЧ	168
Пример 17. Расчет полосового усилителя	173
Пример 18. Расчет узкополосного усилителя низкой частоты с обратной связью	176
Пример 19. Расчет узкополосного резонансного усилителя низкой частоты на транзисторах	178
<i>Глава 7. Усилители постоянного тока</i>	184
7—1. Общие сведения	184
7—2. Примеры расчета усилителей постоянного тока	186
Пример 20. Расчет лампового усилителя постоянного тока	186
Пример 21. Расчет транзисторного усилителя постоянного тока	189
Литература	194
РАЗДЕЛ ТРЕТИЙ. Расчет генераторов синусоидальных колебаний (автогенераторов)	
<i>Глава 8. Генераторы типа LC</i>	196
8—1. Общие сведения	196
8—2. Примеры расчета генераторов типа LC	200
Пример 22. Расчет лампового генератора с автотрансформаторной обратной связью	200
Пример 23. Расчет лампового генератора с емкостной обратной связью	206
Пример 24. Расчет транзисторного генератора	208
<i>Глава 9. Генераторы типа RC</i>	213
9—1. Общие сведения	213
9—2. Примеры расчета генераторов типа RC	221
Пример 25. Расчет лампового генератора типа RC с фиксированной настройкой	221
Пример 26. Расчет диапазонного лампового генератора типа RC	223
Пример 27. Расчет транзисторного генератора типа RC	225
Литература	228
Приложения	230

**БОРИС СЕМЕНОВИЧ
ГЕРШУНСКИЙ**

**РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ И
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СХЕМ В ПРИМЕРАХ**

Редактор *Е. М. Миронец*
Художник *И. Н. Гуть*
Художественный редактор *С. П. Духленко*
Технический редактор *Т. И. Хохановская*
Корректор *М. Т. Максименко*

Сдано в набор 11 . X. 1967 г. БФ 07026. Зак № 900.
Формат бумаги 60×90^{1/16}. Физич. печ. листов 15,75.
Усл. печ. листов 15,75. Учетн. изд. листов 14,8.
Бум. листов 7,875. Подписано к печати 5.IV. 1968 г.
Бумага типограф. № 3. Цена 54 коп. Тираж 51000.

Издательство Киевского университета, Киев, Героев
революции, 4.

Т. П. Изд-ва КГУ — 1968, поз. 17.

Киевская книжная фабрика № 1 Комитета по печати
при Совете Министров УССР, Киев, Довженко, 5.