

НЕ МИФИ

621.38

M60

СКИМ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
НО-ФИЗИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

О. С. Милованов В. В. Белоусов П. Б. Шурупов



ФАКУЛЬТЕТ
АВТОМАТИКИ
И ЭЛЕКТРОНИКИ

КОНСТРУКЦИЯ ГЕНЕРАТОРОВ МЕТРОВЫХ ВОЛН

Москва 1991

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СССР ПО НАРОДНОМУ ОБРАЗОВАНИЮ
МОСКОВСКИЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
ИНЖЕНЕРНО-ФИЗИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

621.38
М60

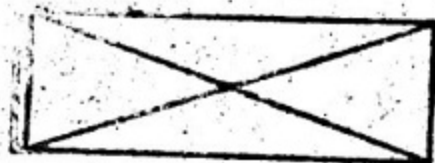
О. С. Милованов

В. В. Белоусов

П. Б. Шурупов

КОНСТРУКЦИЯ ГЕНЕРАТОРОВ
МЕТРОВЫХ ВОЛН

Утверждено
редсоветом института
в качестве учебного пособия



Москва 1991

УДК 621.396. 61(07)

М и л о в а н о в О.С., Б е л о у с о в В.В., Ш у р у -
п о в П.Б. Конструкция генераторов метровых волн: Учебное посо-
бие. М.: МИФИ, 1991. 56 с.

Пособие освещает вопросы конструирования резонансных систем
ламповых генераторов метрового диапазона длин волн, находящих
применение в системах высокочастотного питания линейных ионных
ускорителей и дополняет материал по энергетическому расчету уси-
лителей, изложенный в пособии О.С.Милованова и А.Г.Пономаренко
"Усилители и автогенераторы метровых волн".

Расчитано на студентов, изучающих курс радиотехники и спе-
циализирующихся в области ускорителей заряженных частиц.

©

Московский
инженерно-физический
институт, 1991 г.

Редактор Е.Г.Станкевич
Техн. редактор Е.Н.Кочубей
Корректор А.В.Цветкова

Библиотечный
фонд
НИЯУ МИФИ
г. Москва

Тем. план 1991 г., поз. 45

Подписано в печать 9.10.91.

Формат 60x84 1/16

Печ. л. 3,5

Уч.-над. л. 3,5

Тираж 200 экз.

Изд. № 030-I

Заказ 1102

Цена 20 коп.

Московский инженерно-физический институт. Типография МИФИ.
115409, Москва, Каширское шоссе, 31

ПРЕДИСЛОВИЕ

В предлагаемом пособии рассматриваются вопросы расчета и конструирования резонансных систем ламповых генераторов метрового диапазона.

Материал рассчитан на студентов МИФИ, изучающих курсы "Ускорители заряженных частиц", "Технику СВЧ" и специальный курс "Радиотехники", приспособленный к запросам специальности, и будет полезен при выполнении домашних заданий и курсовых проектов, предусмотренных программами.

Вопросы конструирования резонансных систем рассматриваются в курсах радиопередающих устройств, однако специфика наших программ, связанная с применением ламповых генераторов в системах питания линейных ионных ускорителей, предопределяет особый подбор материала, базирующийся на известных работах таких организаций, как МРТИ, ИФВЭ, НПО им. Коминтерна, НИИОФИ и МИФИ. В первых трех организациях разработаны мощные импульсные источники СВЧ-колебаний, предназначенные для ВЧ-питания ускорителей высоких энергий. В последних двух основные работы проводились по созданию компактных систем ионных ускорителей малых энергий, применяемых в технологических целях.

Системы ВЧ-питания упомянутых ускорителей работают обычно в диапазоне длин волн в 1,5–10 м при уровне мощности от нескольких десятков до нескольких тысяч киловатт в импульсном режиме с длительностью импульса от десятков до сотен микросекунд. Существует тенденция использования в малых ускорителях систем питания в режиме непрерывной генерации с уровнем мощности в десятки киловатт. Высокочастотные колебания с подобными параметрами получают в ламповых генераторах с применением специальных высокочастотных ламп триодов и тетродов. Транзисторные устройства используют лишь в схемах задающих генераторов-возбудителей. В данном пособии они не рассматриваются. Сведения о расчетах и конструкции транзисторных ВЧ-усилителей можно найти в известных литературных источниках (см., например, [2], [3]).

Системы высокочастотного питания линейных ускорителей на сравнительно больших энергиях выполняют на основе ламповых гене-

раторов с независимым возбуждением, поскольку необходимо фазирование колебаний в ускоряющих секциях при высокой стабильности частоты. В ускорителях малой энергии иногда предпочтительно использовать более простые и дешевые автоколебательные системы.

Резонансные системы генераторов метрового диапазона длин волн выполняют обычно на основе коаксиальных резонаторов, которые в длинноволновом участке диапазона (10 - 15 м) с целью сокращения размеров заменяют на спиральные. Значительно реже используют другие типы колебательных систем: двухпроводные линии, тороидальные, цилиндрические и Н-резонаторы. В учебном пособии основное внимание уделено методам расчета и конструирования коаксиальных систем. Прочие типы резонаторов рассмотрены сокращенно.

I. РЕЗОНАНСНЫЕ СИСТЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ

I.I. Общие требования к резонансным системам

Резонансная система генератора выполняет ряд важнейших функций: определяет частоту колебаний в устройстве, осуществляет отбор энергии от потока электронов в лампе, согласует нагрузку с прибором.

Применение в генераторах СВЧ колебательных контуров с сосредоточенными параметрами возможно лишь в длинноволновой области при малых уровнях мощности. С повышением частоты и мощности происходит резкое падение эффективности контура, поэтому уже в диапазоне длин волн в несколько метров приходится применять системы с распределенными постоянными, объединяя электровакуумный прибор и резонансную систему в один конструктивный узел.

Резонансные системы генераторов должны удовлетворять следующим требованиям:

- 1) иметь достаточно высокое значение собственной добротности ($Q_0 \geq 200 + 1000$);
- 2) электронный КПД лампы и КПД резонансной системы должны быть достаточно велики ($\eta_e \approx 0,7 + 0,8$; $\eta_n \approx 0,9 + 0,95$);
- 3) допускать необходимый по техническим условиям диапазон перестройки частоты. (Диапазон перестройки обычно характеризуют коэффициентом перекрытия K_n , равным отношению максимальной и минимальной частоты.) Значение коэффициента перестройки желательно иметь порядка 1,5, так как при этом удается скорректировать неточности изготовления резонансной системы и влияние связи с нагрузкой. Считают, что во всем диапазоне перестройки должны отсутствовать ложные (паразитные) резонансы;
- 4) иметь высокое значение резонансного сопротивления R_{0r} , мало меняющегося в диапазоне перестройки. Для достижения высокого η_n величина R_{0r} должна быть на порядок больше сопротивления анодной нагрузки лампы R_a ;
- 5) обладать хорошей фильтрацией гармоник в рабочем диапазоне частот. Уровень подавления мешающих гармоник желательно иметь в -25...-50 дБ относительно основного сигнала;
- 6) иметь необходимую электрическую прочность;
- 7) конструкция системы должна допускать простую замену электровакуумного прибора; обладать достаточной жесткостью; быть

технологичной в производстве и удобной в эксплуатации; иметь минимальную массу и габариты.

Высокочастотные лампы, применяемые в генераторах метрового диапазона металло-керамического или стеклянного типа, обычно имеют кольцевые (дисковые) выводы электродов. Такая конструкция выводов, обладая малой собственной индуктивностью, позволяет увеличить максимальную рабочую частоту лампы. Наилучшим образом о подобном типом ламп стыкуются коаксиальные проводники, что и определяет преимущественное использование коаксиальных резонансных систем [5]. Для двойных ламп, предназначенных для работы в двухтактном режиме, применяют двухпроводные экранированные линии и резонансные системы на их основе. Полупроводниковые приборы (диоды и транзисторы) наиболее просто стыкуются с полосковыми системами симметричного и несимметричного типа. В коротковолновом участке метрового диапазона, в дециметровом и, особенно, в сантиметровом диапазонах используют радиальную конструкцию линий и тороидальные резонаторы [4].

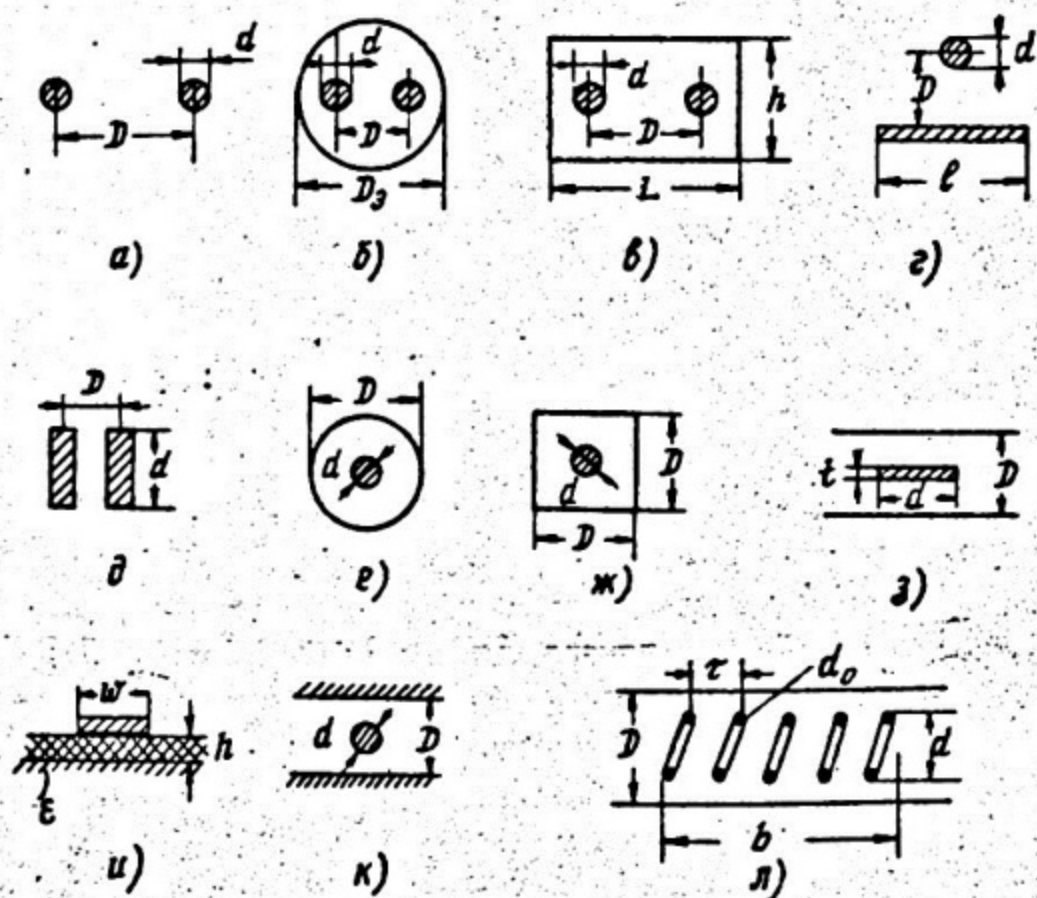


Рис. I. I. Поперечное сечение различных линий передачи (буквы под рисунками соответствуют буквам в табл. I. I)

На рис. I.I. приведены сечения наиболее распространенных типов линий передач, используемых для создания резонансных систем.

Формулы для расчета волновых сопротивлений приведенных линий даны в табл. I.I.

Т а б л и ц а I.I

Тип линии передачи (см. рис. I.I)	Волновое сопротивление, Ом
а) Двухпроводная	$276 \lg (D/d + \sqrt{(D/d)^2 - 1})$
б) Двухпроводная в круглом экране	$276 \left\{ \lg [D/d + \sqrt{(D/d)^2 - 1}] - \lg \frac{D_2^2 + D^2}{D_2^2 - D^2} \right\}$
в) Двухпроводная в прямоугольном экране	$276 \left[\operatorname{th} \frac{\pi(L-D)}{2h} \operatorname{th} \frac{\pi D}{2h} / \operatorname{th} \frac{\pi D}{4h} \operatorname{th} \frac{\pi L}{2h} \right]$
г) Однопроводная над проводящей плоскостью	$138 \lg \left(\frac{4D}{d} \right), l > D$
д) Ленточная	$120 \pi \frac{D}{d}$
е) Коаксиальная цилиндрическая	$\frac{1}{\sqrt{\epsilon}} 138 \lg \frac{D}{d}$
ж) Коаксиальная "квадратная"	$138 \lg \left[0,84 / \operatorname{tg} \left(\frac{\pi d}{8D} \right) \right]$
з) Полосковая симметричная: $2d/D < 2$ $2d/D > 2$	$(200/\sqrt{\epsilon})(1-2t/D)/(1+2d/D)$ $(200/\sqrt{\epsilon})(1+(2d/D)/(1-2t/D))$
и) Полосковая несимметричная	$\frac{377h}{\sqrt{\epsilon} \omega} \left[1 + 1,735 e^{-0,0724 \left(\frac{w}{h} \right)^{-0,836}} \right]$
к) Плоскопараллельная с круглым внутренним проводником	$138 \lg (4D/\pi d)$
л) Коаксиальная спиральная	

$C_T = 0,68 / \operatorname{tg} (D/d)$, пФ/см — погонная емкость;

$L_1 = 10^{-2} \pi^2 d^2 [1 - (d/D)^2]$, мкГн/см — погонная индуктивность;

n — число витков на см длины

Для оптимального соотношения:

$D/d = 1,8$; $b/d = 1,5$; $d_0/\tau = 0,5$

Волновое сопротивление

$Z_0 = [250/f_0 D] \cdot 10^3$, f_0 — в МГц, D — в см

Добротность резонатора (ориентировочно)

$Q_0 = 20 D \sqrt{f_0}$

Дополнительные данные по линиям передачи читатель может найти в [5] и [6].

1.2. Элементы расчета резонансных систем

Рассмотрим одну из возможных методик расчета резонансных систем на основе отрезков длинных линий, выбрав в качестве примера наиболее распространенную систему коаксиального типа.

1.2.1. Электрическая прочность коаксиального резонатора. Выбор размеров поперечного сечения

Закон распределения напряжения и тока вдоль линии с пренебрежимо малыми потерями (рис. 1.2) выражается следующими уравнениями [7]:

$$U(x) = U_H \left(\cos kx + j \frac{Z_0}{Z_H} \sin kx \right); \quad (1.1)$$

$$I(x) = I_H \left(\cos kx + j \frac{Z_H}{Z_0} \sin kx \right).$$

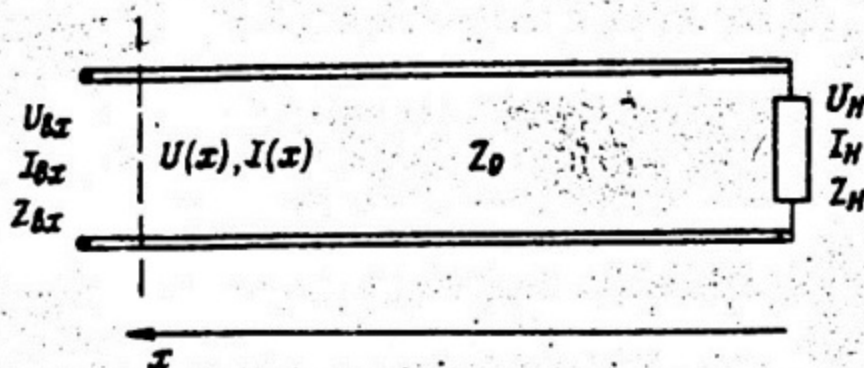


Рис. 1.2. Параметры длинной линии

Здесь $Z_0 = \sqrt{L/C} = 60 \ln(D/d)$ — волновое сопротивление коаксиальной линии; D , d — соответственно диаметры наружного и внутреннего проводников; Z_H — сопротивление нагрузки на конце линии, а U_H и I_H значения напряжения и тока в нагрузке; $k = 2\pi/\lambda_g$ — коэффициент фазы; $\lambda_g = c/(f\sqrt{\epsilon\mu})$ — длина волны в линии; ϵ , μ — диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, заполняющей пространство между проводниками.

Наибольший интерес при конструировании резонансных систем представляет случай короткого замыкания на конце линии, осуществляемый обычно с помощью передвижных короткозамыкателей-поршней. Положив в этом случае $Z_H = 0$, получим из (1.1):

$$\begin{aligned} U(x) &= j I_N Z_0 \sin kx ; \\ I(x) &= I_N \cos kx . \end{aligned} \quad (I.2)$$

Входное сопротивление линии определим через отношение $U(x)/I(x)$:

$$Z_{вх}(x) = j Z_0 \tan kx . \quad (I.3)$$

Если длина отрезка линии равна l , получим

$$U_{вх} = j I_N Z_0 \sin kl ; \quad (I.4)$$

$$I_{вх} = I_N \cos kl ;$$

$$Z_{вх} = j Z_0 \tan kl .$$

При $0 < kl < \frac{\pi}{2}$ входное сопротивление закороченной линии имеет индуктивный характер, что с учетом емкостного сопротивления междуэлектродного зазора лампы позволяет получить т.н. "четвертьволновую" резонансную систему:

$$Z_0 \tan kl = \frac{1}{\omega_0 C_s} . \quad (I.5)$$

где C_s — емкость между присоединяемыми к коаксиалу электродами лампы с учетом дополнительных конструктивных емкостей реальной системы.

В некоторых случаях, например, в коротковолновом участке диапазона для мощных ламп, имеющих большую входную емкость, приходится увеличивать длину линии по конструктивным соображениям. При этом можно работать либо с "открытым" концом линии ($Z_N = \infty$) и $\frac{\lambda}{4} < l < \frac{\lambda}{2}$, либо в режиме короткого замыкания ($Z_N = 0$), если выбирать длину $\frac{\lambda}{2} < l < \frac{3\lambda}{4}$. Первый вариант на практике применяется сравнительно редко, лишь в мощных каскадах. Используя же второй вариант "трехчетвертьволновой" системы (первый обертоп колебаний), приходится считаться со значительным возрастанием максимального напряжения (напряженности поля) в ней.

Используя (I.2) и (I.4), найдем

$$U_{\max} = U_{вх} / \sin kl . \quad (I.6)$$

Поскольку kl , особенно для мощных ламп, получается меньше $\pi/2$, $\sin kl \approx kl$, и с учетом (I.5) имеем

$$U_{\max} \approx U_{вх} Z_0 \omega_0 C_s . \quad (I.7)$$

Из последнего выражения видно, что для мощных ламп максимальное напряжение в трехчетвертьволновом контуре значительно превосходит напряжение на лампе $U_{\text{от}}$.

Это обстоятельство следует учитывать при выборе размеров поперечного сечения линии, образующей резонатор. Действительно, наибольшая напряженность поля у поверхности проводников не должна достигать величины, при которой возможно возникновение короны и электрического пробоя. Для коаксиальной линии максимальная напряженность поля у поверхности внутреннего проводника может быть вычислена по следующей формуле:

$$E_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{макс}}}{2.3d \lg(D/d)} \quad (I.8)$$

Величина $U_{\text{макс}}$ зависит от схемы включения лампы, т.е. от сочетания переменных и постоянных составляющих полного напряжения. Так в последовательной схеме питания (рис. I.3, а) напряжения источника питания $U_{\text{до}}$ и сеточного смещения $U_{\text{со}}$ подаются по проводникам линии. Поэтому максимальное напряжение с учетом (I.6) будет равно

$$U_{\text{макс}} = U_{\text{до}} - U_{\text{со}} + \frac{U_a + U_c}{\sin kl} \quad (I.9)$$

где U_a и U_c — соответственно амплитуды переменных составляющих в анодной и сеточной цепях.

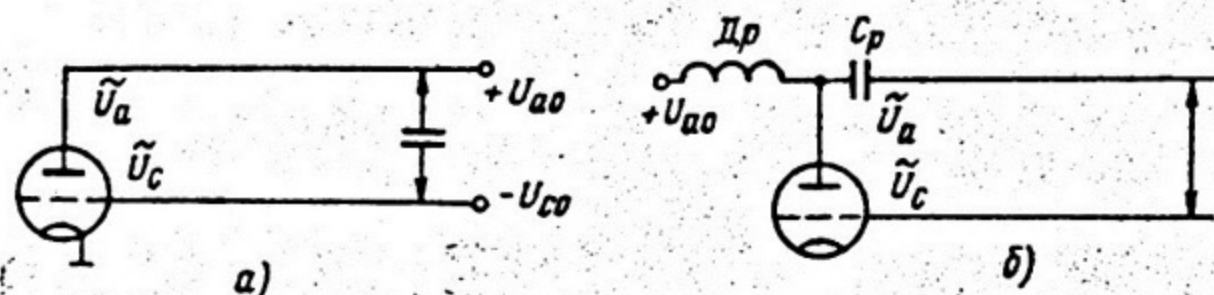


Рис. I.3. Схемы включения усилительной лампы: а — последовательная; б — параллельная

В параллельной схеме питания (рис. I.3, б) постоянных составляющих напряжения в линии нет и

$$U_{\text{макс}} = \frac{U_a + U_c}{\sin kl} \quad (I.10)$$

Используя формулы (I.9) и (I.10), следует иметь в виду, что для четвертьволновых резонаторов (основной вид колебаний) $kl < \frac{\pi}{2}$, максимальное напряжение в линии соответствует ее входу (лампе) и $z_{л} kl$ должен быть принят равным единице.

Допустимое значение напряженности поля для атмосферного заполнения линии в нормальных условиях составляет величину порядка 20 кВ/см. Однако в зависимости от реальных условий эксплуатации ее уменьшают, вводя так называемый коэффициент запаса надежности $k > 1$.

Например, для маломощных, стационарных установок $E_{доп}$ принимают в 10 кВ/см ($k = 2$). Для передвижных и мощных установок $E_{доп}$ берут порядка 5 кВ/см и меньше ($k = 4-5$).

Приведенные соображения, а также известные размеры лампы позволяют выбрать оптимальное значение волнового сопротивления линии и величину диаметра коаксиальных проводников.

Умножив правую и левую часть уравнения (I.8) на D и обозначив D/d через x , получим формулу, связывающую размеры проводников линии с максимальными значениями напряжения и напряженности поля:

$$D = \frac{U_{макс}}{E_{доп}} \frac{x}{\lg x} \cdot 0,435. \quad (I.11)$$

Функция $x/\lg x$, определяющая расстояние между проводниками при заданных значениях $U_{макс}$ и $E_{доп}$, имеет минимум.

Дифференцируя ее и приравнявая производную нулю, получим

$$\frac{d}{dx} \left(\frac{x}{\lg x} \right) = \frac{d}{dx} \left(\frac{2,3x}{\ln x} \right) = 2,3 \frac{\ln x - 1}{(\ln x)^2} = 0.$$

Откуда $\ln x = 1$ и $x = e = 2,718$.

Следовательно,

$$D_{мин} = 2,72 \frac{U_{макс}}{E_{доп}}. \quad (I.12)$$

Полученный результат дает минимальное значение $D = D_{мин}$, при котором напряженность поля в контуре не превышает допустимой. Волновое сопротивление линии при этих условиях равно 60 Ом. Учитывая конструктивные соображения при выборе диаметра проводников из условия удобства сопряжения с электродами лампы, следует величину D внешнего проводника принимать большую, чем $D_{мин}$ ($D > D_{мин}$). Если D выбрано, то для определения диаметра внутреннего проводника d нужно найти величину x .

Разделим для этого (I.II) на (I.I2)

$$\frac{D}{D_{\text{мин}}} = 0,16 \frac{x}{\lg x} \quad (\text{I.I3})$$

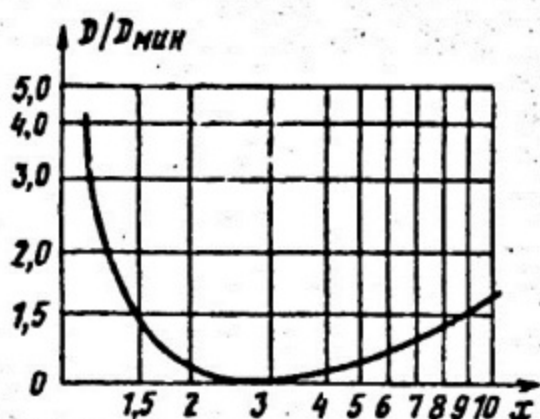


Рис. I.4. График зависимости приведенного диаметра

График этой зависимости приведен на рис. I.4. Отложив на оси ординат выбранное значение $D/D_{\text{мин}}$, найдем два крайних значения x : $x_1 < 2,72$, $x_2 > 2,72$, при которых напряженность поля в линии еще не превышает допустимой. Для окончательного выбора x в интервале $x_1 < x < x_2$ следует руководствоваться следующими соображениями.

Во-первых, требованием удобства сопряжения внутреннего проводника линии с лампой (внешний диаметр из этих условий был выбран ранее). Видно, что при $x = x_1$ величина d оказывается значительно больше, чем в случае $x = x_2$.

Во-вторых, при $x = x_1$ волновое сопротивление линии уменьшается ($Z_0 < 60 \text{ Ом}$), а при $x = x_2$ — увеличивается ($Z_0 > 60 \text{ Ом}$) по сравнению со случаем $x = 2,72$ ($Z_0 = 60 \text{ Ом}$). Это обстоятельство, как будет показано ниже, влияет на длину колебательной системы, что в некоторых случаях оказывается существенным.

I.2.2. Резонансная частота и длина коаксиальной системы

Рабочая частота (т.е. резонансная частота системы) и диапазон ее изменения обычно бывают заданы по техническим условиям на сооружаемый усилитель или генератор. Для определения длины коаксиальной системы l_0 приравняем сумму реактивных сопротивлений лампы и короткозамкнутого шлейфа нулю:

$$\frac{1}{\omega_0 C_{\text{эпб}}} = Z_0 \operatorname{tg} k l_0 \quad (\text{I.I4})$$

Здесь $C_{\text{эпб}}$, как уже говорилось, — полная емкость межэлектродного зазора лампы C_1 с учетом краевых эффектов между боковой поверхностью внутреннего цилиндра с торцом $C_{\text{кр}}$ (рис. I.5).



Рис. I.5. К определению емкости коаксиальной резонансной системы

Величины междуэлектродных емкостей лампы C_{ac} , C_{ak} , $C_{\text{я}}$ приводятся в паспорте лампы. Следует иметь в виду, что значение междуэлектродных емкостей для металлокерамических ламп с плоской системой электродов включают в себя дополнительную емкость между анодом (катодом) и кольцевым выводом сетки.

В других же типах ламп, например с цилиндрическим анодом, следует учитывать дополнительные конструктивные емкости системы.

В зависимости от схемы включения лампы междуэлектродные емкости лампы $C_{\text{я}}$ можно записать [I] :

для схемы с общей сеткой:

а) для анодно-сеточного контура

$$C_{\text{я}} = C_{ac} \left(1 + \frac{1}{k} \right) + C_{ak} \quad (\text{I.15})$$

б) для сеточно-катодного

$$C_{\text{я}} = C_{ck} + (1 - k) C_{ak} \quad (\text{I.16})$$

для схем с общим катодом:

а) анодно-сеточного контура -

$$C_{\text{я}} = C_{ak} + C_{ac} \quad (\text{I.17})$$

б) сеточно-катодного контура -

$$C_{\text{я}} = C_{ck} + (1 + k) C_{ac} \quad (\text{I.18})$$

В этих формулах k - коэффициент усиления лампы по напряжению.

Емкости боковых (краевых) поверхностей по предложению В.Ф.Коваленко [8] можно приближенно вычислить исходя из предположения, что силовые линии электрического поля между боковой поверхностью внутреннего цилиндра и торцевой плоскостью резонатора имеют вид дуг окружности. При этом, как следует из рис. I.6, а, б, необходимо различать два случая: $l > (D-d)/2$ и $l < (D-d)/2$, где D и d - соответственно диаметры внешнего и внутреннего проводников резонатора.

Работа по переносу заряда вдоль силовой линии поля с радиусом r будет равна eU , если разность потенциалов между

поверхностями равна U . Напряженность поля вдоль силовой линии постоянна и равна $E = 2U/\sigma r$. С другой стороны, $E = b(r)/\epsilon_0$, где $b(r)$ — поверхностная плотность зарядов в точке с радиусом r . Тогда

$$b = E\epsilon_0 = \frac{2U}{\sigma r} \epsilon_0.$$

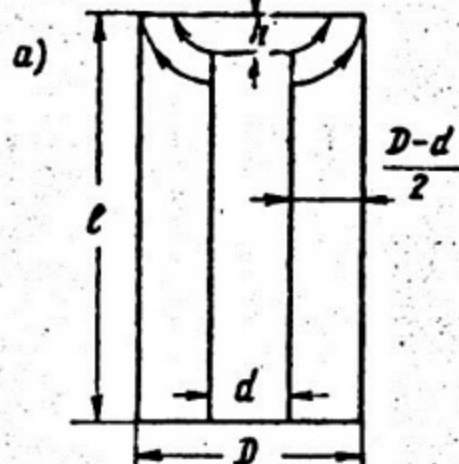
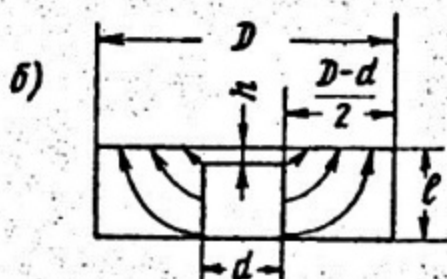


Рис. I.6. К вычислению краевой емкости внутреннего цилиндра коаксиальной резонансной системы



Полный заряд на поверхности внутреннего цилиндра связан с искомой емкостью простым соотношением

$$C_{кр} = q/U.$$

Для случая $l > (D-d)/2$ полный заряд найдется из следующего соотношения:

$$q = 2\pi d \int_h^{(D-d)/2} b(r) dr = 2\pi d \epsilon_0 U \ln \frac{D-d}{2h}$$

и

$$C_{кр} = 2d\epsilon_0 \ln \frac{D-d}{2h}. \quad (I.19)$$

Для случая $l < (D-d)/2$ соответственно рис. I.6, б имеем

$$q = \pi d \int_h^{l-h} b(r) dr = 2d\epsilon_0 U \ln \frac{l-h}{h}$$

и

$$C_{кр} = 2d\epsilon_0 \ln \frac{l-h}{h}. \quad (I.20)$$

Приведенные соотношения позволяют вычислить $C_{э\text{нб}}$, а значит, и необходимую длину коаксиальной системы

$$L_0 = \frac{1}{k_0} \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega_0 C_{э\text{нб}} Z_0}. \quad (I.21)$$

Здесь $k_0 = 2\pi/\lambda_0 = \omega_0 \sqrt{\mu\epsilon}/c$, а $Z_0 = 60 \ln x$; выбор величины x обоснован в предыдущем разделе.

Для получения необходимого диапазона перестройки частоты следует проварьировать в (I.21) значение частоты ω_0 в пределах $\pm \Delta\omega$ и найти соответственно диапазон изменения положения закорачивающего поршня $l_0 \pm \Delta l$.

Помимо простейших систем на основе однородной коаксиальной линии в ряде случаев по конструктивным (или иным) соображениям приходится применять резонансные системы, составленные из отрезков однородных линий с различными геометрическими размерами и, значит, с разными волновыми сопротивлениями. Так, например, приходится учитывать внутренние конструктивные особенности ламп, входящих в систему, или сознательно вводить неоднородности для улучшения фильтрующих свойств системы, расширения диапазона настройки или сокращения габаритов (длины системы).

Известно, что стыковка коаксиальных (и других типов) линий приводит к появлению неоднородностей в системе, порождающих высшие типы волн, локализуемых вблизи неоднородности. Поля этих волн имеют реактивный характер, поэтому поглощением мощности в первом приближении можно пренебречь. Скачкообразное изменение размеров проводников учитывают включением в эквивалентную схему сосредоточенных емкостей, значения которых могут быть найдены из справочной литературы [9, 10].

В первом приближении расчет емкости неоднородности, порождаемой скачком диаметра внутреннего проводника d коаксиальной линии, можно вести по следующей приближенной формуле:

$$C_{\text{нр}} = \pi D c', \quad (\text{I.22})$$

где $c' = 0,1(1-\alpha)^2 \{1 + 0,8(1-\alpha)^6\}$ пФ/см; $\alpha = \frac{D-d_1}{D-d_2}$;

D, d_1, d_2 — диаметры наружного и внутреннего проводника в месте стыковки [см].

На рис. I.7 приведена эквивалентная схема резонансной системы с неоднородностью от ступенчатого изменения размеров проводников коаксиальной линии, характеризуемой емкостью $C_{\text{нр}}$. Условие резонанса для этой системы можно записать для сечения $a-a$ в виде

$$Y_1 + Y_{np} + Y_2 = 0. \quad (I.23)$$

где Y_1 — входная проводимость левого отрезка линии, нагруженного на емкость лампы C_A :

$$Y_1 = Y_{01} \frac{Y_N + j Y_{01} \operatorname{tg} k l_1}{Y_{01} + j Y_N \operatorname{tg} k l_1}. \quad (I.24)$$

Здесь $Y_N = j \omega C_A$ — проводимость емкостного зазора лампы; Y_{01} — волновая проводимость левого отрезка линии, длиной в l_1 ;

$$Y_2 = -j Y_{02} \operatorname{ctg} k l_2, \quad (I.25)$$

Y_{02} — волновая проводимость правого отрезка линии длиной в l_2 , короткозамкнутого на конце;

$Y_{np} = j \omega C_{np}$ — проводимость шунтирующей емкости (I.26)

Уравнение (I.23) является трансцендентным относительно волнового числа k (резонансной частоты ω_{01}) и может быть решено приближенно известными методами, например графоаналитическим, численным и т. д.

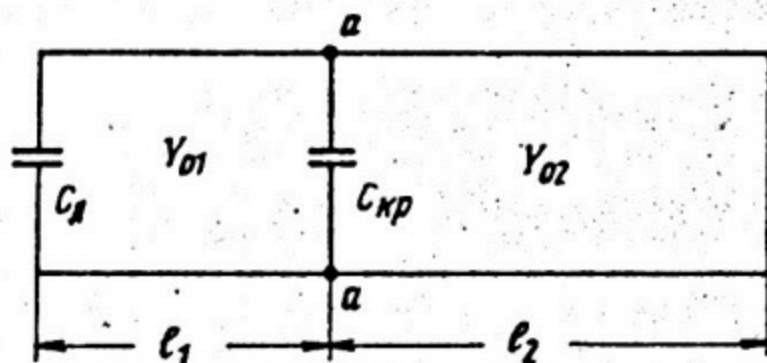


Рис. I.7. Эквивалентная схема резонансной системы с внутренней неоднородностью C_{np}

На практике часто приходится решать эту задачу для заданного значения резонансной частоты низшего (основного) вида колебаний ω_{01} . При этом искомым оказывается длина короткозамкнутого шлейфа l_2 и частоты высших видов $\omega_{01} > \omega_{01}$.

В качестве первого приближения полезно рассмотреть случай, когда шунтирующая емкость неоднородности C_{np} достаточно мала и ее влиянием можно пренебречь. Тогда преобразуем выражение для проводимости емкости лампы Y_N к виду

$$Y_0 = j \frac{C_0}{5,31 \lambda}$$

где C_0 в [пФ], а λ - в [см].

Из (I.23) получим

$$\lambda = \frac{C_0}{Y_{01} 5,31} \frac{m \operatorname{tg}(2\pi l_2/\lambda) + \operatorname{tg}(2\pi l_1/\lambda)}{1 - m \operatorname{tg}(2\pi l_1/\lambda) \operatorname{tg}(2\pi l_2/\lambda)}, \quad (\text{I.27})$$

где $m = Y_{01} / Y_{02}$ - фактор неоднородности.

Как видно из полученного решения, резонансную систему можно перестраивать по частоте (длине волны), не изменяя общей длины системы $l = l_1 + l_2$ путем изменения емкости C_0 либо места включения неоднородности (l_2). Представим (I.27) в виде

$$\frac{m \operatorname{tg}\left[x\left(1 - \frac{l_1}{l}\right)\right] + \operatorname{tg}\left(x l_1/l_2\right)}{1 + m \operatorname{tg}\left[x\left(1 - \frac{l_1}{l}\right)\right] \operatorname{tg}\left(x l_1/l_2\right)} = \frac{a}{x}, \quad (\text{I.28})$$

где $x = 2\pi l/\lambda$ и $a = 2\pi l/c C_0 Y_{01}$; c - скорость света.

На рис. I.8 показано графическое решение этого уравнения, где оно обозначено через $F_1(x) = F_2(x)$.

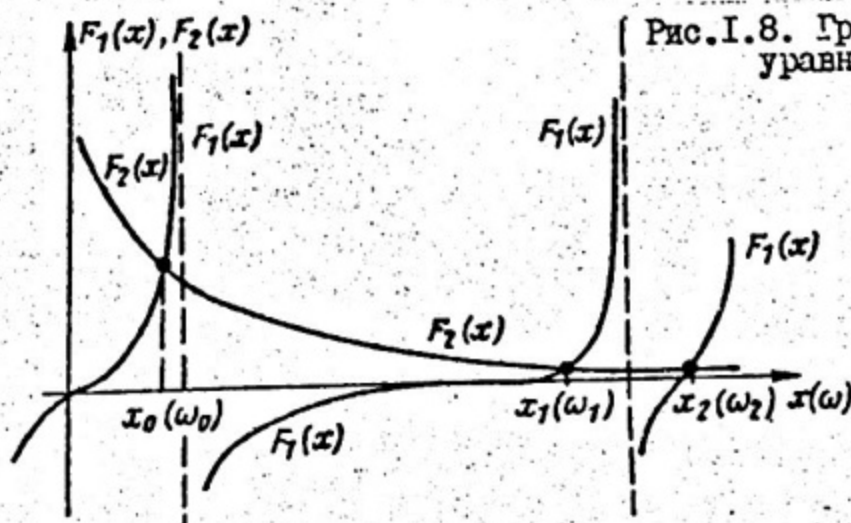


Рис. I.8. Графическое решение уравнения (I.28)

Корни уравнения $x_0, x_1, x_2, \dots, x_n$ определяют резонансные частоты как при работе на основном виде колебаний (x_0), так и на высших видах (x_1, x_2, \dots, x_n). Для выполнения хорошей фильтрации высших гармоник, всегда присутствующих в спектре тока лампы, необходимо, чтобы резонансные частоты

видов колебаний $\omega_0, \omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ не были бы кратными друг другу. Из приведенного рисунка видно, что данное требование хорошо выполняется. Особенно важно это обстоятельство при проектировании автогенераторных систем. В правильно спроектированном устройстве не допустимо появление кратных частот в анодно-сеточном и сеточно-катодном контуре во всей полосе перестройки частот.

Помимо рассмотренного достаточно сложного графоаналитического метода решения уравнения резонанса (I.23) можно рекомендовать более простой и наглядный прием на основе круговых диаграмм полных сопротивлений (проводимостей). Рассмотрим в качестве примера решение этой же задачи с помощью круговых диаграмм. Отложим нормированное значение проводимости ламповой емкости Y_L/Y_{01} в плоскости диаграммы (на рис. I.9 точка а). Поскольку известны длина волны ($\lambda = \lambda_0$) и расстояние l_1 , легко найти входную проводимость Y_1 , двигаясь по часовой стрелке ("к генератору") на угол $\varphi_1 = l_1/\lambda_0$ (точка б). Суммируя найденную проводимость Y_1 с нормированной проводимостью шунтирующей емкости C_{np} ($Y'_{np} = j\omega C_{np}/Y_{01}$), определим полную проводимость в сечении а-а (см. рис. I.7). Перенормировав ее на волновую проводимость линии l_2 , получим точку б' на диаграмме. Необходимую длину шлейфа l_2 , компенсирующего реактивную проводимость линии в сечении а-а, найдем через угол $\varphi_2 = l_2/\lambda_0$.

Для этого отложим его от $Y = \infty$ до точки б', где входная реактивность B_2 равна реактивной проводимости B_1 (в точке в), взятой с обратным знаком.

Используя метод круговых диаграмм, можно решать и более сложные задачи анализа резонансных систем, где учитываются комплексный характер проводимости лампы $Y_L = G_L + jB_L$, наличие нескольких неоднородностей в линии и т.д. Особенно плодотворен этот метод при расчете согласующих устройств во входных резонансных системах усилителей.

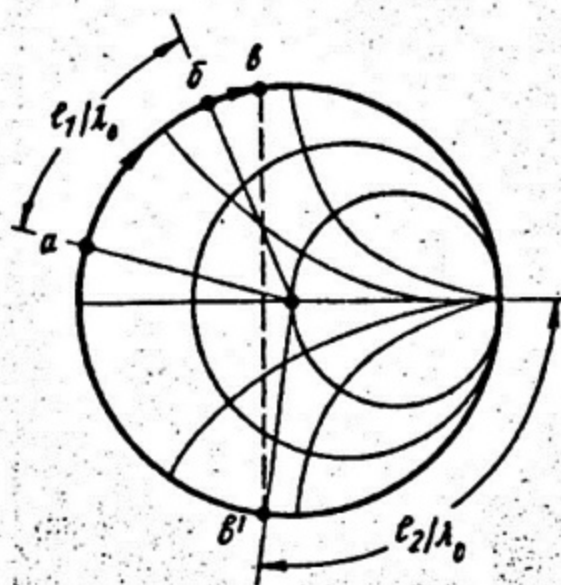


Рис. I.9. Решение уравнения резонанса в плоскости круговой диаграммы полных сопротивлений (проводимостей)

1.2.3. Расчет добротности и эквивалентного сопротивления коаксиальной резонансной системы

Оба названных параметра определяются сопротивлением активных потерь, складывающихся из джоулевых потерь в стенках, потерь на излучение и потерь в диэлектрических деталях лампы и системы.

Расчету поддаются лишь потери в стенках резонатора и металлических электродах лампы (сетка, анод). Прочие виды потерь могут быть определены лишь экспериментально. Тем не менее расчет даже части потерь оказывается полезным как оценка предельных возможностей резонансной системы.

Плотность токов высокой частоты быстро убывает с глубиной проникновения в проводник. Поэтому его сопротивление на высоких частотах не зависит от сечения и определяется так называемой эффективной толщиной скин-слоя δ . Эта величина для гладкой поверхности может быть вычислена по следующей формуле [7]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_{ст} \mu_0 \sigma_{ст}}} \quad (1.29)$$

Здесь $\sigma_{ст}$ — проводимость материала стенок, а $\mu_{ст}$ — его магнитная проницаемость, μ_0 — магнитная проницаемость вакуума, равная $1,256 \cdot 10^{-7}$ Гн/м.

Определим поверхностное сопротивление проводника любой формы. Примем, что токи протекают лишь по одной стороне поверхности в направлении оси x (рис. 1.10). Длина проводника в направлении x обозначена через L , а ширина — через $F(x)$.

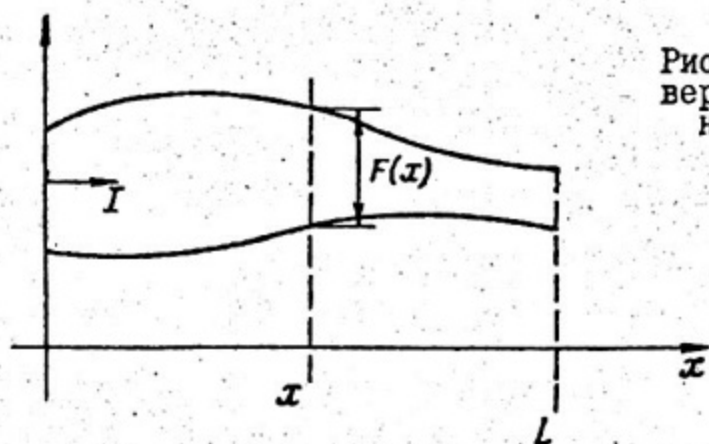


Рис. 1.10. К расчету поверхностного сопротивления проводника

Тогда сопротивление элементарной полоски длиной dx и шириной $F(x)$ будет равно

$$dR = \frac{1}{\sigma_{ст} F(x) \delta} \quad (1.30)$$

а сопротивление всего проводника

$$R = \frac{1}{\sigma_{CT} \delta} \int_0^L \frac{dz}{F(x)} = \sqrt{\frac{\omega \mu_{CT} \mu_0}{2 \sigma_{CT}}} \int_0^L \frac{dz}{F(x)}. \quad (I.31)$$

Отсюда для участка поверхности с единичными размерами $L = F(x) = 1$, получим

$$R = R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_{CT} \mu_0}{2 \sigma_{CT}}}. \quad (I.32)$$

Эту величину называют удельным поверхностным сопротивлением.

Например, для проводника из чистой меди при температуре в 25°C , удельное поверхностное сопротивление

$$R_s = 2,6 \cdot 10^{-7} \sqrt{f}, \text{ Ом}; \quad (I.33)$$

f — частота в Гц.

Поскольку на реальной поверхности всегда имеются шероховатости (в результате обработки) и путь токов при этом увеличивается, необходимо в формуле (I.33) учесть это обстоятельство, введя поправочный коэффициент k_1 , значение которого выбирают равным от 1,4 до 2. Кроме того, детали лампового генератора в реальных условиях нагреваются, отчего проводимость материала уменьшается и удельное сопротивление возрастает на некоторую величину, учитываемую коэффициентом

$$k_2 = k_0 [1 + \alpha (t^\circ - 25)]. \quad (I.34)$$

Величина коэффициентов k_0 и α для распространенных материалов приведены в табл. I.2

Т а б л и ц а I.2

Материал	k_0	α
Медь электротехническая	I	0,0040
Серебро	0,918	0,0040
Золото	1,360	0,0038
Молибден	2,71	0,0044
Вольфрам	3,500	0,0047
Тантал	3,670	0,0035

Таким образом, величина R_s окончательно будет равна

$$R_s = k_1 \cdot 2,6 \cdot 10^{-7} \sqrt{f k_2}. \quad (I.35)$$

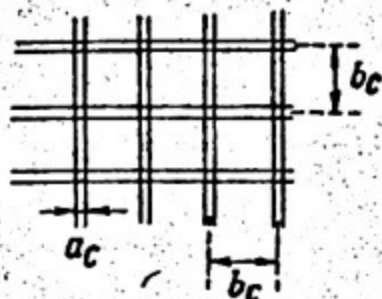


Рис. I. II. Конфигурация проводников сетки лампы

Значительная доля общих потерь, как было показано выше, приходится на электроды лампы, в частности, на ее сетку. Приближенное значение удельного сопротивления сетки дано В.Ф.Коваленко [8]. Считая, что проводники сетки плоские, шириной a_c и расположены с шагом b_c , как показано на рис. I. II, можно получить для удельного поверхностного сопротивления формулу

$$R_{II} = k_1 2.6 \frac{b_c}{a_c} \sqrt{f h_2} \quad (I.36)$$

Формула (I.3I) определяет поверхностное сопротивление проводника при условии постоянства силы тока вдоль него. Если же это условие не выполняется, то потери в проводнике будут зависеть не только от поверхностного сопротивления R_{II} , но и от закона распределения силы тока вдоль проводника. При этом под сопротивлением потерь следует понимать отношение удвоенной мощности потерь к квадрату силы тока в сечении проводника, где определяются эти потери. Подобное сечение выбирают, как правило, на входе линии, например, плоскости емкостного зазора лампы, т. е. потери приводятся к лампе:

$$R = 2P / I_{bx}^2 \quad (I.37)$$

Подойдем к определению сопротивления, учитывая сказанное, следующим образом. Обратимся вновь к рис. I. IO. Предположим, что к проводнику приложено синусоидальное напряжение, порождающее синусоидальный ток. Определим мощность dP , расходуемую на элементарную площадку шириной $F(x)$ и длиной dx .

Примем закон распределения тока в виде

$$I(x) = I_{bx} f(x) \quad (I.38)$$

Тогда, учитывая (I.30), имеем

$$dP = \frac{R_{II} I_{bx}^2 f^2(x) dx}{2F(x)} \quad (I.39)$$

Мощность, выделяющаяся во всем проводнике:

$$P = \frac{R_{II} I_{bx}^2}{2} \int_0^L \frac{f^2(x)}{F(x)} dx \quad (I.40)$$

а приведенное сопротивление потерь запишем в виде

$$R = R_H \int_0^L \frac{f^2(x)}{F(x)} dx. \quad (I.4I)$$

Полученное соотношение является основным при расчете поверхностных потерь в резонаторах.

Найдем, например, приведенное сопротивление потерь для коаксиального резонатора, эскиз которого приведен на рис. I.12, а. Расчет удобно производить для последовательных сопротивлений емкостной и индуктивной части резонатора (рис. I.12, б), а затем пересчитать в параллельную схему (рис. I.12, в).

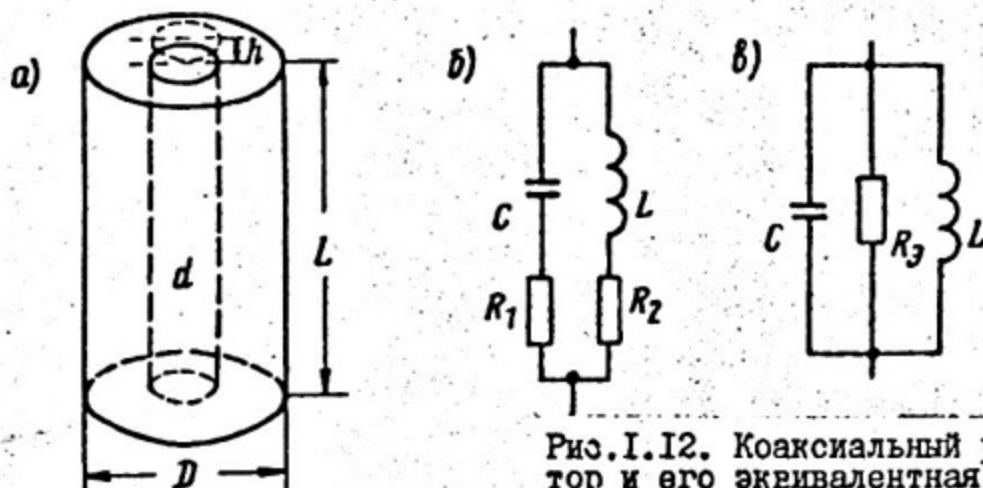


Рис. I.12. Коаксиальный резонатор и его эквивалентная схема

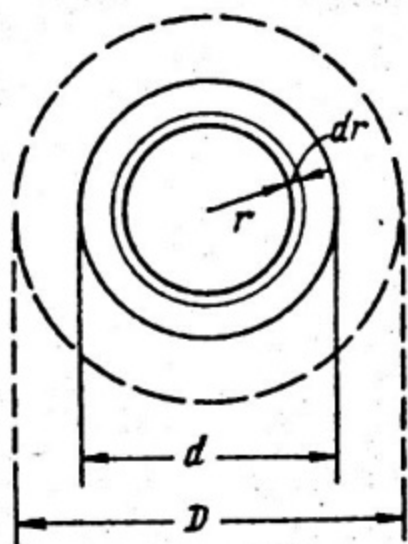


Рис. I.13. К определению сопротивления потерь емкостного зазора резонатора

Рассчитаем величину сопротивления потерь емкостного зазора R_1 , ограниченного окружностью радиуса внутреннего проводника и плоскостями между анодом и сеткой (или сеткой и катодом), как показано на рис. I.13. Выделим на поверхности электродов (анод, сетка или катод) элементарную площадку при текущем радиусе r , шириной dr .

Изменение поверхностного тока I_1 на этом участке будет определяться емкостным током через элемент емкости площадью $2\pi r dr$ и высотой зазора h :

$$dI_1 = U_{bx} \omega \frac{\epsilon_0 2\pi r dr}{h}$$

Откуда

$$I_f(r) = U_{bx} \omega \frac{2\pi\epsilon_0}{k} \int_0^r r dr = \omega U_{bx} \frac{\pi\epsilon_0}{k} r^2.$$

Величину ωU_{bx} можно выразить через ток на входе емкостного зазора:

и

$$I_{bx} = U_{bx} \omega (C_s + C_{np})$$
$$\omega U_{bx} = I_{bx} / (C_s + C_{np}).$$

Тогда

$$I_1(r) = \frac{I_{bx}}{C_s + C_{np}} \frac{\epsilon_0 \pi}{k} r^2.$$

Считая в первом приближении, что краевая емкость много меньше емкости основного зазора ($C_{np} \ll C_s$), и подставляя величину $C_s = \epsilon_0 \pi d^2 / 4k$ в последнее выражение, получим

$$I_1(r) = \frac{4I_{bx} r^2}{d^2}.$$

Используя выражение (I.41), в котором $f(x) = \frac{4r^2}{d^2}$ и $F(x) = 2\pi r$, запишем для одной из плоскостей зазора, имеющего удельное сопротивление R_H' :

$$R_{1(1)} = R_H' \int_0^{d/2} \frac{16r^4}{d^4 2\pi r} dr = \frac{R_H'}{8\pi}.$$

Аналогично получим выражение для $R_{1(2)}$ второй плоскости зазора с удельным сопротивлением R_H'' :

$$R_{1(2)} = \frac{R_H''}{8\pi}.$$

Если плоскостями зазора являются, например, анод и сетка лампы, то значения R_H' и R_H'' следует определять соответственно по формулам (I.35) и (I.36). Общее сопротивление емкостного зазора

$$R_1 = \frac{R_H' + R_H''}{8\pi}. \quad (I.42)$$

Перейдем теперь к определению сопротивления потерь индуктивной части резонатора (R_2). Оно состоит из сопротивлений торцевых поверхностей (нижней и верхней), заключенных между радиусами $D/2$ и $d/2$ и цилиндрической части, образованной двумя коаксиальными проводниками.

Для верхнего торца, примыкающего к пространству взаимодействия в соответствии с (I.30), имеем

$$R_{тб} = R_H \int_{d/2}^{D/2} \frac{dr}{2\pi r} = \frac{R_H}{2\pi} \ln \frac{D}{d}. \quad (I.43)$$

Аналогичное выражение соответствует сопротивлению нижнего торца $R_{ТН}$. Пересчитаем его к входному сечению резонатора (к емкостному зазору). Мощность, выделяемая в нижнем торце:

$$R_{ТН} = \frac{I_{ТН}^2}{2} \frac{R_{н}}{2\sigma} \ln \frac{D}{d}.$$

Используя выражение (I.4), получим $I_{bx} = I_{ТН} \cos kl$ и

$$R_{ТН} = \frac{2P_{ТН}}{I_{bx}^2} = \frac{R_{н}}{2\sigma \cos^2 kl} \ln \frac{D}{d}. \quad (I.44)$$

Сопротивление цилиндрической части найдем следующим образом. Сопротивление кольцевого участка поверхности внешнего цилиндра длиной dx равно

$$dR_{(D)} = R_{н} \frac{dx}{\pi D}.$$

Аналогично сопротивление кольцевого участка внутреннего проводника

$$dR_{(d)} = R_{н} \frac{dx}{\pi d}$$

и общее сопротивление обоих колец

$$dR_{\Sigma} = \frac{R_{н}}{\sigma} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right) dx.$$

Величину $R_{н} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right) / \sigma$ называют погонным сопротивлением коаксиальной линии.

Ток $I(x)$ выделяет на этом участке проводников мощность

$$dP_{\Sigma} = \frac{I^2(x)}{2} \frac{R_{н}}{\sigma} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right) dx,$$

а полная мощность, теряемая во всей цилиндрической части резонатора, с учетом (I.2) и (I.4) будет равна

$$\begin{aligned} P_{\Sigma} &= \frac{I_{bx}^2}{2} \frac{R_{н}}{\sigma \cos^2 kl} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right) \int_0^l \cos^2 kx dx = \\ &= \frac{I_{bx}^2}{2} \frac{R_{н}}{2\sigma} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right) l \left[1 + \frac{1}{2} \frac{\sin 2kl}{kl} \right]. \end{aligned}$$

Сопротивление потерь цилиндрической части.

$$R_{\Sigma} = \frac{2P_{\Sigma}}{I_{bx}^2} = \frac{R_{н}}{2\sigma} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right) l \left[1 + \frac{1}{2} \frac{\sin 2kl}{kl} \right]. \quad (I.45)$$

Наконец, полное сопротивление потерь индуктивной части найдется суммированием (I.43), (I.44) и (I.45):

$$R_2 = R_{Тб} + R_{ТН} + R_{\Sigma}.$$

Зная общее сопротивление потерь R_2 и R_1 , можно найти добротность и эквивалентное сопротивление резонатора в параллельной схеме (рис. I.12, в):

$$Q = \frac{g}{R_1 + R_2} \quad \text{и} \quad R_{\text{эк}} = \frac{g^2}{R_1 + R_2} \quad (\text{I.46})$$

Величину характеристического сопротивления g выразим через известное значение частоты ω_0 и полную емкость резонатора с учетом запасания энергии в электрическом поле цилиндрической части:

$$g = \frac{1}{\omega_0 C_{\text{эоб}}}$$

где $C_{\text{эоб}} = C_1 + C_{\text{пр}} + C_{\text{ц}}$.

Величины C_1 и $C_{\text{пр}}$ были определены ранее. Значение емкости $C_{\text{ц}}$ найдем из следующих соображений. Запас энергии в электрическом поле цилиндрической части

$$W_{\text{ц}} = \frac{C_{\text{ц}} U_{\text{ц}}^2}{2}$$

Отсюда

$$C_{\text{ц}} = \frac{2W_{\text{ц}}}{U_{\text{ц}}^2}$$

Энергия, запасаемая в кольцевой части резонатора длиной dx на расстоянии x от короткозамкнутого конца линии:

$$dW = \frac{C_1}{2} U^2(x) dx,$$

где C_1 — погонная емкость коаксиальной системы проводников, величину которой можно взять либо из справочной литературы, либо выразить через известное волновое сопротивление линии:

$$C_1 = \frac{\epsilon}{1,8 \ln(D/d)} 10^{-10} \text{ [Ф/м]};$$

$$C_1 = \frac{\sqrt{\epsilon}}{c Z_0},$$
(I.47)

где c — скорость света, Z_0 — волновое сопротивление коаксиальной линии.

Полная энергия, запасенная в цилиндрической части, выразится в виде

$$W = \int_0^L \frac{C_1}{2} U^2(x) dx = \frac{C_1 U_{\text{ц}}^2 L}{4 \sin^2 kl} \left(1 - \frac{\sin 2kl}{2kl} \right),$$

а эквивалентная емкость

$$C_{\text{ц}} = \frac{C_1 L}{2 \sin^2 kl} \left(1 - \frac{\sin 2kl}{2kl} \right). \quad (\text{I.48})$$

Таким образом, определены все параметры эквивалентной схемы коаксиального резонатора.

1.2.4. Настройка резонансной частоты коаксиальных резонаторов

Для настройки колебательных систем на заданную частоту внутри выбранного диапазона необходимо иметь возможность изменять либо емкость, либо индуктивность системы. Однако поскольку увеличение емкости сопровождается нежелательным уменьшением добротности, настройку (и подстройку) частоты наиболее часто производят изменением индуктивности, меняя длину резонансной системы. Для этих целей, как уже было сказано выше, применяют подвижные короткозамыкающие поршни той или иной конструкции. В районе расположения поршня находится пучность поверхностного тока. Поэтому сопротивление контакта поршень-стенка резонатора играет важную роль, определяя во многом значение реальной добротности системы и ее электрическую прочность. Последнее объясняется тем, что искрение в плохих контактах провоцирует пробойные явления и в остальной части резонатора. Кроме того, обгорание поверхностей резонатора и поршня приводит к заклиниванию подвижных деталей и к отказу работы системы. Все это заставляет обращать особое внимание на конструкцию и качество выполнения поршней.

В маломощных устройствах широко используют различного рода пружинные контакты из упругих материалов: фосфористой бронзы, бериллиевой бронзы, омедненной стали и т.д. Так, в конструкции поршня, изображенной на рис. I.14, контактные поверхности выполнены из тонкой упругой полоски с отштампованными продольными разрезами (гребенка), свернутой в кольцо и приваренной точечной сваркой к цилиндрическому телу поршня. Специальной технологической обработкой (нагортовкой) в гребенке создаются значительные остаточные деформации, что и обеспечивает плотное прилегание лепестков к внутренней поверхности коаксиальных проводников. В некоторых случаях прилегающие (контактные) поверхности покрываются тонким слоем серебра.

Для лучшего прилегания контактных поверхностей в рассмотренной конструкции часто применяют дополнительные пружины I, вставляемые с внутренней стороны контактных пластин 2 вблизи их кромок (рис. I.14, в).

В конструкции поршня (рис. I.15) хороший контакт между телом поршня и поверхностью проводника достигается за счет спиральной пружины, помещаемой в специальную проточенную канавку.

Надежный контакт в этой конструкции обеспечивается в случае правильного выбора упругого материала пружины и при тщательном ее изготовлении.

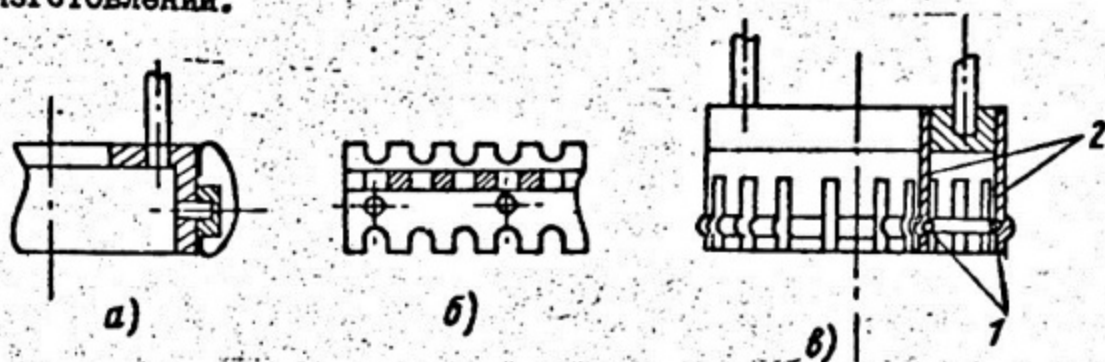


Рис. I.14. Конструкция короткозамыкающего поршня с упругими контактами

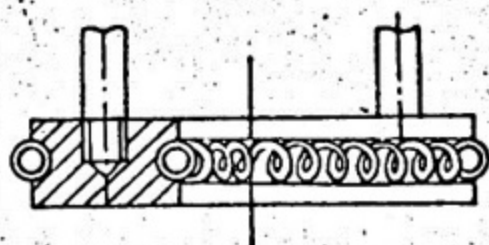


Рис. I.15. Конструкция поршня со спиральной контактной пружиной

В более мощных резонансных системах радиальная сила для прижима контактных поверхностей создается рядом радиальных пружин, как это показано на рис. I.16. Иногда вместо радиальных пружин используется нажимное приспособление в виде конических поверхностей, входящих друг в друга (рис. I.17). Регулируя относительное их перемещение, можно создать значительные радиальные усилия и обеспечить хороший электрический

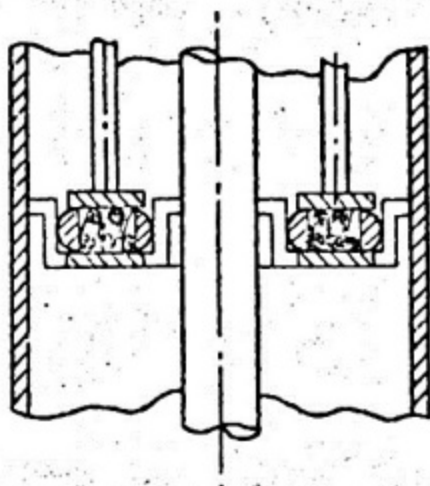


Рис. I.16. Конструкция поршня с радиальными пружинами

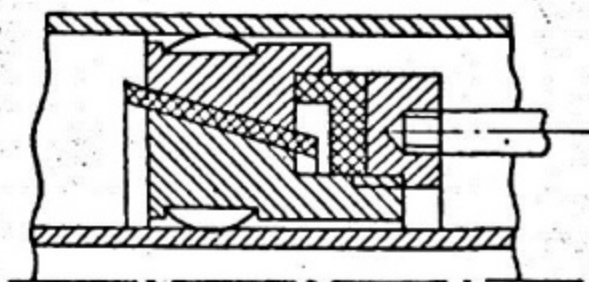


Рис. I.17. Поршень с заклинивающим устройством

контакт. Обычно полное (нужное) усилие создается после окончания этапа предварительной регулировки (т.е. в рабочем положении). Применяют и гидравлические системы, обеспечивающие радиальное усилие на контактах при подаче сжатой воды, воздуха или масла в гибкий резиновый (или полиэтиленовый) шланг, уложенный в манавку между двумя половинами поршня.

В резонансных системах, рассчитанных на уровни мощности в сотни, тысячи ватт нужного качества контактов достичь не удается, и тогда применяют бесконтактные, обычно полуволновые резонансные системы с емкостной подстройкой. Примеры выполнения такого типа систем даны во второй части пособия.

В дециметровом и, особенно, в сантиметровом диапазонах часто применяют бесконтактные дроссельные поршни, конструкция и методы расчета которых изучаются в курсах техники СВЧ [7].

1.2.5. Связь колебательных систем с линиями передачи

Полезная нагрузка СВЧ усилителя или автогенератора присоединяется к его колебательной системе, как правило, через фидер-коаксиальный кабель или другую подобную линию передачи. В более редких случаях полезная нагрузка подсоединяется к колебательной системе непосредственно (входит как составная часть колебательной системы).

Связь фидера с резонатором, в свою очередь, может быть индуктивной (через магнитное поле), емкостной (через электрическое поле) и кондуктивной, являющейся частным случаем индуктивной связи.

Индуктивная связь осуществляется петлевой антенной (петлей связи), располагающейся в пучности магнитного поля (контурного тока). Пример такой связи дан на рис. I.18. В первом случае (см. рис. I.18, а) перестройка частоты с помощью подвижного закорачивающего поршня ограничена узким диапазоном частот, причем сама связь меняется при изменении положения поршня. Во втором случае (рис. I.18, б) эта трудность устраняется при расположении петли в самом закорачивающем устройстве.

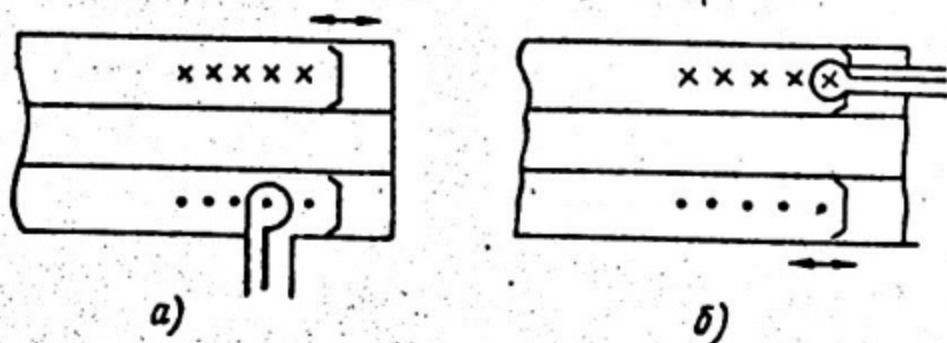


Рис. I.18. Индуктивная связь фидера с резонатором

Кондуктивная связь иллюстрируется рис. I.19. В этом случае в петлю связи входят центральный проводник фидера и стенки резонансной системы.

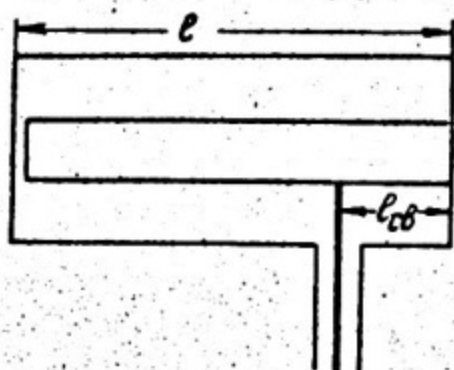


Рис. I.19. Кондуктивная связь фидера с резонатором

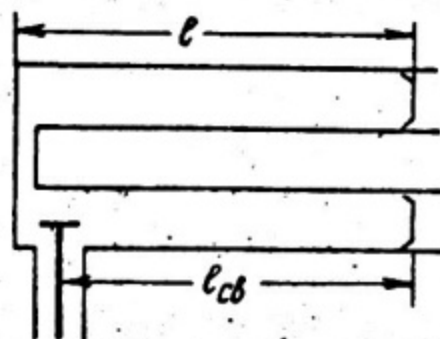


Рис. I.20. Емкостная связь фидера с резонатором

Емкостная связь (рис. I.20) применяется только в маломощных устройствах (при выходной мощности до нескольких киловатт) и осуществляется штыревой антенной, помещенной в пучность электрического поля. При этом сильно снижается электрическая прочность устройства.

Наиболее удобной с точки зрения настройки и регулировки является индуктивная связь, изменяющаяся при повороте плоскости петли. Недостаток индуктивной связи — относительно большая величина собственной индуктивности витка, приводящая уже в метровом

диапазоне длин волн к значительному уменьшению напряжения на нагрузке по сравнению с наводимой в петле ЭДС. Кроме того, эта индуктивность трансформируется в контур и приводит к изменению резонансной частоты контура.

Эквивалентная схема индуктивного узла связи представлена на рис. I.21. Индуктивное сопротивление витка связи $X_0 = \omega L_0$ включено последовательно с входным сопротивлением фидера, которое при условии согласования нагрузки является активным и равным волновому сопротивлению Z_0 . Напряжение нагрузки через значение ЭДС E , наводимой в петле, выражается следующим соотношением:

$$U_H = \frac{E}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_0}{Z_0}\right)^2}} \quad (I.49)$$

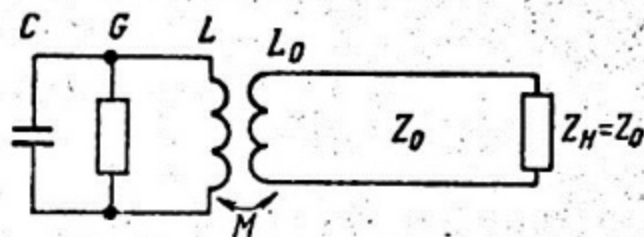


Рис. I.21. Эквивалентная схема индуктивной связи

Для компенсации вредного влияния индуктивности витка применяют последовательно включенную емкость C_0 , как это показано на рис. I.22.

В первом случае (см. рис. I.22, а) величину компенсирующей емкости подбирают из соотношения $\omega L_0 = \frac{1}{\omega C_0}$, а во втором (рис. I.22, б) компенсация достигается регулировкой длины шлейфа $l > \lambda/4$.

Иногда применяется параллельная схема включения компенсирующей емкости, как это показано на рис. I.23. Можно показать, что в этом случае напряжение на нагрузке

$$U_H = \frac{E}{\sqrt{(1 + \omega^2 L_0 C_0)^2 + \left(\frac{\omega L_0}{Z_0}\right)^2}} \quad (I.50)$$

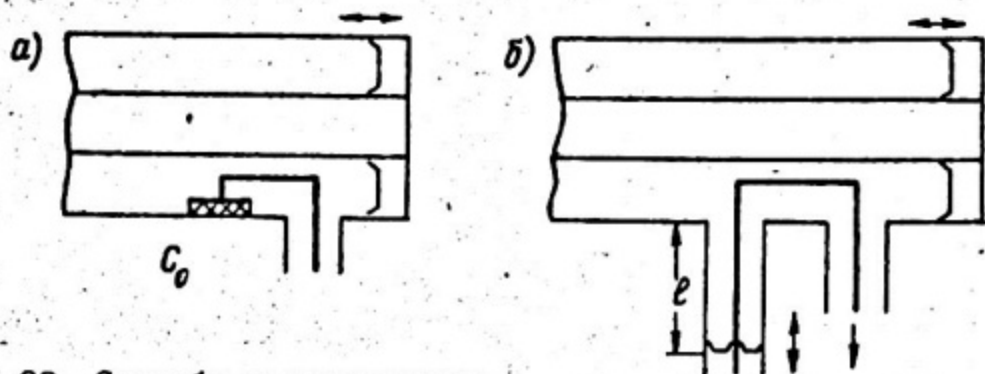


Рис. I.22. Способы последовательного включения компенсирующей емкости

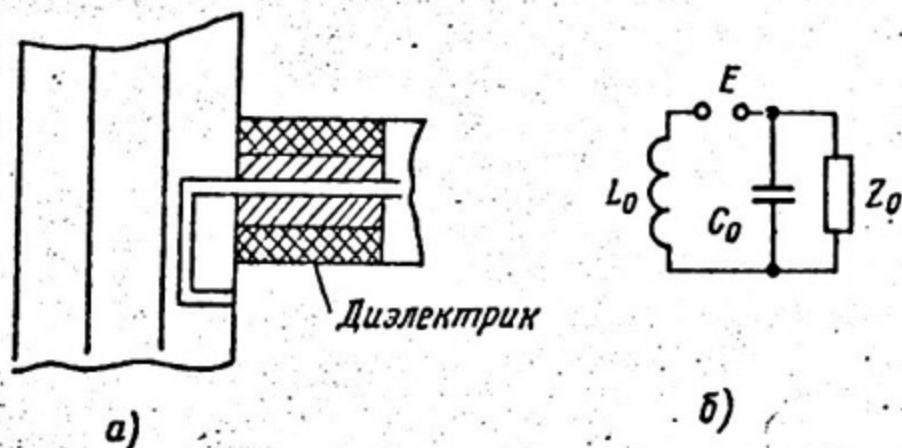


Рис. I.23. Параллельное включение компенсирующей емкости: а - конструкция узла; б - эквивалентная схема

Максимальное напряжение на нагрузке соответствует условию резонанса $\omega^2 L_0 C_0 = 1$ и равно

$$U_{н \text{ макс}} = \frac{Z_0}{\omega L_0} E \quad (I.51)$$

Величина индуктивности витка связи, входящая в формулы (I.49) - (I.51) может быть подсчитана по следующим соотношениям:

1) для петли круглой формы из провода круглого сечения

$$L_0 = 2\pi D \left(\ln \frac{8D}{d} - 2 \right) \cdot 10^{-11} \text{ [Гн]}, \quad (I.52)$$

где D - диаметр петли, а d - диаметр провода;

2) для петли прямоугольной формы

$$L_0 = \left\{ 4 \left[a \ln \frac{4ab}{d(a+p)} + b \ln \frac{4ab}{d(p+b)} - 2(a+b-p) \right] - a-b \right\} 10^{-9}, [\text{Гн}]. \quad (\text{I.53})$$

Здесь a и b — длины сторон, d — диаметр провода, а $p = \sqrt{a^2 + b^2}$ — диагональ прямоугольника;

3) для петли квадратной формы (I.53) упрощается:

$$L_0 = 8a \left(\ln \frac{2a}{d} - 0,77 \right) \cdot 10^{-9}, \text{ Гн}. \quad (\text{I.54})$$

Расчет размеров петли связи производится исходя из заданного значения мощности, передаваемой в полезную нагрузку P_H , и выбранного волнового сопротивления фидера Z_0 .

При этом, с учетом компенсации собственной индуктивности витка связи, имеем

$$U_H = \sqrt{2P_H Z_0} = E; \quad (\text{I.55})$$

ЭДС E , подводимая в витке в первом приближении может быть определена в виде

$$E = \omega \mu_0 \int_S H ds, \quad (\text{I.56})$$

где $H = I_{\text{макс}} / (2\pi r)$ — напряженность магнитного поля, пронизывающего петлю площадью S (рис. I.24).

Для коаксиальной линии зависимость H от расстояния y можно выразить следующим образом:

$$H_y \approx \frac{I_0}{2\pi y} \sin \alpha. \quad (\text{I.57})$$

Здесь I_0 — амплитуда тока в коаксиальной линии в сечении петли (при малой длине петли l_n изменением тока I_0 можно пренебречь), α — угол меж-

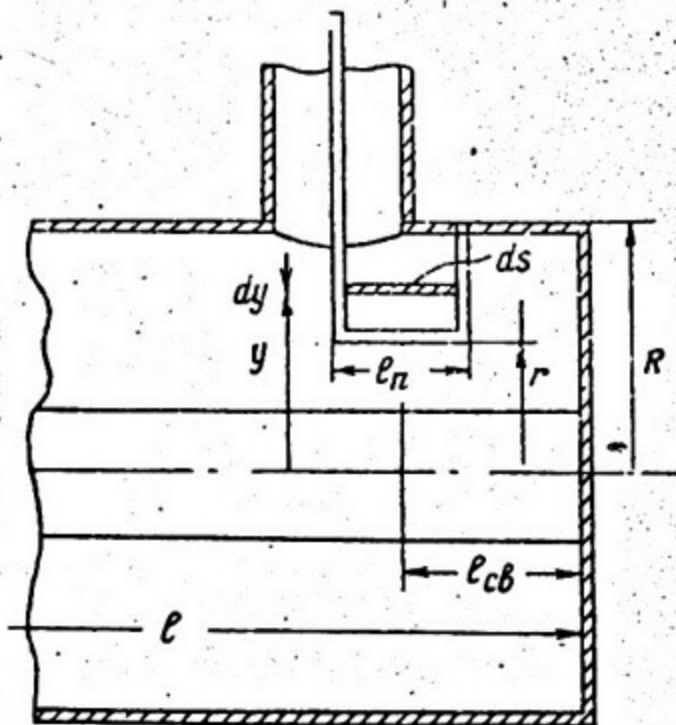


Рис. I.24. Индуктивный узел связи

ду магнитными силовыми линиями и плоскостью петли.

Если задаться формой петли, то элемент площади ds можно выразить через координату y . Подставляя под интеграл (I.56) выражения для H_y и ds , можно взять этот интеграл и выразить ЭДС через геометрические размеры петли. Далее, используя (I.55), вычисляют требуемые размеры петли.

Найдем, например, связь размеров петли прямоугольной формы с величиной мощности в нагрузке. В соответствии с обозначениями рис. I.24 имеем $ds = l_n dy$, (I.56) с учетом (I.57) преобразуется к виду

$$E = \mu \mu_0 \omega \int_2^R \frac{I_2}{2\pi y} \sin \alpha dy.$$

Отсюда получим

$$E = 2 \cdot 10^{-7} \mu \omega I_2 \ln \frac{R}{r} \sin \alpha. \quad (I.58)$$

Ток в сечении петли выразим через ток на входе линии I_{bx} , а затем — через напряжение на входе U_{bx} :

$$I_2 = I_{bx} \frac{\cos \frac{2\pi l_{cb}}{\lambda}}{\cos \frac{2\pi l}{\lambda}},$$

где l_{cb} и l даны на рис. I.24.

Далее

$$I_2 = \frac{U_{bx}}{Z_{op} \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}},$$

где Z_{op} — волновое сопротивление линии, образующей резонатор, и

$$I_2 = \frac{U_{bx}}{Z_{op} \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}} \frac{\cos \frac{2\pi l_{cb}}{\lambda}}{\cos \frac{2\pi l}{\lambda}}.$$

Подставив теперь полученное выражение в (I.58) и используя (I.55), получим

$$l_n = \ln \left(\frac{R}{r} \right) \sin \alpha = \frac{5 \cdot 10^6}{\omega \mu} \frac{Z_{op} \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}{U_{bx}} \frac{\sin \frac{2\pi l}{\lambda}}{\cos \frac{2\pi l_{cb}}{\lambda}} \sqrt{2P_n Z_0}. \quad (I.59)$$

Выражение (I.59) позволяет определить геометрические размеры петли и ее положение в контуре генератора. Величина U_{bx} обычно бывает известна из энергетического расчета каскада [I], где она фигурирует как анодное напряжение лампы (U_a). Иногда удобнее производить расчет, используя не величину $U_{bx} = U_a$, а первую гармонику анодного тока I_{a1} . При этом (I.59) легко переписать в виде

$$\mu \mu_0 \omega I_{a1} \frac{\cos \frac{2\pi l_{cb}}{\lambda}}{\cos \frac{2\pi l}{\lambda}} \sin \alpha \ln\left(\frac{R}{Z_0}\right) = \sqrt{2 P_H Z_0}. \quad (I.60)$$

Для кондуктивной связи, которую иногда называют автотрансформаторной, в противовес трансформаторной — индуктивной, легко получить значение трансформированного к аноду лампы сопротивления нагрузки при условии ее согласования с фидером и компенсации реактивного сопротивления проводника связи X_0 (оно в этом случае оказывается весьма малым):

$$R_a = Z_0 \left(\frac{\sin \frac{2\pi l}{\lambda}}{\sin \frac{2\pi l_{cb}}{\lambda}} \right)^2, \quad (I.61)$$

где размеры l и l_{cb} соответствуют рис. I.24.

Величина R_a обычно бывает известна из энергетического расчета каскада [I] как отношение анодного напряжения и первой гармоники анодного тока.

При емкостной связи нагрузочный фидер присоединяют к контурной линии (резонатору) через конденсатор связи C_{cb} . При этом изменение связи может быть достигнуто как путем изменения емкости связи, так и места расположения вывода (l_{cb}). Величину входного сопротивления при согласованном фидере можно рассчитать по следующему соотношению:

$$R_a \approx \left(\frac{X_{cb}^2}{Z_0} + Z_0 \right) \left(\frac{\sin \frac{2\pi l}{\lambda}}{\sin \frac{2\pi l_{cb}}{\lambda}} \right)^2. \quad (I.62)$$

Размеры l и l_{cb} даны на рис. I.20, а величина

$$X_{cb} = \frac{1}{\omega C_{cb}}.$$

I.2.6. Расчет и конструирование входных резонансных систем усилителей

Расчет и конструирование входных резонансных систем ламповых генераторов во многом подобны рассмотренному выше вопросу конструирования выходных цепей. Существенно лишь отметить, что сеточная цепь характеризуется относительно большой величиной входной емкости лампы и наличием активной составляющей проводимости промежутка сетка-катод. Это обстоятельство особенно

характерно для схем усилителей с "общей сеткой".

Эквивалентная емкость и проводимость между выводами катода и сетки, как известно [I] :

для схем с "ОК"

$$C_{bx} = C_{сн} + C_{ac} (1+k) ; \quad (I.63)$$

$$G_{bx} = 0 ;$$

для схем с "ОС"

$$C_{bx} = C_{сн} + C_{an} (1+k) ; \quad (I.64)$$

$$G_{bx} = S_{ср} .$$

При работе лампы с сеточными токами активная входная проводимость увеличивается на величину $G = I_{c1} / U_c$, которая, как уже говорилось, может быть значительной в мощных каскадах.

Значительная входная емкость и активная проводимость должны учитываться как при расчете резонансной частоты (размеров резонатора), так и при осуществлении связи с входным фидером.

Первое обстоятельство приводит к значительному сокращению длины коаксиальных систем за счет эффекта "укорочения" входной емкости.

Учет второго обстоятельства особенно существен при расчете связи с внешним фидером. Исходя из приведенных замечаний, можно рекомендовать проводить расчет резонансных систем во входной цепи лампы методом круговых диаграмм, подробно рассмотренному выше, в разделе I.2.2. При этом легко определяется необходимая общая длина резонансной системы и ее сечение, где входное сопротивление равно волновому сопротивлению входного фидера. Последнее обстоятельство обеспечивает согласование входной системы с фидером и ее высокий КПД, который оценивается через коэффициент отражения в фидере:

$$\eta = 1 - |\Gamma|^2 .$$

Напомним читателю, что высокий КПД анодной цепи достигается в условиях глубокой пересвязи, когда нагруженная добротность оказывается значительно меньше собственной. Во входных цепях высокий КПД реализуется в условиях критической связи, когда

$$Q_H = Q_0 / 2 .$$

При конструировании входного контура лампового каскада могут представиться два характерных случая, которые рассмотрены ниже.

Первый случай типичен для маломощных каскадов, работающих с малыми сеточными токами. При этом, как правило, входное сопротивление лампы значительно больше волнового сопротивления фидера и резонансную систему удастся осуществить по типу четвертьволнового (укороченного) резонатора, играющего роль повышающего трансформатора, согласующего высокое сопротивление лампы с низкоомным сопротивлением фидера.

Второй случай типичен для мощных каскадов, построенных по схеме с общей сеткой. Здесь, как показывают расчеты, резонансная система, обеспечивающая согласование, выполняется на основе сильно укороченного трехчетвертьволнового резонатора. Трансформатор при этом получается понижающий.

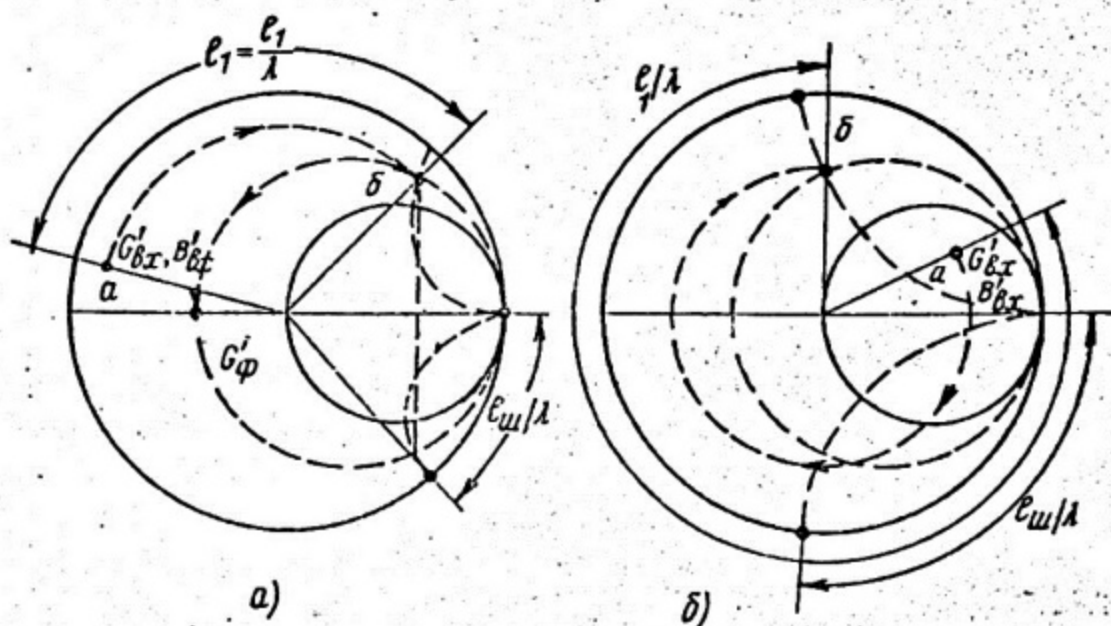


Рис. I.25. К расчету согласования резонансной системы с фидером

Характерные для рассмотренных случаев построения на круговой диаграмме проводимостей выполнены на рис. I.25. Эквивалентная схема цепи дана на рис. I.26. Здесь входные параметры лампы $G'_{\beta x}$ и $B'_{\beta x}$, нормированные на волновую проводимость линии Y_0 , отложены в плоскости диаграмм проводимостей (точка a).

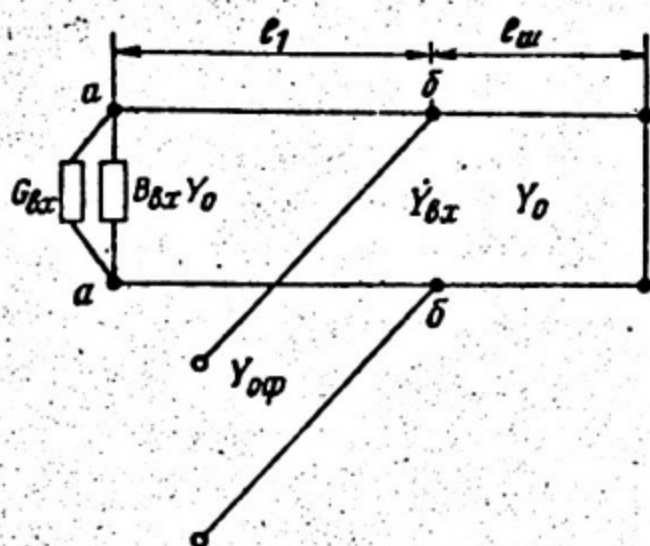


Рис. I.26. Эквивалентная схема входного контура усилителя

Для первого случая она лежит в левой части окружности (рис. I.25, а), а для второго случая — в правой (рис. I.25, б). Двигаясь по окружности $\rho = \text{const}$ в сторону "к генератору", дойдем до пересечения с окружностью $\delta_{\phi}' = \text{const}$, представляющей геометрическое место точек постоянной нормированной на Y_0 проводимости фидера δ_{ϕ} . На рис. I.25, а это точка б в верхней части диаграммы. Расстояние от зазора лампы до этого сечения l_1 — представляет дугу с раствором $\varphi_1 = l_1/\lambda$. Входная проводимость в этом сечении равна $\delta_{\phi}' + j\delta_{\phi}$. Если компенсировать реактивную составляющую, $j\delta_{\phi}$ шлейфом длиной $l_{ш}$ ($\varphi_2 = l_{ш}/\lambda$), то входная проводимость будет равна δ_{ϕ}' , и будет выполняться условие согласования. Длина шлейфа $l_{ш}$ находится из построения на диаграмме. Нетрудно видеть, что в первом случае общая длина системы $l_1 + l_{ш} < \lambda/4$, т.е. система представляет собой укороченный четвертьволновой резонатор.

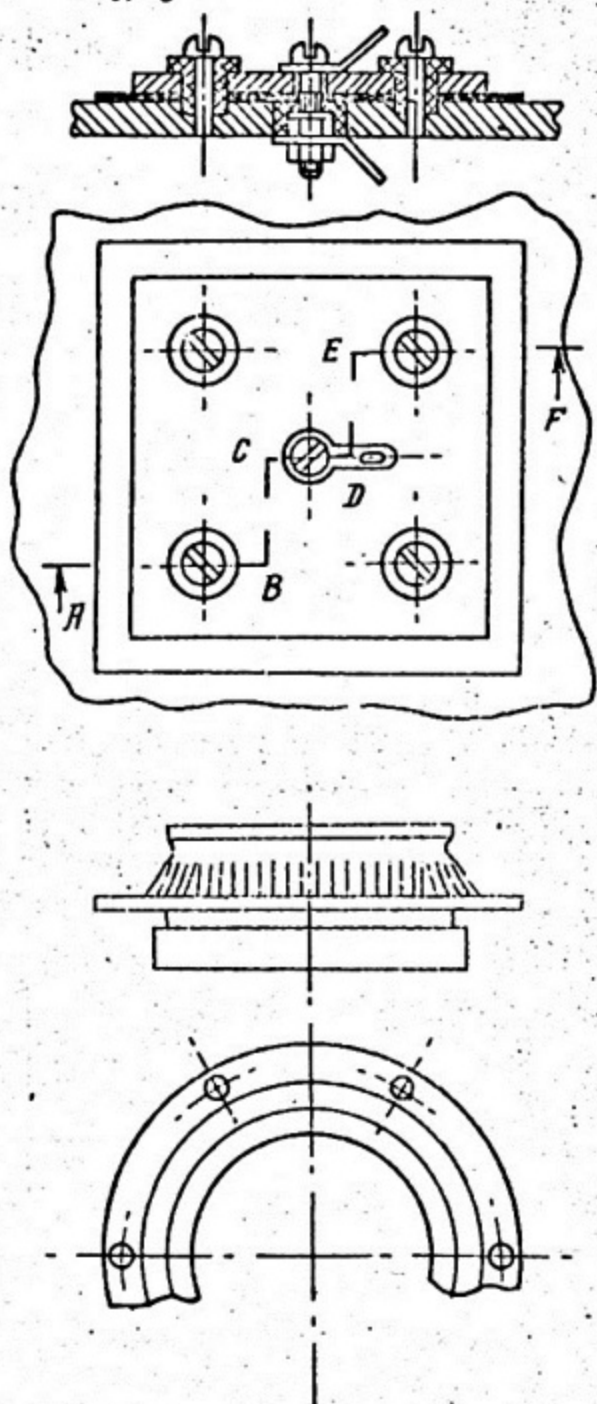
Построения для второго случая (см. рис. I.25, б) аналогичны, однако, как видно из диаграммы, общая длина $l_1 + l_{ш}$ теперь стала $\frac{\lambda}{2} < l_1 + l_{ш} < \frac{3\lambda}{4}$. Иногда входной контур лампы выполняется в виде последовательного коаксиального трансформатора. Этот способ согласования лампы с питающим фидером будет проиллюстрирован на примерах каскада на триоде ГИ-39Б (п. 2.2) и мощного каскада на лампе ГИ-27А (п. 2.7).

I.2.7. Выбор блокировочных и разделительных элементов в генераторах

Блокировочные и разделительные элементы — конденсаторы и дроссели — используются в схемах генераторов для разделения цепей постоянных и переменных токов. От правильного выбора величины и конструкции этих элементов зависят такие важнейшие пара-

метры генераторов, как его мощность, КПД, стабильность частоты, уровень паразитных шумов и т.д. Особенно остро стоит вопрос о выборе разделительных элементов в генераторах высокой частоты. Это объясняется тем, что на коротких волнах "обычные" конденса-

Разрез по ABCDEF



торы перестают вести себя как чистые емкости из-за влияния паразитных индуктивностей соединительных проводов и собственной индуктивности конденсатора. Так, на частотах свыше 300 МГц стандартные низкочастотные конденсаторы ведут себя как индуктивности. Наоборот, блокировочные или разделительные дроссели из-за влияния межэлектродных емкостей начинают вести себя как отрезки длинных линий, и сопротивление таких дросселей в ряде случаев становится емкостным, что, естественно, недопустимо.

В генераторах метрового диапазона иногда возможно использование стандартных конструкций конденсаторов и дросселей. Однако во избежание указанных выше неприятностей следует выполнять следующие рекомендации:

1) длину проводников, соединяющих конденсаторы со схемой, следует выполнять минимальной, а поверхность их - возможно большей. Хорошие результаты дает в этом случае применение плоских медных шин шириной в 10 и более миллиметров;

2) блокировочные конденсаторы целесообразно выполнять в виде пакета параллельно соединенных

Рис. I.27. Конструкция керамических разделительных конденсаторов

конденсаторов малой емкости. При этом существенно снижается паразитная индуктивность;

3) применять схемы с минимально возможным числом блокировочных дросселей, а индуктивность их ограничивать минимально возможной величиной, которая еще обеспечивает нормальную работу генератора;

4) для уменьшения паразитной межвитковой емкости дроссели целесообразно выполнять на ферромагнитных сердечниках, что позволяет сократить число витков обмотки.

В генераторах и усилителях дециметрового и сантиметрового диапазонов стандартные низкочастотные конденсаторы и дроссели обычных конструкций применять нельзя. В подобных генераторах применяют конденсаторы керамического типа специальной конструкции, часто выполняемых как единое целое с колебательной системой. Для уменьшения собственной индуктивности электроды конденсаторов выполняют в виде дисков, колец, конусов, цилиндров, а в качестве диэлектрика используют радиокерамику, слюду или высокопрочные пластмассы: полистирол, политетрафторэтилен (фторопласт) или стеатит. Располагают конденсаторы по возможности в узле тока, где напряжение минимально.

В настоящее время отечественная промышленность выпускает блокировочные конденсаторы трех типов: проходные-коаксиальные (тип К10-57), разделительные (КВИ, К15У-1) и кольцевые, специально предназначенные для металлокерамических ламп (КВЦ) как анодные разделительные емкости. Вид этих конденсаторов приведен на рис. 1.27.

Блокировочные (разделительные) дроссели в сантиметровом и дециметровом диапазонах длин волн рекомендуется выполнять в виде толстого короткого прямолинейного провода, на который надеваются ферритовые цилиндрики-втулки, значительно увеличивающие индуктивность этой системы. Однако подобные дроссели используются лишь в маломощных устройствах. На высоких мощностях дроссели следует выполнять в виде короткозамкнутых отрезков коаксиальных линий или подобных устройств, играющих роль "металлических изоляторов". Существенным недостатком таких систем является их узкополосность.

1.2.8. Способы выполнения цепи накала лампы в схемах с общей сеткой

В усилителях и генераторах высоких частот, где преимущественно применяется схема с общей сеткой, а сигнал подается на катод лампы, цепь накала шунтирует катодно-сеточный контур.

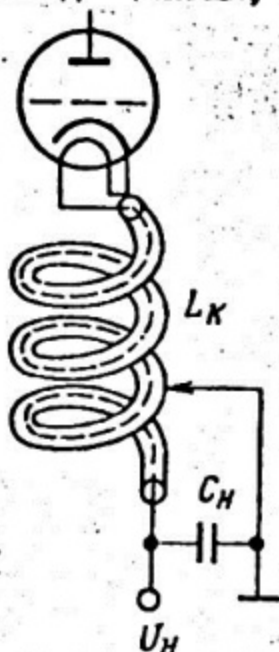


Рис. 1.28. Конструкция входного контура в усилителе с общей сеткой с трубкой, свернутой в спираль

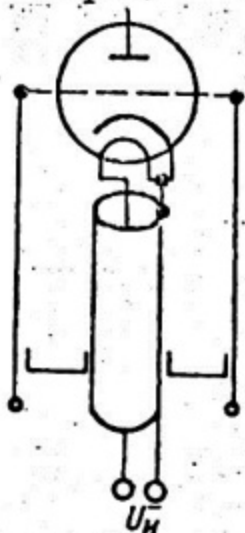


Рис. 1.29. Коаксиальная конструкция входного контура

Поэтому в цепи накала лампы приходится применять блокировочные дроссели, что сильно усложняет конструкцию каскада. Исходя из этого, в реальных конструкциях дроссельные элементы схем используют как контурную индуктивность (L_K).

В метровом диапазоне для этой цели катодная цепь накала часто выполняется из медной трубки, свернутой в спираль и соединенной с катодом и одним из концов подогревателя, если используется лампа с косвенным накалом (рис. 1.28). Внутри трубки проходит изолированный провод, соединенный с другим концом подогревателя. Такая конструкция эквивалентна двум параллельно включенным дросселям, сильно связанным друг с другом. Для регулирования величины индуктивности достаточно изменять число витков спирали, включенной между лампой и "землей".

Для более высоких частот сантиметрового и дециметрового диапазона, когда катодно-сеточный контур выполняется на основе отрезка коаксиальной линии, цепь накала лампы замкнется через внутренний провод, проходящий через внутренний проводник резонатора, т.е. спиральная конструкция вырождается в трубчатую (рис. 1.29).

2. ПРИМЕРЫ ПРАКТИЧЕСКИХ КОНСТРУКЦИЙ ГЕНЕРАТОРОВ МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

2.1. Маломощный каскад усилителя на лампе 6П23П

Описываемый каскад разработан как входной каскад усилителя с мощностью в 300 кВт в импульсе и длиной волны $\lambda = 2$ м. Каскад работает в буферном режиме. Усижительная лампа 6П23П -

маломощный тетрод, предназначенный для работы в системах строчной развертки телевизионных приемников. Поскольку работа усилителя происходит в импульсном режиме с длительностью $\tau = 100$ мкс, анодное и сеточное напряжения лампы выбраны значительной величины: $E_a = 1,2$ кВ, а $E_{c2} = 0,5$ кВ. Расчет по известной методике для включения лампы по схеме с общим катодом [1] показал возможность получения коэффициента усиления по мощности $K_p \approx 18$ дБ, что при входной мощности порядка 1 Вт позволяет иметь выходную мощность в 70 Вт. Лампа 6П23П – стеклянная, с выводом цилиндрического анода в верхней части баллона, а выводы остальных электродов – в стандартный цоколь.

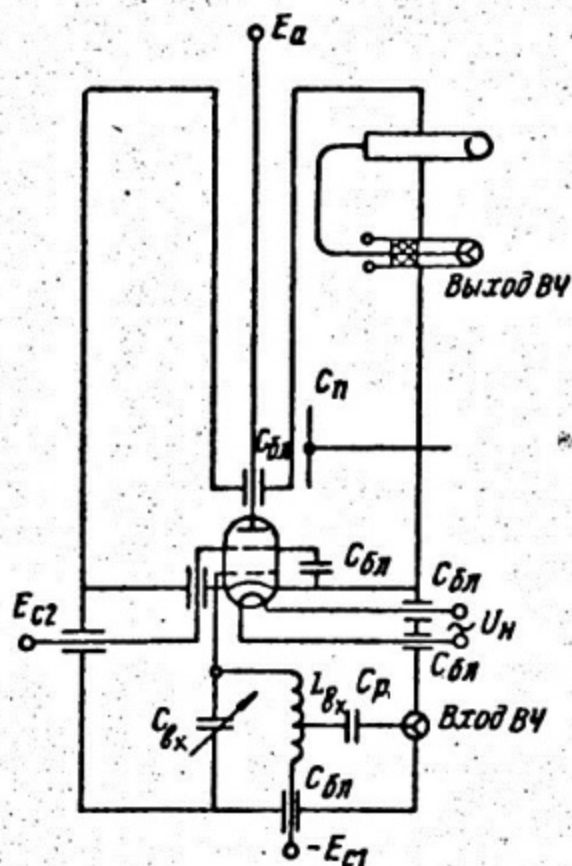
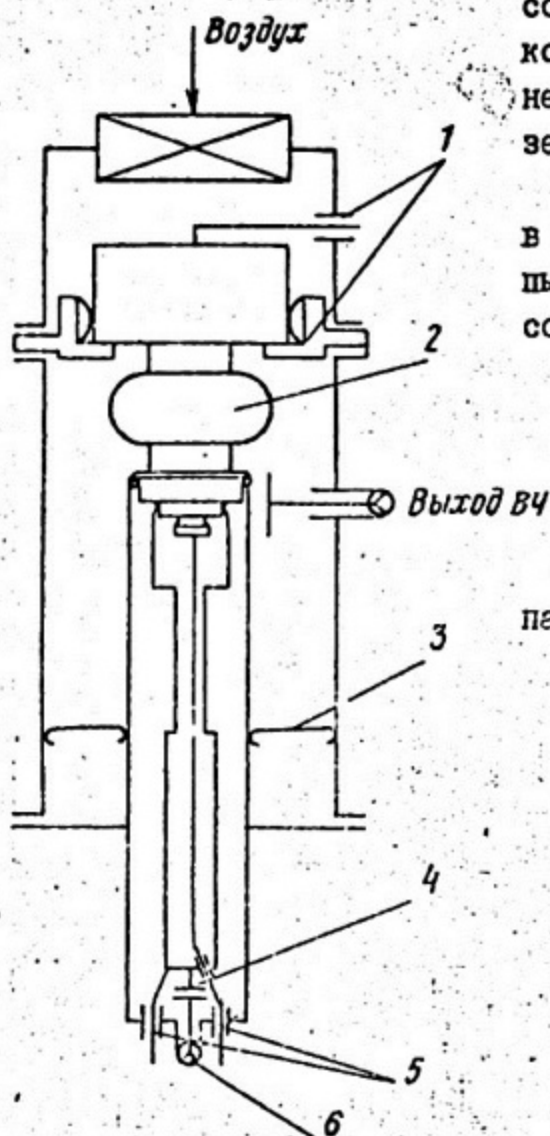


Рис. 2.1. Конструкция маломощного входного каскада на лампе 6П23П

Анодный контур усилителя выполнен коаксиальным четвертьволнового типа. Подстройка частоты в диапазоне $\pm 10\%$ от номинальной в 150 МГц осуществляется двумя емкостными пластинами, расположенными вблизи анода лампы (Рис. 2.1). Плавное перемещение пластин производится с помощью микрометрической резьбовой втулки. Постоянная составляющая анодного питания поступает к аноду лампы через изолированный провод внутри коаксиального проводника. Замыкание высокочастотных токов обеспечивается блокировочными конденсаторами, установленными во внутренней полости проводника. Вывод энергии – индуктивный. Связь с нагрузкой регулируется изменением погружения петли связи в контур.

Входной катодный контур выполнен на сосредоточенных элементах: катушке L_{bx} и подстроечной емкости типа КПК1 (C_{bx}). Через

катушку и дроссель подано смещение на управляющую сетку лампы, обеспечивающее буферный режим. Ввод входного сигнала осуществлен на часть витков катушки так, что входная цепь является согласованной до КСВН $\rho \leq 1,5$.



Экранная сетка заземлена по высокой частоте с помощью керамических конденсаторов малой емкости, соединенных параллельно. Катод лампы заземлен.

Все входы питающих напряжений в экранированную цокольную часть лампы осуществлены через блокирующие высокочастотные емкости трубчатого типа.

2.2. Промежуточный каскад усилителя на лампе ГИ-39Б

Каскад разработан на следующие параметры:

Частота f_0 , МГц	150
Выходная мощность		
в импульсе $P_{\text{вых}}$, кВт	50
Коэффициент усиления,		
K_p	12
Анодное напряжение		
E_a , кВ	13
Длительность импульса		
τ , мкс	до 100

Металлокерамический триод ГИ-39Б по паспортным данным обеспечивает получение выходной мощности до 100 кВт в режиме короткого импульса $\tau \leq 2$ мкс. При работе с большими длительностями импульса приходится снижать амплитуды импульсов анодного тока и напряжения, а значит, и выходную мощность, снимаемую с лампы. В данном случае это уменьшение, как видно, составило два раза.

Рис. 2.2. Конструкция каскада на 150 МГц на лампе ГИ-39Б:

1 - анодный блокировочный конденсатор; 2 - триод ГИ-39Б; 3 - настроечный поршень; 4 - катодный разделительный конденсатор; 5 - накальные проходные конденсаторы; 6 - вход ВЧ

Общий упрощенный вид конструкции каскада дан на рис.2.2. Используется одностороннее расположение контуров лампы, работающей в схеме с общей сеткой. Это позволяет уменьшить габариты каскада и облегчает охлаждение и замену лампы.

Анодно-сеточный контур — коаксиального типа с длиной около четверти волны. Настройка осуществляется перемещением закорачивающего поршня, который для получения хорошего контакта с поверхностями коаксиальных проводников выполнен с механизмом заклинивания (см. рис.1.16).

Связь контура с нагрузочным фидером — индуктивная, регулируемая в широких пределах изменением глубины погружения петли связи. Для компенсации индуктивности витка последовательно включен керамический высокочастотный конденсатор емкостью 10 пФ.

Входная цепь — последовательный четвертьволновый коаксиальный трансформатор, согласующий входное комплексное сопротивление лампы с входным фидером в 50 Ом. Для подстройки входного сопротивления трансформатор имеет емкостной плунжер, величина емкости которого и местоположение в контуре подбираются экспериментально в процессе наладки.

Охлаждение лампы — воздушное, осуществляемое струей воздуха, проходящей через анодный радиатор лампы и вводы катода.

Анод и катод лампы отделены по постоянному току от корпуса с помощью высоковольтных разделительных конденсаторов типа КВЦ и КВИ. Сетка лампы заземлена.

2.3. Усилительный каскад на лампе ГИ-39Б с использованием спиральных резонаторов

Каскад рассчитан для работы на частотах порядка 50 МГц и для сокращения размеров использует спиральные колебательные системы четвертьволнового типа. Выходная мощность каскада до 50 кВт в импульсе длительностью в 100 мкс, а коэффициент усиления по мощности порядка 10 — 12.

В конструкции каскада, изображенного на рис.2.3, использовано двухстороннее расположение колебательных систем 6 и 2 относительно заземленной сетки 10. Напряжение анодного питания подается по кабелю, расположенному внутри спирали анодной колебательной системы. Разделение постоянного и переменного напряжений осуществляется четырьмя столбиками из двух конденсаторов КВИ (5). Для сокращения габаритов каскада (наружного диаметра)

анодная часть лампы и разделительные конденсаторы анодной цепи расположены внутри изоляционной втулки 4. Связь анодного контура 9 с фидером I2 – кондуктивная. Небольшая, необходимая для работы подстройка частоты анодного контура осуществляется плунжером 8, входящим внутрь анодной спирали.

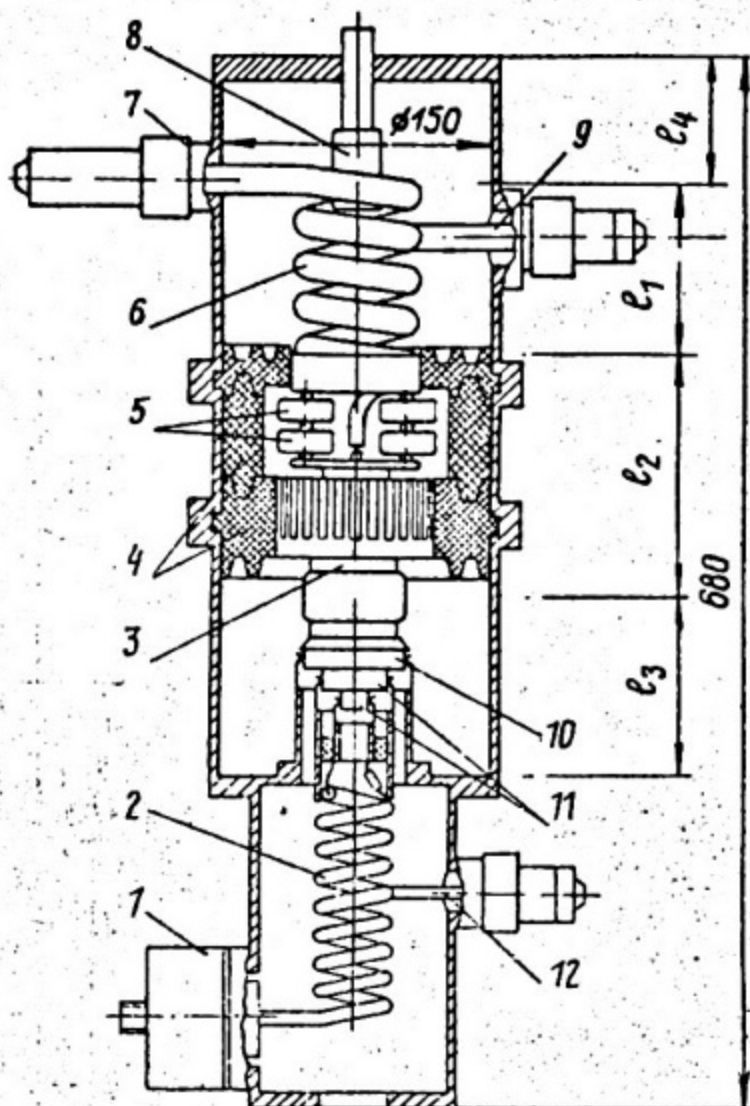


Рис.2.3. Конструкция каскада на 50 МГц с применением спиральных контуров

Входная резонансная цепь выполнена аналогично. Напряжение накала подается через изолированный провод, расположенный внутри спирали катодного контура, которая, как и анодная спираль, выполнена из медной трубки. Смещение на катод подается по спирали, отделенной от корпуса цилиндрическим блокирующим конден-

сатором I. Ввод напряжения раскачки на катод осуществляется через фидер, также отделенный по постоянной составляющей разделительным конденсатором. Связь фидера и контура — кондуктивная, нерегулируемая, подбираемая при предварительной настройке каскада.

Охлаждение лампы — воздушное, осуществляемое, потоком воздуха, омывающего анодный радиатор 3 и выводы катода II.

2.4. Мощный двухтактный усилитель с H-резонатором в анодной цепи

Комбинированный двухтактный усилитель спроектирован на следующие параметры:

Частота, МГц	150
Импульсная выходная мощность, кВт	до 140
Коэффициент усиления по мощности	140
Анодные напряжения, кВ:	
E_{a2}	14
E_{a1}	5

Усилитель включает в себя два каскада: предварительный на двух лампах ГИ-7Б и оконечный усилитель мощности на четырех лампах ГИ-39Б. Схема усилителя, отражающая его конструктивные особенности, приведена на рис. 2.4.

Анодный контур выходного каскада представляет собой H-резонатор, состоящий из наружного цилиндрического корпуса и внутреннего вибратора. В каждое из плеч вибратора включены по два триода ГИ-39Б (аноды ламп соединены с вибратором, а сетки — с корпусом). Для подстройки частоты вблизи анодов ламп установлены две подвижные пластины, несущие дополнительную регулируемую емкость (C_5, C_6). Вывод мощности индуктивный — петля прямоугольной формы, расположенная вблизи средней торцевой поверхности вибратора. Связь — регулируемая путем перемещения петли. Компенсация собственной индуктивности петли осуществляется керамическими конденсаторами. Анодное напряжение подается на вибратор через разделительный дроссель Dp .

Напряжение раскачки на катоды выходных ламп подается через емкости C_{p1} и C_{p2} от анодного контура возбудителя, резонансная анодная система которого выполнена также на H-резонаторе, но только прямоугольной конфигурации. Аноды ламп ГИ-7Б вклю-

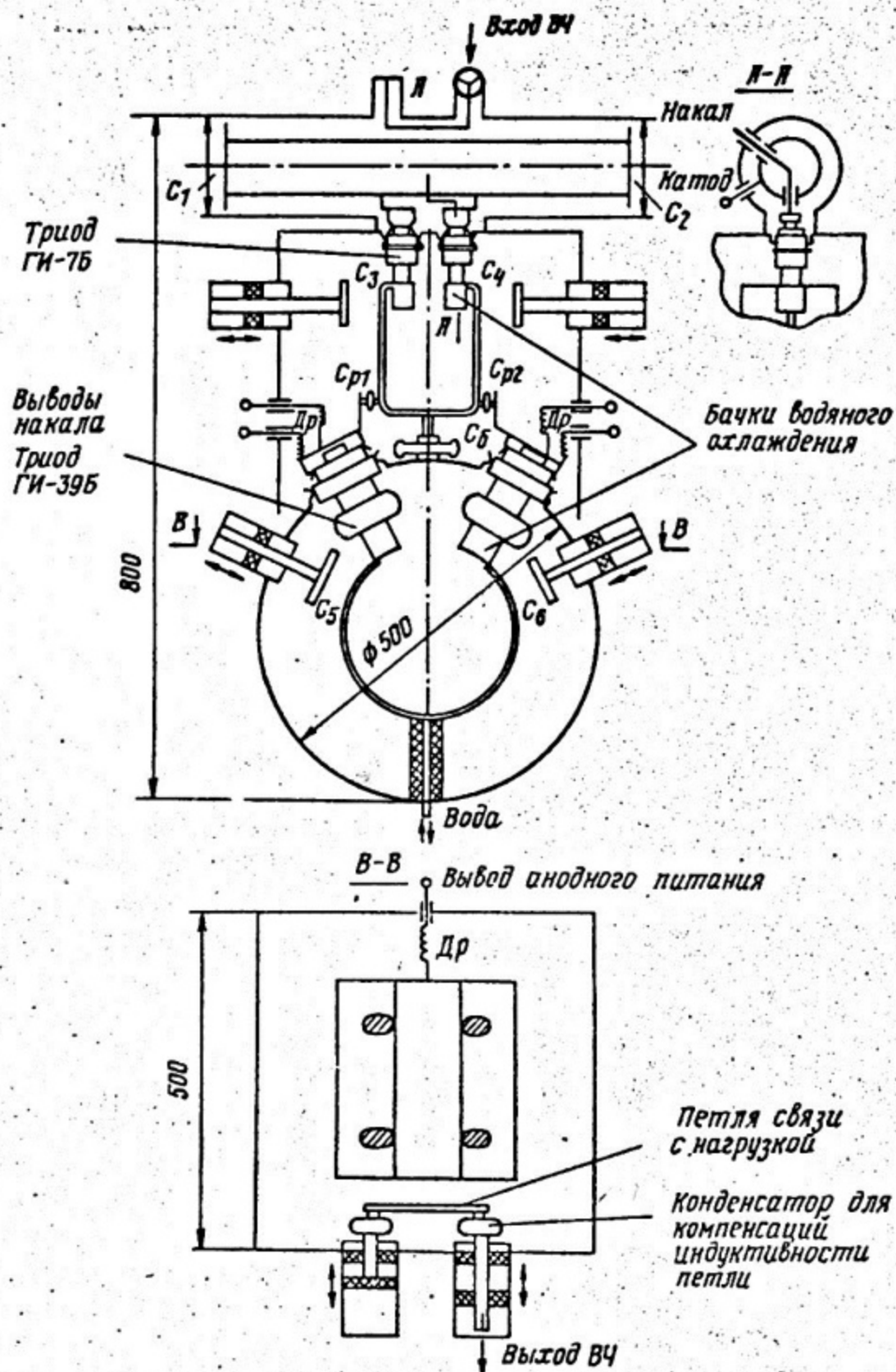


Рис.2.4. Конструкция мощного каскада с Н-резонатором

чены на концах вибратора, а сетки соединены с корпусом. Подстройка частоты, аналогичная вышеописанному каскаду, осуществляется настроенными емкостными пластинами C_3 , C_4 . Подстройка величины нагрузки ламп возбудителя осуществляется изменением величин разделительных емкостей C_{p1} и C_{p2} , а также перемещением точек подключения их к анодному вибратору предусилительного каскада.

Входной контур усилителя собран на основе коаксиального резонатора, имеющего длину около $\lambda/2$ и возбуждаемого петлей в пучности магнитного поля. Для осуществления частотной настройки и симметрирования сигналов на лампах возбудителя служат подстроечные емкости C_1 и C_2 между торцами внутреннего проводника коаксиального резонатора и подвижными поршнями.

Связь входного резонатора и катодов ламп регулируется путем перемещения точек включения во внутренний проводник коаксиала.

Охлаждение ламп усилителя водяное. На аноды ламп надеты специальные водяные рубашки — бачки с проточной водой.

2.5. Выходной каскад усилителя на частоту в 50 МГц

В каскаде использовано параллельное включение четырех ламп (5) ГИ-39Б, что позволило получить выходную мощность порядка 200 кВт в импульсе длительностью порядка 100 мкс.

Анодно-сеточная резонансная система каскада (рис.2.5) выполнена на основе четвертьволнового коаксиального резонатора, длина которого сильно укорочена суммарной емкостью C_{ac} четырех ламп. Необходимая жесткость системы достигается применением опорного изолятора 8.

Сетки ламп заземлены через восемь параллельно включенных керамических конденсаторов 7 емкостью в 680 пФ. Катодно-сеточная резонансная система — трехчетвертьволновый коаксиальный резонатор, так как входное сопротивление четырех параллельно включенных ламп ГИ-39Б оказывается значительно меньшим волнового сопротивления подводщего фидера (50 Ом). Для уменьшения габаритов такой системы применена дополнительная емкость 2, точку включения которой можно плавно менять, осуществляя тем самым возможность согласования с подводщим фидером.

Связь резонансных систем (анодно-сеточной и сеточно-катодной) с фидерами 1,9 — кондуктивная. Регулировка связи с нагрузкой осуществляется перемещением точки включения фидера 9. Ох-

охлаждение лампы — комбинированное. Аноды охлаждаются водой, подводимой через систему полиэтиленовых трубок и бачок 6; катодная часть охлаждается интенсивным потоком воздуха через коллектор 3. Сетки лампы подсоединены к корпусу через блокирующие емкости 4.

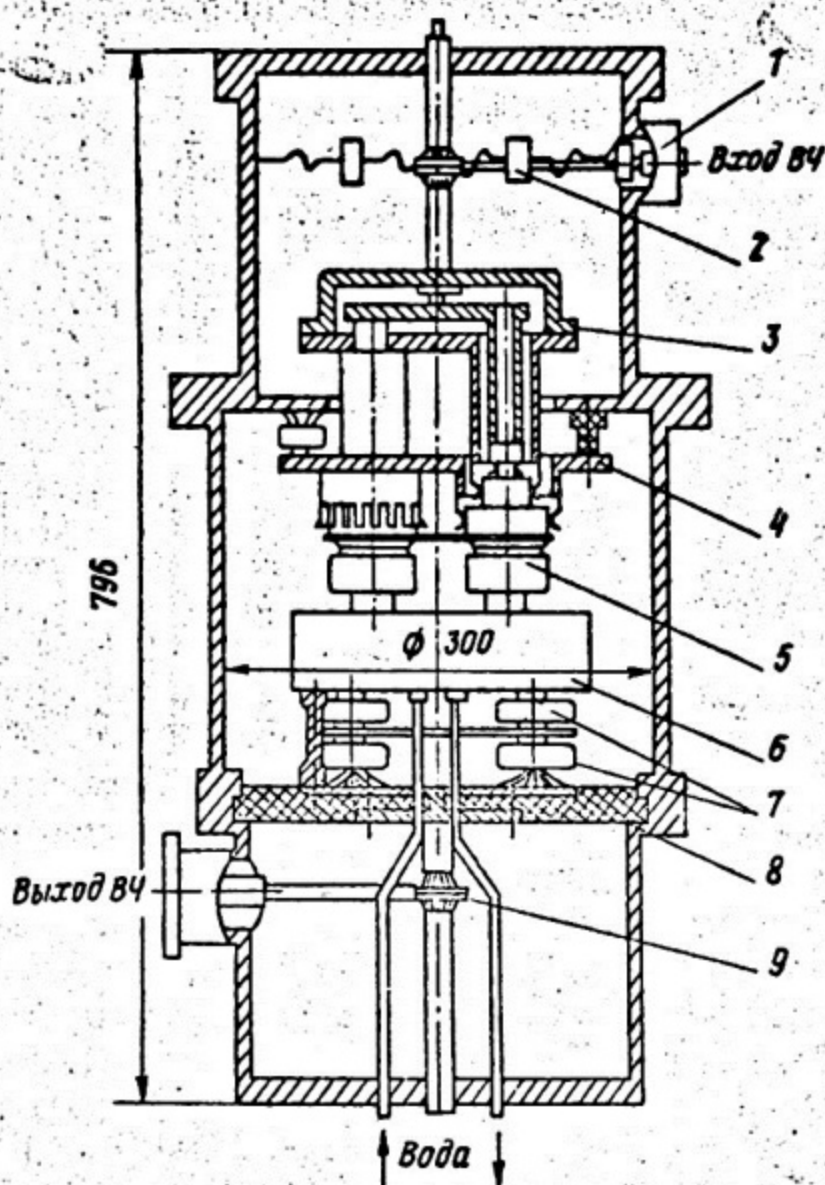


Рис.2.5. Конструкция выходного каскада усилителя на 50 МГц.

2.6. Каскад с плоской спиральной резонансной системой

Применение резонансных систем на основе плоских полуволновых (или четвертьволновых) спиралей дает возможность резко уменьшить габариты устройства. На рис.2.6. представлена упрощенная

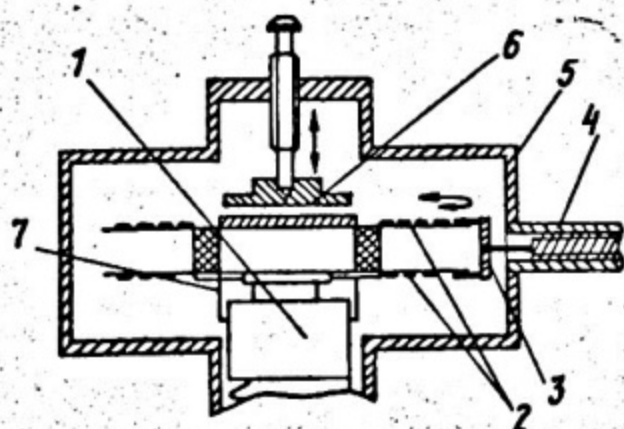


Рис. 2.6. Конструкция колебательной системы с плоской спиралью

Волновые сопротивления подобной системы проводников (для ленточной спирали и спирали из проводника круглого сечения) могут быть взяты из справочной литературы. На рис. 2.7 для примера приведены графики зависимости Z_0 от геометрических размеров проводников.

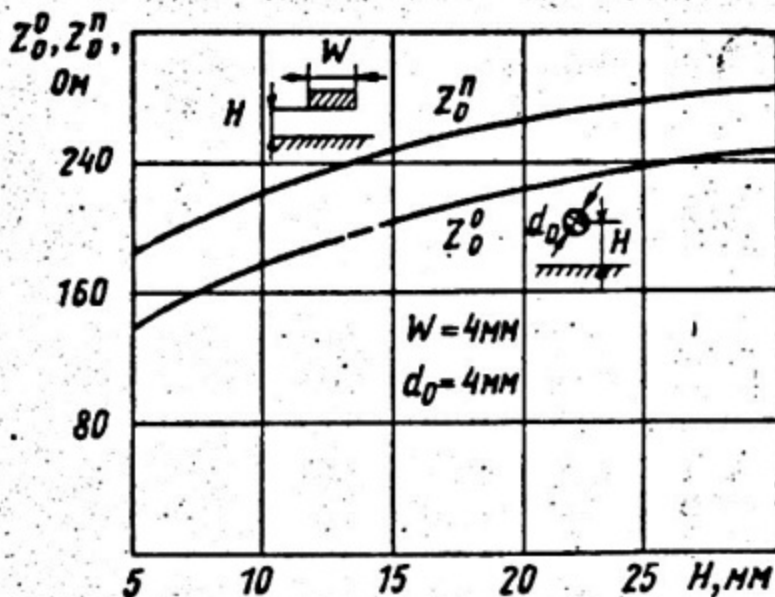


Рис. 2.7. Графики зависимости волнового сопротивления спиральной линии от геометрических размеров.

Для подстройки системы на заданную частоту можно использовать емкостную пластину 6 над центральной частью одного из плеч

полуволновой спирали. Расчеты и опытное моделирование подобных систем показывают, что диапазон перестройки в этом случае можно получить порядка 5 – 10 % от средней. Для большей вариации резонансной частоты можно изменять положение переключки 3 между двумя плечами полуволновой спирали, как это условно показано на рисунке.

2.7. Мощный выходной каскад на лампе ГИ-27А

Каскад спроектирован для высокочастотного питания секций линейного протонного ускорителя. Параметры каскада следующие:

Выходная мощность (в импульсе), МВт	до 3,5
Частота колебаний, МГц	150
Коэффициент усиления по мощности	8 – 9
Анодное напряжение, кВ	40

Каскад состоит из двух блоков (рис.2.8). В первом блоке питания расположены трансформатор накала лампы, воздуходувка и трубопроводы с арматурой водоохлаждения. К блоку ВЧ из блока питания по гибким кабелям подводится напряжение накала, а по дюритовым шлангам – вода и воздух.

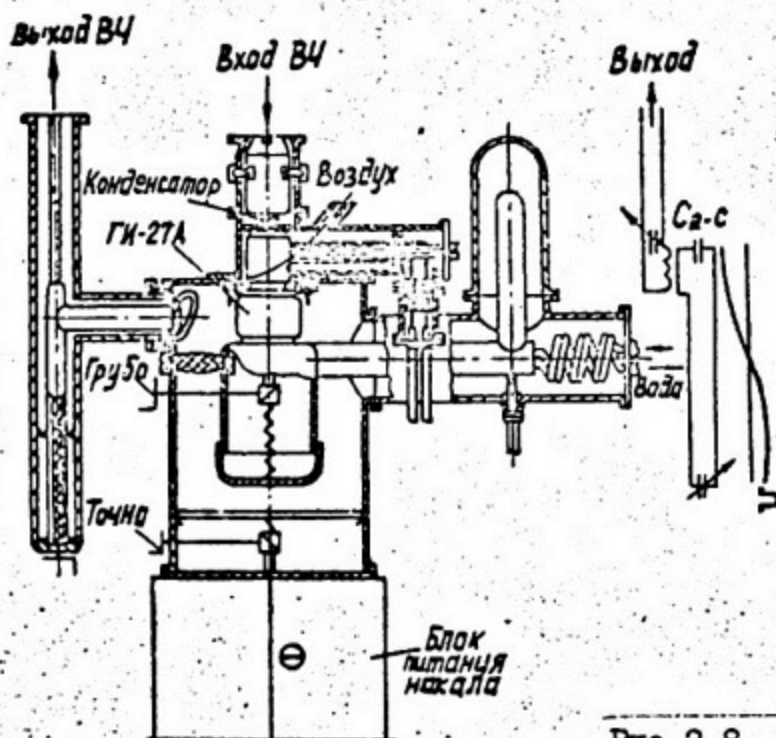


Рис.2.8. Конструкция мощного усилительного каскада на лампе ГИ27А

Каскад использует двухстороннее расположение резонансных систем относительно заземленного кольца сеточного ввода лампы. Сетка заземлена сплошным экраном, благодаря чему связь между входным и выходным контурами сведена к минимуму. Анодно-сеточный коаксиальный контур вместе с емкостью анод-сетка лампы выполнен в виде разомкнутой полуволновой линии. В такой схеме контура не требуется разделительного конденсатора и короткозамыкающего плунжера, что сильно упрощает конструкцию. Диаметр внутренней трубы определяется размерами анодного бака и равен 220 мм. Контур можно грубо настраивать изменением длины этой трубы, а точно — перемещением днища бака, изменяющего емкость торца внутренней трубы.

Диаметр наружной трубы (бака) составляет 500 мм и определяется размерами шести стержневых опорных изоляторов, расположенных радиально вокруг внутренней трубы в плоскости узла ВЧ напряжения. При этом изоляторы находятся лишь при импульсном анодном напряжении в 40 кВ. Амплитуда ВЧ-напряжения на изоляторах в режиме разгрузки генератора может достигнуть 30 кВ, а суммарное напряжение — до 70 кВ. Для керамических изоляторов УКВ-диапазона принята норма электрической прочности в 2 кВ/см. Таким образом, длина изолятора должна быть равна 350 мм, а диаметр наружной трубы — 900 мм. Испытания стержневых изоляторов, изготовленных из фторопласта-4 (тефлона), показали, что они выдерживают напряженность электрического поля в три раза большую, чем керамические. Это позволяет ограничить диаметр наружной трубы размером в 500 мм и получить волновое сопротивление линии в 45 Ом; что близко к условию минимальной напряженности поля в зазоре.

Полуволновая линия удобна еще и тем, что в плоскости узла ВЧ напряжения можно выполнить ввод питающего анодного напряжения и подвести к аноду водяное охлаждение. В данной конструкции эти вводы выполнены посредством заблокированной по высокой частоте разомкнутой на конце четвертьволновой линией.

Выходное устройство генератора выполнено в виде коаксиального трансформатора с петлей связи, размещенной в пучности контурного тока, и коаксиальным шлейфом, позволяющим производить подстройку компенсации индуктивности петли. Грубая регулировка связи осуществляется поворотом петли.

Входная цепь генератора выполнена в виде коаксиального четвертьволнового трансформатора, согласующего входное сопротивление лампы с волновым сопротивлением фидера, — коаксиального

кабеля РКД-50. Внутренний диаметр наружной трубы равен 140, а диаметр внутренней трубы - 118 мм. При изменении режима работы каскада коэффициент стоячей волны во входном фидере не превышает значения 3. Максимальная напряженность поля в трансформаторе не более 3 кВ/см.

Каскады этой конструкции широко используются в устройствах ВЧ-питания линейных протонных ускорителей, например И-2 (ИТЭФ) и И-100 (ИФВЭ).

2.8. Компактные усилители с использованием высокочастотных тетродов

При разработке систем ВЧ-питания малых ускорителей большое внимание уделяется получению компактных малогабаритных усилителей, входящих в установку.

Рассмотрим особенности подобной разработки на примере двухкаскадного генератора ГПУ-3.

Предусилительный каскад (ПК) построен на тетроде ГС-43Б, включенном по схеме с общим катодом, а оконечный (ОК) - на тетроде ТУ-95Б по схеме с общей сеткой. Основные параметры генератора:

Выходная мощность в импульсе $P_{вых}$, кВт.....	30
Мощность возбуждения $P_{вх}$, Вт.....	30
Рабочая частота f_0 , МГц.....	150
Анодное напряжение ОК E_{a2} , кВ.....	5
Анодное напряжение ПК E_{a1} , кВ.....	2
Напряжение на экранных сетках E_{c2} , кВ.....	0,4

Конструкция генератора иллюстрируется рис.2.9. Входной, промежуточный и выходной колебательные контуры построены на полосковых линиях. Входная цепь генератора - резонансная, имеющая электрическую длину $\lambda/4$ и содержащая две симметричные полосковые линии L_1 и L_2 , образованные внешним экраном и медными пластинами. Одним концом линии подключены к выводам сетка-катод тетрода ГС-43Б, а на втором - закорочены подвижными поршнями. Регулировкой длины L_1 линии L_1 достигают согласования контура с питающим фидером, который кондуктивно подключен к полосковой линии. Входное сопротивление линии L_2 является реактивным: $iX = iZ_{02} \operatorname{tg} \frac{2\pi L_2}{\lambda}$, где $Z_{01} = Z_{02}$ - волновое сопротивление линий L_1 и L_2 . Поэтому изменением длины L_2 производится настройка резонансной частоты контура.

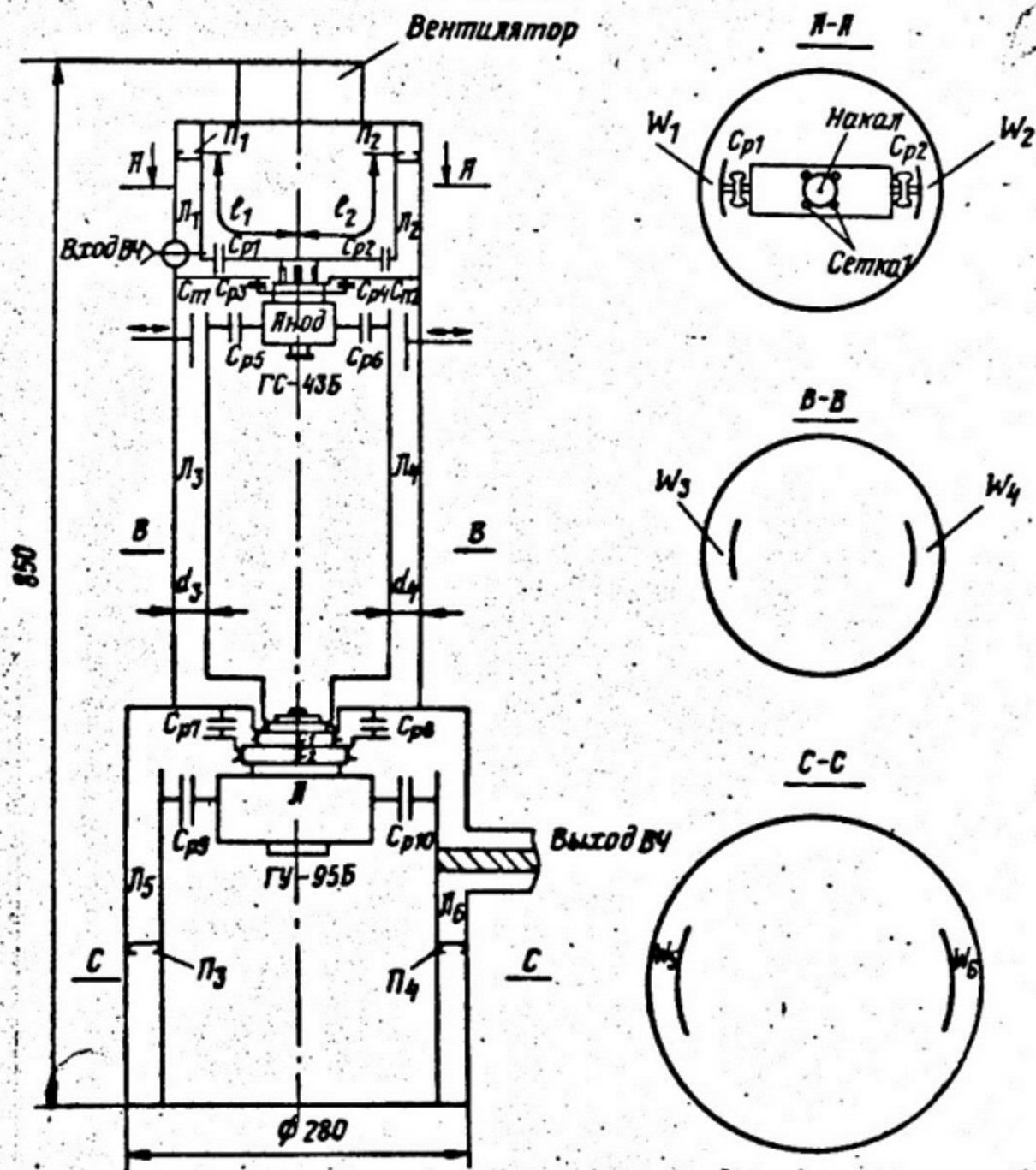


Рис.2.9. Конструкция двухкаскадного усилителя на 150 МГц со связью через полосковые линии

Анодный контур предусилительного каскада и катодный оконечного объединены в единую колебательную цепь, выполняющую комплексное согласование входного сопротивления тетрода ГУ-95Б и выходно-

го импеданса лампы ГС-43Б. Упрощенная эквивалентная схема межкаскадного контура и эюра колебательного напряжения показаны на рис.2.10. Электрическая длина контура равна $\lambda/2$. Двойная симметричная полосковая линия нагружена, с одной стороны, входной емкостью тетрода ГУ-95Б, а с другой - выходной емкостью тетрода ГС-43Б и емкостями подстроечных пластин.

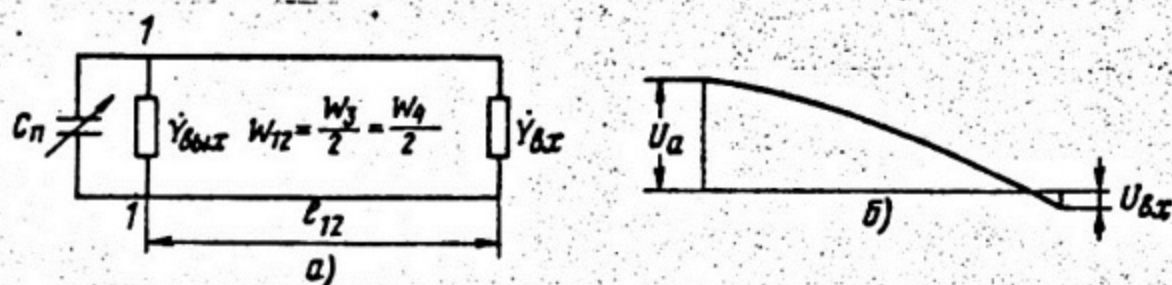


Рис.2.10. Эквивалентная схема межкаскадного колебательного контура (а) и эюра распределения в нем ВЧ-напряжения (б)

Выходной контур генератора имеет электрическую длину $\lambda/4$ и построен на двух одинаковых полосковых линиях Λ_5 и Λ_6 , замкнутых на конце подвижными поршнями. Как и во входном контуре, одна из линий (Λ_6) служит для трансформации волнового сопротивления нагрузочного фидера, подключенного к линии кондуктивно, в сопротивление анодной нагрузки тетрода ГУ-95Б. При этом настройка контура на резонансную частоту f_0 осуществляется перемещением короткозамыкающего поршня в другой линии (Λ_5).

Подчеркнем в заключение отличительные особенности генератора ПЛУ-3:

малые габариты ($\varnothing 280 \times 850$ мм), достигаемые объединением колебательных цепей каскадов;

высокий коэффициент усиления по мощности ($K_p = 10^3$), обеспечиваемый современными СВЧ-тетрадами (в том числе ГС-43Б по схеме с общим катодом).

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. М и л о в а н о в О.С., П о н о м а р е н к о А.Г. Усилители и автогенераторы метровых волн. М.: МКИИ, 1989.
2. Радиопередающие устройства/ Под ред. М.В.Благовещенского, Г.М.Уткина. М.: Радио и связь, 1982.

3. Березин В.М., Бурян В.С., Гутцайт Э.М., Марин В.П. Электронные приборы СВЧ. М.: Высшая школа, 1985.
4. Вамбергский М.В., Казанцев В.И., Шелухин С.А. Передающие устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1984.
5. Захарьянцев Л.И. Конструирование СВЧ-каскадов на резонансных линиях и спиральных фильтрах. М.: Сов.радио, 1974.
6. Ганстон М.А.Р. Справочник по волновым сопротивлениям фидерных линий СВЧ. М.: Связь, 1976.
7. Милованов О.С., Собенин Н.П. Техника сверхвысоких частот. М.: Атомиздат, 1980.
8. Коваленко В.Ф. Введение в электронику сверхвысоких частот. М.: Сов. радио, 1955.
9. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.Г. Справочник по элементам волноводной техники. М.-Л.: ГЭИ, 1963.
10. Справочник по волноводам / Под ред. Я.Н.Фельда. М.: Сов. радио, 1952.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
I. РЕЗОНАНСНЫЕ СИСТЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ	5
I.1. Общие требования к резонансным системам	5
I.2. Элементы расчета резонансных систем	8
I.2.1. Электрическая прочность коаксиального резонатора. Выбор размеров поперечного сечения	8
I.2.2. Резонансная частота и длина коаксиальной системы	12
I.2.3. Расчет добротности и эквивалентного сопротивления коаксиальной резонансной системы	19
I.2.4. Настройка резонансной частоты коаксиальных резонаторов	26
I.2.5. Связь колебательных систем с линиями передачи	28
I.2.6. Расчет и конструирование входных резонансных систем усилителей	34
I.2.7. Выбор блокировочных и разделительных элементов в генераторах	37
I.2.8. Способы выполнения цепи накала ламп в схемах с общей сеткой	40
2. ПРИМЕРЫ ПРАКТИЧЕСКИХ КОНСТРУКЦИЙ ГЕНЕРАТОРОВ МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА	40
2.1. Маломощный каскад усилителя на лампе 6П23П	40
2.2. Промежуточный каскад усилителя на лампе ГИ-39Б	42
2.3. Усилительный каскад на лампе ГИ-39Б с использованием спиральных резонаторов	43
2.4. Мощный двухтактный усилитель с Н-резонатором в анодной цепи	45
2.5. Выходной каскад усилителя на частоту в 50 МГц	47
2.6. Каскад с плоской спиральной резонансной системой	48
2.7. Мощный выходной каскад на лампе ГИ-27А	50
2.8. Компактные усилители с использованием высокочастотных тетродов	52
Список рекомендуемой литературы	54