

# СИММЕТРИЧНОЕ ВЫХОДНОЕ УСТРОЙСТВО МАГНЕТРОНА ДЛЯ ВОЗБУЖДЕНИЯ ВОЛНЫ $H_{01}$ В КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ

А.К. Бяков

Институт лазерной физики СО РАН

**Аннотация.** Предложено и рассчитано выходное устройство магнетрона для возбуждения волны  $H_{01}$  в круглом волноводе. Проведено экспериментальное исследование опытного образца.

## 1. Состояние вопроса и предварительные замечания

Развитие электронных приборов СВЧ и, в частности, магнетронов в направлении увеличения мощности и укорочения рабочей длины волны в ряде случаев оказывается тесно связанным с проблемами создания эффективных канализирующих трактов для передачи сверхвысоких мощностей и трактов миллиметровых волн.

Многочисленные исследования показывают, что огромные возможности для решения этих проблем заключены в многоволновых волноводах. В [1], [2], [3] приводится оценка эффективности различных линий передачи энергии СВЧ, включая и многоволновые волноводы прямоугольного и круглого сечений, с точки зрения величины их погонных потерь. Так как каждая из рассматриваемых линий имеет свои критерии выбора поперечных размеров в зависимости от рабочей длины волны, сравнение линий выполняется для фиксированных значений отношения их поперечного сечения ( $S$ ) и квадрату рабочей длины волны ( $\lambda$ ). При увеличении  $\frac{S}{\lambda^2}$  для любой из линий передачи энергии наблюдается уменьшение погонного затухания, однако для круглого волновода с рабочей волной  $H_{01}$  уменьшение потерь происходит наиболее быстро. Именно поэтому при  $\frac{S}{\lambda^2} > 2,2$  такой волновод оказывается наиболее выгодным канализирующим трактом.

Рассмотрим некоторые вопросы, связанные с выводом энергии магнетронов для возбуждения волны  $H_{01}$  в круглом волноводе. Поскольку большинство элементов конструкции магнетронов отличаются функциональной многозначностью и конструктивные изменения одного из них могут накладывать ограничения на конструкцию и параметры других, оценка качества каждого из выходных устройств проводилась с учетом возможно большего числа основных связей между рассматриваемым и другими элементами конструкции магнетрона. Для случаев непосредственной связи резонаторной системы с волноводным резонатором с колебаниями  $H_{01P}$  оценка элементов связи проводилась с учетом возможности перестройки и стабилизации частоты магнетрона с помощью такого резонатора.

В [2] даны принципиальная схема и краткое описание выходного устройства для возбуждения волны  $H_{01}$  в коаксиальном волноводе, переходящем в круглый волновод. Устройство работает с резонаторной системой закрытого типа. Одна из торцевых крышек анодного блока является также торцевой стенкой полубесконечного (выходного) волновода, в крышке против резонаторов с синфазными полями прорезаны радиальные щели. При соответствующем выборе размеров поперечного сечения выходного волновода синфазные поля щелей возбуждают в нем единственную распространяющуюся волну  $H_{01}$ . Уже на этом примере можно проследить, как выбор конструкции выходного устройства накладывает определенные ограничения на конструкцию и параметры других узлов магнетрона. Так, особенности вывода энергии определяют вид резонаторной системы: она практически может быть лишь системой закрытого типа. Из-за ограниченной протяженности участков щелей с возбуждающим полем и их смещенности относительно мест, соответствующих оптимальным условиям возбуждения выходного волновода, величина связи резонаторной системы с волноводом получается весьма ограниченной. При использовании системы открытого типа, то есть при образовании зазора между торцевыми крышками и резонаторной системой, связь последней с выходным волноводом становится крайне слабой.

Еще одним недостатком рассматриваемого устройства является увеличение зазора в магнитной цепи на величину порядка половины длины рабочей волны  $\lambda$ . Поскольку рекомендуемая высота анодного блока закрытого типа [4] равна  $(0,58 \div 0,72) \lambda$ , то зазор возрастает в  $(1,5 \div 2)$  раза. Необходимо также заметить, что диаметр внутреннего проводника коаксиального волновода должен быть равен приблизительно диаметру анода, а это значит, что в приборах с малым диаметром анода (магнетроны непрерывного генерирования, миллиметрового диапазона волн) внутренний проводник выходного волновода уже не может выполнять роль полюсного наконечника и его функции сводятся лишь к формированию магнитного поля вблизи катода.

В [5] предлагается выходное устройство магнетрона, в котором коаксиальный волновод заменяется круглым. В связи с устранением центрального проводника отмечаются трудности получения сильного и однородного магнитного поля в пространстве взаимодействия прибора. Переход к круглому волноводу, вероятно, можно объяснить потребностью в увеличении связи резонаторной системы с полезной нагрузкой. Однако, выполненные нами измерения внешней добротности колебательной системы с конструктивными параметрами, близкими к приведенным в примере [5] (число резонаторов выбиралось равным 10, так как при  $N=20$  конструкция примера не реализуется), показали что одним варьированием размеров радиальных щелей не удастся (как и для случая [2]) получить удовлетворительную связь резонаторной системы с выходным волноводом. При использовании системы открытого типа связь будет еще слабее.

Сильная связь резонаторной системы с выходным коаксиальным волноводом в [6] получена за счет того, что связанные через щели с волноводом резонаторы с синфазными колебаниями удлиняются на половину длины волны в резонаторе при рабочем виде колебаний. При этом резонансная длина волны рабочего вида остается прежней, вдвое удлиняются участки радиальных щелей с возбуждающим полем, увеличивается диаметр внутреннего проводника на длину волны. Однако и в этом случае сильная связь может быть получена лишь при использовании резонаторной системы закрытого типа.

Основной недостаток этой конструкции состоит в том, что из-за полуволнового удлинения резонатора в рабочий вид колебаний становится по существу видом второй группы резонансов [7].

Существует вариант конструкции [6], в которой выходной коаксиальный волновод практически можно считать продолжением синфазных резонаторов (удлиненных и повернутых в плоскости "Н" на  $90^\circ$ ). При такой конструкции колебательной системы коаксиальный резонатор и анодный блок можно рассматривать как одно целое.

Основным недостатком этой конструкции также является большая электрическая длина резонаторов, связанных с коаксиальным волноводным резонатором и, следовательно, слабое частотное разделение видов колебаний. Поэтому для большего нагружения нерабочих видов колебаний волноводный резонатор выполнялся в виде отрезка фильтра волны  $H_{01}$ . Несмотря на сильную связь резонаторной системы с таким резонатором из-за конкуренции видов опытный образец прибора с рабочим видом  $n=0$  устойчиво работал и возбуждал относительно чистую волну  $H_{01}$  лишь в диапазоне 2,5 - 3%.

На том же принципе селективных нагружений различных видов колебаний работает магнетрон [8]. Основными особенностями его конструкции являются конусный элемент связи резонаторной системы, работающей на нулевом виде колебаний, с круглым волноводным резонатором-фильтром и подвижная диафрагма, представляющая селективную нагрузку для рабочего и конкурирующего видов колебаний. Работа на колебании первой группы резонансов и эффективная система подавления конкурирующих видов позволила получить устойчивую работу опытного образца прибора уже в диапазоне 5%.

Основными недостатками конструкции [8] являются трудности формирования сильного и однородного магнитного поля в пространстве взаимодействия и практическая непригодность конструкции элемента связи для работы на колебаниях  $\pi$ -вида.

Увеличение связи резонаторной системы с выходным круглым волноводом и получение минимально возможного зазора в магнитной цепи, может быть достигнуто системой волноводных трансформаторов, расположенных со стороны торца анодного блока и изготовленных из ферромагнитного материала. Недостатком конструкции является необходимость использования резонаторной системы только закрытого типа. Однако, и в этом случае из-за недостаточной протяженности участков радиальных щелей с возбуждающим полем связь может оказаться недостаточной при стабилизации и перестройке магнетрона по принципу построения коаксиального магнетрона [9]. Некоторую опасность представляет также периодическая неоднородность магнитного поля в торцевой части резонаторной системы, обусловленная щелями ферромагнитного полюсного наконечника-трансформатора, способная увеличить ток утечки [10].

Определенным достижением в области собственно магнетронов являются коаксиальные конструкции и, в частности, обращенные коаксиальные магнетроны. Однако, если последние удобны для возбуждения волны  $H_{01}$  в круглом волноводе, то обычные, необращенные требуют реконструкции выходного устройства и магнитной цепи.

Недостатком коаксиальных магнетронов являются трудности, связанные с охлаждением анода, поскольку последний находится внутри коаксиального резонатора или катода.

Несмотря на ряд несомненных достоинств таких магнетронов в ряде случаев с технической и экономической точек зрения их использование оказывается менее целесообразным по сравнению с применением обычных магнетронов с внешним стабилизирующим резонатором или без него.

Из рассмотрения выходных устройств следует, что их действие основывается на использовании осевой поворотной симметрии резонаторной системы магнетрона. Для получения волны  $H_{01}$  конструкции вывода энергии придается характер периодической неоднородности с осевой поворотной симметрией, порядок которой равен номеру рабочего вида колебаний. При воздействии такой неоднородности на поле резонаторной системы в последней появляется составляющая с нулевой вариацией по углу. Эта составляющая в выходном волноводе и образует волну  $H_{01}$ .

Каждая из рассмотренных конструкций вывода энергии отличается от других диапазоном возможных значений параметров, лучше всего отвечает той или иной конструкции резонаторной системы, виду колебаний, режимам работы, диапазону частот или области применения магнетрона, для которого разрабатывался данный вывод.

В настоящей работе рассматривается предложенное и разработанное нами выходное устройство (рис.1) для обычного, некоаксиального магнетрона для возбуждения симметричной волны  $H_{01}$  в выходном волноводе, представляющее компромиссную попытку преодоления отдельных недостатков рассмотренных выше выводов энергии.

Принцип работы предлагаемого устройства также основывается на использовании периодической неоднородности с поворотной симметрией соответствующего порядка. Вывод может использоваться при работе магнетрона на любом из видов колебаний, однако, описание конструкции, расчетно-теоретические и экспериментальные исследования вывода выполнены применительно к противофазному виду колебаний.

Особенности конструкции выходного устройства потребовали решения других задач. Поэтому в работе также рассмотрены вопросы получения однородного магнитного поля в пространстве взаимодействия, минимально возможного зазора в магнитной цепи и непосредственного отвода тепла от резонаторной системы.

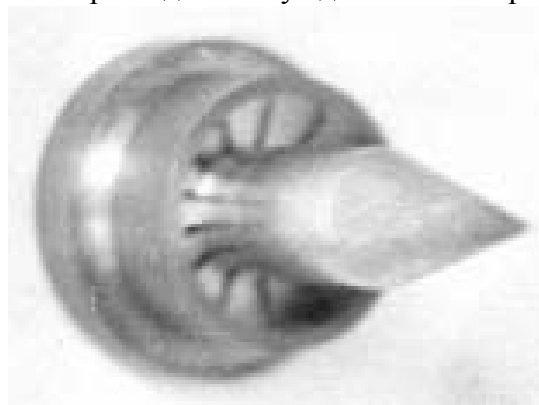


Рис.1. Фотография выходного устройства

## 2. Описание конструкции

Общий вид выходного устройства приведен на рис. 1. На рисунках 1 и 2 даны продольный и поперечные (плоскости А-А, Б-Б) разрезы магнетрона.

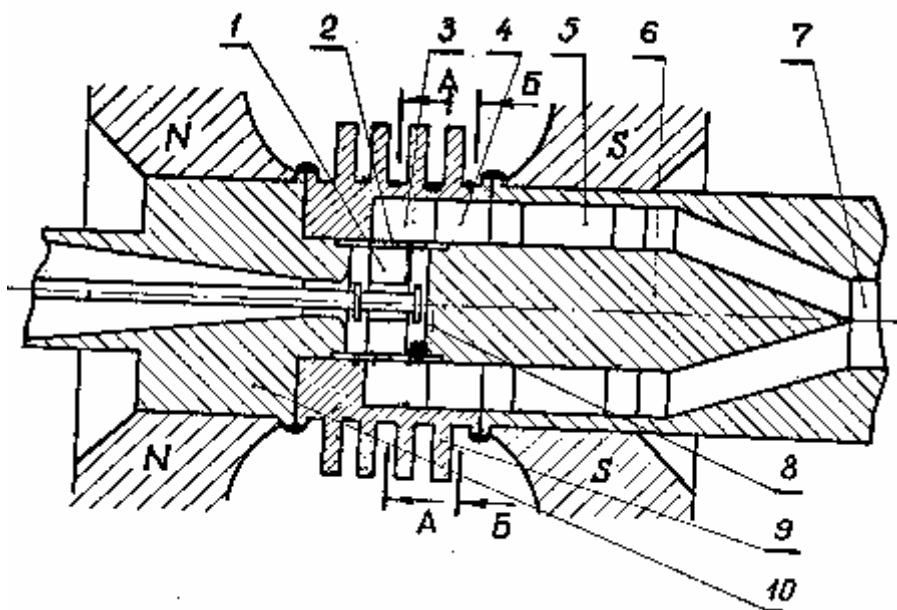


Рис. 2. Продольный разрез магнетрона

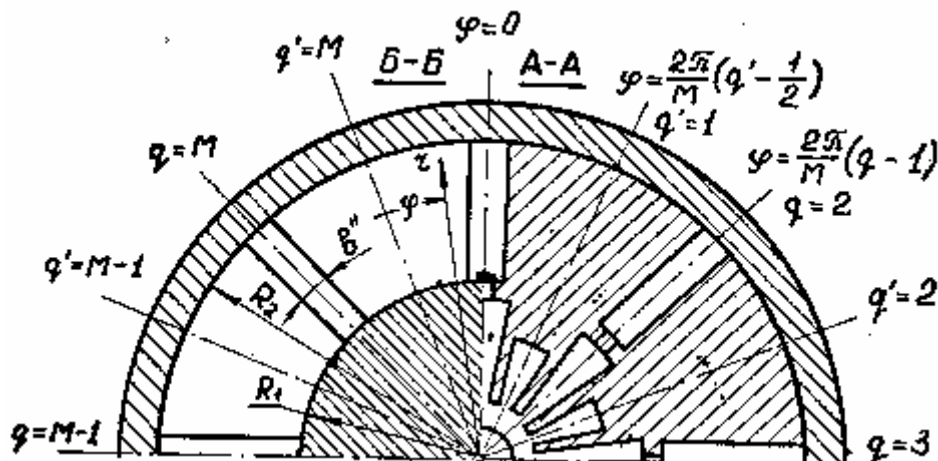


Рис. 3. Поперечный разрез магнетрона

Здесь:

- 1- резонаторная система (закорачивающие торцевые крышки не изображены);
- 2- диафрагмы связи парциальных резонаторов с трансформаторами;
- 3- парциальный трансформатор длиной в  $3/4$  длины волны;
- 4- выходной коаксиальный волновод;
- 5- емкостная неотражающая ферромагнитная диафрагма конечной толщины;
- 6- внутренний ферромагнитный проводник коаксиального волновода;
- 7- круглый выходной волновод с рабочей волной НQ-J-;
- 8- катод;
- 9- вакуумный кожух с радиатором;
- 10- ферромагнитный полюсный наконечник;
- 11- N-N, S-S - полюса магнита.

Из рис. 2, 3 видно, что задняя стенка каждого парциального "четного" резонатора выполнена в виде диафрагмы (здесь это тонкая щелевая емкостная диафрагма), связывающей такой резонатор с парциальным волноводным трансформатором. Парциальный трансформатор представляет отрезок волновода прямоугольного или близкого к нему сечения с длиной, равной нечетному числу четвертей длины волны в этом волноводе (в нашем случае она равна

3/4 длины волны). Один конец каждого трансформатора закорачивается при использовании общей кольцевой пластины, другой - выходит в торцевую часть полубесконечного коаксиального выходного волновода.

Совокупность диафрагм, трансформаторов и коаксиального волновода представляет ту периодическую неоднородность с осевой поворотной симметрией, которая обуславливает появление составляющей поля с нулевой вариацией по углу, а значит и волну  $H_{01}$  в коаксиальном волноводе (волна  $H_{01}$ , представляющая самостоятельный интерес в круглом волноводе, получается плавным сведением диаметра центрального проводника коаксиального волновода до нуля).

Предлагаемое взаимное расположение трансформаторов, диафрагм и резонаторов позволяет использовать резонаторные системы открытого, полужакрытого и закрытого типов.

При длине трансформаторов в 3/4- длины волны, расположенных именно со стороны задней стенки резонаторов, создаются условия оптимальной локализации полей, участвующих в связи резонаторной системы с выходным волноводом. Поэтому изменением конструктивных параметров диафрагм и трансформаторов удастся в широких пределах менять величину связи, приспособив ее к конкретным условиям использования вывода энергии.

Периферическое (не торцевое [2]) расположение диафрагм позволяет существенно увеличить диаметр центрального проводника коаксиального волновода и использовать его в качестве одного из полюсных наконечников.

Конструктивной особенностью магнитной цепи прибора является ферромагнитная щелевая диафрагма конечной толщины (рис. 2, деталь 5). Каждая щель диафрагмы составляет отрезок прямоугольного волновода. Радиальное расположение щелей-волноводов позволяет замкнуть магнитную цепь между внешним и внутренним проводниками коаксиального волновода и свести длину неферромагнитного зазора до высоты резонаторной системы.

Изменением числа и размеров щелей-волноводов можно менять в широких пределах электрические параметры диафрагмы. Подбором величин отражения и положения диафрагмы подобно тому, как это делается в [9], можно повышать стабильность частоты и устойчивость работы генератора. Плавно заостряя торцевые части стенок щелей-волноводов можно сделать диафрагму неотражающей. В последнем случае функции диафрагмы сводятся лишь к замыканию магнитной цепи между проводниками коаксиального волновода.

Существенно, что исследуемый здесь вывод не является частью известной конструкции коаксиального магнетрона, поскольку резонаторная система последнего полностью находится внутри коаксиального резонатора, тогда как в рассматриваемой конструкции анодный блок расположен вне коаксиального выходного волновода и доступен для непосредственного охлаждения.

### **3. Расчетно-теоретические исследования выходного устройства**

Если в конструктивном и технологическом отношении рассматриваемый вывод энергии является относительно простым устройством, то с точки зрения строгого анализа его работы и конструктивного расчета методами макроскопической электродинамики он представляет сложную систему.

При анализе работы сложных устройств СВЧ, как и в случае систем более низких частот, их рационально дополнять методами теории цепей [12]. Такое дополнение, несмотря на наличие определенных границ применения, часто оказывается весьма плодотворным. Обе теории не исключают, а дополняют друг друга: теория цепей устраняет из рассмотрения конкретное строение элементов конструкции и имеет дело лишь с их внешними проявлениями, внешними параметрами, тогда как электродинамика, основываясь на строении электромагнитных полей конкретных элементов устройства, занимается определением их внешних параметров.

Результаты расчета внешних параметров волноводных узлов и деталей заносятся в справочники в форме, пригодной к использованию без повторного выполнения сложных расчетов (или измерений). Несмотря на то, что для теории и расчета устройств СВЧ основное значе-

ние имеют методы макроскопической электродинамики (и эксперимент), последняя при анализе сложных систем приобретает служебную, вспомогательную роль по отношению к теории цепей. При этом прямые методы электродинамики требуются лишь для определения свойств и параметров оригинальных, не вошедших в справочники и руководства, волноводных элементов разрабатываемого устройства.

Отмеченный подход к анализу сложных устройств СВЧ соответствует характеру приводимых ниже расчетно-теоретических и экспериментальных исследований выходного устройства магнетрона для возбуждения симметричной магнитной волны в выходном волноводе.

### 3.1. Определение условий возбуждения волны $H_{01}$ в коаксиальном волноводе

Сначала определим условия, при которых в выходном волноводе создается чистая волна  $H_{01}$  и другие волны не возбуждаются, либо возбуждаясь не распространяются. Для этого рассмотрим поле в торцевой части полубесконечного коаксиального волновода.

Торцевая часть коаксиального волновода изображена на рис. 3. Здесь:

$R_1$  и  $R_2$  - соответственно радиусы внутреннего и внешнего проводников коаксиального волновода;

$a=R_2 - R_1$  и  $b$  - соответственно размеры большей и меньшей сторон отдельного парциального волновода-трансформатора;

$r, \varphi, z$  - координаты цилиндрической системы координат (плоскость  $\varphi=0$  делит парциальный трансформатор пополам)

Из условия симметрии конструкции колебательной системы магнетрона (рис. 2, 3) и из синфазности электромагнитных полей в волноводных трансформаторах следует, что в торцевой плоскости коаксиального волновода угловая составляющая электрического поля  $E_\varphi$  должна быть четной функцией координаты  $\varphi$ , тогда как составляющие  $E_r$  и  $E_z$  должны быть нечетными функциями  $\varphi$ . При этом, каждая из составляющих электрического поля в торцевой

плоскости и является периодической функцией  $\varphi$  с периодом  $\Phi = \frac{2\pi}{M}$  ( $M$  - число парциальных трансформаторов).

Каждая из составляющих результирующего электромагнитного поля может быть представлена в виде суперпозиции соответствующих составляющих электрических и магнитных волн коаксиального волновода [13], [14], [15]. Из свойств поворотной симметрии  $M$  - порядка структуры результирующего поля следует, что поле каждой из возбуждаемых в волноводе волн будет иметь  $Mm$  ( $m=0, 1, 2, \dots$ ) полных вариаций вдоль линии окружности. При этом для каждой из волн составляющие  $E_\varphi, H_r, H_z$  - должны быть четными функциями  $\varphi$ , а составляющие  $E_r, E_z, H_\varphi$  - нечетными функциями  $\varphi$ .

Учитывая эту особенность полей и их конкретные выражения для коаксиального волновода [68], [29], можем записать:

$$\begin{aligned} E_{\varphi i}, H_{r i}, H_{z i} &\sim \cos(Mv\varphi) \\ E_{r i}, H_{z i}, H_{\varphi i} &\sim \sin(Mv\varphi) \end{aligned} \quad (1)$$

( $i$  - обозначает оба индекса  $Mm$  и  $n$ , которыми характеризуются различные виды волн  $E_i$  и  $H_i$ ).

Из (1) следует, что системой парциальных синфазных трансформаторов в торцевой части полубесконечного волновода не могут возбуждаться волны ТЕМ и  $E_{0n}$ . Действительно, составляющие  $E_r$  и  $H_\varphi$  этих волн [15], [16], не зависят от  $\varphi$ , т.е. являются его четными функциями. Поскольку, эта особенность волн ТЕМ и  $E_{0n}$  противоречит требованиям (1), то они не возбуждаются в рассматриваемом случае. Напротив, для симметричной магнитной волны  $H_{01}$  в коаксиальном волноводе, у которой  $E_\varphi$  и  $H_r$  являются четными функциями [15], [16], условия возбуждения полностью выполняются.

Для того, чтобы в коаксиальном волноводе распространялась единственная волна  $H_{01}$ , необходимо, чтобы для всех других возбуждающихся волн выполнялись условия запердельности. Соотношения для определения критических длин волн различных видов в наиболее удобной форме для практического использования приведены в [13], [15].

В наших обозначениях (рис.2) для электрических волн  $E_i$  ( $i=Mm, n$ ) критическая длина волны  $\lambda'_{кр.i}$  будет равна:

$$\lambda'_{\text{эд.}i} = \frac{2\pi}{(C-1)\chi_i} (R_2 - R_1) \approx \frac{2(R_2 - R_1)}{n} \quad (2)$$

Здесь  $n=1, 2, 3$ .  $C = \frac{R_2}{R_1}$ .  $\chi_i \equiv \chi_{(Mm)n}$  -  $n$ -й корень уравнения из комбинации функций Бесселя и Неймана:

$$J_{(Mm)}(C\chi_{(Mm)n})N(\chi_{(Mm)n}) - N_{(Mm)}(C\chi_{(Mm)n})J_{(Mm)}(\chi_{(Mm)n}) = 0 \quad (3)$$

Для магнитных волн  $H$  критическая длина волны ( $\lambda''_{кр.i}$ ) равна:

$$\lambda''_{\text{эд.}i} = \frac{2\pi}{(C-1)\chi'_i} (R_2 - R_1) \quad (4)$$

где  $\chi'_i \equiv \chi'_{(Mm)n}$ , -  $n$ -ый корень уравнения из комбинации производных функций Бесселя и Неймана:

$$J'_{(Mm)}(C\chi'_{(Mm)n})N'(\chi'_{(Mm)n}) - N'_{(Mm)}(C\chi'_{(Mm)n})J'_{(Mm)}(\chi'_{(Mm)n}) = 0 \quad (5)$$

Подбором размеров  $R_1, R_2$  и числа парциальных резонаторов принципиально всегда можно получить условия, при которых единственной распространяющейся волной будет волна  $H_{01}$ . Однако, следует помнить, что максимальное число парциальных трансформаторов не может быть больше числа синфазных резонаторов анодного блока магнетрона: при нулевом виде колебаний поля все резонаторы являются синфазными, при колебаниях  $\pi$ -вида таких резонаторов вдвое меньше и т.д.

Для рассматриваемого выходного устройства рациональным способом создания условий запердельности для нерабочих видов волн является подбор диаметра внешнего проводника коаксиального волновода, поскольку размеры внутреннего проводника связаны с размерами поперечного сечения резонаторной системы, а изменение числа резонаторов обычно требует изменения конструкции других узлов и деталей для сохранения выходных и входных параметров магнетрона.

В силу того, что для определения условий возбуждения чистой волны  $H_{01}$  в коаксиальном волноводе приводимых в справочной литературе значений  $\chi_i$  и  $\chi'_i$  оказывается недостаточно, приходится прибегать к непосредственному решению уравнений (3) и (5).

Ниже в виде таблиц значений  $\lambda'_i$  и  $\lambda''_i$  (таблицы 1 и 2) приведены результаты графического решения этих уравнений для выходного волновода ( $R_1=7$  мм,  $R_2=14$  мм) описанного выше магнетронного генератора (рис. 2).

Таким образом, не занимаясь строгим (и сложным) исследованием структуры поля, в коаксиальном волноводе, возбуждаемом полем резонаторной системы через систему диафрагм и трансформаторов, а исходя лишь из свойств осевой поворотной симметрии выходного устройства (и синфазности колебаний в парциальных трансформаторах) удастся установить условия возбуждения и распространения чистой волны  $H_{01}$  в выходном коаксиальном волноводе.

### 3.2. Определение внешней добротности и смещения резонансной частоты

Расчет всякого вывода энергии включает обеспечение заданной степени связи резонаторной системы с полезной нагрузкой магнетрона, характеризующейся его внешней добротностью ( $Q_{EM}$ ). Кроме того, необходимо знать, насколько вносимая выводом энергии реактивность

меняет резонансную длину волны  $\left(\frac{\Delta\lambda_0}{\lambda_0}\right)$  колебательной системы.

Расчетное определение  $Q_{EM}$ ,  $\frac{\Delta\lambda_0}{\lambda_0}$  требует, по крайней мере, знания внешних параметров деталей и узлов выходного устройства.

Для волн типа  $E_{mn}$

Таблица № 1

mn	01	02	03	04	11	12	13	14
$\lambda'_{mn}$	14,1	7,03	4,68	3,5	13,7	6,98	4,65	3,48
mn	21	22	23	24	31	32	33	34
$\lambda'_{mn}$	12,9	6,84	4,62	3,47	11,9	6,66	4,55	3,44
mn	41	42	51	52	61	62	71	81
$\lambda'_{mn}$	10,7	6,58	9,55	6,2	8,6	5,75	7,65	7,05
mn	91	101	102					
$\lambda'_{mn}$	6,5	6	4,66					

Для волн типа  $H_{mn}$

Таблица № 2

mn	0 1	0 2	0 3	1 1	2 1	3 1	4 1	5 1
$\lambda''_{mn}$	13,7	6,98	4,65	65	32,8	22,3	17,6	12,2
mn	6 1	7 1	8 3	9 1	10 1	11 1	12 1	1 2
$\lambda''_{mn}$	11,3	10	9	7,9	7,6	6,58	6,45	13,4
mn	1 3	1 4	1 5	2 2	2 3	2 4	2 5	3 2
$\lambda''_{mn}$	6,95	4,63	3,48	12,6	6,8	8,65	3,47	11,9
mn	3 3	3 4	3 5	4 2	4 3	5 2	5 3	6 2
$\lambda''_{mn}$	6,64	4,55	3,44	9,6	6,28	8,65	5,9	7,65
mn	6 3	7 2	7 3	8 2	9 2	10 2		
$\lambda''_{mn}$	5,5	7,0	5,45	6,36	5,7	5,8		

Строгий количественный анализ аналогичных нерегулярных устройств приводит к векторным интегральным, интегродифференциальным или эквивалентным им матричным уравнениям, для решения которых регулярных методов почти не существует [27], [13], [14]. Поэтому для таких систем практический интерес представляют приближенные методы анализа.

Основы теории и расчета нерегулярных электродинамических устройств даны в монографии [13]. Широкое использование и дальнейшее развитие эти методы получили в трудах [18].

Однако здесь мы не будем, пользуясь этими методами, заниматься прямым определением внешних параметров элементов конструкции колебательной системы, а вновь, используя поворотную симметрию и выполнив некоторую физическую аппроксимацию, сведем ее к конструкции в виде комбинации известных волноводно-резонаторных узлов и деталей.

С этой целью перепишем выражение (1):

$$E_{\varphi}, H_r, H_z \sim \cos(Mm\varphi)$$

$$E_r, H_z, H_{\varphi} \sim \sin(Mm\varphi)$$

Поскольку плоскости (рис.2)  $\varphi_q = \frac{2\pi}{M}(q-1)$  ( $q=1, 2, 3, \dots, M$ ) проходят через середины

парциальных трансформаторов, то плоскости  $\varphi_{q'} = \frac{2\pi}{M}(q' - \frac{1}{2})$  ( $q'=1, 2, 3, \dots, M$ ) делят углы между трансформаторами пополам.

Если эти плоскости ( $\varphi_{q'} = \frac{2\pi}{M}(q' - \frac{1}{2})$ ) сделать идеально проводящими, то они не будут возмущать поля в коаксиальном волноводе. Действительно, для волн, возбуждаемых в коаксиальном волноводе системой синфазных трансформаторов, эти плоскости согласно (1) яв-



ляются электрическими стенками. В точках плоскостей  $\varphi_{q'} = \frac{2\pi}{M}(q' - \frac{1}{2})$ ; ( $q' = 1, 2, 3, \dots, M$ )  $E_z$ ,  $H_\varphi$  равны нулю, поскольку они пропорциональны  $\sin(Mm\varphi)$ , а  $E_\varphi$ ,  $H_r$ ,  $H_z$  - имеют максимальное значение как пропорциональные  $\cos(Mm\varphi)$ .

Это значит, что анализ поля в коаксиальном волноводе сводится к исследованию поля в каком-либо секторном волноводе, заключенном между соседними электрическими стенками для  $\varphi_{q'}$  и  $\varphi_{q'+1}$  и внешние параметры узла сочленения системы парциальных трансформаторов с коаксиальным волноводом будут тождественны с соответствующими параметрами узла сочленения отдельного трансформатора с волноводом, образованным соседними электрическими стенками и поверхностями внешнего и внутреннего проводников коаксиального волновода (рис. 4). Строгий количественный анализ такого сочленения по трудности не отличается от исследования всей совокупности "М" сочленений, образующих исходный узел (рис. 2, 3)

Наиболее вероятное применение рассматриваемый вывод энергии может найти в магнетронах с большим числом резонаторов, а значит и с относительно большим числом парциальных трансформаторов (и секторных волноводов). При

возрастании «М» угол между электрическими стенками  $\varphi_{q'+1} - \varphi_{q'} = \frac{2\pi}{M}$  уменьшается и секторный волновод становится близким по форме к прямоугольному волноводу.

Такой конструкции сочленения парциального трансформатора с секторным волноводом соответствует физическая аппроксимация в виде симметричного сочленения двух прямоугольных волноводов с равными широкими и разными узкими стенками (рис. 5). При этом, волны  $H_{01}$  в коаксиальном (секторном) волноводе оказывается аналогом волны  $H_{10}$  в соответствующем прямоугольном волноводе.

В дальнейшем при исследовании реального выходного устройства будем производить замену действительного сочленения уже исследованным сочленением прямоугольных волноводов [15]. Размеры поперечного сечения прямоугольных волноводов будем брать равными соответствующим усредненным размерам поперечного сечения реальных волноводов. Очевидно, полученные при такой аппроксимации результаты будут тем точнее, чем большее число парциальных резонаторов содержит выходное устройство.

Эквивалентная схема скачкообразного изменения размеров узкой стенки прямоугольного волновода представляет соединение двухпроводных линий, волновые проводимости которых равны волновым проводимостям соответствующих волноводов: На стыке этих длинных линий включена шунтирующая проводимость емкостного характера (рис. 5). На рис. 6 [15] даны кривые для определения параметров этой проводимости.

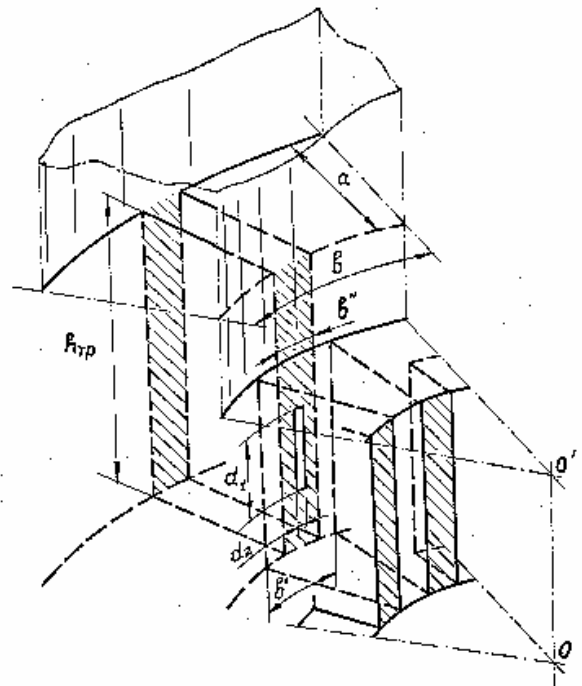


Рис. 4. Секторный волновод

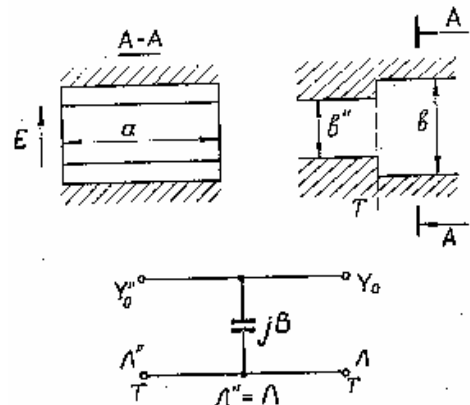


Рис.5. Сочленение волноводов

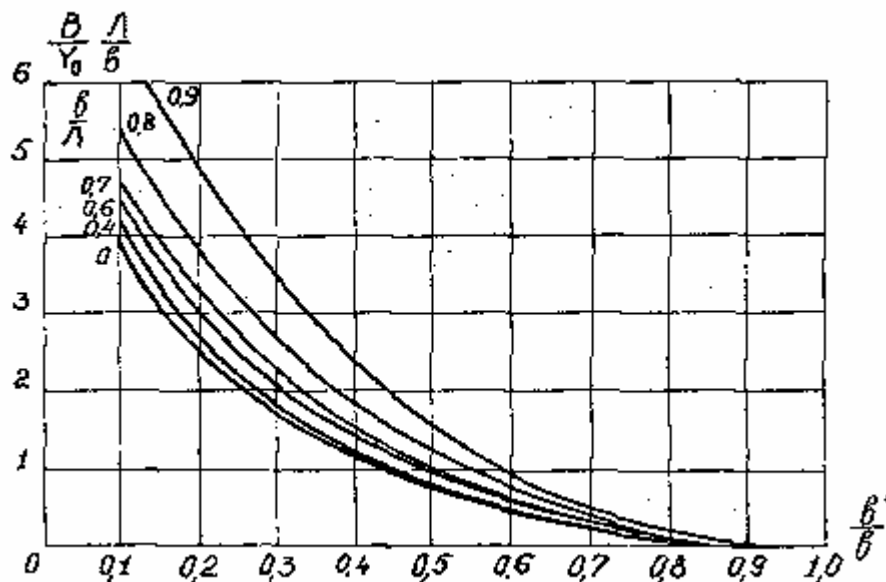


Рис.6. Величина нормированной проводимости ( $B/Y_0$ ) определяется отношением размеров узких стенок стыкуемых волноводов ( $b'/b$ ) и отношением размера узкой стенки одного из волноводов к длине волны в волноводе ( $b/\Lambda$ ).

На основе использования свойств симметрии может быть также выполнена замена оставшейся части реальной конструкции совокупностью известных водноводно-резонаторных узлов. Действительно, в силу свойств осевой поворотной симметрии  $M$ -го порядка резонаторной системы (имеется в виду разноконтурная система с противофазным рабочим видом, рис. 2, 4) те же плоскости  $\Phi_{q'} = \frac{2\pi}{M}(q' - \frac{1}{Z})$ ; ( $q' = 1, 2, 3, \dots M$ ) оказываются электрическими стенками для поля резонаторной системы. Это значит, что определение ее резонансной частоты, внешней добротности и структуры поля эквивалентно определению этих величин для парциальной ячейки, образованной границами реальной системы и электрическими стенками в плоскостях симметрии [19] (переход к отдельной ячейке с математической точки зрения представляет уменьшение числа интегро-дифференциальных уравнений в  $M$  раз).

Определение структуры поля, резонансной частоты, внешней добротности ячеек, на которые разбивается резонаторная система в силу свойств симметрии, представляет внутреннюю задачу электродинамики. Для ее решения необходимо задание граничных условий. Для металлических поверхностей (включая и электрические стенки ячейки  $\Phi_{q'}$  и  $\Phi_{q'+1}$ ) обычно принимают равенства нулю тангенциальных составляющих напряженности электрического поля (неоднородные граничные условия). В силу используемой здесь методики исследования выходного устройства для стенки резонатора, связанного с парциальным трансформатором, наибольший интерес представляют однородные граничные условия в виде полного сопротивления в этой плоскости. Это сопротивление полностью определяется конструкцией узла связи резонатора с трансформатором, нагруженным в месте стыка парциальным сектором выходного волновода (рис. 4). Для каждой конкретной конструкции узла связи оно может быть рассчитано лишь методами макроскопической электродинамики либо измерено.

Для резонаторной системы закрытого типа со щелевыми резонаторами, задняя стенка которых выполнена в виде тонкой диафрагмы (емкостной или индуктивной), узел связи представляет уже исследованную конструкцию. Действительно, в этом случае узел связи является Т-образным сочленением двух прямоугольных волноводов в плоскости  $H$  со связью через отверстие. В [15] для такого волноводного устройства приведены эквивалентная схема, выражения и обобщенные кривые, связывающие электрические и конструктивные параметры.

Поскольку в дальнейшем выполняется расчетный анализ выходного устройства с именно такой конструкцией узла связи, приведем его основные характеристики.

На рис. 7 дан общий вид Т-образного сочленения, отвечающего случаю емкостных диафрагм. На рис. 9 представлена его эквивалентная схема.

Параметры эквивалентной схемы определяются выражениями:

$$m^2 = \frac{z_0''}{z_0'} = \frac{\Lambda'' a'' b''}{\Lambda' a' b'} \quad (6)$$

$$\frac{x_a}{z_0''} \approx 0 \quad (7)$$

$$\frac{x_b}{z_0''} = \frac{a''}{\Lambda''} \left( \frac{a'' b''}{\pi M} + 1 + 2\sqrt{\frac{a'' b''}{a' b'}} - 2\frac{a''^2 b''}{a'^2 b'} \right) \quad (8)$$

$$\frac{x_b}{z_0''} = \frac{a''}{\Lambda''} \left( \frac{a^2 b''}{\pi M} \right); \quad \frac{d_1'}{d_2'} \ll 1 \quad (9)$$

$$\frac{x_c}{z_0''} = \frac{2a''}{\Lambda''}; \quad \frac{x_d}{z_0''} = \frac{2a''}{\Lambda''} \quad (10)$$

$$\Lambda'' = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a''}\right)^2}}; \quad \Lambda' = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a'}\right)^2}} \quad (11)$$

$$M = M_1 \cos^2 \varphi + M_1 \sin^2 \varphi \quad (12)$$

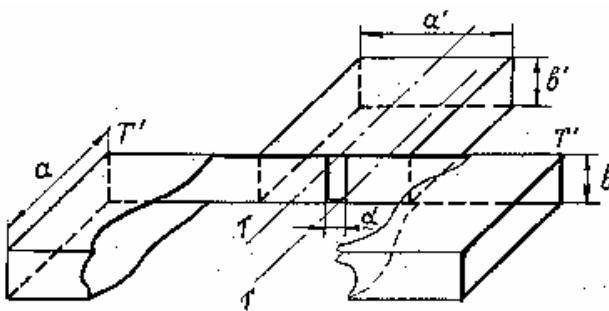


Рис. 7.

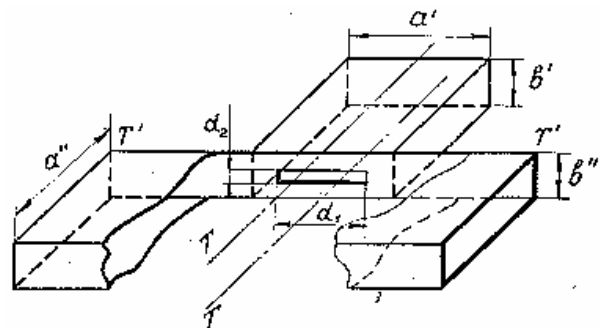


Рис. 8.

Обобщенные кривые коэффициентов  $M_1$  и  $M_2$  в зависимости от  $d_2/d_1$  представлены на рис. 10.

Параметры схемы получены по методу интегральных уравнений при условии малости размеров отверстия и для волн, длина которых не слишком близка к критической длине волны следующего типа (оценка точности расчетов в [15] не приводится).

На рис. 8 даны общий вид Т-образного сочленения прямоугольных волноводов, связанных индуктивной диафрагмой.

Параметры эквивалентной схемы определяются выражениями :

$$m^2 = \frac{z_0''}{z_0'} = \frac{\Lambda'' a''}{\Lambda' a'} \quad (b'' = b') \quad (13)$$

$$\frac{x_a}{z_0''} = \frac{a''}{\Lambda''} \left( \frac{\pi d}{4a''} \right)^4 \frac{1}{1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\pi d}{4a''} \right)^4} \quad (14)$$

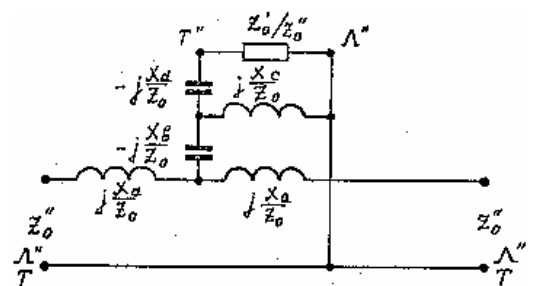


Рис. 9

$$\frac{x_b}{z_0''} = \frac{a''}{\Lambda''} \left( \frac{4a''}{\pi d} \right)^2; \quad d \ll a'' \quad (15)$$

$$\frac{x_c}{z_0''} = \frac{2a''}{\Lambda''}; \quad \frac{x_d}{z_0''} = \frac{2a''}{\Lambda''} \quad (16)$$

В [15] указывается, что соотношения (13-16) получены по методу интегральных уравнений в предположении исчезающе малой толщины диафрагмы и для  $a'' < \lambda < 2a'$  (если  $2a' < a''$ ) и  $d < \frac{\lambda}{\pi}$ ; длина рабочей волны должна быть далека от критической длины волны следующего типа. Для оценки величины ошибки при расчетах и для учета влияния толщины стенки диафрагмы в [61] приведены некоторые расчетные и экспериментальные результаты.

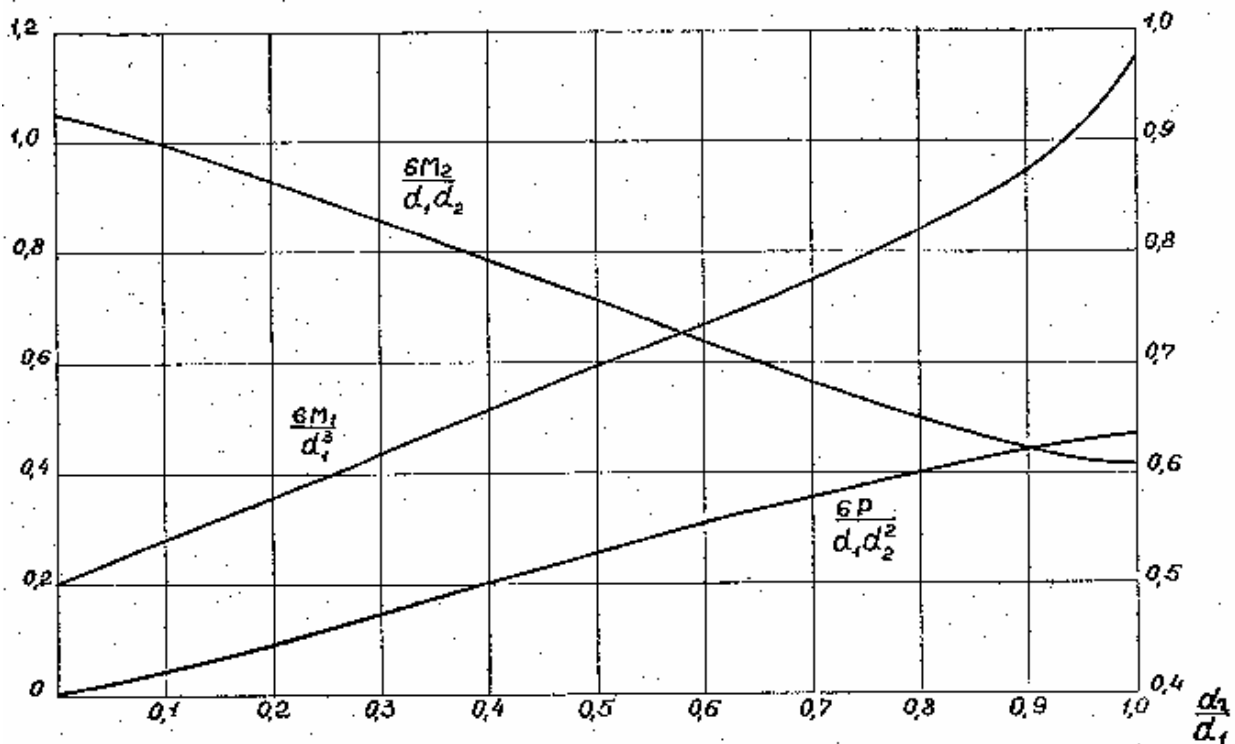


Рис. 10.

Очевидно, сопротивление в плоскости задней стенки отдельного резонатора практически зависит от ширины этой стенки и почти не зависит от формы самого резонатора. Поэтому частный случай конструкции узла в виде Т-образного сочленения прямоугольных волноводов может служить аппроксимацией узла связи резонатора лопаточного типа с парциальным трансформатором (при условии совпадения по форме торцевых стенок щелевого и лопаточного резонаторов).

Из условий возможного применения магнетронов с исследуемым выводом энергии вероятной конструкцией резонаторной системы является система со щелевыми или лопаточными резонаторами.

Из монографии [4] известно, что длина волны колебаний  $\pi$ -вида резонаторных систем щелевого и лопаточного типов с большой точностью может быть рассчитана через периметр большого и малого резонаторов. При этом резонансная длина волны получается весьма близкой к величине периметра. Физически это означает, что соседние большой и малый резонаторы на колебаниях противофазного вида ведут себя как одно целое, уподобляясь полуволновому резонатору. Это означает, что таким резонатором можно аппроксимировать ячейку резонаторной системы, заключенную между соседними электрическими стенками  $\Phi_q$  и  $\Phi_{q+1}$  (рис.2, 3). Одна из торцевых стенок волноводного резонатора должна совпадать по форме с

задней стенкой реального резонатора, представляющей емкостную или индуктивную диафрагму его связи с трансформатором.

В [20] даются эквивалентная схема волноводного резонатора и основные соотношения между электрическими параметрами ее элементов и конструктивными параметрами резонатора.

Эквивалентной схемой волноводного резонатора будет замкнутый контур, состоящий из соединенных между собой двух двухполюсников. Нормированное к волновому сопротивлению волновода ( $Z'_0$ ) сопротивление одного из них ( $\frac{Z'_s}{Z'_0}$ ) должно равняться входному сопротивлению в плоскости диафрагмы узла связи резонатора с трансформатором, рассматриваемому в сторону диафрагмы, сопротивление другого ( $Y$ ) - входному сопротивлению в той же плоскости, но рассматриваемому в сторону короткозамкнутого конца резонатора.

На волнах, близких к резонансной, сопротивление в сторону короткозамкнутого конца равно [20]:

$$j \operatorname{tg}(\beta \ell) = \frac{Z'_s}{Z'_0} = \alpha \ell + j \left( \frac{\Lambda'_0}{\lambda_0} \right)^2 \pi \frac{\Delta \lambda}{\lambda_0} \quad (17)$$

Здесь:  $\alpha$  и  $\beta = \frac{2\pi}{\Lambda'_0}$  - соответственно постоянные затухания и сдвига фаз волновода ( $\Lambda'_0$  - длина волны в волноводе);  
 $\lambda_0$  - резонансная длина волны закороченного с двух сторон волноводного резонатора;  
 $\Delta \lambda = \lambda - \lambda_0$  ( $\lambda_0$  - длина рабочей волны в свободном пространстве).

$\ell$  - длина резонатора.

Из (17) следует, что входное сопротивление ( $\frac{Z'_s}{Z'_0}$ ) ведет себя как сопротивление последовательного контура соответственно с активным ( $\frac{R'_s}{Z'_0}$ ) и реактивным ( $\frac{X'_s}{Z'_0}$ ) сопротивлениями:

$$\frac{R'_s}{Z'_0} = \alpha \ell; \quad \frac{X'_s}{Z'_0} = \left( \frac{\Lambda'_0}{\lambda_0} \right)^2 \pi \frac{\Delta \lambda}{\lambda_0} \quad (18)$$

Очевидно, нормированное характеристическое сопротивление такого контура ( $\frac{Z'_C}{Z'_0}$ ) равно

$$\frac{Z'_C}{Z'_0} = \frac{\omega L}{Z'_0} = \frac{1}{\omega_0 C Z'_0} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2} \frac{\Lambda_0'^2}{\lambda_0^2} \pi \quad (19)$$

( $\omega_0 = \frac{2\pi c_{\text{пд.э.д.}}}{\lambda_0}$ ,  $c_{\text{ср.кв.}}$  - скорость света), а эквивалентные индуктивность и емкость соответственно равны:

$$L = \frac{Z'_0}{2} \frac{\Lambda_0'^2}{\lambda_0^2} \frac{\pi}{\omega_0}; \quad C = \frac{2\lambda_0^2}{\omega_0 Z'_0 \Lambda_0'^2 \pi} \quad (20)$$

Таким образом, используя свойства симметрии резонаторной системы и выходного устройства и выполняя некоторую физическую аппроксимацию, сложную электродинамическую систему удалось свести к совокупности таких волноводно-резонаторных узлов, для которых внешние параметры уже известны.

Совокупность волноводно-резонаторных узлов и деталей, эквивалентная в принятом приближении колебательной системе магнетрона для возбуждения симметричной магнитной волны в коаксиальном волноводе, изображена на рис. 11а.

Исходя из способа соединения узлов (рис. 11а) и уже рассмотренной структуры их эквивалентных схем, можно составить эквивалентную схему колебательной системы в целом (рис. 11б). Смысл перехода к эквивалентной схеме состоит в том, что в этом случае прямыми методами теории цепей и длинных линий (отвлекаясь от сложной внутренней структуры устройства) удастся выразить величины, характеризующие колебательную систему в целом (внешнюю добротность, резонансную частоту, коэффициент полезного действия контура и т.п.) через минимальное число величин, а именно через внешние параметры волноводно-резонаторных узлов, из которых состоит само устройство.

В рамках исследований эквивалентной схемы решается вопрос о том, какими должны быть внешние параметры каждого из узлов для того, чтобы удовлетворить заданным параметрам устройства в целом. Вопрос о том, какова должна быть при этом конструкция конкретного узла, решается рассмотрением зависимости между его внешними электрическими и конструктивными параметрами.

Основываясь на эквивалентной схеме рис. 11б выведем зависимость между параметрами устройства в целом и электрическими параметрами элементов его эквивалентной схемы.

Важнейшим параметром колебательной системы магнетрона является его внешняя добротность. От нее зависит стабильность частоты, коэффициент полезного действия и другие параметры и характеристики прибора [4], [7], [21].

Для реальной колебательной системы магнетрона и эквивалентного контура внешняя добротность ( $Q_{EM}$ ) является величиной инвариантной. Величина добротности обусловлена связью резонаторной системы посредством выходного устройства с полезной нагрузкой. Связь в целом в терминах элементов эквивалентной схемы численно определяется вносимым (в эквивалентный контур) комплексным сопротивлением ( $\frac{Z'_s}{Z'_0}$ ). Активная часть ( $\frac{R'_s}{Z'_0}$ ) вносимого сопротивления, обусловленная излучением энергии в выходной волновод, вместе с характеристическим сопротивлением контура ( $\frac{Z'_C}{Z'_0}$ ) определяют внешнюю добротность  $Q_{EM}$ :

$$Q_{EM} = \frac{\frac{R'_s}{Z'_0}}{\frac{Z'_C}{Z'_0}} = \frac{R'_s}{Z'_C} \quad (21)$$

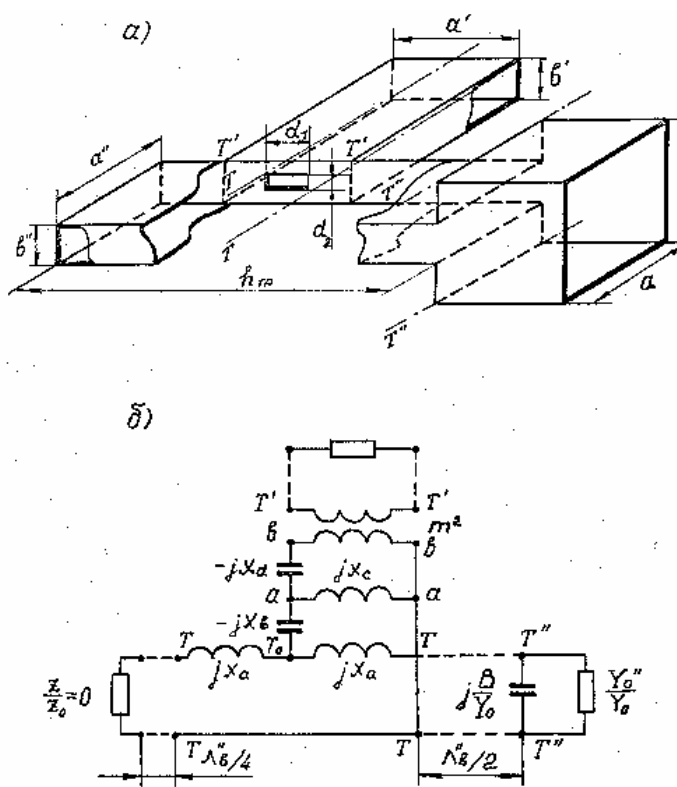


Рис. 11

Реактивная часть ( $\frac{X'_s}{Z'_0}$ ) вносимого сопротивления ( $\frac{Z'_s}{Z'_0}$ ), обусловленная возникновением стоячих и местных волн в элементах выходного устройства, вместе с реактивным сопротивлением ( $\frac{X_s}{Z_0}$ ) определяют резонансную частоту. Очевидно, условие резонанса имеет вид:

$$\frac{X'_s}{Z'_0} + \frac{X_s}{Z_0} = 0 \quad (22)$$

Приведем выражения (21) и (22) к виду, удобному для непосредственного анализа и расчета. Для этого последовательным пересчетом сопротивления (проводимости), начиная с зажимов ( $T'' - T''$ ) (рис. 11б), получим сопротивление ( $\frac{Z'_s}{Z_0}$ ) на зажимах ( $T' - T'$ ).

Из эквивалентной схемы узла сочленения трансформаторов с коаксиальным волноводом (рис. 5, б) проводимость в плоскости сочленения ( $T'' - T''$ ), рассматриваемая в сторону выходного волновода, нормированная по проводимости волноводного трансформатора ( $Y''$ ), равна:

$$\frac{Y''}{Y_0} = \frac{Y_0 + jB}{Y_0} = \frac{Y_0}{Y_0} + j \frac{B}{Y_0} \quad (23)$$

Согласно [62]:

$$\frac{Y_0}{Y_0} = \frac{b''}{b} \quad (24)$$

Поэтому

$$\frac{Y_0}{Y_0} = \frac{b''}{b} + j \frac{B}{Y_0} \cdot \frac{b''}{b} = \frac{b''}{b} \left( 1 + j \frac{B}{Y_0} \right) \quad (25)$$

В дальнейшем удобнее будет пользоваться величиной, обратной  $\frac{Y''}{Y_0}$ , т.е. нормированным по  $Z_0''$  сопротивлением на зажимах (Т-Т):

$$\frac{Z''}{Z_0} = \left( \frac{Y''}{Y_0} \right)^{-1} = \left[ \left( \frac{b''}{b} \right) \left( 1 + j \frac{B}{Y_0} \right) \right]^{-1} \quad (26)$$

Как уже отмечалось, для подсчета шунтирующей емкостной проводимости ( $\frac{B}{Y_0}$ ) в [61] даны необходимые выражения и обобщенные кривые (рис. 10).

Для того, чтобы локализация стороннего поля щелевых диафрагм синфазных резонаторов соответствовала оптимальным условиям возбуждения парциальных трансформаторов, длина последних выбиралась равной  $3/4$  длины волны в волноводных трансформаторах ( $\Lambda''$ ), расстояние от плоскости ( $T'' - T''$ ) до (Т-Т) - равным половине длины волны ( $\Lambda''/2$ ), а от короткозамкнутого конца трансформатора до (Т-Т) - равным четверти длины волны ( $\Lambda''/4$ ). Поэтому сопротивление из плоскости ( $T'' - T''$ ) трансформируется в плоскость (Т-Т) без изменения, а нулевое сопротивление в плоскости короткого замыкания после трансформации в плоскость (Т-Т) становится бесконечно большим. Сопротивления  $j \frac{X_a}{Z_a''}$  и  $\frac{Z''}{Z_0}$  оказываются соединенными последовательно. Поскольку как для емкостных, так и для индуктивных диафрагм [15]:

$$\left| \frac{X_a}{Z_0''} \right| \ll \left| \frac{Z''}{Z_0''} \right|, \quad (27)$$

то сопротивление на зажимах (Т-Т) можно считать равным  $\frac{Z''}{Z_0''}$ .

Последовательное соединение сопротивлений  $\frac{Z''}{Z_0}$  и  $j\frac{X_b}{Z_a''}$ , обозначаемое здесь  $\left(\frac{Z_0}{Z_0''}\right)_{a-T}$ ,

равно

$$\left(\frac{Z_0}{Z_0''}\right)_{a-T} = \left[ \left(\frac{b''}{b}\right) \left(1 + j\frac{B}{Y_0}\right) \right]^{-1} - j\frac{X_b}{Z_0''} \quad (28)$$

Выполняя и дальше несложные операции в соответствии с характером соединения сопротивлений ветвей эквивалентной схемы рис. 7б, для различных зажимов цепи будем иметь:

$$\left(\frac{Z_0}{Z_0''}\right)_{a-a} = \frac{j\frac{X_c}{Z_0''} \left\{ \left[ \left(\frac{b''}{b}\right) \left(1 + j\frac{B}{Y_0}\right) \right]^{-1} - j\frac{X_b}{Z_0''} \right\}}{j\frac{X_c}{Z_0''} + \left\{ \left[ \left(\frac{b''}{b}\right) \left(1 + j\frac{B}{Y_0}\right) \right]^{-1} - j\frac{X_b}{Z_0''} \right\}} \quad (29)$$

$$\left(\frac{Z_0}{Z_0''}\right)_{b-b} = \left(\frac{Z_0}{Z_0''}\right)_{a-a} - j\frac{X_d}{Z_0''} \quad (30)$$

Согласно (6) и (13) коэффициент трансформации сопротивления ( $m^2$ ) на зажимах (b-b) к зажимам (T'-T') равен

$$m^2 = \frac{\Lambda'' a'' b''}{\Lambda' a' b'}$$

После трансформации сопротивления  $\left(\frac{Z_0}{Z_0''}\right)_{b-b}$  к зажимам (T'-T') получаем искомое вносимое в эквивалентный контур сопротивление  $\frac{Z'_S}{Z_0''}$ .

Как отмечалось, активная часть вносимого сопротивления  $\left(\frac{R'_S}{Z_0''}\right)$  определяет внешнюю добротность, а реактивная  $\left(\frac{X'_S}{Z_0''}\right)$  смещает резонансную частоту.

Вводя обозначения:

$$A = \frac{b}{b''} \frac{B}{Y_0} \frac{1}{1 + \left(\frac{B}{Y_0}\right)^2} \frac{X_c}{Z_0''} + \frac{X_c}{Z_0''} \frac{X_b}{Z_0''} \quad (31)$$

$$B = \frac{X_c}{Z_0''} \frac{b}{b''} \frac{1}{1 + \left(\frac{B}{Y_0}\right)^2} \quad (32)$$

$$A' = \frac{b}{b''} \frac{1}{1 + \left(\frac{B}{Y_0}\right)^2} \quad (33)$$

$$B' = \frac{X_c}{Z_0''} - \frac{b}{b''} \frac{B}{Y_0} \frac{1}{1 + \left(\frac{B}{Y_0}\right)^2} - \frac{X_b}{Z_0''} \quad (34)$$



$$D = -j \frac{X_d}{Z_0''} \quad (35)$$

для активного и реактивного сопротивлений получаем выражения:

$$\frac{R_s'}{Z_0'} = m^2 \left[ \frac{AA' - BB'}{(A')^2 + (B')^2} \right] \quad (36)$$

$$\frac{X_s'}{Z_0'} = m^2 \left[ \frac{A'B - AB'}{(A')^2 + (B')^2} + D \right] \quad (37)$$

Используя соотношения (36), (37), (19) получаем расчетные выражения для внешней добротности  $Q_{EM}$  и поправки на резонансную длину волны, обусловленные связью резонаторной системы магнетрона с выходным волноводом:

$$Q_{EM} = \frac{1}{2} \frac{\Lambda'^2 \pi [(A')^2 + (B')^2]}{\lambda^2 m^2 (AA' - BB')} \quad (38)$$

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0} = -\frac{m^2}{\pi} \frac{\lambda^2}{\Lambda'^2} \left[ \frac{A'B - AB'}{(A')^2 + (B')^2} + D \right] \quad (39)$$

На примере изменения отдельных конструктивных параметров колебательной системы с симметричным выводом энергии (рис. 2) (или эквивалентного ей волноводно-резонаторного устройства (рис. 11) выясним их влияние на  $Q_{EM}$  и  $\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0}$ . Фиксированные размеры узлов и де-

талей устройств для рабочей волны  $\lambda=8,15$  мм в соответствии с их обозначениями на рис. 4 и 11 приведены в таблице 3.

Таблица 3

$h \equiv a''$ (мм)	$b'$ (мм)	$b$ (мм)	$H_{TP}$ (мм)	$a''$ (мм)
5,00	1,346	3,12	9,54	5,31
5,2	1,186	3,12	8,9	5,60

В качестве переменных размеров будем брать (рис. 11)  $d_2$ ,  $d_1$  и  $b''$  - соответственно ширину щели диафрагмы, длину щели диафрагмы и размер узкой стенки парциального трансформатора.

Типичные расчетные кривые зависимости  $Q_{EM}$  и  $\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0}$  и от перечисленных параметров представлены на рис. 12-17 (для сравнения там же приведены некоторые экспериментальные кривые).

На рис. 12 для значений  $b''$  0,59 мм; 0,8 мм; 1,0 мм ( $h=a'=5,2$  мм;  $d_1=5,2$  мм) изображены кривые зависимости внешней добротности от ширины щели тонких емкостных диафрагм. Из хода кривых следует, что зависимость  $Q_{EM}$  от  $d_2$  крайне слаба: при изменении  $d_2$  в 5 раз (от 0,1 мм до 0,5 мм)  $Q_{EM}$  изменяется в пределах 3%.

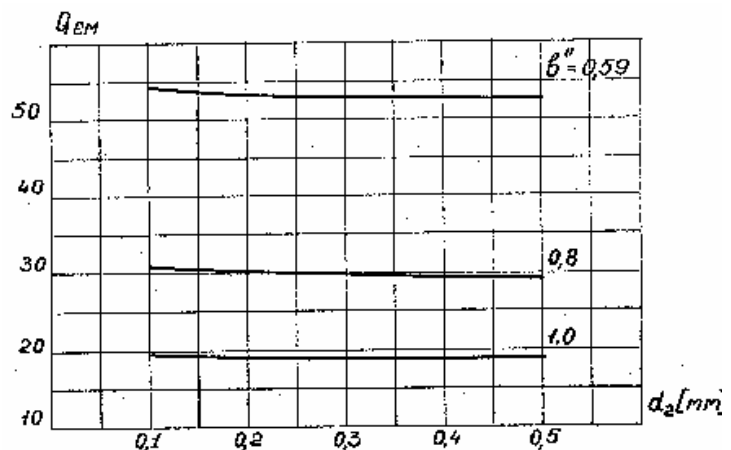


Рис. 12

Из того же семейства кривых следует, что  $Q_{EM}$  находится в более сильной зависимости от размеров узкой стенки трансформаторов ( $b''$ ). Эта зависимость в виде семейства кривых с параметром  $d_1$  ( $d_1 = \ell$ ) представлена на рис. 13. Для кривых семейства характерным является наличие минимума  $Q_{EM}$ , причем, чем меньше значение добротности в точке минимума, тем больше соответствующее ему значение  $b''$ . Поэтому для обеспечения максимальных допусков на размер  $b''$  при изготовлении трансформаторов размеры следует выбирать так, чтобы заданная величина добротности соответствовала минимуму кривой зависимости  $Q_{EM}$  от  $b''$ .

При изменении  $b''$  меняются  $\frac{b''}{b}$  и  $\frac{b''}{d_2}$ . Однако, при изменении  $d_2$  ( $b = \text{const}$ )  $Q_{EM}$  остается почти постоянной (рис. 12). Это значит, что на величину  $Q_{EM}$  в основном оказывает влияние отношение  $\frac{b''}{b}$ , определяющее сопротивление нагрузки (26) собственно самого трансформатора. Поэтому, пренебрегая зависимостью  $Q_{EM}$  от  $d_2$ , можно считать, что рассмотренные кривые через  $\frac{b''}{b}$  также определяют и зависимость  $Q_{EM}$  от  $b$ . При этом эквивалентные изменения (допуски)  $\Delta b$  и  $b''$  связаны соотношением:

$$\Delta\left(\frac{b''}{b}\right) = \frac{1}{b} \Delta b'' - \frac{b''}{b^2} \Delta b = 0$$

Аналогичный анализ зависимостей  $Q_{EM}$  от других конструктивных параметров выходного устройства показывает, что наиболее сильная зависимость внешней добротности наблюдается от длины щели диафрагмы ( $d_1$ ). Не случайно на рис. 13 масштаб оси ординат выбран логарифмическим.

Это значит, что размером с наиболее жесткими допусками будет  $d_1$ . Так, например, при  $h = 5,2$  мм,  $d_2 = 0,1$  мм,  $b'' = 0,9$  мм изменение  $d_1$  с 2,5 мм до 3 мм изменяет  $Q_{EM}$  приблизительно со 150 до 60. Это значит, что при допусках на добротность  $\pm 5\%$  ( $Q_{EM} = 150 \pm 7,5$ ) допуски на длину щели  $d_1$  должны быть порядка 0,05 мм ( $2,5 + 0,05$ ) мм. Такие допуски лежат в приемлемых для магнетронного производства пределах и не жестче допусков при изготовлении резонаторной системы и асимметричного волнового вывода энергии. Если при изготовлении

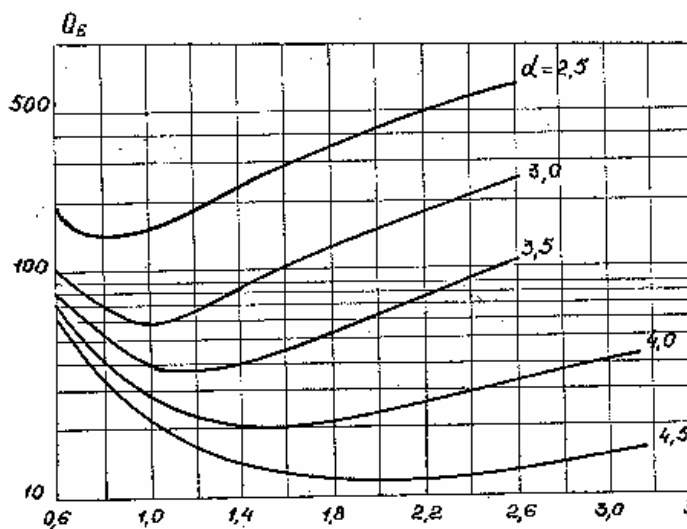


Рис. 13.

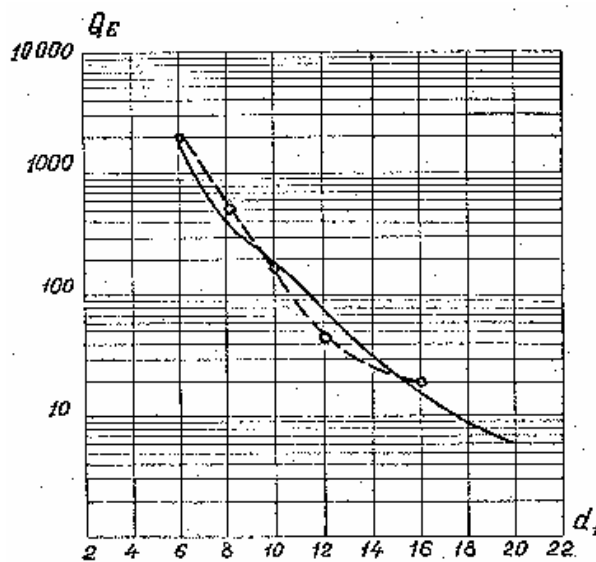


Рис. 14

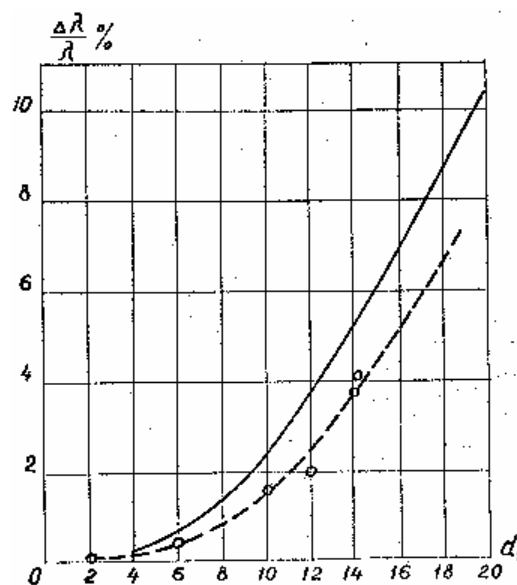


Рис. 15.

щели диафрагмы задаваться допусками на изготовление щели трансформатора, указанными в монографии [21] (+20 мкм, т.е.  $\pm 10$  мкм), то отклонение добротности в нашем случае, как и в [21], не превысит  $(2 \pm 3)\%$ .

Из приведенных кривых зависимости  $Q_{EM}$  от различных конструктивных параметров следует, что рассматриваемое выходное устройство позволяет получить как очень большую (это обычно не наталкивается на принципиальные трудности), так и малую (порядка единиц) добротности. В силу того, что выходное устройство является симметричным, получение малых добротностей не связано с нарушением регулярности поля в пространстве взаимодействия.

С уменьшением внешней добротности и увеличением ширины узкой стенки парциальных трансформаторов возрастает реактивная составляющая вносимого сопротивления (37). Если  $b''$  стремиться брать в соответствии с наибольшими допусками (рис. 13), то для добротности порядка 150 - 200 поправка на резонансную частоту получается порядка 1% (рис. 15). Для  $Q_{EM}$  порядка 300-400 эта поправка равна десятым долям процента. Однако, для  $Q_{EM}$  порядка 10  $\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0}$  приближается к 10% (рис. 15).

На основании (13-16), (38), (39) могут быть выполнены аналогичные исследования для выходного устройства с тонкими индуктивными диафрагмами. Кривые зависимости  $Q_{EM}$  и  $\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0}$  от  $d_1$  таких диафрагм приведены (в качестве примера) на рис. 16, 17.

Приведенные выше расчетные, результаты относятся к случаям, когда парциальные резонаторы, диафрагмы и трансформаторы представляют (или могут аппроксимироваться с достаточной точностью) Т-образные в Н-плоскости сочленения отрезков прямоугольных волноводов, связанных через тонкие емкостные или индуктивные диафрагмы. Размеры диафрагм (отверстия) и рабочая длина волны должны лежать в определенных пределах.

Такая конструкция узлов связи предусматривает использование резонаторных систем закрытого типа. В случае систем открытого типа или при существенном нарушении условий применимости используемых соотношений, определение  $Q_{EM}$  и  $\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0}$  требует специальных

исследований волноводно-резонаторных узлов (методами электродинамики) для определения их внешних параметров. Поскольку такие исследования связаны с математическими трудностями и громоздки, была разработана методика экспериментального определения  $Q_{EM}$

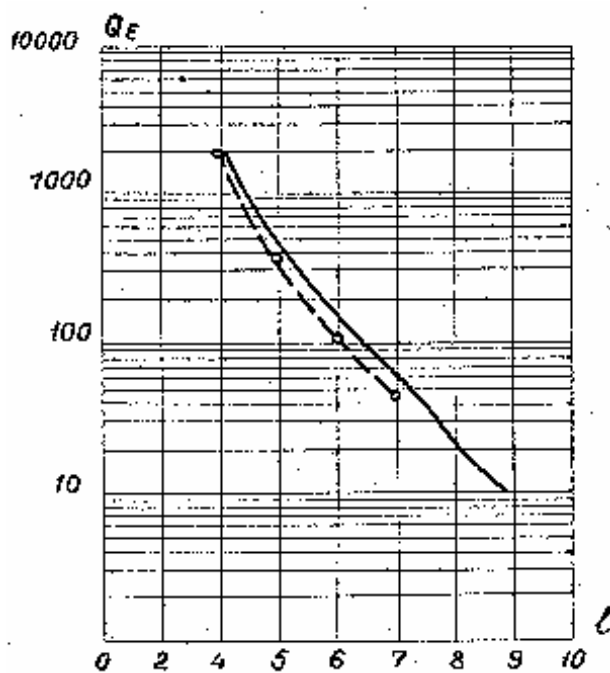


Рис. 16

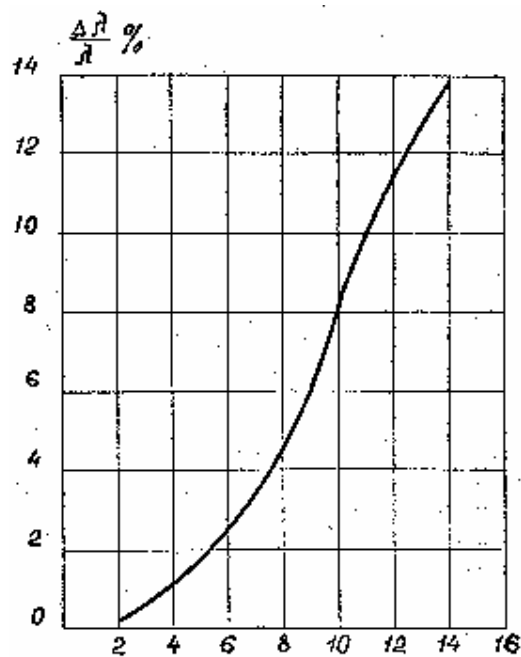


Рис. 17

и  $\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0}$ . Методика отличается относительной простотой и универсальностью в смысле ее применимости к различным конструкциям резонаторных систем и узлов связи парциальных резонаторов с волноводными трансформаторами.

#### 4. Экспериментальные исследования выходного устройства

Цель экспериментальных исследований состояла в разработке и опробывании методики измерения  $Q_{EM}$  и  $\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0}$ , приемлемой для резонаторных систем как закрытого, так и открытого типов с различными конструкциями диафрагм связи.

Требования базовости конструкции [21] при разработке магнетрона на заданный режим работы и выходные параметры часто однозначно решают вопрос о конструкции его резонаторной системы и, следовательно, ее парциальной ячейки, заключенной между соседними электрическими стенками (рис. 3, 4). Аналогично этому радиальная протяженность резонаторной системы и условия создания чистой волны  $H_{01}$  определяют размеры внутреннего и внешнего проводников коаксиального волновода и вместе с электрическими стенками размеры парциальной секции выходного волновода. Таким образом, получение заданной внешней добротности практически должно осуществляться изменениями размеров узкой стенки волноводных трансформаторов и размеров диафрагм связи.

Исходя из общего требования к конструкции электровакуумных приборов - минимального количества соединительных швов а также требований технологичности конструкции [20] колебательная система рис. 1 выполняется в виде медного моноблока, в котором методами электроэрозии с одной установки блока в станке вырезаются резонаторная система, элементы диафрагмы связи и волноводные трансформаторы. Незначительную часть конструкции и технологии представляют остальные детали и их встраивание в моноблок. Это значит, что при экспериментальном исследовании зависимости между конструктивными параметрами диафрагм или трансформаторов и  $Q_{EM}$  и  $\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0}$  каждое даже незначительное изменение их параметров требует изготовления новой колебательной системы в целом. Очевидно, такие исследования рационально выполнять на разборном макете со сменными диафрагмами и трансформаторами. Принципиально безразлично, будет ли разборный макет повторять конструкцию колебательной системы в целом (рис. 2), или это будет волноводно-резонаторное устройство, моделирующее парциальную колебательную систему, заключенную между соседними электрическими стенками (рис. 4). С точки зрения простоты конструкции и методики измерения предпочтительнее обратиться к макету ячейки, так как в этом случае число сменных диафрагм и трансформаторов уменьшается в "М" раз. Кроме того, при использовании макета парциальной колебательной системы все измерения выполняются в трактах на одноволновых прямоугольных волноводах, тогда как при моделировании колебательной системы в целом те же измерения необходимо выполнять с использованием преобразователей и фильтров волны  $H_{01}$ , а такие измерения требуют либо использования преобразователей высокого качества, либо разработки специальной методики, учитывающей потери на преобразование волны  $H_{10}$  в  $H_{01}$  соответственно в прямоугольном и круглом волноводе.

Сменные детали и узлы колебательной системы в миллиметровом диапазоне оказываются мелкими, а на волне порядка 3-х см. - моноблок колебательной системы получается громоздким и неудобным в изготовлении на прецизионном эрозионном станке.

В силу изложенных соображений экспериментальные исследования выходного устройства проводились в сантиметровом диапазоне волн ( $\lambda_{cp.} = 3,2$  см) на двух разборных макетах парциальных колебательных систем, отличающихся лишь конструкцией ячеек резонаторных систем. Ячейка резонаторной системы закрытого типа аппроксимировалась полуволновым

волноводным резонатором с сечением прямоугольной формы, а ячейка системы открытого типа - полуволновым отрезком Н-образного волновода.

Размеры волноводных резонаторов подобраны так, что при одинаковых резонансных частотах и максимальных напряженностях электрических полей в резонаторах запасенные в них энергии были примерно равны. Фиксированные размеры узлов и деталей макета с резонатором прямоугольного сечения с учетом коэффициента моделирования, равного 3,85, соответствуют размерам в таблице № 3. Парциальные трансформаторы, выходные волноводы и сменные диафрагмы (в количестве 60 штук) были общими для обоих макетов. Размеры диафрагм:  $h$ ,  $\ell \equiv d_1$ , и  $\delta \equiv d_2$ , представляющие соответственно их толщину, длину и ширину отверстий приведены в таблицах 4 - 7. Там же для соответствующих диафрагм приведены экспериментальные значения  $Q_{EM}$  и  $\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0}$  (методика измерения  $Q_{EM}$  соответствовала [7]). Столб-

цы и строки таблиц скомпонованы в соответствии с характером и назначением данных измерений. Последние столбцы указывают на номер рисунка с кривой, соответствующей этим данным таблиц. Так, например, строки 21÷28 таблицы № 4 содержат данные тонких ( $h=0,22$  мм) емкостных диафрагм с постоянной шириной щели ( $\delta =0,5$  мм) и длиной  $d_1$  ( $d_1=\ell$ ), меняющейся от 2 мм до 20 мм. Они отражают зависимость  $Q_{EM}$  и  $\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0}$  от  $d_1$  и изображены на рис. 14 и 15.

Поскольку данные таблиц являются подробными комментариями к результатам измерений, ниже остановимся лишь на тех зависимостях, которые представляются нам наиболее существенными.

На рис. 14 и 15 вместе с экспериментальными кривыми зависимости  $Q_{EM}$  и  $\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0}$  резонаторной системы закрытого типа от длины щели ( $d_1$ ) тонких емкостных диафрагм помещены соответствующие расчетные кривые, полученные на основании соотношений (13-16), (38-39). Аналогичные кривые для индуктивных диафрагм изображены на рис. 16.

Из хода приведенных кривых следует, что расчетные и экспериментальные значения  $Q_{EM}$  и  $\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0}$  находятся в хорошем соответствии. Это указывает на то, что эквивалентная схема рис. 11б и связанные с ней соотношения правильно (в рамках теории цепей и длинных линий) отражают процессы в разборной модели (рис. 11а) с бесконечно тонкими диафрагмами, соответствующей резонаторной системе закрытого типа.

Таблица 4

Блок закрытой конструкции (емкостные диафрагмы)

$\ell$	$\delta$	$h$	$Q_E$	$f_{рез.}$	№№ рис.
20	0,35	0,8	22,3	9252	
20	0,35	1,35	36,3	9256	
20	0,35	2,75	117	9590	
20	0,35	3,57	99	9521	
20	0,5	0,22	21,7	9248	
20	0,5	0,8	25,2	9254	
20	0,5	1,23	34,8	9251	
20	0,5	2,8	98	9375	
20	0,5	3,6	108	9685	
20	0,5	6	181	9483	
20	I	0,8	26,6	9252	
20	I	1,3	33,7	9257	
20	I	2,68	23,7	9252	

20	I	3,57	27,6	9334	
И	0,5	0,22	21,7	9262	
14	0,5	0,8	49,7	9018	
14	0,5	1,42	47,7	9170	
14	0,5	2,41	91	9175	
14	0,5	4	170,1	9184	
14	0,5	4,58	232	9189	
2	0,5	0,22	35500	9363	14, 15
6	0,5	0,22	1970	9336	
8	0,5	0,22	530		
10	0,5	0,22	186	9224	
12	0,5	0,22	45,6	9179	
14	0,5	0,22	27,1	9006	
16	0,5	0,22	18,8	9260	
20	0,5	0,22		9262	
10	0,5	0,22	186	9224	
10	I	0,22	138	9194	
10	2	0,22	73,3	9176	

Таблица 5

Блок закрытой конструкции, индуктивные диафрагмы

$\ell$	$\delta$	h	$Q_E$	$f_{рез.}$	№№ рис.
6	4,7	4,68	17650	9278	
10	4,7	4,68	440	9109	
12	4,7	4,68	95,1	8947	
14	4,7	4,68	43,7	8843	
10	4,7	3,55	227	9107	
12	4,7	3,55	71,3	9001	
8	4,7	0,22	109	9182	
8	4,7	0,77	159,5	9194	
8	4,7	1,32	379	9226	
2	4	0,22	25800	9357	
4	4	0,22	1970	9330	
6	4	0,22	383	9278	
8	4	0,22	112	9186	
10	4	0,22	43	9150	

Таблица 6

Блок открытой конструкции, емкостные диафрагмы

$\ell$	$\delta$	h	$Q_E$	$f_{рез.}$	№№ рис.
14	0,5	0,22	9,29	8986	
14	0,5	0,8	10,8		
14	0,5	1,42	18,1		
14	0,5	2,41	78,4		
14	0,5	4	210,5		
14	0,5	4,58	235		
2	0,5	0,22	31300	9330	14, 15
6	0,5	0,22	1167	9240	
8	0,5	0,22	288	9120	

10	0,5	0,22	119	8925	
12	0,5	0,22	27	8824	
14	0,5	0,22	8,02		
16	0,5	0,22	7,6		
20	0,5	0,22	6		
1	2	3	4	5	6
10	0,5	0,22	106	9256	
10	i	0,22	57,6	9160	
10	2	0,22	27,5	9130	

Таблица 7  
Блок открытой конструкции, индуктивные диафрагны

$\ell$	$\delta$	h	$Q_E$	$f_{рез.}$	№№ рис.
1	2	3	4	5	6
8	4,7	0,22	94	8855	
8	4,7	0,77	120	8915	
8	4,7	1,33	192	8914	
8	4,7	2,66	379	8937	
8	4,7	4,01	1030	8946	
8	4,7	4,58	2520	8948	
2	4	0,22	29730	9693	16, 17
4	4	0,22	2092	9607	
6	4	0,22	211	9459	
8	4	0,22	18,3	9368	
10	4	0,22	19,8	9268	

На рис. 18, 19 даны кривые зависимости внешней добротности, резонансной частоты резонаторов открытого типа от  $d_1$  тонких емкостных и индуктивных диафрагм ( $h = 0,22$  мм). Из их сравнения с кривыми рис. 14, 15 следует, что при одинаковых диафрагмах внешние добротности существенно меньше, а смещения резонансных частот больше для резонаторов Н-образного сечения. Поскольку размеры волноводных резонаторов подобраны так, что одинаковой максимальной напряженности электрического поля в резонаторах запасаемые в них энергии приблизительно равны, отличие в ходе кривых можно объяснить различной структурой полей в плоскости щели диафрагмы. Такое предположение подтверждается и тем, что для индуктивных диафрагм (пока они узки)  $Q_{EM}$  для обоих случаев оказываются более близкими (рис. 12, 17).

Если из расчетных кривых рис. 12 зависимость величин  $Q_{EM}$  от ширины щели  $\delta \equiv d_2$  тонких диафрагм получается слабой, то для диафрагм конечной толщины эта зависимость оказывается сильнее. В этой связи необходимо обратить внимание на кривые рис. 18, из которых следует, что чем меньше ширина щели, тем сильнее зависимость  $Q_{EM}$  от ее толщины. Однако нам не удалось удовлетворительно объяснить скачкообразный ход этих кривых.

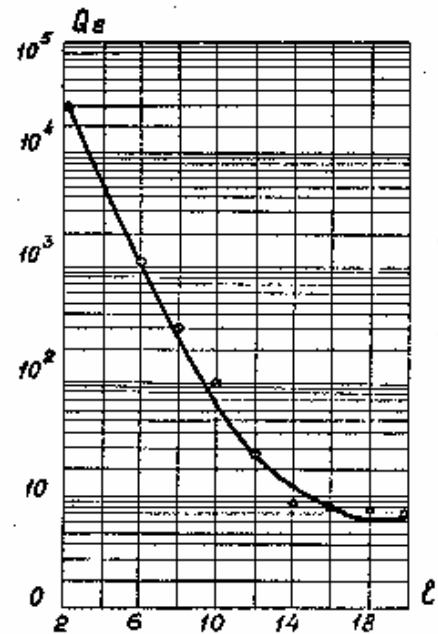


Рис. 18

Щели "толстых" диафрагм можно рассматривать как отрезок волновода с критической длиной волны  $\lambda_{кр.} = 2d_1$ . На волнах, меньших  $\lambda_{кр.}$  щель работает как волноводный трансформатор (рис. 18а), а на волнах, больших  $\lambda_{кр.}$  – как запредельный ослабитель (рис. 18б).

По расчетным или экспериментальным кривым зависимости  $Q_{EM}$ ,  $f_{рез.}$  от размеров диафрагм  $\varepsilon_i$  можно найти допуски на соответствующие размеры:

$$\Delta\varepsilon_i = \pm \left( \frac{\partial\varepsilon_i}{\partial Q_{EM}} \right)_{iii} \Delta Q_{EM}$$

$$\Delta\varepsilon'_i = \pm \left( \frac{\partial\varepsilon_i}{\partial f_{\delta\delta\delta}} \right)_{iii} \Delta f_{\delta\delta\delta}$$

где  $\Delta Q_{EM}$  и  $\Delta f_{рез.}$  - заданные пределы изменения добротности и резонансной частоты магнетрона;  $\Delta\varepsilon$  и  $\Delta\varepsilon'$  - допуски на  $i$ -ый размер диафрагмы, обусловленные допусками на  $Q_{EM}$  и  $f_{рез.}$  (вы-

бирается наименьшая из  $\Delta\varepsilon$  и  $\Delta\varepsilon'$ );  $\left( \frac{\partial\varepsilon_i}{\partial Q_{EM}} \right)_{iii}$  и  $\left( \frac{\partial\varepsilon_i}{\partial f_{\delta\delta\delta}} \right)_{iii}$  - значения частных производных при номинальных значениях  $Q_{EM}$  и  $f_{рез.}$ .

Поскольку каждый из макетов представляет лишь физическую аппроксимацию реальных колебательных систем, то для количественной оценки аппроксимации была изготовлена и исследована колебательная система, соответствующая конструкции рис. 1. Она имела разнорезонаторную систему закрытого типа из 24 лопаточных резонаторов с отношением длины 1:2. Размеры парциальных резонаторов ( $b'$  - усреднялся) и трансформаторов колебательной системы соответствовали данным таблиц № 3 для  $a'=5,2$  мм. Размеры диафрагм (умноженные на коэффициент моделирования  $K = 3,85$ ) были равны  $h=1,54$  мм.,  $d_1 = 20$  мм.,  $d_2 \equiv \delta = 0,53$  мм.

Обращаясь к результатам, полученным на разборных макетах (рис. 18) и выполняя необходимую интерполяцию, находим значение  $Q_{EM}=60$ , отвечающее параметрам колебательной системы опытного образца.

При таком значении  $Q_{EM}$  и ненагруженной добротности макета порядка 600 КСВ в тракте с волной  $H_{01}$  в круглом волноводе будет не меньше 10. Это значит, что при наличии заметных потерь энергии при возбуждении и фильтрации волны  $H_{01}$  измерение малых внешних добротностей по кривой КСВН связано с большими погрешностями.

По этой причине  $Q_{EM}$  определялась методом, изложенным в [22]. Для этого в коаксиальном волноводе вместо неотражающей диафрагмы 5 (рис. 1) устанавливалась подвижная диафрагма, обеспечивающая высокую добротность коаксиального резонатора 4. Такая система подключалась к Тракту из круглых волноводов и волной  $H_{01}$  ее резонансный режим индцировался по сигналу с зонда в пространстве взаимодействия.

На рис. 23 приведена экспериментальная кривая перестройки. Для точки с максимальным наклоном кривой согласно [22] можно написать

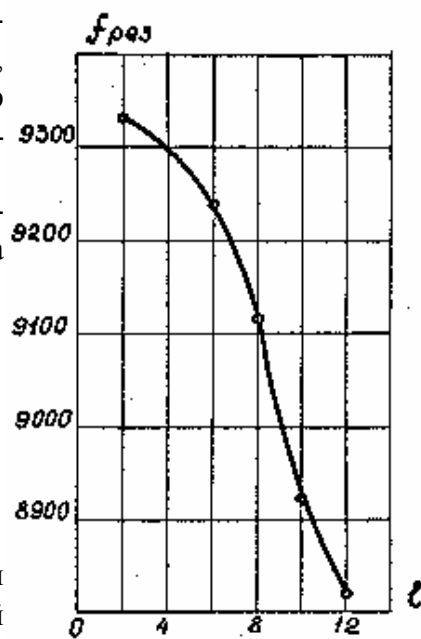


Рис. 19

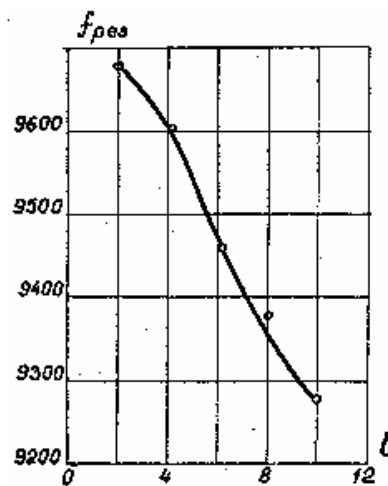


Рис. 20



$$Q_{EM} = \frac{\pi \left( \frac{n + \frac{1}{2}}{2} - \frac{\Delta d}{\Delta \lambda_g} \right) \frac{\Delta \lambda_{re}}{\lambda_g}}{\frac{\Delta \lambda}{\lambda_0}}$$

где:  $\lambda_0$  - резонансная длина волны в точке кривой с максимальным наклоном;  $\lambda_g$  - длина волны в волноводе, соответствующая  $\lambda_0$ ;  $\Delta d$  и  $\Delta \lambda$ ,  $\Delta \lambda_g$  - малое смещение диафрагмы и соответствующие ему изменения  $\lambda$ ,  $\lambda_g$ ;  $n$  - целое число полуволн в коаксиальном резонаторе.

Для увеличения точности экспериментального определения  $Q_{EM}$  нами было рассчитано семейство кривых перестройки, в котором параметром являлась добротность  $Q_{EM}$  [22]

$$d = \frac{\lambda_g}{2\pi} \arctg \left( \frac{1}{Q_{EM}} \right) \frac{\Delta \lambda}{\lambda_0} + n \frac{\lambda_g}{2}$$

Кривые семейства были вычерчены в одних осях с экспериментальной кривой перестройки. За наиболее точное принималось значение  $Q_{EM}$ , соответствующее расчетной кривой перестройки, лучше других совпадающей с экспериментальной кривой (рис. 19). Уточненное значение равнялось 70.

Таким образом, результат измерения внешней добротности на разборном макете совпадает с  $Q_{EM}$ , найденным при испытании опытного образца, с точностью порядка 15%. Такое совпадение

позволяет надеяться, что результаты измерений на разборных макетах могут служить основой для оценки величин при проектировании симметричных выходных устройств рассматриваемой конструкции.

Расчетные и экспериментальные исследования настоящей главы показали, что изменением параметров емкостных или индуктивных диафрагм (и параметров трансформаторов) можно в широких пределах менять значения  $Q_{EM}$ . Окончательный выбор конструкции диафрагм во многом определяется степенью технологичности конкретных конструкций. Емкостные диафрагмы, у которых длина щели равна высоте анодного блока ( $d_1 = a$ ) является наиболее простым в изготовлении. Однако, при уменьшении ширины такой щели увеличивается высокочастотная напряженность поля в щели. Во время пайки узкие щели может затянуть припой.

Индуктивные и емкостные диафрагмы, для которых  $d_1 < a$  могут быть изготовлены следующим образом. В местах, где должны находиться диафрагмы в медном моноблоке делаются кольцевые канавки с одной (при асимметричных диафрагмах) или двух (при симметричных диафрагмах) торцевых сторон моноблока. Затем на эрозионном станке режется резонаторная система, трансформаторы и радиальный профиль щелей диафрагм.

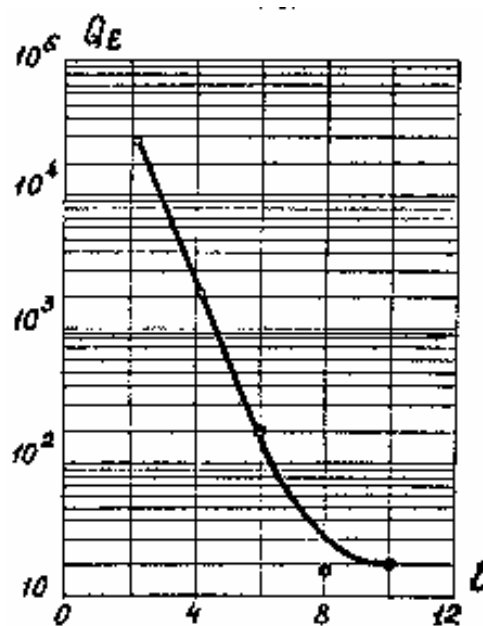


Рис. 21

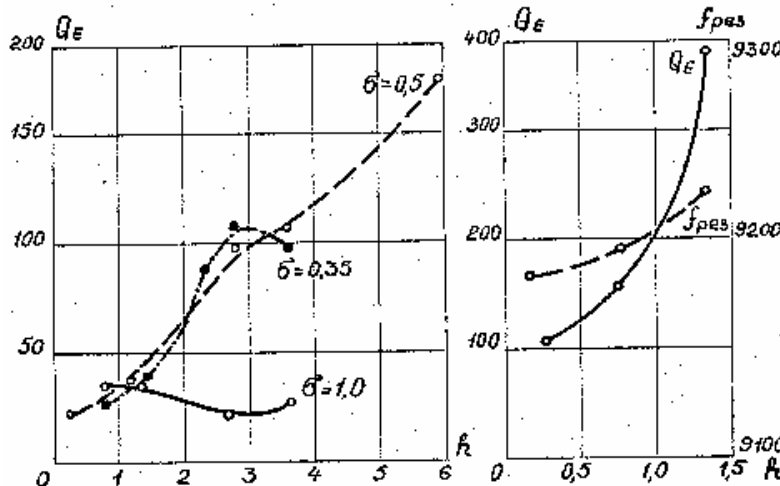


Рис. 22

После впаивания в канавки предварительно посеребренных колец, изготовленных по форме поперечного сечения канавок, получают диафрагмы с размером отверстия, равным расстоянию между кольцами. Толщина диафрагм получается равной ширине канавки.

Возможны другие способы изготовления диафрагм. Так, например, если моноблок заменить двумя деталями, плоскость сочленения которых делит резонаторную систему в поперечном направлении на две

равные половинки с кольцевыми канавками со стороны этой плоскости, или если отверстия диафрагм делать сверлением (перед эрозионной резкой) моноблока в радиальных направлениях, то из технологии изготовления можно исключить операцию пайки.

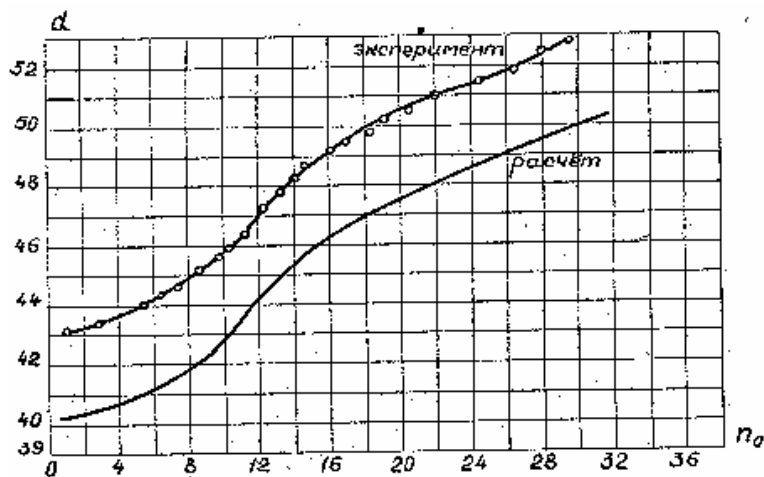


Рис.23

## 5. Основные результаты и выводы

1. Предложена конструкция широкополосного симметричного вывода энергии многорезонаторного магнетрона, позволяющая:

- а) обеспечить непосредственное возбуждение и распространение чистой волны  $H_{01}$  в коаксиальном волноводе (переходящем в круглый волновод);
- б) изменением конструктивных параметров менять в широких пределах связь резонаторной системы с выходным волноводом;
- в) получить зазор в магнитной цепи порядка высоты резонаторной системы;
- г) производить непосредственный теплоотвод от резонаторной системы.

2. Для некоторых вариантов конструктивного выполнения вывода энергии на основе использования его свойств симметрии и введения физической аппроксимации разработана методика инженерного расчета, позволяющая определить:

- а) условия возбуждения и распространения чистой волны  $H_{01}$  в выходном волноводе;
- б) внешнюю добротность ( $Q_{EM}$ );

- в) влияние вывода энергии на резонансную длину волны  $\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0}$ .

3. На основе использования свойств симметрии вывода энергии и введения физической аппроксимации разработана и опробована методика (и измерительная установка), по которой:

- а) выполнена проверка представленных соотношений для вычисления  $Q_{EM}$  и  $\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0}$ .
- б) исследованы различные конструктивные варианты резонаторных систем и элементов связи, не отвечающие условиям применения полученных расчетных соотношений (системы открытого типа, диафрагмы конечной толщины);
- в) выполнена количественная оценка используемой в расчетах и измерениях физической аппроксимации (после выполнения экспериментальных исследований опытного образца симметричного вывода энергии).

## Литература

1. Шинкарева В.В., Сестрорецкий Б.В. Некоторые новые идеи в технике волноводных трактов. В сб. «Современные проблемы антенно-волноводной техники.- М.: «Наука», 1967.
2. Волноводные линии передачи с малыми потерями. Сб. статей под редакцией В.Б.Штейншлейгера.- М.: ИЛ., 1960.
3. Казначеев Ю.И. Широкополосная дальняя связь по волноводам.- М.: изд-во АН СССР, 1959.
4. Магнетроны сантиметрового диапазона. ч.2., пер. с англ. под ред. С.А.Зусмановского. – М.: «Советское радио», 1951.
5. Шипич В.В. Возбуждение круглого волновода на волне  $H_{01}$  от резонаторной системы магнетрона.// Изв.СО АН СССР. № 7, 1960.
6. Бяков А.К., Шарков К.Г. Магнетрон. Авторское свидетельство № 177547 (872369/26-25 от 25 декабря 1963).
7. Вайнштейн Л.А. Элетромагнитные волны. М.: «Советское радио», 1957.
8. Бяков А.К., Рогов А.Т., Шарков К.Г. Авторское Авторское свидетельство № 39175 (971697/26-25 от 10 мая 1965).
9. Электронные сверхвысокочастотные приборы со скрещенными полями. Пер. с англ. Под. Ред. М.М.Федорова.- М.: ИЛ, 1961. Т.1.
10. Капица П.Л. Электроника больших мощностей.- М.: изд-во АН СССР, 1962.
11. Половков Н.П. Стабилизация частоты генераторов СВЧ внешним объемным резонатором. – М.: «Советское радио», 1967.
12. Нейман М.С. Обобщение теории цепей на волновые системы. –М.: Госэнергоиздат, 1955.
13. Кисунько Г. В. Электродинамика полых систем. М.: Изд-во ВКАС. 1949.
14. Шарков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. - М.: Изд-во «Энергия», 1967.
15. Справочник по волноводам. - М.: «Советское радио», 1948.
16. Ширман Я.Д. Радиоволноводы и объемные реонагоры. – М.:Связьиздат, 1959.
17. Вайнштейн Л.А. Элетромагнитные волны. М.: «Советское радио», 1957.
18. Шашковцев Б.М., Цибизов К.Н., Емелкин Б.Ф. Теория волноводов.- М.: «Наука», 1966.
19. Силкин Р.А., Сазонов В.П. Замедляющие системы. - М.: «Советское радио», 1966.
20. Теория линий передач сверхвысоких частот. - М.: «Советское радио», 1963.
21. Самсонов Д.Г. Основы расчета и конструирования многорезонаторных магнетронов. М.: «Советское радио», 1966.
22. Слэтер.Дж. Электроника сверхвысоких частотj.- М.: «Советское радио», 1948.