

КАЗАНСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНСТИТУТ ФИЗИКИ

ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ
ПО КУРСУ
ЭЛЕКТРОДИНАМИКА СВЧ

КАЗАНЬ 2013

Печатается по решению Редакционно-издательского совета Института физики КФУ

УДК 537.8

Лабораторный практикум по курсу “Электродинамика СВЧ”

Аннотация

Настоящий сборник включает в себя методические пособия к восьми лабораторным работам по лекционному курсу “Электродинамика сверхвысоких частот”, который читается студентам Института физики КФУ всех радиофизических специальностей.

Каждое описание содержит: постановку задачи, краткое изложение необходимых для выполнения работы теоретических сведений, описание экспериментальной части работы. В конце каждой работы приводится список литературы, из которой могут быть получены дополнительные сведения. В сборнике приведено также краткое описание используемых в лаборатории измерительных приборов.

Пособие предназначено для студентов, изучающих курс “Электродинамика СВЧ”.

Составители: доц. Дуглав А.В.
проф. Тагиров М.С.
доц. Тарасов Б.Г.
доц. Степанов В.Г.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	4
Лабораторная работа № 1. Измерение полных сопротивлений элементов волноводного тракта в диапазоне сантиметровых волн	7
Лабораторная работа № 2. Измерение мощности в диапазоне СВЧ	35
Лабораторная работа № 3. Исследование отражательного клистрона	51
Лабораторная работа № 4. Исследование усилительной лампы бегущей волны типа О	77
Лабораторная работа № 5. Исследование матрицы рассеяния волноводного четырехполюсника	93
Лабораторная работа № 6. Измерение нагруженной добротности объемного резонатора	105
Лабораторная работа № 7. Исследование генератора СВЧ на диоде Ганна	121
Лабораторная работа № 8. Исследование генератора СВЧ на лампе бегущей волны	139
Описание приборов	150
Генератор сигналов ГЗ-30В (ГЗ-31/1)	150
Измерительные генераторы Г4-82 и Г4-83	153
Селективный микровольтметр В6-9	155
Генератор сигналов 51И	158
Ваттметр поглощаемой мощности термоэлектрический МЗ-41	160
Ваттметр поглощаемой мощности термисторный МЗ-10А	163
Вольтамперметр цифровой ВК2-20	167
Частотомеры электронно-счетные ЧЗ-68 и ЧЗ-69	172

Предисловие

К диапазону сверхвысоких частот (СВЧ) обычно относят электромагнитные волны, лежащие между метровым и инфракрасным диапазонами. Особенности методов генерирования, передачи и приема этих волн привели к выделению техники СВЧ в самостоятельную дисциплину.

То обстоятельство, что длина волны излучения диапазона СВЧ сравнима с размерами элементов техники этого диапазона, привело к возможности использования квазиоптических свойств волн СВЧ.

Поскольку волны диапазона СВЧ легко проходят через ионизированные слои атмосферы, их широко используют в радиоастрономии, в технике космической связи, при использовании спутников связи для передачи радиосигналов.

Так как квант энергии электромагнитных волн диапазона СВЧ соответствует во многих случаях разности энергетических уровней атомов и молекул, это свойство волн СВЧ привело к развитию таких областей науки, как радиоспектроскопия и квантовая радиофизика.

Наконец, отметим также широкое применение волн СВЧ-диапазона в медицине и современной телефонной связи.

К сожалению, курс “Электродинамика СВЧ”, читаемый в Институте физики Казанского университета, очень краток и включает в себя лишь самые основные вопросы теории и практики техники СВЧ, что дает, однако, возможность в случае необходимости самостоятельно изучить соответствующие разделы этой области знаний.

Лабораторный практикум по курсу “Электродинамика СВЧ” содержит восемь работ, две из которых выполнены в двух вариантах. Ограниченность числа часов лабораторных занятий не позволяет претендовать на полноту освещения вопросов, связанных с лекционным курсом. Основные задачи, стоящие перед практикумом – освободить лекционный курс от рассмотрения простых физических явлений, познакомить студентов с измерительной

аппаратурой диапазона СВЧ, с некоторыми приемами практической работы на конкретных приборах.

Выполнению студентом экспериментальной части каждой работы должно предшествовать знакомство с описанием данной работы, соответствующей литературой, экспериментальной установкой. Там, где это необходимо, студент должен произвести предварительные расчеты по теме задания.

Затем студент устно отчитывается перед преподавателем в готовности к практическому выполнению работы, в знакомстве с методикой исследования, в умении обращаться с приборами и приступает к работе.

По окончании работы студентом представляется письменный отчет по форме, предложенной в руководстве к данной работе или согласованной с преподавателем.

Перед началом работы в лаборатории студент должен ознакомиться с правилами техники безопасности обращения с используемой аппаратурой. Они в основном сводятся к следующему.

1. В некоторых устройствах используются напряжения до 300 вольт и выше, которые могут представлять опасность для здоровья человека. Студент должен знать основные правила работы с такими устройствами по опыту предшествующей работы.

2. Излучение СВЧ диапазона обладает биологической активностью. Поэтому при работе места стыковки элементов волноводного тракта должны быть надежно закреплены. При необходимости замены элементов волноводного тракта необходимо выключать источники СВЧ-излучения или вводить в их выходную цепь затухание не менее 30-40 дБ. Нарушая эти правила, работающий подвергает воздействию рассеянного излучения не только себя, но и всех находящихся в помещении.

3. При обнаружении неисправности установка должна быть немедленно выключена, и об этом следует сообщить преподавателю или инженеру.

4. Категорически запрещается оставлять включенную установку без присмотра даже на короткий срок. Нарушивший это правило может быть лишен права продолжать работу до конца текущего занятия.

5. На рабочем столе не должно находиться никаких посторонних предметов – портфелей, сумок и т.д.

6. По окончании работы необходимо убедиться, что все используемые приборы выключены, и привести рабочее место в порядок.

Лабораторная работа № 1

Измерение полных сопротивлений элементов волноводного тракта в диапазоне сантиметровых волн

Цель работы – практическое изучение методов измерения полных сопротивлений волноводных элементов СВЧ-тракта.

Вопросы измерения полного сопротивления элементов СВЧ-тракта возникают каждый раз, когда приходится решать задачи согласования, находить параметры схем замещения, рассчитывать частотные характеристики устройств СВЧ-диапазона.

В основе всех методов определения полного сопротивления лежит его связь с коэффициентом стоячей волны и положением минимума напряжения стоячей волны в линии, т.е. с характеристиками (модулем и фазой) комплексного коэффициента отражения $\bar{\Gamma} = |\Gamma| \cdot e^{i\varphi}$. Наибольшее распространение получили методы определения полного сопротивления по данным измерения коэффициента стоячей волны с помощью измерительной линии и использование измерителей полного сопротивления поляризационного типа. В дальнейшем каждый из этих методов будет рассмотрен подробнее.

1. Волноводные диафрагмы

В работе производится измерение полного входного сопротивления волноводных диафрагм, которые относятся к числу простейших неоднородностей волноводных линий передачи СВЧ. Волноводные диафрагмы – это тонкие поперечные проводящие перегородки, частично перекрывающие сечение волновода. Они широко применяются в волноводной технике как узкополосные согласующие устройства, а также как элементы резонансных систем и фильтров.

Строгое математическое исследование структуры поля при наличии диафрагмы в волноводе достаточно сложно. Однако если учесть, что обычно представляет интерес не поле непосредственно вблизи диафрагмы, а ее влияние на характер поля в примыкающих однородных участках волновода, задача существенно упрощается. Упрощает задачу также и использование волновода в одноволновом режиме, когда по волноводу может распространяться только волна основного типа, а волны высших типов, которые в принципе могут возникать вблизи диафрагмы, быстро затухают. В этом случае для математического анализа может быть использован метод эквивалентных схем, рассматривающий волновод как эквивалентную длинную линию с распространяющимся по ней единственным типом волны.

Простейшие типы диафрагм – это симметричные емкостная и индуктивная диафрагмы, и комбинация диафрагм обоих типов – резонансное окно в волноводе (рис. 1). Смысл последнего названия будет ясен из дальнейшего. Возможны также несимметричные емкостная и индуктивная диафрагмы, в которых, как следует из их названия, нарушена симметрия

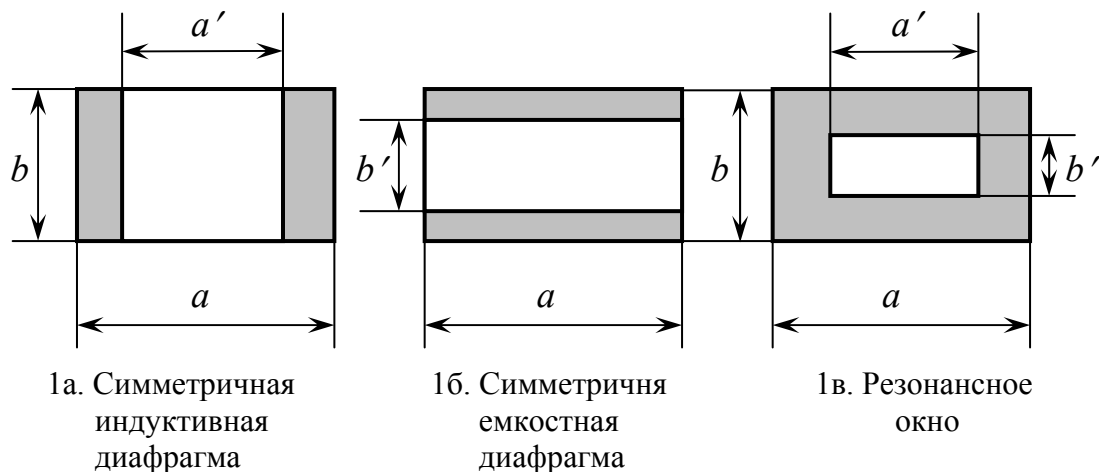


Рис. 1

расположения проводников относительно поперечного сечения волновода.

Диафрагма – пример неоднородности, параметры которой достаточно просто могут быть приближенно найдены расчетным путем.

Введение диафрагмы создает условия для возникновения в поперечном сечении волновода токов, возбуждаемых падающей на диафрагму волной. На схеме замещения это может быть отражено включением в эквивалентную длинную линию, замещающую волновод, шунтирующей проводимости – некоторого эквивалентного двухполюсника. В случае если диафрагма сделана из очень хорошего проводника, замещающий ее двухполюсник будет чисто реактивным и может характеризоваться проводимостью $Y_{\text{Э}}$ или приведенной (нормированной) проводимостью $Y_{\text{Э}}' = Y_{\text{Э}}/g$, где $g = 1/\rho$ - характеристическая проводимость эквивалентной длинной линии, ρ - ее волновое сопротивление (рис. 2а).

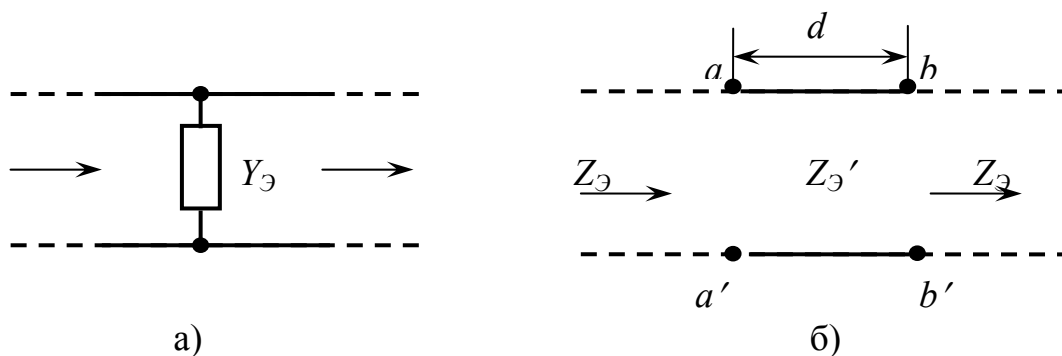


Рис. 2

Приближенно, качественно, диафрагму можно рассматривать как отрезок волновода, отличающегося по сечению от основного волновода и включенного в рассечку основного волновода (рис. 2б). На этом рисунке d – толщина диафрагмы, эквивалентная длине врезанного отрезка волновода, $Z_{\text{Э}}$ – эквивалентное сопротивление основного волновода, $Z_{\text{Э}}'$ – эквивалентное сопротивление на участке включения диафрагмы.

Переходя к эквивалентной длинной линии, пренебрегаем возникающими за счет включения диафрагмы высшими типами волн, т.е. считаем, что в основном волноводе обеспечено выполнение условий одноволнового режима, при котором высшие типы волн не могут распространяться по волноводу. Для прямоугольного волновода, в котором основным типом волны является волна

H_{10} , это соответствует следующим условиям, накладываемым на размеры сечения волновода a и b :

$$\lambda_0/2 < a < \lambda_0; \quad 0 < b < \lambda_0/2$$

Будем использовать в дальнейшем для эквивалентного сопротивления волновода, возбужденного на волне H_{10} , соотношение

$$Z_{\text{Э}} = \frac{b}{a} \cdot \frac{Z_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{\text{кр}})^2}} \quad (1)$$

где $Z_0 = (\mu_0 / \varepsilon_0)^{1/2} = 120 \cdot \pi = 376,7$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства, λ_0 – длина волны в свободном пространстве, $\lambda_{\text{кр}}$ – критическая длина волны в волноводе. Для волны H_{10} в прямоугольном волноводе $\lambda_{\text{кр}} = 2a$.

Рассмотрим проводимость диафрагмы подробнее, сведя роль диафрагмы к влиянию сосредоточенной проводимости, включенной параллельно в линию. Используем известное из теории длинных линий выражение для входного сопротивления линии длиной l с волновым сопротивлением Z_0 , нагруженной на сопротивление Z_H :

$$Z_{\text{ex}} = Z_0 \frac{Z_H + j \cdot Z_0 \cdot \text{tg} \beta l}{Z_0 + j \cdot Z_H \cdot \text{tg} \beta l} \quad (2)$$

где $\beta = 2\pi / \lambda_B$ – волновое число в линии.

В нашем случае для сечения aa' (рис. 2б) можем записать:

$$Z_{\text{ex}} |_{aa'} = Z'_0 \frac{Z_{\text{Э}} + j \cdot Z'_0 \cdot \text{tg} \beta' d}{Z'_0 + j \cdot Z_{\text{Э}} \cdot \text{tg} \beta' d}$$

Для тонкой диафрагмы $\beta' d \ll 1$ и $\text{tg} \beta' d \approx \beta' d$. Упростим запись – будем писать в дальнейшем $Z_{\text{Э}} \equiv Z$, $Z'_0 \equiv Z'$. Перейдем к проводимостям и, пренебрегая членами второго порядка малости, получим:

$$Y |_{aa'} = \frac{1}{Z'} \cdot \frac{Z' + j \cdot Z \cdot \beta' \cdot d}{Z + j \cdot Z' \cdot \beta' \cdot d} \cdot \frac{Z - j \cdot Z' \cdot \beta' \cdot d}{Z - j \cdot Z' \cdot \beta' \cdot d} = \frac{1}{Z'} \cdot \frac{Z \cdot Z' + j \cdot \beta' \cdot d (Z^2 - Z'^2)}{Z^2}$$

Преобразуем:

$$Y|_{aa'} = \frac{1}{Z} + j \cdot \beta' \cdot d \cdot \left(\frac{1}{Z'} - \frac{Z'}{Z^2} \right) = \frac{1}{Z} + j \cdot \beta' \cdot d \cdot \frac{1}{Z'} \cdot \left[1 - \left(\frac{Z'}{Z} \right)^2 \right] = G + jB \quad (3)$$

Таким образом, $Y|_{aa'}$ образовано параллельным соединением проводимостей $G = 1/Z$ и jB , т.е. линия с диафрагмой может быть заменена на бесконечной длины линией с волновым сопротивлением Z , в которую в сечении $aa' - bb'$ включена чисто реактивная проводимость jB , описывающая эффект включения диафрагмы в основной волновод.

Из (1) очевидно:

1) если $a' < a$ (рис. 1а), то $\lambda'_{кр} < \lambda_{кр}$, $Z' > Z$ и, следовательно, $B < 0$, т.е. эквивалентная диафрагме реактивность – индуктивного типа (диафрагма индуктивного типа);

2) если $b' < b$ (рис. 1б), то $\lambda'_{кр} = \lambda_{кр}$, $Z' < Z$ и, следовательно, $B > 0$, т.е. эквивалентная диафрагме реактивность – емкостного типа (диафрагма емкостного типа).

Полученные результаты имеют качественный характер. Ниже, в разделах, посвященных практическому выполнению работы, приведены более точные расчетные формулы.

В заключение рассмотрим случай диафрагмы, изображенной на рис. 1в – резонансное окно в волноводе. Его можно представить себе как результат наложения в одном сечении волновода диафрагм индуктивного и емкостного

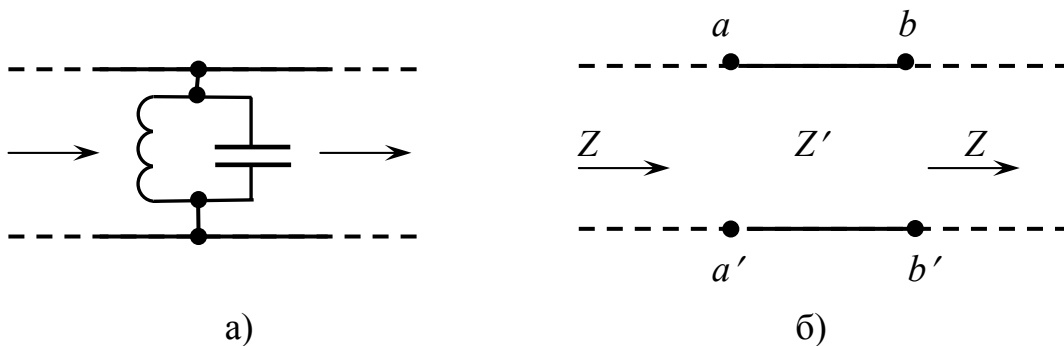


Рис. 3

типа, а его схемой замещения будет параллельное включение индуктивности и

емкости в одном сечении линии, т.е. включение в линию параллельного колебательного контура (рис. 3).

В случае отсутствия потерь сопротивление контура на резонансной частоте бесконечно велико и он не должен оказывать влияния на волну, распространяющуюся по линии. При анализе, представляя окно отрезком линии с сопротивлением Z' (рис. 3б), можно потребовать, чтобы на некоторой частоте ω_0 (на некоторой длине волны λ_0) выполнялось равенство $Z(\omega_0) = Z'(\omega_0)$, т.е.

$$\frac{b}{a} \cdot \frac{Z_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}} = \frac{b'}{a'} \cdot \frac{Z_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda'_{кр})^2}}.$$

Здесь a' , b' - размеры окна, $\lambda'_{кр}$ - критическая длина волны, соответствующая волноводу сечением $a' \times b'$. При волне H_{10} $\lambda_{кр} = 2a$ и $\lambda'_{кр} = 2a'$. Из уравнения возможно определение одного из параметров (a', b') , если задан другой, или определение ω_0 (λ_0) по заданным a' и b' .

Резонансные окна широко используются в конструкциях электровакуумных приборов СВЧ для отделения вакуумированной полости внутри прибора от внешнего пространства в выходном волноводе. Другая область применения – герметизация отдельных участков волноводного тракта в криогенной технике.

2. Измерение сопротивлений элементов волноводного тракта с помощью измерительной линии

Найдем основные соотношения, позволяющие по данным, полученным с помощью измерительной линии (см. ниже), определить величину сопротивления, на которое нагружена линия. Хотя в дальнейшем все измерения проводятся на элементах волноводного типа, будем рассматривать явления на примере эквивалентной длинной линии.

Как известно, процессы в длинной линии описываются волновыми уравнениями, решения которых в общем случае представляют собой сумму

прямой и обратной волн, распространяющихся по линии в противоположных направлениях. Считая, что координата отсчитывается от сечения линии, в котором включена нагрузка Z_H (рис. 4), выражение для напряжения в любом

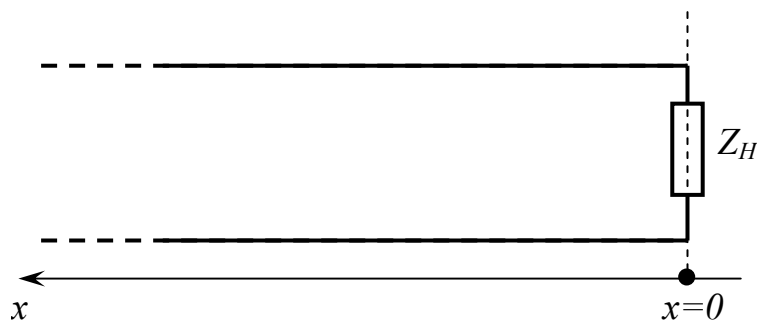


Рис. 4

сечении линии можно записать в виде $U(t,x) = U_{\Pi}(t+x/v) + U_O(t - x/v)$, где U_{Π} , U_O – напряжение падающей и отраженной волн соответственно. Для гармонических волн это соотношение можно переписать в виде

$$\bar{U}(x) = \bar{U}_{\Pi} e^{+j\beta x} + \bar{U}_O e^{-j\beta x}, \quad (4)$$

где \bar{U}_{Π}, \bar{U}_O – комплексные амплитуды падающей и отраженной волн, $\beta = 2\pi/\lambda$ – постоянная распространения волны в линии.

Введя коэффициент отражения $\bar{\Gamma} = \bar{U}_O / \bar{U}_{\Pi}$ для любого сечения линии, можем записать

$$\bar{\Gamma}(x) = \frac{\bar{U}_O e^{-j\beta x}}{\bar{U}_{\Pi} e^{j\beta x}} = \bar{\Gamma}_H e^{-2j\beta x}, \quad (5)$$

где $\bar{\Gamma}_H = \bar{\Gamma}(x=0)$ – коэффициент отражения от нагрузки.

Картина распределения поля в линии представляет собой результат наложения стоячей и бегущей волн и характеризуется значениями напряжения в максимуме (U_{max}) и минимуме (U_{min}) стоячей волны. Их отношение определяет коэффициент стоячей волны (KCB) в линии:

$$KCB = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{|\bar{U}_{\Pi}| + |\bar{U}_O|}{|\bar{U}_{\Pi}| - |\bar{U}_O|}. \quad (6)$$

$$\text{Отсюда: } KCB = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad \text{или} \quad |\Gamma| = \frac{KCB - 1}{KCB + 1}. \quad (7)$$

По определению комплексное сопротивление в любом сечении линии $\bar{Z}(x) = \bar{U}(x) / \bar{I}(x)$, где $\bar{Z}(x)$ – сопротивление некоторого эквивалентного

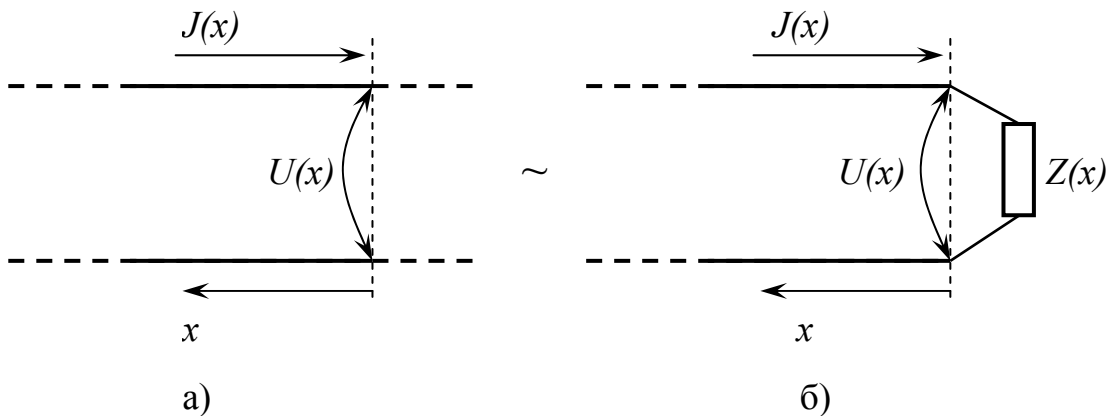


Рис. 5

двухполюсника, которым может быть заменена линия, расположенная справа от рассматриваемого сечения x (рис. 5). Тогда

$$Z(x) = \frac{\bar{U}_H(x) + \bar{U}_O(x)}{\bar{I}_H(x) + \bar{I}_O(x)} = \frac{\bar{U}_H(x)}{\bar{I}_H(x)} \cdot \frac{1 + \bar{\Gamma}(x)}{1 - \bar{\Gamma}(x)} = Z_0 \frac{1 + \bar{\Gamma}(x)}{1 - \bar{\Gamma}(x)}, \quad (8)$$

т.к. $\bar{\Gamma}(x) = \frac{\bar{U}_O(x)}{\bar{U}_H(x)} = -\frac{\bar{I}_O(x)}{\bar{I}_H(x)}$, а $\frac{\bar{U}_H(x)}{\bar{I}_H(x)} = Z_0$ – волновое сопротивление линии.

Наконец, выразим напряжение в любом сечении линии через параметры, характеризующие коэффициент отражения:

$$\bar{U}(x) = \bar{U}_H(x) + \bar{U}_O(x) = \bar{U}_H(x)[1 + \bar{\Gamma}(x)].$$

Модуль этого напряжения, определяющий КСВ в линии, будет равен

$$|\bar{U}(x)| = |\bar{U}_H(x)| \sqrt{[1 + \bar{\Gamma}(x)] \cdot [1 - \bar{\Gamma}^*(x)]},$$

где звездочкой, как обычно, отмечена комплексно-сопряженная величина.

Преобразуем:

$$|\bar{U}(x)| = |\bar{U}_H(x)| \sqrt{1 + (\bar{\Gamma} + \bar{\Gamma}^*) + \bar{\Gamma}\bar{\Gamma}^*}.$$

Т.к. $\bar{\Gamma} + \bar{\Gamma}^* = 2 \operatorname{Re} \bar{\Gamma}(x) = 2 |\Gamma_H| \cos(\varphi_H - 2\beta x)$, где $|\Gamma_H|$, φ_H – модуль и фаза коэффициента отражения, а из (5) $\bar{\Gamma}(x) = \bar{\Gamma}_H e^{-2j\beta x} = |\bar{\Gamma}_H| e^{j\varphi_H} \cdot e^{-2j\beta x}$, и

$\bar{\Gamma}(x) \cdot \bar{\Gamma}^*(x) = |\Gamma|^2$, то

$$|\bar{U}(x)| = |\bar{U}_\Pi| \sqrt{1 + 2|\Gamma_H| \cos(\varphi_H - 2\beta x) + |\Gamma_H|^2}. \quad (9)$$

Из (9) следует, что максимум напряжения в линии $|\bar{U}(x)|_{\max}$ будет наблюдаться при $\varphi_H - 2\beta x_{\max} = 2\pi n$, где n – целое, и равен $|\bar{U}(x)|_{\max} = |\bar{U}_\Pi| (1 + |\Gamma_H|)$. Таким образом, фазовый сдвиг отраженной волны относительно падающей на нагрузке и координаты максимумов напряжения в линии связаны соотношением

$$\varphi_H = 2\pi n + 2\beta x_{\max},$$

причем ближайший к нагрузке максимум соответствует $n = 0$ и его положение определяется условием

$$\varphi_H = 2\beta x_{\max}. \quad (10a)$$

Точно так же минимум напряжения в линии $|\bar{U}(x)|_{\min}$ будет при $\varphi_H + 2\beta x_{\min} = \pi(2n+1)$, первый минимум соответствует $n = 0$, для него

$$\varphi_H = \pi + 2\beta x_{\min}. \quad (10б)$$

Таким образом, определяя с помощью измерительной линии КСВ и положение x_{\min} или x_{\max} , можно однозначно определить модуль и фазу коэффициента отражения $\bar{\Gamma}_H = |\bar{\Gamma}_H| e^{j\varphi_H}$, а следовательно, на основании (8) и сопротивление нагрузки

$$\bar{Z}_H = Z_0 \frac{1 + \bar{\Gamma}_H}{1 - \bar{\Gamma}_H}. \quad (11)$$

Поскольку при работе на измерительной линии положение минимума напряжения может быть найдено более точно, чем максимума, то φ_H обычно на практике определяют из (10б) по положению минимума стоячей волны, ближайшего к нагрузке.

Подставим в (11) модуль и фазу коэффициента отражения из (7) и (10б):

$$\bar{Z}_H = R_H + jx_H = Z_0 \frac{1 + \bar{\Gamma}_H}{1 - \bar{\Gamma}_H} = Z_0 \frac{1 + \frac{КСВ - 1}{КСВ + 1} e^{j(\pi + 2\beta x_{\min})}}{1 - \frac{КСВ - 1}{КСВ + 1} e^{j(\pi + 2\beta x_{\min})}}.$$

Учитывая, что $e^{j\pi} = -1$, домножая числитель и знаменатель дроби на $e^{-j\beta x_{\min}}$, после простых преобразований получим

$$\bar{Z}_H = Z_0 \frac{1 - j \cdot KCB \cdot \operatorname{tg} \beta x_{\min}}{KCB - j \cdot \operatorname{tg} \beta x_{\min}}, \quad (12)$$

где x_{\min} (расстояние от нагрузки или от условного конца линии, см. пункт 3.2.2, до первого минимума напряжения стоячей волны) и KCB могут быть определены экспериментально с помощью измерительной линии. При этом x_{\min} отсчитывается в направлении от нагрузки к генератору и всегда меньше половины длины волны в линии.

Из (12), переходя к проводимостям, можно найти, что нормированное значение мнимой части проводимости нагрузки равно

$$B = \operatorname{Im} \frac{Z_0}{Z_H} = \frac{(KCB^2 - 1) \cdot \operatorname{tg} \beta x_{\min}}{1 + KCB^2 \cdot \operatorname{tg}^2 \beta x_{\min}}. \quad (13)$$

3. Экспериментальное определение сопротивления волноводной нагрузки с помощью измерительной линии

3.1. В данном разделе предлагается измерить полное сопротивление ряда элементов волноводного тракта (диафрагмы, штыри) с помощью волноводной измерительной линии.

Структурная схема установки приведена на рис. 6.

1. Основу установки составляет генератор СВЧ-сигналов ГЗ-30В (ГЗ-31/1), рассчитанный на работу в диапазоне 33300-27270 МГц (длина волн 0.9-1.1 см). Подробнее описание его см. в конце пособия.

2. Генерируемая клистроном генератора ГЗ-30В (ГЗ-30/1) СВЧ-мощность через выходной аттенюатор поступает на волноводную измерительную линию.

Принцип работы линии основан на исследовании картины распределения амплитуды поля волновода с помощью зонда, проходящего через щель во внутреннюю полость волновода. Щель, расположенная вдоль средней линии широкой стенки волновода, не пересекает линий тока в стенках волновода и

поэтому практически не нарушает распределения поля в нем. Зонд связан с настраиваемой измерительной головкой (рис. 7), укрепленной на каретке, перемещаемой вдоль волновода измерительной линии.

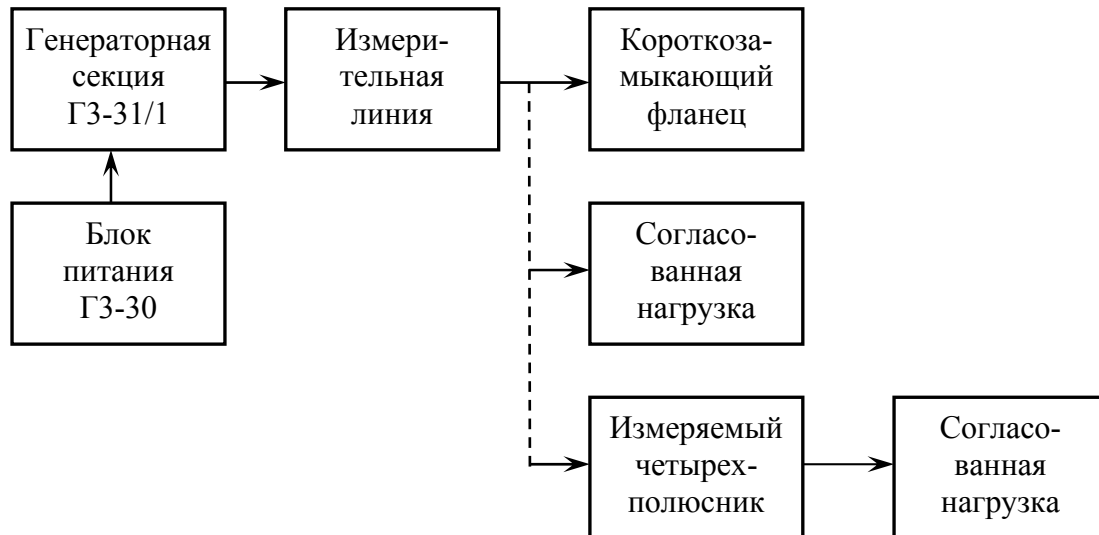


Рис. 6.

Зонд, слабо связанный с электрическим полем в волноводе, представляет собой миниатюрную антенну, в которой наводится ЭДС, пропорциональная напряженности электрического поля в месте расположения зонда. После выпрямления детектором ток цепи зонда регистрируется индикатором – микроамперметром М-109. Перемещение зонда вдоль волновода позволяет определить положение максимумов и минимумов напряженности поля в нем и их относительные величины.

Перемещение каретки зонда осуществляется вращением винта с шагом 1 мм. К нему крепится лимб механизма перемещения с ценой деления 0.01 мм.

К выходному фланцу измерительной линии в процессе измерений подсоединяется либо короткозамыкающий фланец, либо согласованная нагрузка, либо измеряемый четырехполюсник, в свою очередь нагруженный на согласованную нагрузку.

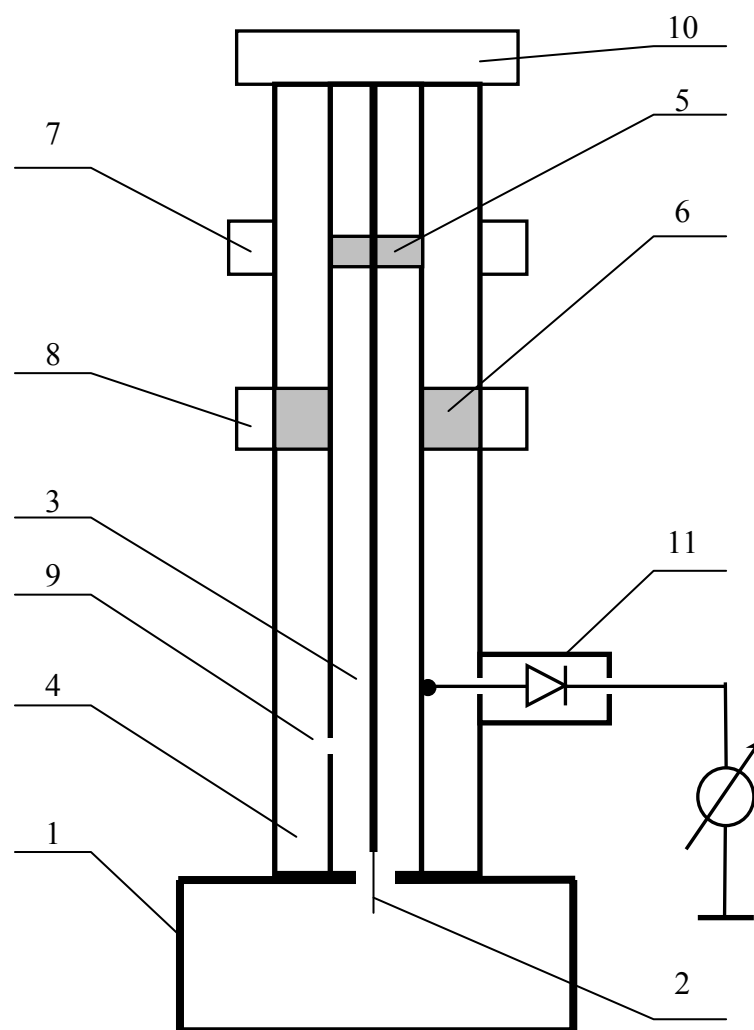


Рис. 7. Схема устройства зондовой головки измерительной линии

1 – волновод; 2 – зонд; 3 - внутренний резонатор (резонатор зонда); 4 – наружный резонатор (резонатор детектора); 5 – поршень настройки частоты резонатора зонда; 6 - поршень настройки частоты резонатора детектора; 7 – гайка настройки частоты резонатора зонда; 8 – гайка настройки частоты резонатора детектора; 9 – отверстие связи резонатора зонда и резонатора детектора; 10 – гайка регулировки глубины погружения зонда в волновод; 11 – детекторная головка.

Работая с измерительной линией, следует иметь в виду возможные источники погрешностей при измерении КСВ и при определении фазы стоячей волны. Являясь неоднородностью, зонд вносит в волновод дополнительную проводимость. Активная составляющая этой проводимости определяет долю мощности, ответвляемой зондом, и уменьшает амплитуду поля в волноводе, что несколько (на 1-2%) занижает измеряемый КСВ по сравнению с истинным,

особенно при больших его значениях. Полностью избавиться от этого явления невозможно. Реактивная проводимость искажает форму стоячей волны, смещая минимумы и особенно максимумы по отношению к их положению в отсутствие зонда. Чтобы избавиться от фазовых искажений, между зондом и микроамперметром включают два магнитно связанных между собой коаксиальных перестраиваемых резонатора. Зонд возбуждает электромагнитные колебания в резонаторе зонда, часть энергии из которого через отверстие связи поступает в резонатор, связанный с детектором, и детектируется детектором. Если оба резонатора настроить в резонанс с полем в волноводе (полный резонанс), то реактивная составляющая их проводимости, включающая в себя и реактивную проводимость зонда, обратится в ноль, и зонд не будет вносить фазовых искажений поля в волноводе. Подобная настройка желательна также и с точки зрения повышения чувствительности индикаторного устройства.

Требования техники безопасности

При работе с линией, подсоединенной к волноводному тракту, во избежание вредного воздействия СВЧ-мощности запрещается заглядывать в открытый конец волновода, закрывать его рукой.

Перед сменой нагрузки на выходе измерительной линии необходимо аттенюатором генераторной секции ГЗ-30В (ГЗ-31/1) предварительно ввести максимальное затухание.

Внимание! Измерительная линия имеет механизмы высокой степени точности, требующие от работающих на линии предельной аккуратности и внимания.

3.2. Порядок выполнения лабораторной работы

3.2.1. Ознакомьтесь с описанием и инструкцией по эксплуатации генератора СВЧ, используемого в установке. Установите выходной аттенуатор генератора в положение максимального затухания. Включите и настройте генератор. Если это необходимо, измерьте частоту генерации. По окончании измерения уберите метку волномера с зоны генерации.

3.2.2. Для измерения искомого значения входного сопротивления исследуемого волноводного элемента необходимо знать две величины: КСВ и x_{min} – расстояние от нагрузки до ближайшего к ней минимума стоячей волны. При измерении второй из этих величин чаще всего оказывается, что положение x_{min} лежит за пределами участка волновода измерительной линии, вдоль которого может перемещаться зонд.

Чтобы избежать этой трудности, следует принять во внимание, что минимумы и максимумы вдоль измерительной линии чередуются строго периодически, и отсчет x_{min} можно производить не обязательно от нагрузки. Его можно измерить относительно любого узла стоячей волны в линии, работающей в режиме короткого замыкания. Короткозамыкающий фланец, установленный вместо измеряемой нагрузки, можно рассматривать как эталонную нагрузку, фаза отражения от которой известна – она равна π , т.е. на короткозамыкающем фланце расположен узел напряженности стоячей волны. Следовательно, при такой эталонной нагрузке любой узел напряженности стоячей волны в линии, отстоящий на целое число полуволн от конца линии, будет эквивалентен концу линии, и называется “условный конец линии”.

В результате порядок настройки измерительной линии и проведения измерений сводится к следующему:

1. Убедитесь, что генератор включен и подготовлен к измерениям в соответствии с его описанием.

2. Установите на правый выходной фланец линии закорачивающий фланец и подготовьте линию к работе. Для этого:

а) Обратите внимание, что необходимая глубина погружения зонда уже установлена и равна 1,0 мм.

б) Откройте выходной аттенюатор генератора, убедитесь, что стрелка индикаторного прибора, подсоединенного к измерительной линии, отклонилась. После этого по максимуму показаний индикатора настройте в резонанс резонатор зонда, пользуясь верхней настроечной гайкой зондовой головки, затем при помощи нижней гайки настройте в резонанс резонатор детектора зондовой головки. Повторите эту операцию несколько раз. Учтите, что при небрежной настройке резонаторов зонда и детектора реактивная часть входного сопротивления зонда будет не равна нулю, что приведет к значительной погрешности всех последующих измерений, а следовательно, и конечного результата.

Может оказаться, что первоначально зонд линии находится в минимуме напряженности поля стоячей волны и стрелка индикатора не отклонится. Тогда следует немного сместить каретку и повторить операции настройки зондовой головки.

3. Найдите положение ближайшего к закороченному концу линии минимума, запишите значение отсчета по лимбу измерительной линии, считая его в дальнейшем за условный конец линии.

Определение условного конца линии производится после настройки зондовой головки измерительной линии и предшествует всем остальным измерениям.

Найдите положение не менее трех минимумов, определите среднее значение расстояния между ними, найдите длину волны в волноводе $\lambda_{\text{в}}$.

Для повышения точности определения положения минимумов можно использовать метод “вилки”. Для этого зонд установите в положение, близкое к минимуму, отметьте показание I_1 индикаторного прибора и произведите отсчет L_1 по шкале механизма перемещения каретки. Переместите затем зонд на другую сторону минимума до получения отмеченного ранее показания

индикатора $I_2 = I_1$ и произведите отсчет L_2 по шкале перемещения. Положение минимума определите как среднее арифметическое обоих отсчетов:

$$L_{min} = (L_1 + L_2) / 2.$$

4. Используя найденное ранее (п. 3.2.1) значение частоты генерации, по соответствующим формулам определите длину волны в свободном пространстве λ_0 , длину волны в волноводе λ_B (волна H_{10} , сечение волновода $5,5 \times 11 \text{ мм}^2$). Сравните полученное значение λ_B со значением, найденным с помощью измерительной линии.

5. Подключите к выходу линии согласованную нагрузку. Найдите ее КСВ, считая, что при токах детектора $I_{dem} \leq 10 \text{ мкА}$ детектор линии работает в квадратичном режиме, т.е. $I_{dem} \sim U^2$, и $\text{КСВ} = (I_{max}/I_{min})^{1/2}$. Если КСВ нагрузки превышает величину 1,05 – 1,08, в случае необходимости можно нагрузку согласовать при помощи трансформатора до необходимого значения КСВ.

6. Подключая к выходу измерительной линии поочередно исследуемые элементы, нагруженные на согласованную нагрузку, найдите их КСВ и положение минимума относительно условного конца линии x_{min} , вычислите нормированные значения мнимой части их проводимости (см. формулу 13).

Включение волноводной диафрагмы (или другого реактивного элемента) и согласованной нагрузки к выходу измерительной линии эквивалентно параллельному соединению измеряемой реактивной проводимости и активной проводимости, равной волновой (см. по тексту). Для реактивного штыря по той же формуле (13) определите знак и характер проводимости.

7. Вычислите значения нормированных проводимостей исследуемых элементов, пользуясь формулами табл. 3. Размеры волноводных элементов приведены в табл. 1. Сравните вычисленные и измеренные проводимости, результаты работы представьте в виде табл. 2.

Таблица 1

Измеряемые волноводные элементы

1. Симметричная емкостная диафрагма

$$a = 11 \text{ мм}, \quad b = 5,5 \text{ мм} \quad b' = 3,4 \text{ мм}$$

2. Несимметричная емкостная диафрагма

$$a = 11 \text{ мм}, \quad b = 5,5 \text{ мм} \quad b' = 3,2 \text{ мм}$$

3. Симметричная индуктивная диафрагма

$$a = 11 \text{ мм}, \quad b = 5,5 \text{ мм} \quad a' = 4,2 \text{ мм}$$

4. Резонансное окно в волноводе

$$a = 11 \text{ мм}, \quad b = 5,5 \text{ мм} \quad a' = 6,5 \text{ мм} \quad b' = 3,5 \text{ мм}$$

5. Реактивный стержень в прямоугольном волноводе

$$a = 11 \text{ мм}, \quad b = 5,5 \text{ мм} \quad d' = 2,0 \text{ мм} \quad h = 1,1 \text{ мм}$$

Таблица 2

Рекомендуемая форма отчета по результатам работы

1. Положение условного конца линии: мм
2. Длина волны в волноводе по данным измерительной линии: . мм
3. Частота колебаний генератора: ГГц
4. Длина волны в свободном пространстве, определенная по частоте мм
5. Рассчитанная по частоте длина волны в волноводе: . . . мм
6. Результаты исследования волноводных элементов:

Исследуемый элемент	I_{\max}	I_{\min}	KCB^2	KCB	Расст. от усл. конца линии x_{\min}	$\text{tg } \beta x_{\min}$	Эксп. знач. В	Теор. знач. В
1. Согл. нагр.	-	-	-	-
2.

Таблица 3

Схема замещения и относительная проводимость некоторых
волноводных четырехполюсников

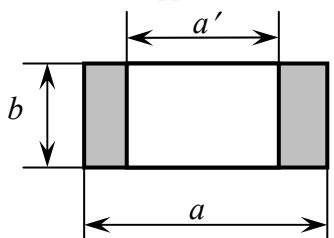
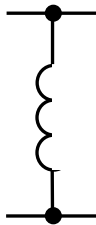
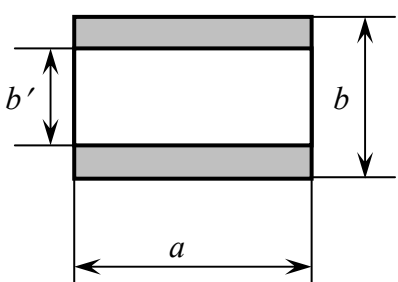
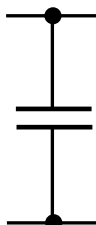
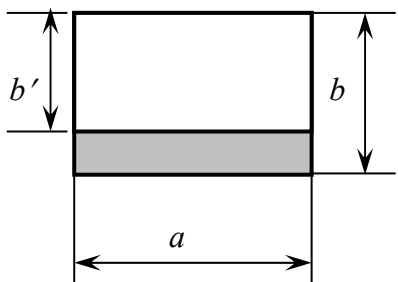
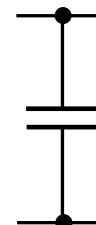
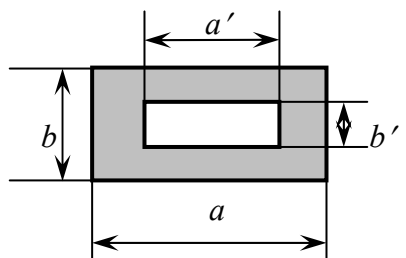
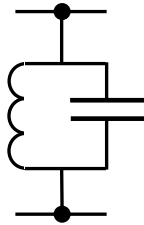
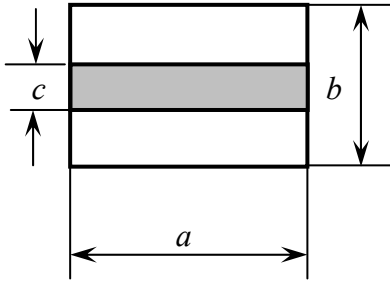
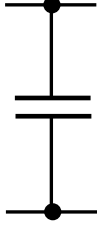
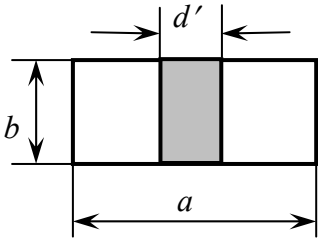
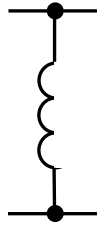
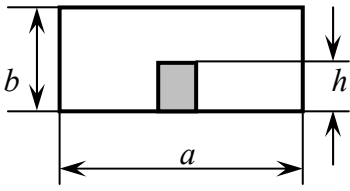
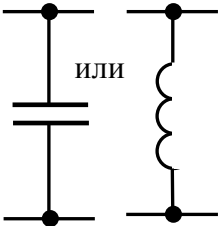
Чертеж	Схема замещения	Относительная проводимость
<p>Симметричная индуктивная диафрагма</p> 		$B' = \frac{\lambda_B}{a} \operatorname{ctg}^2 \frac{\pi a'}{2a}$
<p>Симметричная емкостная диафрагма</p> 		$B' = \frac{4b}{\lambda_B} \ln \left(\operatorname{cosec} \frac{\pi b'}{2b} \right)$
<p>Несимметричная емкостная диафрагма</p> 		$B' = \frac{8b}{\lambda_B} \ln \left(\operatorname{cosec} \frac{\pi b'}{2b} \right)$
<p>Резонансное окно в волноводе</p> 		$\lambda_{\text{рез}}^2 = \frac{\left 1 - \left(\frac{a'b}{ab'} \right)^2 \right }{\left 1 - \left(\frac{b}{b'} \right)^2 \right } (2a)^2$

Таблица 3 (продолжение)

Чертеж	Схема замещения	Относительная проводимость
<p>Симметричное препятствие емкостного типа (стержень)</p> 		<p>Формула для B' совпадает со случаем симметричной емкостной диафрагмы при $c=b-b'$ или $b'=b-c$, т.е. при эквивалентности общей ширины препятствия в волноводе</p>
<p>Симметричное препятствие индуктивного типа</p> 		$B' = \frac{a}{2\lambda_B} \times \left\{ \ln \left[\frac{8a}{\pi e^2 d'} + \frac{4}{27} \left(\frac{a}{\lambda_0} \right)^2 \right] \right\}$
<p>Реактивный стержень в волноводе</p> 		<p>Характер проводимости зависит от h. При $h < \lambda_B/4$ проводимость имеет емкостной характер, при $h > \lambda_B/4$ - индуктивный</p>

4. Измерение полных сопротивлений при помощи поляризационного измерителя

4.1. Устройство и принцип действия измерителя полных сопротивлений поляризационного типа.

Основная часть поляризационного измерителя полных сопротивлений (рис. 8) состоит из отрезков прямоугольного и круглого цилиндрического волноводов, причем цилиндрический круглый волновод расположен под прямым углом к широкой стенке прямоугольного волновода. Связь между

волноводами осуществляется через три отверстия (щели) одинаковых размеров, расположенные на равном расстоянии от оси цилиндрического волновода.

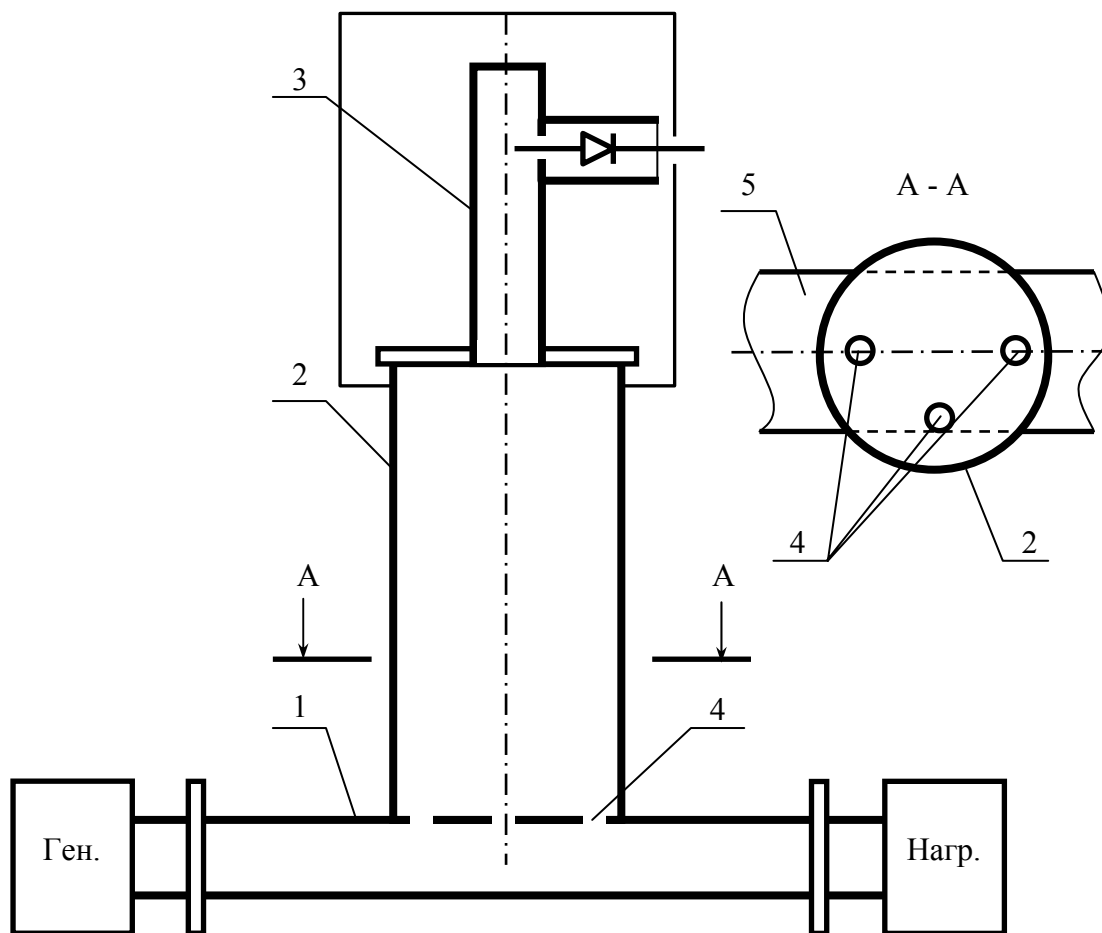


Рис. 8. Схема устройства поляризационного измерителя полных сопротивлений

1 – основной прямоугольный волновод (вид со стороны узкой стенки);
 2 – круглый цилиндрический волновод; 3 – прямоугольный волновод-анализатор (вид со стороны узкой стенки) с детекторной секцией; 4 – отверстия связи; 5 – основной прямоугольный волновод (вид со стороны широкой стенки)

Принцип работы поляризационного измерителя состоит в следующем. Электромагнитная волна H_{10} , распространяющаяся по прямоугольному волноводу от генератора в сторону исследуемой нагрузки, возбуждает в цилиндрическом волноводe волну H_{11} с круговой поляризацией. Достигается это за счет выбора расположения отверстий связи: два из них расположены в области максимума составляющей H_x поля, а третье – в максимуме H_z

магнитного поля в прямоугольном волноводе. В результате в цилиндрическом волноводе возбуждаются две волны H_{11} с взаимно перпендикулярной ориентацией и сдвинутые по фазе на $\pi/2$ за счет сдвига по времени на четверть периода составляющих H_x и H_z в прямоугольном волноводе. За счет выбора размеров отверстий связи добиваются равенства амплитуд возбуждаемых волн, вследствие чего волна в цилиндрическом волноводе будет обладать круговой поляризацией поля.

При наличии в прямоугольном волноводе одновременно прямой и обратной (отраженной от нагрузки) волн одинаковой амплитуды в цилиндрическом волноводе возникнут две волны H_{11} с противоположными направлениями круговой поляризации. В результате сложения этих двух волн в круглом волноводе образуется линейно поляризованная волна, а в общем случае (за счет различных амплитуд прямой и обратной волн в прямоугольном волноводе) – волна с эллиптической поляризацией, которая несет информацию о величине КСВ и о фазе (положении минимума) стоячей волны в прямоугольном волноводе, необходимую для определения сопротивления нагрузки. При этом КСВ в основном волноводе равен отношению главных осей эллипса, величины которых равны сумме и разности амплитуд падающей и отраженной волн. Положение меньшей оси эллипса однозначно связано с положением минимума поля в прямоугольном волноводе, т.е. с фазой коэффициента отражения.

Над круглым цилиндрическим волноводом находится анализатор распределения напряженности поля в круглом цилиндрическом волноводе, который представляет собой отрезок прямоугольного волновода, установленный в верхней части круглого цилиндрического волновода, связанный с круглым волноводом, имеющий с ним общую ось симметрии и способный вращаться вокруг этой оси. Величина поля H_{10} , возбуждаемого в этом отрезке прямоугольного волновода, зависит от того, как этот волновод ориентирован относительно силовых линий электрического поля в круглом волноводе. Если поле в круглом волноводе поляризовано линейно, а

прямоугольный волновод расположен так, что силовые линии электрического поля в круглом волноводе перпендикулярны широкой стенке прямоугольного волновода, в прямоугольном волноводе возбуждается волна H_{10} максимальной амплитуды. Если же силовые линии электрического поля в круглом волноводе перпендикулярны узкой стенке прямоугольного волновода, в прямоугольном волноводе должна возбудиться волна H_{01} . Но размеры прямоугольного волновода выбраны так, что волновод работает в одноволновом режиме, и поле в волноводе в этом случае возбуждаться не будет, а ток детектора, связанного с прямоугольным волноводом, будет равен нулю. Таким образом, ток детектора зависит от взаимной ориентации прямоугольного волновода и поля в круглом волноводе. Зависимость тока от положения прямоугольного волновода несет информацию о поляризации поля в круглом волноводе, а следовательно, и о поле в основном прямоугольном волноводе.

Итак, КСВ в основном волноводе равен отношению максимума и минимума сигнала, снимаемого с детектора. Измерение фазы коэффициента отражения заключается в отсчете по лимбу “Фаза” положения прямоугольного волновода-анализатора, соответствующего минимуму показаний индикаторного прибора.

Для начальной калибровки прибора по фазе можно использовать шкалу “Частота” или, для большей надежности, методику, изложенную в разделе, посвященном описанию порядка выполнения работы.

4.2. Экспериментальная установка и используемые измерительные приборы

Установка для измерения полных сопротивлений (проводимостей) волноводных элементов с помощью поляризационного измерителя состоит из следующих основных узлов (рис. 9):

1. Генератора Г4-82, генерирующего электромагнитные колебания в диапазоне 5,5-7,5 ГГц.

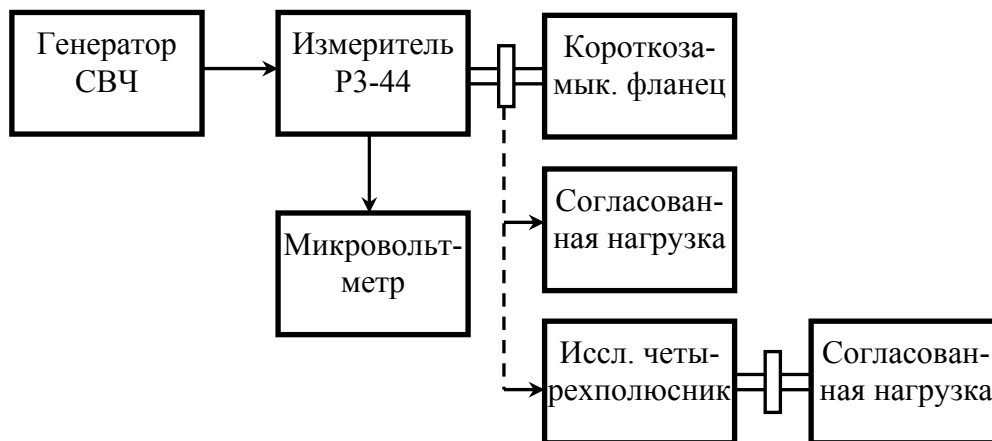


Рис.9.

2. Поляризационного измерителя полных сопротивлений РЗ-44, СВЧ-мощность на вход которого подается с генератора Г4-82 по коаксиальному кабелю. К его измерительному правому фланцу поочередно подключаются измеряемые элементы или согласованная нагрузка.

3. Напряжение с детекторной головки измерителя РЗ-44 по кабелю поступает на вход селективного микровольтметра, позволяющего произвести отсчет напряжения, пропорционального току детектора.

4.3. Порядок выполнения работы

При выполнении работы необходимо с помощью поляризационного измерителя РЗ-44 найти проводимость ряда элементов волноводного типа: волноводных диафрагм, реактивных проводников и штырей. При этом к измерительному фланцу прибора РЗ-44 подсоединяется измеряемый элемент и за ним – согласованная нагрузка. На схеме замещения это можно представить параллельным соединением активной проводимости $G_0 = 1/Z_0$ и реактивной проводимости jB , которую требуется определить (рис. 10). Поляризационный измеритель позволяет найти КСВ нагрузки и фазовый угол ее коэффициента отражения:

$$\bar{\Gamma}_H = |\Gamma_H| e^{j\varphi_H}.$$

Используем некоторые соотношения, уже встречавшиеся раньше. Коэффициент отражения от нагрузки и сопротивление нагрузки связаны уравнением:

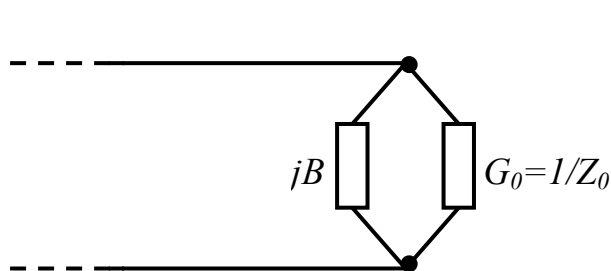


Рис.10.

$$\bar{Z}_H = Z_0 \frac{1 + \bar{\Gamma}_H}{1 - \bar{\Gamma}_H}.$$

Найдем нормированное значение мнимой части проводимости нагрузки $B' = B/Y_0 = B \cdot Z_0$. Для этого запишем (см. (11)):

$$Y'_H = \frac{(1 - \bar{\Gamma}_H)(1 + \bar{\Gamma}_H^*)}{(1 + \bar{\Gamma}_H)(1 + \bar{\Gamma}_H^*)} = \frac{1 - |\Gamma_H|^2 - 2j|\Gamma_H| \sin \varphi_H}{1 + |\Gamma_H|^2 + 2j|\Gamma_H| \cos \varphi_H},$$

где $\bar{\Gamma}_H = |\Gamma_H|(\cos \varphi_H + j \sin \varphi_H)$ и $\bar{\Gamma}_H^*$ - комплексно-сопряженная ей величина. Отсюда

$$B' = \text{Im } Y'_H = \frac{-2|\Gamma_H| \sin \varphi_H}{1 + |\Gamma_H|^2 + 2|\Gamma_H| \cos \varphi_H}.$$

Входящий в эту формулу $|\Gamma_H|$ определяется через КСВ нагрузки, а φ_H измеряется непосредственно с помощью поляризационного измерителя полных сопротивлений РЗ-44.

В ходе выполнения работы:

1. Ознакомьтесь с описанием экспериментальной установки, описанием и инструкцией по эксплуатации используемых в ней приборов. Ознакомьтесь с органами управления приборов, другими элементами измерительной установки.

2. Введите attenuатором генератора затухание не менее 40 дБ. Включите генератор, установите частоту генерации, близкую к минимальной (около 5,5 ГГц). Прогрейте прибор. Работайте в режиме внутренней импульсной

модуляции. СВЧ-сигнал на поляризационный измеритель снимайте с гнезда “Выход”.

3. Включите селективный микровольтметр. Подготовьте его согласно инструкции к проведению измерений в узкополосном режиме.

4. Подсоедините к измерительному (правому) фланцу прибора РЗ-44 короткозамыкающий фланец. Уменьшая затухание аттенюатора генератора, следите за отклонением стрелки микровольтметра. Не допускайте зашкаливания стрелки, своевременно переключая микровольтметр на более высокие пределы измерения. Настройте микровольтметр на частоту модуляции генератора (около 1 кГц).

5. Отметьте уровень сигнала в минимуме и максимуме стоячей волны, вращая шкалу отсчета фаз измерителя РЗ-44.

6. По установленной частоте на шкале генератора вычислите длину волны в свободном пространстве λ_0 и длину волны в волноводе λ_B для волновода сечением 24×48 мм² (волна типа H_{10}). Запишите полученные результаты в табл. 5.

7. Установите необходимое положение шкалы “Частота” измерителя РЗ-44, скорректировав дополнительный набег фазы за счет конечной толщины фланца, на который крепится измеряемый волноводный элемент. Для этого совместите риску шкалы “Частота, ГГц” прибора РЗ-44 со значением частоты, установленной на шкале генератора. Подключите к измерительному фланцу прибора РЗ-44 короткозамыкающий фланец, убедитесь, что минимум показаний микровольтметра будет соответствовать отсчету по шкале “Фаза” прибора РЗ-44, близкому к 180° .

Установите шкалу “Фаза” в положение 180° и, удерживая одной рукой шкалу ”Фаза” с риской ”Частота”, другой рукой поверните шкалу “Частота” в положение, соответствующее минимуму показаний микровольтметра.

Проверьте правильность установки шкалы. Для этого поверните шкалу “Фаза” в положение, соответствующее максимуму отклонения стрелки микровольтметра. Оно должно соответствовать значению фазы, равной нулю.

Отклонение от нулевого значения не должно превышать 5° . В случае необходимости повторите установку шкалы “Частота” по минимуму сигнала.

8. Введите затухание аттенюатора генератора не менее 40 дБ. Подключите к измерительному фланцу РЗ-44 вместо короткозамыкающего фланца согласованную нагрузку. Уменьшите затухание аттенюатора до уровня порядка 20 дБ, измерьте КСВ согласованной нагрузки. Перемещая поглощающий клин, найдите такое его положение, при котором КСВ нагрузки не превышает 1,03. Значение КСВ рассчитывайте, считая, что детектор измерителя работает в квадратичном режиме, т.е.

$$КСВ = \sqrt{\frac{U_{\max}}{U_{\min}}},$$

где U_{\max} и U_{\min} соответствуют максимальному и минимальному показаниям прибора на выходе детекторной головки.

9. Вводя предварительно затухание аттенюатора генератора до значения не менее 40 дБ, включите между измерительным фланцем РЗ-44 и согласованной нагрузкой последовательно каждую из исследуемых нагрузок. Определите для каждой из них КСВ и фазовый угол. Вычислите на основании полученных данных реактивную составляющую каждой из нагрузок. Сравните полученные значения с найденными по формулам табл. 3. Геометрические размеры нагрузок приведены в табл. 4.

Результаты измерений представьте в виде табл. 5.

Требования техники безопасности

Внимание! При выполнении работы:

- места стыковки элементов волноводного тракта должны быть надежно соединены;
- при замене нагрузок на измерительном фланце прибора РЗ-44 необходимо каждый раз вводить затухание не менее 40 дБ на

аттенюаторе генератора. Нельзя допускать излучения СВЧ-мощности из открытого волновода прибора РЗ-44.

Нарушая эти правила, Вы подвергаете воздействию рассеянного излучения себя и всех находящихся в помещении.

Таблица 4

Измеряемые волноводные элементы

1. Симметричная емкостная диафрагма

$$a = 48 \text{ мм}, \quad b = 24 \text{ мм} \quad b' = 8,2 \text{ мм}$$

2. Несимметричная емкостная диафрагма

$$a = 48 \text{ мм}, \quad b = 24 \text{ мм} \quad b' = 19,8 \text{ мм}$$

3. Симметричная индуктивная диафрагма

$$a = 48 \text{ мм}, \quad b = 24 \text{ мм} \quad a' = 33,5 \text{ мм}$$

4. Симметричное препятствие индуктивного типа

$$a = 48 \text{ мм}, \quad b = 24 \text{ мм} \quad d' = 1,8 \text{ мм}$$

Таблица 5

Рекомендуемая форма отчета по результатам работы

1. Частота колебаний генератора: ГГц
2. Длина волны в свободном пространстве, определенная по частоте мм
3. Рассчитанная по частоте длина волны в волноводе: . . . мм
4. Напряжение наводок на входе микровольтметра: . . . мкВ
6. Результаты исследования волноводных элементов:

Исследуемый элемент	U_{\max}	U_{\min}	KCB^2	KCB	$ \Gamma_H $	$\sin \varphi_H$ и $\cos \varphi_H$	Эксп. знач. V'	Теор. знач. V'
1. Согл. нагр.	-	-	-	-
2.

Литература

1. О. С. Милованов, Н. П. Собенин. Техника сверхвысоких частот. Атомиздат, М., 1980.

2. С. И. Баскаков. Радиотехнические цепи с распределенными параметрами. Высшая школа, М., 1980.

3. А. Н. Зайцев, П. А. Иващенко, А. В. Мыльников. Измерения на сверхвысоких частотах. Издательство стандартов, М., 1989.

4. Основы измерений на СВЧ и в оптическом диапазоне волн. МИРЭА, М., 1993 // Гл.4. Измерение величины входного сопротивления устройств СВЧ.

5. И. В. Лебедев. Техника и приборы СВЧ. т.1, Техника сверхвысоких частот. Высшая школа, М., 1970.

Лабораторная работа № 2

Измерение мощности в диапазоне СВЧ

Цель работы – ознакомление с принципами работы измерителей мощности диапазона СВЧ различного типа; овладение навыками практической работы с измерителями мощности термоэлектрического и термисторного типа; оценка возможной ошибки измерения за счет рассогласования нагрузки при использовании измерителей мощности поглощающего типа.

1. Основные методы измерения мощности в диапазоне СВЧ.

В диапазоне СВЧ наряду с частотой и полным сопротивлением часто приходится измерять мощность СВЧ-колебаний. При этом различают измерение падающей мощности, которая целиком поглощается в измерительном устройстве прибора, и измерение проходящей по линии мощности. Ваттметр поглощающего типа для измерения падающей мощности представляет собой двухполюсник и подключается на конце передающей линии. Ваттметр проходящей мощности представляет собой четырехполюсник, в котором поглощается лишь небольшая доля мощности, проходящей по линии.

Уровни мощности, которые могут подлежать измерению, различаются на много порядков, и естественно, что используемые при этом методы могут быть очень разнообразны.

Принцип действия большинства измерителей мощности основан на измерении изменения температуры или сопротивления элементов, в которых происходит поглощение энергии высокочастотных колебаний.

Существуют также ваттметры, использующие пондеромоторные явления – возникновение механических сил давления падающей волны электромагнитного поля на чувствительный подвижный элемент прибора. К

достоинствам таких приборов можно отнести относительно высокую точность, достигающую 1-1,5%, и возможность проведения абсолютных измерений. Среди недостатков следует отметить их относительно невысокую чувствительность, затрудняющую измерение малых мощностей, необходимость защиты приборов от внешних вибраций.

Остановимся на принципах работы измерителей мощности некоторых типов.

1.1. Калориметрические измерители мощности.

Калориметрические методы измерения мощности основаны на преобразовании энергии электромагнитного поля в тепловую энергию на сопротивлении, являющемся частью прибора, с последующим измерением выделившегося тепла.

Уравнение баланса тепла в нагрузке при поглощении мощности P СВЧ-поля можно записать в виде:

$$P = k(T - T_0) + cm \frac{dT}{dt}, \quad (1)$$

где T и T_0 – температура нагрузки и окружающей среды соответственно, k – коэффициент теплорассеяния, c , m – удельная теплоемкость и масса калориметра.

Решение этого уравнения можно представить в виде:

$$T = \frac{P}{k} [1 - \exp(-t/\tau)] + T_0, \quad (2)$$

где $\tau = cm/k$ – тепловая постоянная времени.

Если время измерения достаточно мало (много меньше постоянной τ) то изменением температуры прибора относительно окружающей среды за это время можно пренебречь (адиабатический процесс), и мощность СВЧ

$$P = cm \frac{dT}{dt}. \quad (3)$$

На практике в приборах такого типа используется метод замещения. Сначала регистрируется скорость повышения температуры при рассеянии измеряемой СВЧ-мощности. Затем к прибору подводится известная мощность постоянного тока или тока низкой частоты и добиваются такой же скорости повышения температуры калориметрической ячейки. Считается, что ее температура изменяется одинаково при рассеянии равных мощностей СВЧ и постоянного (или низкочастотного) тока.

Приборы такого типа позволяют измерять мощность от нескольких милливатт и выше с точностью около 1%.

В калориметрических измерителях мощности другого типа, так называемых проточных калориметрах, измеряется установившаяся разность температур потока охлаждающей жидкости на входе и выходе нагрузки, в которой происходит поглощение СВЧ-мощности. В этом случае

$$P \sim \nu c \Delta T, \quad (4)$$

где ΔT – разность температур, ν , c – расход циркулирующей в системе жидкости и ее теплоемкость.

Проточные калориметры обычно используют при измерении больших уровней мощности, порядка $10^3 - 10^6$ Вт. Время измерения при этом составляет несколько минут, погрешность может быть доведена до 1-3%.

1.2. Терморезисторные измерители мощности

Большинство современных измерителей мощности СВЧ относятся к приборам терморезисторного типа, в которых в качестве чувствительного элемента используется терморезистор того или иного типа, т.е. элемент, электрическое сопротивление которого изменяется с изменением температуры при поглощении СВЧ-мощности.

Наиболее широкое применение в качестве терморезисторов при измерении малых уровней мощности в настоящее время нашли термисторы, впервые предложенные еще в середине прошлого века. Их изготавливают из

смеси мелкодисперсных порошков окислов различных металлов в связывающем растворе, которая наносится в виде капельки на расположенные рядом параллельные платиновые проволочки (так называемый “бусинковый термистор”). Диаметр бусинки обычно составляет десятые доли миллиметра и определяется глубиной скин-слоя в материале резистора на рабочей частоте. Вся конструкция помещается в небольшой стеклянный баллончик для защиты от механических повреждений (рис. 1).



Рис. 1.

Термисторы обычно имеют сопротивление при комнатной температуре порядка 100 – 300 Ом и характеризуются отрицательным температурным коэффициентом сопротивления.

Термистор помещается в специальную термисторную камеру, представляющую отрезок волноводной или коаксиальной линии и позволяющую включать термистор одновременно в цепь СВЧ и цепь тока низкой частоты или постоянного тока. В прямоугольном волноводе термистор включается в пучность электрического поля волны H_{10} , т.е. в центре поперечного сечения волновода между широкими стенками. Специальные элементы позволяют согласовывать сопротивление термистора с волновым сопротивлением линии передачи СВЧ в широком диапазоне частот.

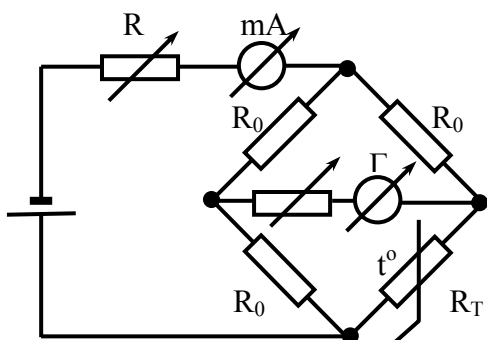


Рис. 2.

В измерителе мощности термистор включается в мостовую схему, простейший вариант которой показан на рис. 2. Термистор в термисторной камере находится под воздействием измеряемой СВЧ-мощности и постоянного тока от источника питания моста. Сопротивления в остальных плечах моста обычно одинаковы и равны R_0 – сопротивлению термистора в рабочей точке,

т.е. при отсутствии СВЧ-мощности. До подачи измеряемой СВЧ-мощности мост балансируется изменением тока источника с помощью переменного

сопротивления R . Ток подбирают таким, чтобы под действием рассеиваемой на терморезисторе тепловой мощности его температура повысилась до величины, при которой его сопротивление равно R_0 . Эта температура называется температурой рабочей точки термистора.

Пусть эта температура достигается при величине тока через мост, равной I_1 . Тогда рассеиваемая в термисторе мощность равна $P_1 = I_1^2 R_0 / 4$. Затем на термистор подается СВЧ-мощность, термистор дополнительно нагревается, его сопротивление изменяется, что вызывает разбаланс моста. Для приведения термистора к прежней температуре (к температуре рабочей точки) его температуру снижают, уменьшая постоянный или низкочастотный ток через мост до тех пор, пока мост снова не станет сбалансирован. Если новая величина тока равна I_2 , то измеряемая СВЧ-мощность равна

$$P = \frac{1}{4}(I_1^2 - I_2^2)R_0. \quad (5)$$

Такой способ измерения хорош только при измерении большой СВЧ-мощности. Поскольку при измерении малых мощностей приходится определять разность мало отличающихся значений мощности (формула (5)), точность измерения малой мощности таким способом невелика.

При измерении малой СВЧ-мощности рассмотренная мостовая схема может использоваться в режиме разбаланса как прибор с прямым отсчетом мощности. Перед измерением мост балансируется. После подачи на термистор СВЧ-мощности его сопротивление изменяется и в диагонали моста возникает ток, зависящий от изменения сопротивления термистора ΔR_T . Так как ΔR_T является однозначной функцией падающей СВЧ-мощности, то прибор в диагонали моста может быть проградуирован в единицах мощности. Поскольку при работе моста в режиме разбаланса сопротивление термистора в процессе измерения не остается постоянным, это вызывает рассогласование термисторной камеры с сверхвысокочастотным трактом, приводящим к отражению части СВЧ-мощности от термисторной камеры. Таким образом, на термистор из СВЧ-тракта поступает не вся мощность, что приводит к

дополнительным погрешностям измерения. Это является недостатком такого способа измерения мощности СВЧ.

1.3. Термоэлектрический измеритель мощности

Ваттметр поглощаемой мощности с термоэлектрическим преобразователем предназначен для измерения пиковой мощности импульсно-модулированных и непрерывных колебаний СВЧ. Основным элементом его является термоэлектрический преобразователь.

Рассмотрим физические явления, лежащие в основе принципов работы термоэлектрического преобразователя мощности. В работе его используется эффект возникновения термо-ЭДС горячих носителей тока в полупроводниках в сильном электрическом поле.

Прежде всего отметим, что “горячими носителями” называются носители тока в полупроводнике, эффективная температура которых превышает температуру решетки, т.е. их энергия превышает значение, соответствующее середине зоны проводимости в полупроводнике.

Термо-ЭДС возникает в электрической цепи из последовательно соединенных разных материалов, если места контактов поддерживаются при различных температурах (эффект Зеебека). Величина термо-ЭДС при этом

$$E = \alpha (T_1 - T_2), \quad (6)$$

где α - коэффициент, постоянный для данной пары материалов ветвей термоэлемента и не зависящий от температуры.

Качественно возникновение термо-ЭДС можно объяснить тем, что средняя энергия свободных электронов, участвующих в возникновении электрического тока, различна в различных проводниках. Если вдоль проводника существует градиент температуры, то электроны на горячем конце приобретают более высокую энергию и скорость, чем на холодном. В результате возникает поток электронов от горячего конца к холодному, на холодном конце накапливается отрицательный заряд. Этот процесс

продолжается до тех пор, пока возникшая разность потенциалов не вызовет поток электронов в обратном направлении, и в результате не установится стационарное состояние.

В металлах концентрация свободных электронов очень высока, и поэтому термо-ЭДС чистых металлов очень мала. Больших значений она достигает в полуметаллах, таких, как сурьма, висмут, еще больших – в полупроводниках. В полупроводниках р-типа явление протекает аналогично, но на холодном конце скапливаются дырки, а на горячем образуется нескомпенсированный отрицательный заряд.

На контакте металл-полупроводник протеканию тока за счет термо-ЭДС препятствует потенциальный барьер, возникающий в точке контакта. Преодолеть этот барьер могут носители, энергия которых превышает высоту барьера, определяемую положением уровня Ферми в полупроводнике (“горячие носители”).

В термоэлектрическом преобразователе необходимую дополнительную энергию носители получают в результате взаимодействия с электрическим полем волны H_{10} , распространяющейся в волноводе. Преобразователь в волноводе ориентирован таким образом, что линии электрического поля направлены вдоль проводника, в который включен точечный контакт металл-полупроводник.

2. Погрешность измерения мощности из-за рассогласования нагрузки

Как уже отмечалось, в терморезисторных измерителях обычно реализуется метод замещения СВЧ-мощности мощностью постоянного или низкочастотного тока. При этом погрешность измерения может быть обусловлена либо ошибками метода замещения, либо ошибкой при измерении замещающей мощности.

Ошибка метода замещения может быть связана прежде всего с тем, что одинаковые изменения сопротивления терморезистора могут вызываться

неодинаковыми мощностями при включении СВЧ или низкочастотной мощности.

Несовершенство мостовых схем приводит к дополнительной погрешности за счет неточности измерения замещающей мощности.

Ошибки первого типа носят систематический характер и могут быть учтены за счет предварительной калибровки прибора.

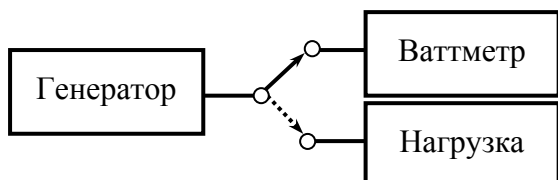


Рис. 3.

Рассмотрим подробнее случай, когда измеритель используется для определения мощности генератора, т.е. работает в режиме поглощения падающей на него мощности.

Если генератор сам не согласован с линией передачи, то его мощность принято оценивать мощностью, которая передается с его выхода на нагрузку, идеально согласованную с линией. Несогласованный вход измерителя приводит к появлению дополнительной погрешности.

Несколько упростим задачу. Пусть идеально согласованный с линией генератор поочередно подключается к измерителю мощности (ваттметру) и нагрузке, которые могут характеризоваться коэффициентами отражения Γ_B и Γ_H соответственно (рис. 3). При этом поглощаются мощности, равные $P_B = P(1 - |\Gamma_B|^2)$ и $P_H = P(1 - |\Gamma_H|^2)$. Относительная погрешность измерения мощности, рассеиваемой в несогласованной нагрузке с помощью ваттметра поглощающего типа, будет равна:

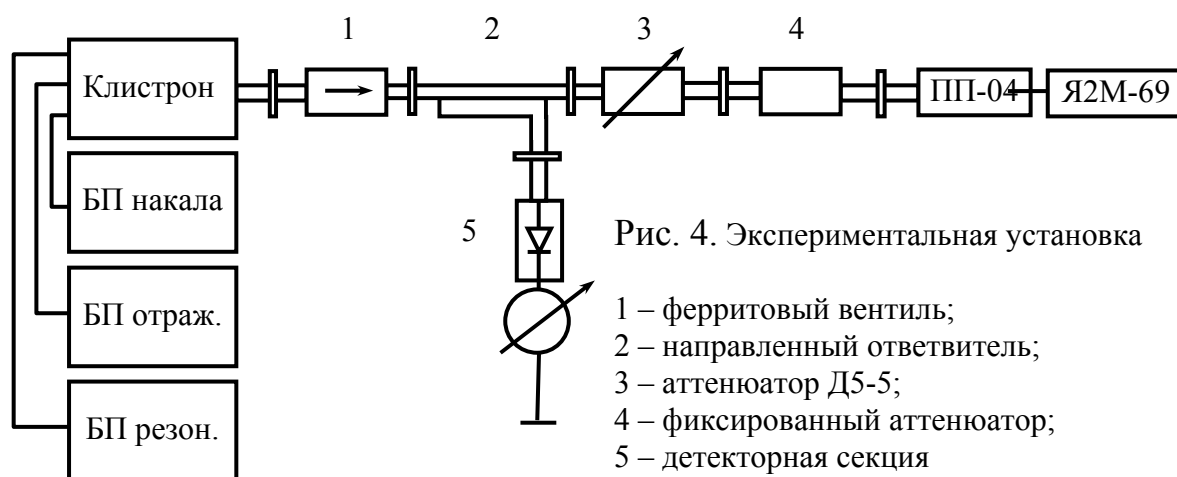
$$\delta = \frac{|P_B - P_H|}{P_H} = \left| \frac{1 - |\Gamma_B|^2}{1 - |\Gamma_H|^2} - 1 \right|. \quad (7)$$

Подстановка в эту формулу соответствующих численных значений показывает, что даже относительно небольшое различие в степени согласования измерителя и нагрузки может привести к довольно значительным погрешностям при измерении мощности, рассеиваемой на нагрузке.

3. Градуировка аттенюатора с помощью термоэлектрического измерителя мощности

Практическая задача, которая ставится при выполнении данной работы – получить навыки работы с измерителем мощности СВЧ термоэлектрического типа и оценить возможную погрешность измерения. Практическая часть работы заключается в получении градуировочного графика поглощающего аттенюатора, включенного между источником СВЧ-колебаний и измерителем мощности.

3.1. Схема используемой установки приведена на рис. 4. Источником СВЧ-колебаний служит клистрон К-54, генерирующий на частоте 9,5 ГГц и питаемый тремя источниками напряжения: накала, резонатора и отражателя (см. работу №3). Источники питания всех цепей настроены на максимум зоны генерации клистрона и в ходе выполнения работы дополнительной регулировки не требуют.



СВЧ-колебания с клистрона проходят через ферритовый вентиль типа ФВВ-2-21, устраняющий влияние отраженных волн на работу клистрона, направленный ответвитель, где часть энергии ответвляется во вторичный волновод и поступает на детекторную секцию, в цепь детектора которой включен стрелочный прибор, регистрирующий наличие генерации. Затем колебания поступают на градулируемый аттенюатор Д5-5.

Аттенюатор Д5-5 является аттенюатором поляризационного типа. Он состоит из трех волноводных секций, соединенных между собой. Крайние секции неподвижны, средняя секция может поворачиваться вокруг продольной оси симметрии волновода. В каждой секции помещена поглощающая пластина, разделяющая ее вдоль на две равные части. Пластины выполнены из диэлектрика, на поверхность которого нанесен очень тонкий слой проводника с поверхностным сопротивлением 300-400 Ом (графит, окись олова или, в мощных аттенюаторах, тонкий слой платины).

Первая секция представляет собой плавный переход от прямоугольного волновода, в котором распространяется волна H_{10} , к цилиндрическому, в котором возбуждается волна H_{11} . Линии электрического поля волны в этой секции нормальны плоскости поглощающей пластины и практически не взаимодействуют с ней. Аналогично устройство третьей секции, расположенной симметрично первой с другой стороны аттенюатора.

Во второй, средней секции, представляющей собой круглый цилиндрический волновод с распространяющейся в нем волной H_{11} , происходит поглощение энергии. Если средняя секция повернута на угол ϑ относительно крайних, линии электрического поля волны в этой секции оказываются не перпендикулярными к поглощающей пластине. Под действием составляющей электрического поля, параллельной поглощающей пластине, в пластине возбуждается СВЧ-ток, выделяется тепло, и часть энергии волны поглощается. Ясно, что поглощенная в средней секции энергия $W \sim E_0^2 \sin^2 \vartheta$, где E_0 – напряженность электрического поля волны на входе аттенюатора. На выходе средней секции напряженность поля равна $E_0 \cos \vartheta$. В следующей, третьей секции за счет поглощения тангенциальной составляющей электрического поля в средней секции напряженность поля опять оказывается не перпендикулярной поглощающей пластине, и вновь часть энергии волны переходит в тепло. Таким образом, поглощение происходит и во второй, и в третьей секции, и полное затухание аттенюатора по напряженности поля оказывается пропорциональным $\cos^2 \vartheta$, а по мощности – $\cos^4 \vartheta$. Следовательно,

аттенюатор поляризационного типа является прецизионным аттенюатором, не требующим градуировки по эталону, шкала которого проградуирована расчетным путем.

После поляризационного аттенюатора СВЧ-энергия поступает на полупроводниковый преобразователь ПП-04 измерителя мощности, пройдя предварительно через фиксированный ослабитель АФ-06 с ослаблением 20 дБ, расширяющий пределы измерения ваттметра до уровня мощности, генерируемой клистроном К-54.

3.2. Порядок выполнения работы

1. Ознакомьтесь с описанием термоэлектрического измерителя мощности МЗ-41, с описанием и собранной экспериментальной установкой. Выясните назначение каждого из ее элементов.

2. Установите аттенюатор Д5-5 на максимальное затухание, 50 дБ, значение которого отсчитывается против риски в светлом секторе шкалы.

Внимание! Строго выполняйте указанный порядок включения блоков питания клистрона. Его нарушение выводит клистрон из строя! При малейших сомнениях проконсультируйтесь с преподавателем или инженером!

3. Включите клистрон. Для этого:

- а). Включите источник питания накала клистрона, прогрейте накал в течение 3 минут;
- б) включите источник питания отражателя клистрона;
- в) включите источник питания резонатора клистрона. Убедитесь по показаниям индикатора в наличии генерации.

4. Включите измеритель мощности. Для этого:

- а). Установите органы управления в исходное положение:
 - тумблер “Сеть” – в нижнее положение;

- ручку “Калибровка” – в крайнее левое положение;
 - переключатель “Род работы” – в положение “ ”;
 - ручку “Установка нуля” – в среднее положение;
 - переключатель “Пределы измерения, мкВт” – в положение “1000”;
- б). Включите тумблер “Сеть” и дайте прибору прогреться в течение нескольких минут.

Откалибруйте ваттметр. Для этого:

- а). Установите переключатель “Пределы измерения, мкВт” – в положение “1000”;
- б) Установите переключатель “Род работы” – в положение “ ”;
- в) Установите стрелку измерительного прибора на нуль с помощью ручки установки нуля при нажатой кнопке “Сброс”;
- в). Переведите ручку “Род работы” в положение “Калибровка”;
- г). Установите отклонение стрелки измерительного прибора на всю шкалу с помощью потенциометра “Калибровка”;
- д). Установите переключатель “Род работы” в нужное положение, в нашем случае – в положение “НГ”. Убедитесь, что стрелка измерительного прибора стоит в нулевом положении.

Прибор готов к проведению измерений.

5. Начиная градуировку аттенюатора Д5-5. Для этого уменьшите затухание аттенюатора до нуля, следя за тем, чтобы стрелка ваттметра не зашкалила, и произведите отсчет. Повторяйте отсчеты, увеличивая затухание аттенюатора. Закончив измерения, выключите измеритель мощности.

6. Выключите клистрон в следующей последовательности:

- выключите напряжение резонатора;
- выключите напряжение отражателя;
- выключите напряжение накала.

Будьте внимательны! Строго выполняйте указанный порядок выключения блоков питания клистрона. Его нарушение выводит

клизотрон из строя! При малейших сомнениях проконсультируйтесь с преподавателем или инженером!

7. Результаты градуировки запишите в виде таблицы:

Затухание по шкале аттенюатора, дБ	Мощность, мкВт	Отношение мощностей	Внесенное ослабление, дБ

Отношение мощностей вычисляется как отношение максимальной измеренной мощности ко всем последующим ее значениям. Внесенное ослабление равно

$$A = 10 \lg(P_{\max}/P_n). \quad (8)$$

Постройте график зависимости вычисленного внесенного ослабления от значения затухания по шкале аттенюатора.

8. Считая, что КСВ по напряжению для преобразователя ПП-04 равен 1,4, оцените возможную погрешность измерения мощности по сравнению с работой того же клизотрона на идеально согласованную нагрузку по формуле (7). Проследите, как будет изменяться погрешность при возрастании КСВ нагрузки от 1 до 1,5 при КСВ измерителя, равном 1,4. Объясните результат. Результаты вычисления погрешности включите в отчет в виде графика зависимости погрешности от КСВ нагрузки.

4. Градуировка аттенюатора с помощью термисторного измерителя мощности

Практическая задача, которая ставится при выполнении данной работы – получить навыки работы с измерителем мощности СВЧ термисторного типа и оценить возможную погрешность измерения. Практическая часть работы заключается в получении градуировочного графика поглощающего

аттенюатора, включенного между источником СВЧ-колебаний и измерителем мощности.

4.1. Источником СВЧ-сигнала в данной работе служит стандартный генератор Г4-82, работающий в диапазоне 5,6 – 7,5 ГГц. Колебания генератора через волноводно–коаксиальный переход поступают на поляризационный аттенюатор ДЗ-27, а с него на преобразователь ваттметра.

Аттенюатор ДЗ-27 по принципу действия и устройству полностью аналогичен аттенюатору, описанному в п. 3.1 этой работы, отличаясь от него лишь сечением входного и выходного волновода. В аттенюаторе Д5-5 использован волновод сечением $23 \times 10 \text{ мм}^2$, в аттенюаторе ДЗ-27 сечение волновода $35 \times 15 \text{ мм}^2$. Коэффициент стоячей волны входа и выхода аттенюатора ДЗ-27 равен 1,15.

С выхода аттенюатора энергия поступает на термисторный преобразователь М5-40 ваттметра МЗ-10А.

4.2. Порядок выполнения работы.

1. Ознакомьтесь с описанием ваттметра МЗ-10А, поляризационного аттенюатора (п. 3.1 этой работы), генератора Г4-82, с описанием и собранной экспериментальной установкой. Выясните назначение каждого из ее элементов.

2. Включите измеритель мощности в соответствии с инструкцией по эксплуатации. ПЕРЕД ВКЛЮЧЕНИЕМ НЕ ЗАБУДЬТЕ ПОСТАВИТЬ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ “Пределы измерений, mW” в положение “Выкл”.

Прогрейте прибор в течение не менее 10 мин.

Подготовьте измеритель мощности к проведению измерений в соответствии с инструкцией.

Включите генератор Г4-82, дайте прогреться ему в течение 10-15 минут. Установите затухание внутреннего аттенюатора генератора Г4-82 минимальным (20 дБ). Измерьте максимальную мощность на выходе

генератора. Генератор используйте в режиме непрерывной генерации, затухание аттенюатора ДЗ-27 установите равным 0 дБ.

3. Увеличивая затухание аттенюатора ДЗ-27, проведите его градуировку в 5-6 точках в пределах от 0 до 10 дБ. При отклонении стрелки ваттметра ниже четверти шкалы переходите на следующий, более чувствительный предел ваттметра.

НА ПРЕДЕЛАХ ИЗМЕРЕНИЯ 0,15 и 0,5 мВт – НЕ РАБОТАТЬ!

Для обеспечения необходимой точности проведите в каждой точке не менее трех измерений. За истинное значение принимается среднее арифметическое из всех результатов. Между измерениями проверяйте нуль шкалы ваттметра. Генератор Г4-82 при этом выключается путем перевода его в режим внешней импульсной модуляции.

Закончив градуировку, немедленно поставьте переключатель пределов измерений ваттметра в положение “Выкл”.

Результаты градуировки оформите в виде таблицы, приведенной в п.3.2 этой работы. Вычислите внесенное ослабление по формуле (8) и постройте график зависимости вычисленного ослабления от значения затухания по шкале аттенюатора.

8. Считая, что КСВ по напряжению для термисторного преобразователя равен 1,4, оцените возможную погрешность измерения мощности по сравнению с работой генератора СВЧ на идеально согласованную нагрузку по формуле (7). Проследите, как будет изменяться погрешность при возрастании КСВ нагрузки от 1 до 1,5 с шагом 0,1 при КСВ измерителя, равном 1,4. Объясните результат. Результаты вычисления погрешности включите в отчет в виде графика зависимости погрешности от КСВ нагрузки.

Литература

1. О. С. Милованов, Н. П. Собенин. Техника сверхвысоких частот. Атомиздат, М., 1980.

2. А. Н. Зайцев, П. А. Иващенко, А. В. Мыльников. Измерения на сверхвысоких частотах. Издательство стандартов, М., 1989.

3. Д. М. Сазонов, А. Н. Гридин, Б. А. Мишустин. Устройства СВЧ. Высшая школа, М., 1981.

4. Э. Конуэлл. Кинетические свойства полупроводников в сильных электрических полях. Мир, М., 1970.

Лабораторная работа № 3

Исследование отражательного клистрона

Цель работы – ознакомление с устройством и принципами работы отражательного клистрона – маломощного генератора электромагнитных колебаний сверхвысокой частоты;

- экспериментальная проверка основных соотношений, описывающих работу отражательного клистрона.

Отражательный клистрон – один из маломощных генераторов гармонических колебаний СВЧ-диапазона. Достоинства отражательных клистронов, заключающиеся в простоте конструкции, малых габаритах и массе, относительно невысоких питающих напряжениях, возможности безинерционной электронной перестройки частоты, определили широкое их применение в различной радиоэлектронной аппаратуре. Они используются как генераторы СВЧ-колебаний в измерительной технике, передатчиках радиорелейных линий, как гетеродины приемных устройств и т.д.

Существуют конструкции отражательных клистронов (так называемые “минитроны”, см. [3]), которые по размерам и питающим напряжениям не уступают твердотельным СВЧ-генераторам, а по устойчивости к воздействиям факторов внешней среды даже превосходят их.

Принцип работы клистрона существенно отличается от принципа работы генераторов более низкочастотного диапазона. Явления, ограничивающие применение электронных ламп и транзисторов в СВЧ-диапазоне – соизмеримость периода колебаний с временем пролета носителей между электродами прибора, соизмеримость геометрических размеров цепей с длиной волны – в клистроне лежат в основе его работы.

Рассмотрим работу отражательного клистрона сначала качественно, а затем приведем некоторые количественные соотношения, характеризующие его работу.

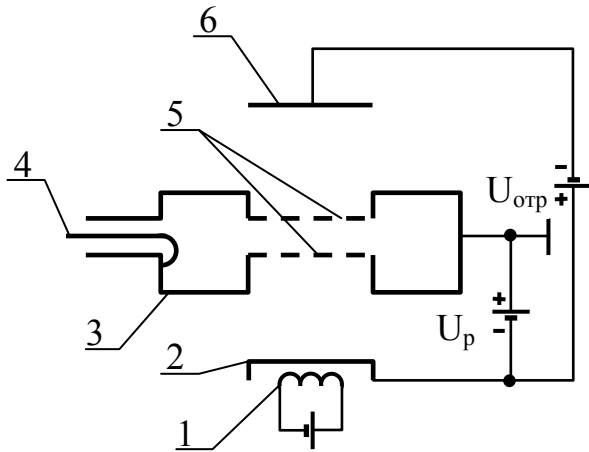


Рис.1. Схема отражательного клистрона

1 – накал; 2 – катод; 3 – резонатор;
4 – вывод ВЧ энергии; 5 – сетки резонатора; 6 - отражатель

1. Принцип работы отражательного клистрона

1.1. Устройство отражательного клистрона

Упрощенная схема клистрона представлена на рис. 1. На схеме изображены только основные узлы: электронная пушка, формирующая электронный пучок; тороидальный резонатор, зазор между сетками которого пронизывается

электронами; петля связи, при помощи которой осуществляется вывод высокочастотной энергии из резонатора в нагрузку; электрод – отражатель электронов, находящийся под отрицательным напряжением относительно резонатора; источники постоянного напряжения, U_p – на резонаторе, $U_{отр}$ – на отражателе.

1.2. Резонатор

Роль колебательной системы в клистронном генераторе играет объемный, обычно тороидальный резонатор (рис.2). Объемный резонатор является системой с распределенными параметрами, в которой в общем случае невозможно пространственно разделить области, в которых сосредоточено магнитное или электрическое поле. В этом смысле тороидальный резонатор составляет исключение: электрическое поле в нем сосредоточено в основном в

зазоре между сетками, а магнитное – в торе. Эта особенность и обуславливает его применение в клистронах.

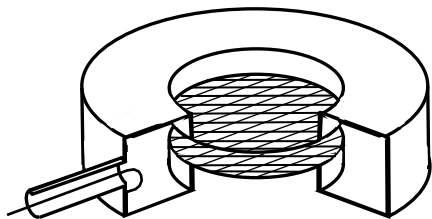


Рис. 2.

Собственные колебания в любом резонаторе, в том числе и в тороидальном, представляют собой периодическое преобразование энергии электрического поля в энергию магнитного поля и обратно. Генерация в клистроне – это в сущности поддержание колебаний в резонаторе за счет энергии потока электронов, пролетающих между сетками и взаимодействующих с электрическим полем резонатора. (Поток электронов называют также конвекционным током). Необходимым условием существования незатухающих колебаний является переменная плотность электронов в потоке, т.е. конвекционный ток должен быть переменным. Поясним это.

Любой электрон, который движется между сетками резонатора, либо отдает энергию полю (тормозится), либо отбирает энергию (ускоряется). Поскольку колебания в резонаторе близки к гармоническим, то один полупериод для равномерного потока электронов является тормозящим, другой – ускоряющим. Таким образом, если конвекционный ток постоянный, то число электронов, отдающих энергию резонатору при торможении, равно числу электронов, отбирающих энергию при ускорении, и баланс энергий за период колебаний оказывается равным нулю. Так как резонатор обладает потерями, колебания в нем будут со временем затухать.

Для того, чтобы электронный пучок поддерживал или возбуждал колебания в резонаторе, число замедленных электронов должно быть больше числа ускоренных электронов, другими словами, электронный поток должен иметь переменную плотность, или, как говорят, быть промодулированным по плотности. Здесь уместно провести аналогию с известным результатом из теории цепей. Колебания в контуре можно возбудить лишь при воздействии

переменного тока, причем оно наиболее эффективно на собственной частоте контура.

1.3. Ускорение электронов. Модуляция электронов по скорости.

Электроны, эмитируемые катодом, движутся к резонатору под действием постоянного поля, создаваемого источником U_p , включенным между резонатором и катодом. Электроны ускоряются и их кинетическая энергия растет. Достигнув первой сетки резонатора, электроны по инерции проходят ее. Действие постоянного ускоряющего поля прекращается. Но теперь электроны попадают в переменное электрическое поле зазора между сетками резонатора, напряженность которого изменяется во времени по гармоническому закону.

Расстояние между сетками (обозначим его d) выполняется малым, т.е. время пролета электрона через зазор много меньше периода высокочастотных колебаний

$$d/v_0 \ll T,$$

где v_0 – скорость электрона на входе в резонатор. Следовательно, за время пребывания электрона в зазоре электрическое поле резонатора практически не меняется и равно значению поля в момент поступления электрона в зазор. Если электрон попадает в ускоряющий полупериод поля, его скорость увеличивается на некоторую величину Δv ,

$$v = v_0 + \Delta v.$$

Если электрон попадает в тормозящий полупериод поля, его скорость уменьшается на ту же величину,

$$v = v_0 - \Delta v.$$

Если в момент поступления электрона в резонатор напряженность электрического поля проходит через нуль, скорость электрона остается неизменной,

$$v = v_0.$$

Очевидно, что чем больше поле в резонаторе, тем больше приращение скорости Δv , которое достигает экстремума при амплитудных значениях поля в резонаторе.

Итак, переменное поле резонатора осуществляет в электронном потоке модуляцию электронов по скорости.

1.4. Модуляция электронного потока по плотности. Образование электронных сгустков.

Рассмотрим, как в отражательном клистроне модуляция электронного потока по скорости преобразуется в модуляцию по плотности. Промодулированный по скорости поток электронов поступает в пространство отражателя. На отражатель подано отрицательное по отношению к катоду напряжение $U_{\text{отр}}$. Последовательно соединенные источники U_p и $U_{\text{отр}}$ создают между резонатором и отражателем тормозящее электрическое поле. Поле постоянно и однородно, поэтому движение электрона равнопеременное. Электрон, вылетевший из резонатора, замедляется, останавливается и затем возвращается в резонатор с той же по величине скоростью, с которой он вылетел. На рис. 3а приведены графики зависимости координат трех характерных электронов от времени. На рис. 3б представлена эпюра колебаний напряжения электрического поля в зазоре резонатора, поскольку она несет информацию о модуляции электронов по скорости.

В момент времени t_1 (максимум ускоряющего поля) из резонатора вылетает электрон с максимальной начальной скоростью. Он проходит наибольший путь x_1 до полной остановки и находится наибольшее время $(t_5 - t_1)$ в пространстве отражателя. Наоборот, электрон, вылетевший из резонатора в момент времени t_3 , имеет минимальную скорость, и время пребывания его в пространстве отражателя наименьшее. Замечательно, что электроны, вылетевшие из резонатора в разные моменты времени t_1, t_2, t_3 , могут возвратиться обратно в резонатор в один и тот же момент времени t_5 . Этот

вывод оказывается справедливым для всех электронов, вылетевших в интервале

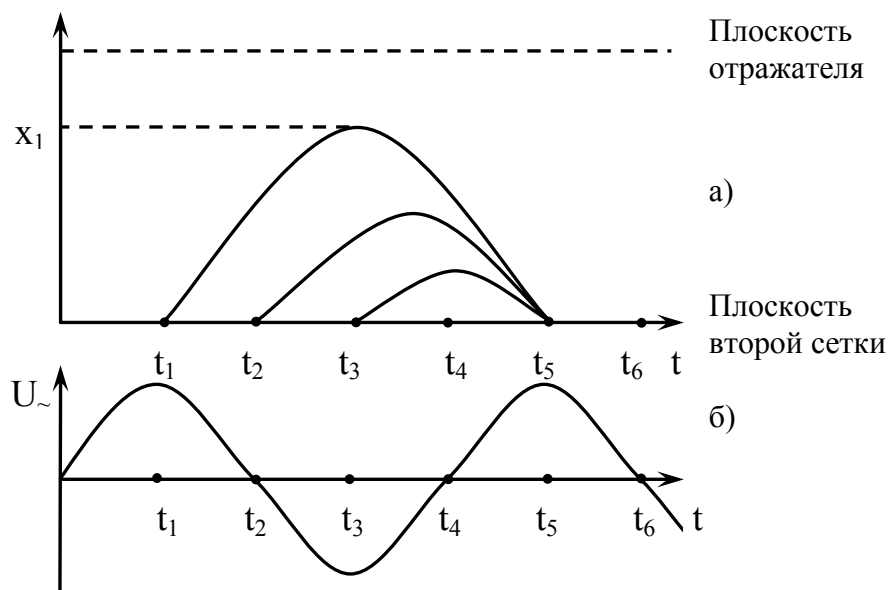


Рис.3.

($t_1 \div t_3$). В момент t_5 образуется сгусток электронов. Электрон, скорость которого не модулирована (момент вылета t_2) и около которого концентрируются другие электроны, соответствует центру сгустка. Легко проверить, что электроны, вылетевшие в момент $t_6 = t_2 + T$, или, в общем случае, в момент $t_k = t_2 + kT$, $k = 0, 1, 2, \dots$, также являются центрами сгустков. Процесс образования сгустков называется группированием электронов. Пространство отражателя в клистроне называют также пространством группирования.

Таким образом, поток электронов, возвращающихся в резонатор, оказывается промодулированным по плотности и представляет собой периодическую последовательность электронных сгустков.

1.5. Взаимодействие сгруппированного потока с полем резонатора

Сгусток будет отдавать наибольшую энергию, если он попадет в максимальное тормозящее поле резонатора. Этому случаю соответствует момент t_5 на рис. 3а. Отметим, что поле, которое является ускоряющим при модуляции по скорости, будет тормозящим для сгруппированного потока.

Меняя напряжение на отражателе, можно управлять временем пролета электронов в пространстве отражателя, а следовательно, и моментом возвращения сгустка в резонатор.

Если уменьшать (по абсолютной величине) напряжение отражателя, тормозящее поле в пространстве отражателя также уменьшается и, как следствие, время пролета электронов в пространстве отражателя увеличивается.

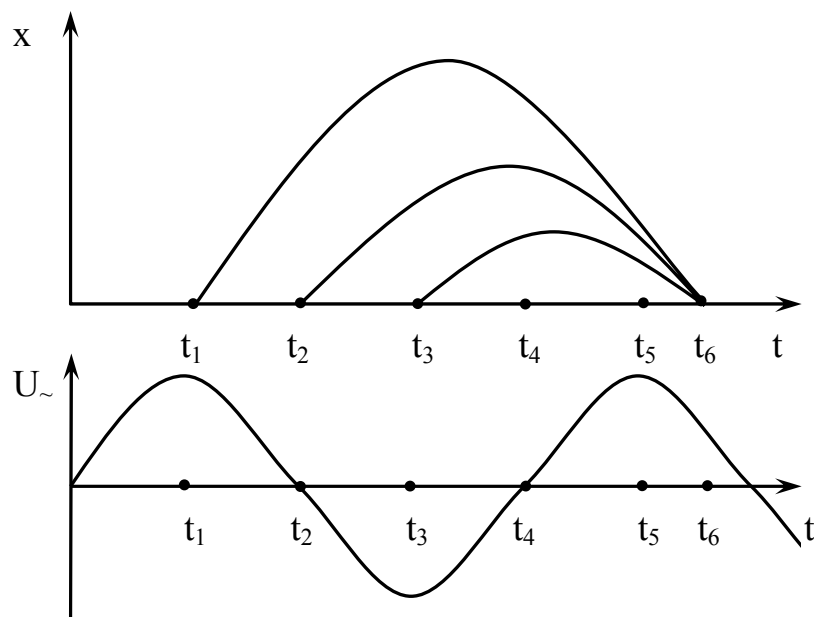


Рис. 4.

Теперь сгусток электронов попадает в резонатор в момент t_6 (рис. 4), когда поле в резонаторе не максимально. В результате энергия, отдаваемая полю резонатора, уменьшается. Дальнейшее уменьшение напряжения на отражателе приводит к срыву колебаний, так как сгусток попадает не в тормозящее, а в ускоряющее поле и уже будет отбирать энергию у резонатора, увеличивая его потери. Если продолжить уменьшение напряжения на отражателе, то сгусток вновь попадает в тормозящее поле и вновь возникнут условия для передачи энергии резонатору (рис. 5). Клистрон вновь начнет генерировать.

Таким образом, генерация возможна только при определенных напряжениях на отражателе. Интервалы напряжений на отражателе, где

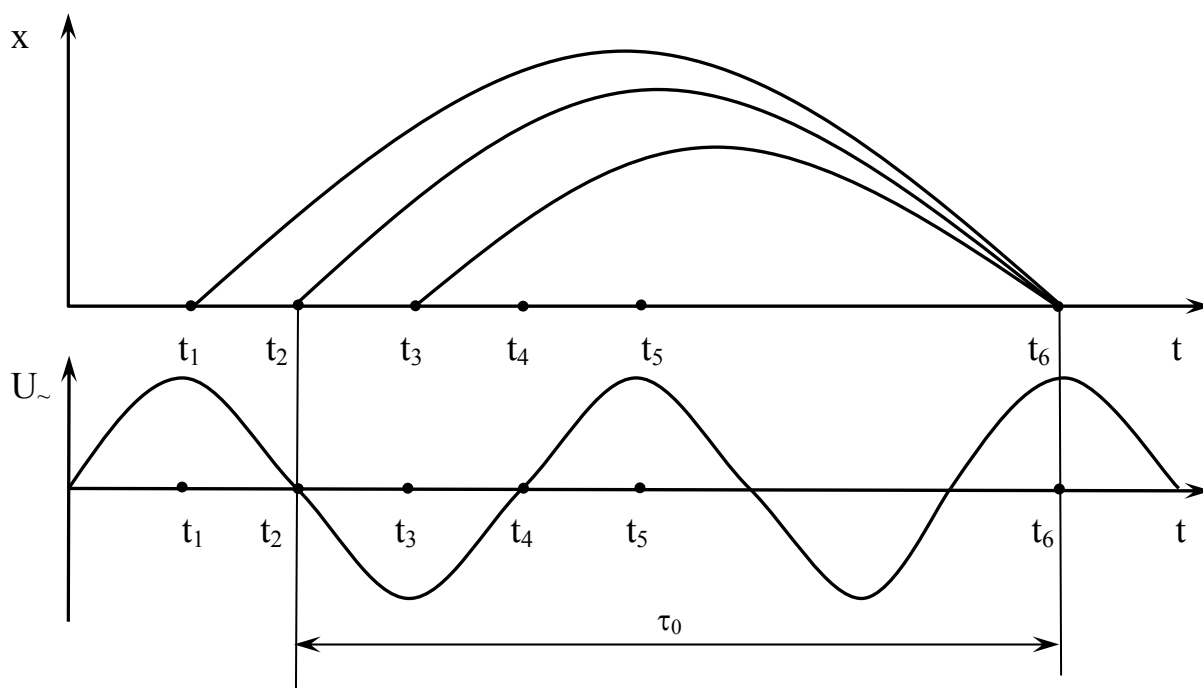


Рис. 5.

наблюдается генерация клистрона, называются зонами генерации. Мощность внутри зоны генерации также не остается постоянной. На рис. 6 приведен график зависимости мощности генерации от напряжения на отражателе, наблюдаемой экспериментально.

Максимум мощности в зоне соответствует таким временам пролета τ_0 электрона в пространстве отражателя, когда он попадает в максимум тормозящего поля резонатора. На рис. 3 $\tau_0 = 3/4 T$, на рис. 5 $\tau_0 = T + 3/4 T$. В общем случае оптимальное время пролета в пространстве отражателя равно

$$\tau_0 = \left(n + \frac{3}{4}\right) T, n = 0, 1, 2, \dots \quad (1.1)$$

Хотя по смыслу число n относится к максимуму мощности, обычно это число относят ко всей зоне и называют номером зоны. Из рис. 6 видно, что максимальная мощность зависит от номера зоны. В рамках качественной

теории объяснить это трудно. Укажем лишь, что уменьшение мощности с увеличением номера зоны есть следствие “расплывания” сгустка за счет влияния сил электростатического отталкивания между электронами в сгустке. При малых временах пролета в поле отражателя сгусток имеет высокую плотность электронов, поэтому большее число электронов отдает энергию при амплитудном значении тормозящего поля. В зонах с высокими номерами, при больших временах пролета, сгусток “расплывается”, число электронов, попадающих в максимум тормозящего поля, убывает и максимальная мощность генерации падает.

Зависимость мощности генерации клистрона от напряжения на

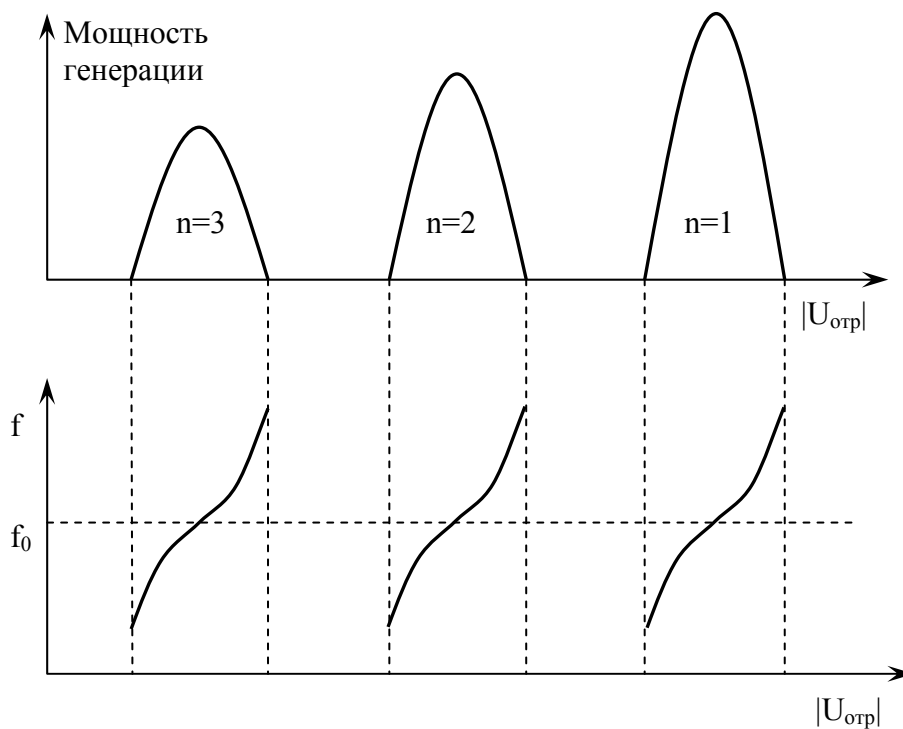


Рис. 6.

отражателе используется на практике для осуществления амплитудной модуляции в клистроне.

На рис. 7а представлены графики, иллюстрирующие принцип модуляции, на рис. 7б – типовая схема включения модулирующего сигнала. Важным преимуществом модуляции изменением напряжения на отражателе является то, что источник модулирующего сигнала может быть маломощным, т.к. ток

отражателя практически равен нулю, т.е. цепь отражателя не потребляет мощности.

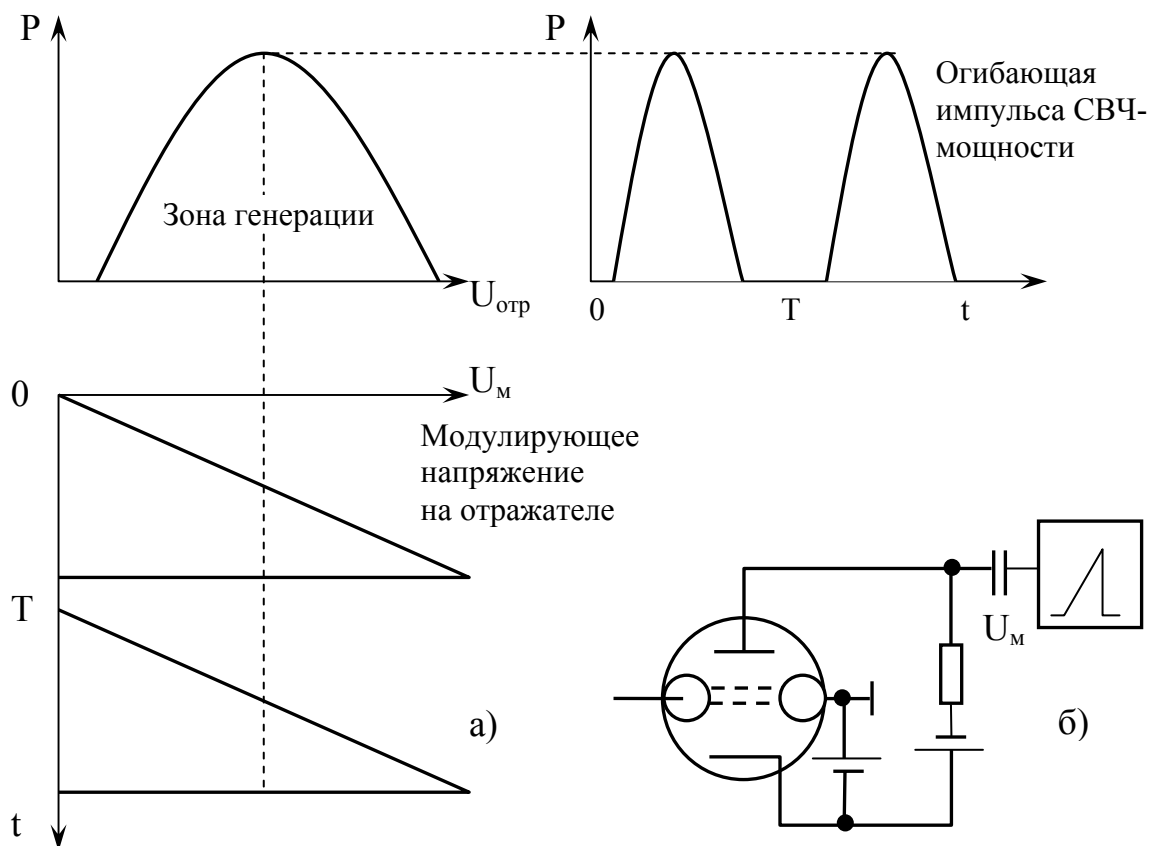


Рис. 7.

1.6. Электронная перестройка частоты

Ценным свойством отражательного клистрона является возможность электронной перестройки частоты. Она состоит в том, что при изменении напряжения на отражателе изменяется частота генерации клистрона. График этой зависимости представлен на рис. 6.

Качественно этот эффект можно пояснить следующим образом. Сопоставим сгустку электронов амплитудное значение гармонического тока I_{em} (рис. 8а). Зазор между сетками, который пронизывается сгустками, рассмотрим как двухполюсник с переменным напряжением U_{\sim} и током I_e . Напряжение на

отражателе управляет моментом попадания сгустка в зазор резонатора, т.е. управляет сдвигом фаз между U_{\sim} и I_e .

Когда сгусток тормозится полем резонатора в момент его амплитудного значения, он соответствует току, который находится точно в противофазе с напряжением. Известно, что двухполюсник с таким током и напряжением обладает активной, но отрицательной проводимостью. Обозначим ее G_e . Представим резонатор в виде параллельного контура L_p , C_p , G_p . Параллельно контуру нужно включить проводимость G_e , которая соответствует сгустку, отдающему энергию (рис. 8б). Если отрицательная проводимость G_e

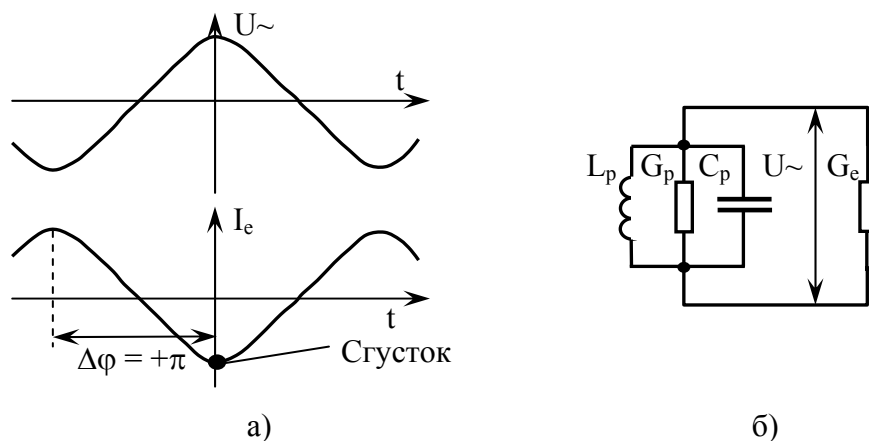


Рис. 8

компенсирует положительную проводимость контура G_p , ответственную за потери в резонаторе ($G_e + G_p = 0$), то в резонаторе возбуждаются колебания, частота которых будет определяться параметрами самого колебательного контура (резонатора):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}.$$

Таким образом, при оптимальном напряжении на отражателе клистрон генерирует на собственной частоте резонатора.

Когда сгусток запаздывает или опережает максимум поля, он соответствует току, фаза которого относительно напряжения не равна π . Это означает, что в двухполюснике, который моделирует взаимодействие сгустка с

полем, появилась реактивная проводимость: емкость или индуктивность. Соответственно будет изменяться и частота генерации.

Рассмотрим, какую реактивную проводимость вносит сгусток, если он запаздывает относительно максимума напряжения на сетках (рис. 4). На рис. 9а представлены эпюры напряжения и тока между сетками резонатора в этом

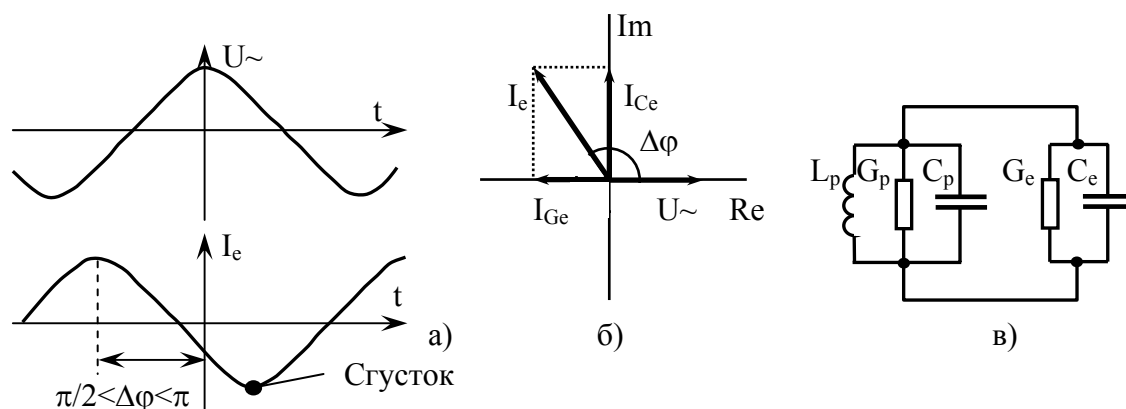


Рис. 9.

случае. Видно, что максимум тока опережает максимум напряжения на угол $\pi/2 < \Delta\varphi < \pi$. Если ток и напряжение представить в виде векторной диаграммы, которые часто используются при анализе цепей переменного тока (рис. 9б), то вектор тока окажется расположенным во втором квадранте. Разложив его на две составляющие, получим, что двухполюсник, ток и напряжение на котором соответствуют рис. 9а, представляет собой параллельное соединение активной отрицательной проводимости G_e , через которую течет ток I_{Ge} , и емкости, через которую течет ток I_{Ce} . В результате полная емкость контура увеличивается, частота генерации становится меньше собственной частоты контура (рис. 6).

Если сгусток опережает максимум поля, то реактивность, вносимая в контур, имеет индуктивный характер (рис.10). Полная индуктивность контура при параллельном включении L_p и L_e уменьшается и частота колебаний увеличивается по сравнению с собственной частотой резонатора.

Изменяя напряжение на отражателе, можно управлять сдвигом фаз, т.е. регулировать величину и характер реактивной проводимости, в конечном счете

управлять частотой генерации клистрона. Схема для частотной модуляции та же, что и для амплитудной (рис. 7).

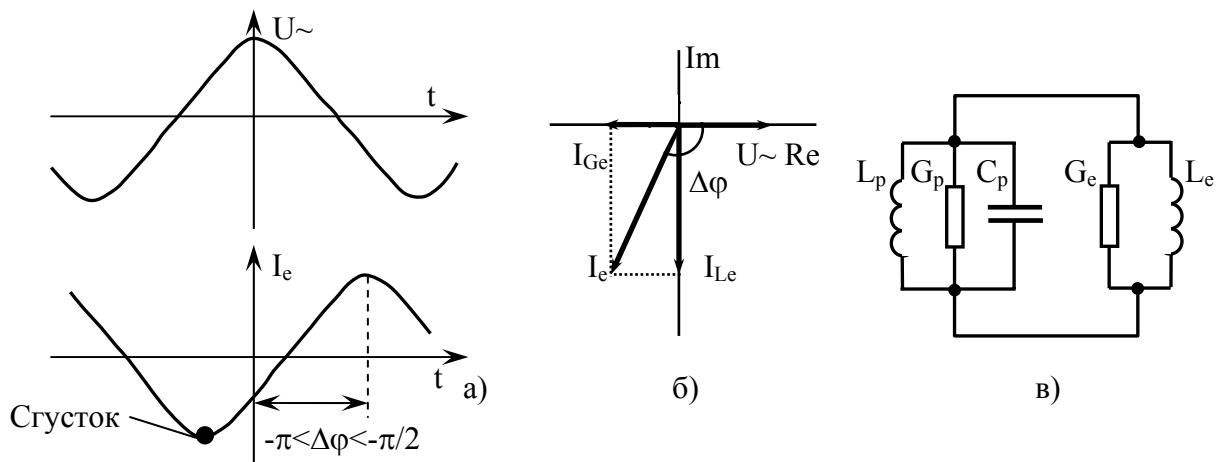


Рис. 10.

2. Элементы теории отражательного клистрона

Качественное рассмотрение явлений в отражательном клистроне позволяет понять механизм возбуждения автоколебаний, предугадать ряд эффектов, таких как наличие зон генерации, изменение мощности и частоты колебаний в пределах зоны и т.д. Однако для количественных оценок необходим более глубокий теоретический анализ процессов. Ниже рассмотрены некоторые из этих процессов в линейном кинематическом приближении, когда пренебрегается взаимодействием электронов в пучке (наличием пространственного заряда) и движение каждого электрона рассматривается как движение обособленного точечного заряда.

2.1. Ускорение электронов

Скорость электрона, эмитированного катодом, предполагается равной нулю. Под действием напряжения U_p на резонаторе электрон приобретает кинетическую энергию, равную

$$\frac{mv_0^2}{2} = eU_P,$$

где e , m – соответственно заряд и масса электрона. Таким образом, скорость электрона, пронизывающего первую сетку и влетающего в резонатор, будет равна

$$v_0 = \sqrt{2 \frac{e}{m} U_P}. \quad (2.1)$$

2.2. Модуляция электронов по скорости

Модуляция электронов по скорости происходит в зазоре между сетками резонатора. Будем считать сетки идеально проницаемыми, бесконечными и плоскими, т.е. пренебрежем краевыми эффектами в резонаторе (будем считать электрическое поле между сетками резонатора пространственно однородным). Электроны движутся вдоль оси x , перпендикулярной сеткам. Координата первой сетки $x_1 = 0$, координата второй сетки $x_2 = d$, где d – расстояние между сетками.

Электрическое поле в зазоре зависит от времени следующим образом:

$$E(t) = \frac{U(t)}{d} = \frac{U_0 \sin \omega t}{d},$$

где $U(t)$ – переменное напряжение между сетками, U_0 – амплитуда этого напряжения.

Чтобы найти скорость электронов в плоскости второй сетки при выходе из резонатора $v(t_2) = v_2$, надо проинтегрировать уравнение движения электрона в зазоре

$$m\ddot{x} = \frac{eU_0}{d} \cdot \sin \omega t \quad (2.2)$$

при начальных условиях $x(t_1) = 0$, $\dot{x}(t_1) = v_0$, где t_1 – момент влета электрона в зазор, а v_0 определяется из (2.1).

Время пролета электрона через зазор

$$\tau = t_2 - t_1,$$

где t_2 – момент вылета электрона из зазора. При анализе СВЧ приборов часто вместо времени пользуются безразмерной величиной – пролетным углом (или пролетной фазой)

$$\varphi = 2\pi \frac{\tau}{T} = \omega\tau,$$

т.е. интервал τ отсчитывают в долях периода высокочастотных колебаний и измеряют в радианах. Пролетному времени τ соответствует пролетная фаза в поле резонатора

$$\varphi = \omega\tau = \omega(t_2 - t_1). \quad (2.3)$$

Если переменное напряжение в резонаторе отсутствует, то электрон движется с постоянной скоростью v_0 и пролетная фаза равна

$$\varphi_0 = \omega \frac{d}{v_0}$$

– невозмущенная пролетная фаза резонатора.

Интегрируя уравнение (2.2) один раз и учитывая начальные условия, получим

$$v(t) = v_0 + \frac{e}{m} \cdot \frac{U_0}{\omega d} (\cos \omega t_1 - \cos \omega t),$$

или, вводя пролетную фазу φ в соответствии с (2.3), запишем для скорости $v(t_2) = v_2$:

$$v(t_2) = v_0 \left[1 + \frac{e}{m} \cdot \frac{U_0}{\omega d v_0} \cdot 2 \sin \frac{\varphi}{2} \cdot \sin \left(\omega t_1 + \frac{\varphi}{2} \right) \right].$$

Считая, что при малых углах пролета можно заменить φ на φ_0 , окончательно запишем

$$v(t_2) = v_0 \left[1 + \frac{1}{2} \xi M \sin \left(\omega t_2 - \frac{\varphi_0}{2} \right) \right] = v_0 + v_1 \sin \omega t_0. \quad (2.4)$$

Здесь t_0 – момент прохождения электроном середины расстояния между сетками, а также введены обозначения $\xi = U_0/U_P$ – коэффициент использования напряжения на резонаторе, $M = (\text{Sin } \varphi_0/2)/(\varphi_0/2)$ – коэффициент связи электронного пучка с полем зазора, v_1 – амплитуда переменной составляющей скорости электрона. Зависимость $M(\varphi_0)$ имеет вид, изображенный на рис.11, причем $M(0) = 1$ и падает до нуля при $\varphi = 2\pi$.

Таким образом, из формулы (2.4) можно сделать следующие выводы:

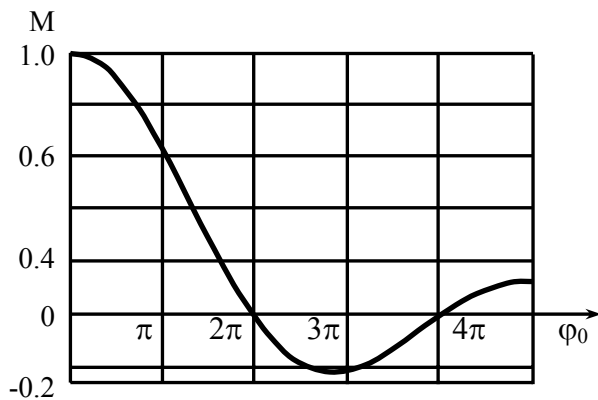


Рис.11

1. Скорость электронов, прошедших через резонатор, промодулирована по гармоническому закону;
2. Глубина модуляции пропорциональна ξM ;
3. С увеличением угла φ_0 пролета электронов через резонатор глубина модуляции скорости быстро убывает;

4. Уменьшение пролетного времени за счет повышения ускоряющего напряжения на резонаторе U_P нецелесообразно, т.к. при этом одновременно с увеличением M убывает коэффициент использования напряжения ξ .

2.3. Условия генерации максимальной мощности в клистроне

Как уже говорилось, группировка электронов, вышедших из резонатора, происходит в тормозящем электрическом поле в пространстве резонатор-отражатель. Центрами образующихся сгустков будут электроны, проходящие резонатор в прямом направлении в момент перехода переменного напряжения на резонаторе через нуль от ускоряющего к тормозящему полупериоду (рис. 3). Для получения максимальной генерируемой мощности сгусток, возвращаясь в резонатор, должен пройти через резонатор в момент максимума тормозящего для обратных электронов поля между сетками резонатора.

Чтобы найти условия, при которых будет выполняться соотношение (1.1), вычислим полное время пребывания электронов в пространстве резонатор-отражатель (в пространстве группировки). При этом будем по-прежнему пренебрегать краевыми эффектами и влиянием пространственного заряда (кинематическое приближение).

Так как для электрона, соответствующего центру сгустка и движущегося к резонатору, напряжение между сетками

$$U_{\sim} = -U_0 \cdot \sin \omega t,$$

то скорость электрона на выходе из зазора между сетками в соответствии с (2.4) будет

$$v = v_0 - v_l \sin \omega t_0,$$

где v_0 и v_l определяются из (2.1) и (2.4), t_0 - момент прохождения электроном середины зазора. Уравнение движения в пространстве группировки – в постоянном электрическом поле между резонатором и отражателем: $m\ddot{x} = -eE_0$,

где $E_0 = \frac{|U_P| + |U_{OTP}|}{D}$, D – расстояние резонатор – отражатель. После первого интегрирования

$$\dot{x} = v_0 - \frac{e}{m} E_0 (t - t_0),$$

т.к. скорость электрона, соответствующего центру сгустка, равна v_0 . Интегрируя еще раз, получим

$$x = v_0(t - t_0) - \frac{eE_0}{2m} (t - t_0)^2.$$

Условие возвращения электрона в зазор: $x = 0$ при $t = t'$. Пренебрегая решением $t' = t_0$, получим

$$v_0 - \frac{eE_0}{2m} (t' - t_0) = 0,$$

где $t' - t_0$ – время нахождения электрона в пространстве группировки. Добавим к нему удвоенное время пролета электрона от центра зазора до выходной сетки

и приравняем его к оптимальному значению, соответствующему максимуму генерируемой мощности

$$2 \frac{d}{2v_0} + \frac{2mv_0}{eE_0} = T \left(n + \frac{3}{4} \right).$$

Представим это соотношение в безразмерном виде, перейдя к пролетным углам и вводя φ_0 :

$$2\pi \left(n + \frac{3}{4} \right) = \varphi_0 + \frac{4U_P}{v_0} \cdot \frac{\omega D}{|U_P| + |U_{OTP}|} = \varphi_0 \left[1 + \frac{4U_P}{|U_P| + |U_{OTP}|} \cdot \frac{D}{d} \right]. \quad (2.5)$$

Полученное выражение позволяет вычислить номер зоны генерации n , если известны напряжения на резонаторе U_P и отражателе U_{OTP} , соответствующие максимуму зоны.

2.4. Электронная настройка частоты отражательного клистрона

Представим отражательный клистрон в виде эквивалентной схемы рис.12, которой может быть сопоставлен любой электровакуумный прибор, генерирующий электромагнитные колебания.

На рис.12 $Y_{эл} = G_{эл} + jB_{эл}$ – полная проводимость электронного потока, $Y = G + jB$ – полная проводимость “холодного”, т.е. в отсутствие электронного потока, резонатора, и $Y_H = G_H + jB_H$ – полная проводимость нагрузки. Из схемы

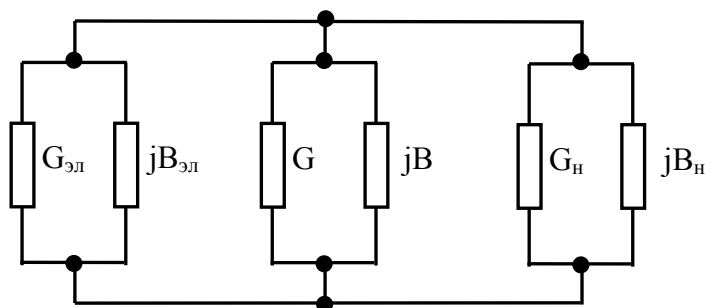


Рис.12

следует, что параметры электронного потока и нагрузки, изменяя

эквивалентную проводимость резонатора, должны влиять на частоту генерируемых колебаний.

Если нагрузка чисто активная, т.е. $B_H = 0$, то исходя из условия стационарной амплитуды колебаний, можно показать (см. [2]), что частота генерируемых колебаний будет равна

$$f_{ГЕН} = f_0 \left[1 + \frac{1}{2Q_H} \cdot \frac{B_{ЭЛ}}{G_{ЭЛ}} \right], \quad (2.6)$$

где f_0 – резонансная частота “холодного” резонатора, Q_H – его нагруженная добротность (с учетом G_H , см. лаб. работу № 6). Чем выше Q_H , тем меньше влияние электронного потока на частоту генерации, но в общем случае, за счет $B_{ЭЛ} \neq 0$, всегда $f_{ГЕН} \neq f_0$.

Вычисляя $G_{ЭЛ}$ и $B_{ЭЛ}$ для отражательного клистрона через наведенный ток в цепи резонатора (см. [2], параграф 5.8), можно для этого случая получить

$$f_{ГЕН} = f_0 \left[1 + \frac{1}{2Q_H} \cdot ctg(\varphi_0 + \Theta_0) \right], \quad (2.7)$$

где Θ_0 – пролетный угол в поле отражателя. Изменяя Θ_0 за счет изменения питающих напряжений, можно в некоторых пределах управлять частотой генерации клистрона.

Как видно из (2.7), такое управление возможно как за счет изменения φ_0 , т.е. изменением напряжения на резонаторе, так и за счет Θ_0 – изменением напряжения на отражателе. В первом случае из-за большого тока в цепи резонатора требуется затрата большой мощности от источника управляющего сигнала. Во втором случае, т.к. ток в цепи отражателя практически отсутствует, управление за счет изменения Θ_0 практически не требует затраты мощности. На практике используют исключительно второй вариант управления частотой изменением Θ_0 (за счет $U_{ОТР}$).

Так как в центре зоны $\Theta_0 + \varphi_0 = 2\pi(n + 3/4)$, и $ctg[2\pi(n + 3/4)] = 0$, то $f_{ГЕН} = f_0$. При отклонении от центра зоны $\Theta_0 + \varphi_0 = 2\pi(n + 3/4) + \Delta\Theta$, и из (2.7) получим

$$f_{ГЕН} = f_0 \left[1 - \frac{1}{2Q_H} \cdot \operatorname{tg} \Delta\Theta \right]. \quad (2.8)$$

3. Описание установки и порядок выполнения работы

3.1. Описание установки

Экспериментальная установка для исследования отражательного клистрона собрана из стандартных деталей, ее блок-схема приведена на рис.13.

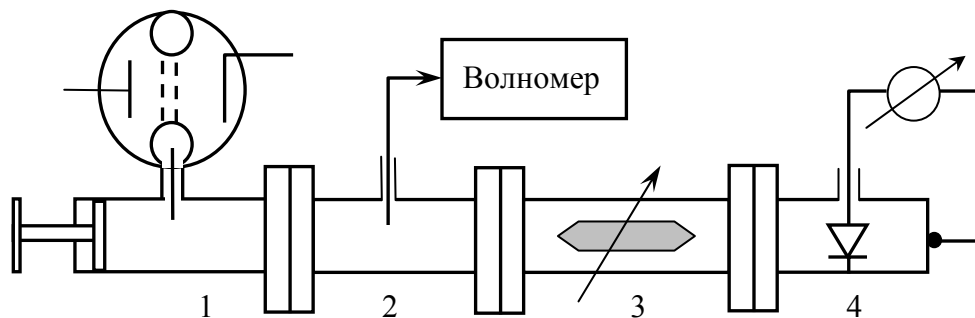


Рис.13. Блок-схема экспериментальной установки
 1 – генераторная секция; 2 – проходная секция;
 3 – аттенюатор; 4 – детекторная секция

В качестве исследуемого используется клистрон 3-см диапазона типа К-20 или аналогичный, установленный на облегченной генераторной секции. Секция состоит из отрезка прямоугольного волновода, на одном из концов которого имеется поршень, его перемещением можно согласовать возбуждающий штырь клистрона с волноводом, добиваясь максимальной мощности в волноводе.

Панель клистрона может перемещаться относительно волновода перпендикулярно его оси, что изменяет глубину погружения возбуждающего штыря в волновод, дополнительно согласуя клистрон с волноводом.

За генераторной секцией следует проходная секция – волноводно-коаксиальный переход, с помощью которого часть мощности из волновода отбирается в волномер.

Затем включен волноводный аттенюатор, позволяющий изменять уровень энергии, поступающий в детекторную секцию. В цепь детектора включается микроамперметр, фиксирующий постоянную составляющую выпрямленных СВЧ-колебаний, либо осциллограф, позволяющий наблюдать визуально зоны генерации в режиме модуляции напряжения на отражателе клистрона.

Внимание! В установке использован детектор высокой чувствительности. Нельзя оставлять свободными оба конца кабеля, идущего от детектора. Они всегда должны быть подсоединены либо к микроамперметру, либо к осциллографу. В противном случае на них может быть наведено напряжение, которое может вывести детектор из строя.

Питание клистрона осуществляется от специального блока, содержащего два независимых стабилизированных источника напряжения для питания цепей резонатора и отражателя. Напряжение на отражателе регулируется двумя потенциометрами с надписями “Грубо” и ”Точно”, измеряется оно внешним вольтметром, подключенным к клеммам ”Напряжение отражателя”.

Так как резонатор клистрона электрически соединен с волноводом, плюс источника напряжения резонатора заземлен.

Внимание! Нельзя подавать напряжение на резонатор, пока не прогреет катод клистрона и не подано напряжение на отражатель. Поэтому перед включением источника питания клистрона в сеть необходимо соответствующий тумблер поставить в положение “Эквивалент клистрона”, и после прогрева источника и клистрона в течение 2-3 минут, убедившись, что напряжение на отражатель клистрона подано, перевести тумблер в положение “Клистрон”.

Предельно допустимый ток резонатора используемого клистрона – 30 мА. Ток и напряжение резонатора измеряются приборами, установленными на передней панели блока питания.

В установке предусмотрена возможность модуляции напряжения на отражателе клистрона. Величина модулирующего напряжения регулируется

потенциометром “Амплитуда модуляции”. При установке тумблера в положение “От сети” на отражатель подается переменное напряжение частотой 50 Гц, в положении “Внешн.” – на клеммы модуляции можно подать любое переменное напряжение, в частности – пилообразное напряжение развертки, снимаемое с осциллографа.

3.2. Порядок выполнения работы

1. До начала работы при выключенном источнике питания клистрона поставить соответствующие потенциометры в положение минимума напряжения на резонаторе (крайнее левое положение) и максимума напряжения на отражателе (крайнее правое положение). Соответствующий тумблер перевести в положение “Эквивалент клистрона”.

2. Включить источник питания в сеть. После прогрева в течение 2-3 минут, убедившись, что напряжение на отражателе не менее 100 В, включить напряжение резонатора, для чего переключить соответствующий тумблер в положение “Клистрон”. Следить, чтобы рабочий ток резонатора не превосходил максимально допустимого значения – 30 мА, при необходимости уменьшая напряжение на резонаторе.

3. Убедиться в том, что клистрон генерирует. Для этого затухание аттенюатора устанавливаются минимальным; плавно изменяя напряжение на отражателе, добиваются появления показаний микроамперметра в цепи детектора. При настройке следите, чтобы отклонение стрелки микроамперметра не превышало примерно 2/3 шкалы прибора. В противном случае увеличивают затухание аттенюатора.

4. Плавно изменяя напряжение на отражателе во всем диапазоне от максимума до минимума, качественно убедитесь, что клистрон имеет несколько зон генерации.

5. Пронаблюдайте зоны генерации клистрона с помощью осциллографа. Для этого выход детекторной секции подключите ко входу усилителя

вертикального отклонения осциллографа, подав на отражатель модулирующее напряжение развертки. Изменяя постоянное напряжение на отражателе и амплитуду модуляции, получите на экране по возможности все зоны генерации клистрона. Повторите эксперимент, подав на отражатель модулирующее напряжение от сети.

Зарисуйте и объясните картину, наблюдаемую на экране осциллографа в обоих случаях.

6. После качественного изучения свойств клистрона получите некоторые количественные данные, характеризующие его работу.

При некотором напряжении на резонаторе $U_{PEZ1} = 220 - 250$ В снимите зависимости мощности и частоты генерации клистрона как функции напряжения на отражателе. Во время этого эксперимента модуляция напряжения отражателя должна быть выключена. Частота генерации измеряется волномером 35-ИМ (см. ниже) в двух зонах, где мощность генерации максимальна, не менее чем в пяти точках в пределах каждой зоны. Рекомендуется измерять ток детектора и частоту генерации одновременно при каждом установленном напряжении на отражателе.

Повторить измерения при другом напряжении на резонаторе в интервале $U_{PEZ2} = 250 - 280$ В.

Полученные зависимости $I_{ДЕТ} = I_{ДЕТ}(U_{ОТР})_{U_{PEZ1}}$, $I_{ДЕТ} = I_{ДЕТ}(U_{ОТР})_{U_{PEZ2}}$, $f = f(U_{ОТР})_{U_{PEZ1}}$, $f = f(U_{ОТР})_{U_{PEZ2}}$ нанести на один общий график.

7. Пользуясь формулой (2.5), вычислить номера всех зон генерации клистрона. При вычислениях принимать:

для исследуемого клистрона расстояние между сетками резонатора $d = 1$ мм, расстояние от второй сетки резонатора до отражателя $D = 2$ мм;

заряд и масса электрона в системе СИ: $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ К, $m = 9,1 \cdot 10^{-31}$ кг.

Приведите в отчете вычисленные значения номеров зон, не округляя их до целочисленных значений.

4. Волномер средней точности типа 35-ИМ

4.1. Некоторые технические характеристики

1. Волномер измеряет длину волны (частоту) генераторов 3-х сантиметрового диапазона в интервале 38,4 – 26,8 мм (7800 – 11200 МГц).
2. Точность измерения $\pm 5 \cdot 10^{-4}$.
3. Волномер соединяется с генератором, длина волны которого измеряется, с помощью проходной волноводной секции, включаемой в волноводный тракт генератора.
4. Волномер не требует источника питания.

4.2. Схема прибора

Принципиальная схема прибора состоит из волноводной части и индикатора (рис. 14). В состав волноводной части входят: аттенюатор, коаксиальный настраиваемый резонатор и детекторная секция.

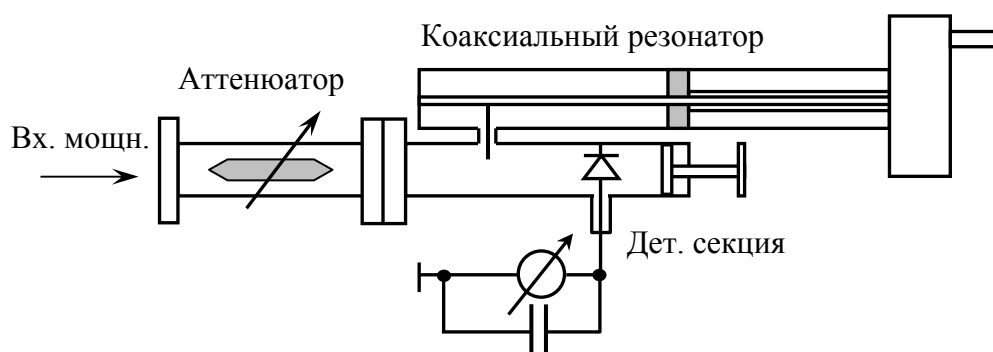


Рис. 14

Принцип действия волномера состоит в следующем. Высокочастотная энергия, поступающая на вход волномера, проходит через аттенюатор, степень ослабления которого можно регулировать с помощью ручки “Затухание” на передней панели, и по отрезку волновода поступает на детектор. На волноводе

укреплен коаксиальный резонатор, электрически связанный с волноводом с помощью штыря. В отличие от резонаторов, выполненных из отрезка полого волновода, в коаксиальном резонаторе основным типом колебаний являются чисто поперечные колебания (ТЕМ), для которых длина волны в передающей линии равна длине волны в свободном пространстве. Коаксиальный резонатор настраивается в резонанс с полем в волноводе при помощи подвижного поршня. При резонансе резонатор через элемент связи нагружает волновод, энергия, поступающая на детектор, уменьшается, показания индикатора падают. Два последовательных резонансных положения поршня соответствуют его перемещению на половину длины волны в резонаторе. Поршень перемещается вращением ручки, расположенной сбоку на корпусе волномера.

Отсчет положения поршня осуществляется с помощью двух лимбов. Один лимб связан с ручкой и имеет по окружности 100 делений (цена деления $5 \cdot 10^{-3}$ мм по ходу поршня). Второй лимб имеет 120 делений от 0 до 60 через 0,5 мм. Один оборот ручки соответствует перемещению поршня на 0,5 мм.

Детекторная секция представляет собой замкнутый поршнем отрезок волновода, в котором установлен детектор. Индикация тока детектора осуществляется по внутреннему микроамперметру волномера, включенному последовательно с детектором. Перемещением поршня детекторной секции секция настраивается на максимум показаний индикатора (ручка “Настройка детектора” на передней панели).

4.3. Методика пользования волномером

1. Перед началом работы ручка “Затухание” должна быть повернута до упора в сторону большого затухания.

2. Вращая ручку “Затухание” в направлении “Меньше”, получите показания индикатора 10-15 делений.

3. Ручкой “Настройка детектора” добейтесь максимального показания индикатора. Одновременно с помощью ручки “Затухание” поддерживайте показания индикатора вблизи середины шкалы.

4. Вращая ручку волномера, добейтесь первого резонансного минимума в показаниях индикатора. Поворачивая ручку, установите положение минимума возможно точнее. Прочтите показания волномера на двух лимбах и запишите положение настройки (в миллиметрах).

На медленно вращающемся лимбе (левом) отсчитываются целые значения миллиметров и их половины, на быстро вращающемся (правом) – десятые и сотые доли миллиметра.

5. Вращая ручку волномера, добейтесь следующего резонанса, запишите его положение.

6. Вычитая из больших показаний меньшие, найдите половину измеряемой длины волны.

Поскольку найденная длина волны равна длине волны в свободном пространстве, частоту находят как частное от деления скорости света в свободном пространстве ($c = 2,99792 \cdot 10^{10}$ см/сек) на измеренную длину волны.

Литература

1. О. С. Милованов, Н. П. Собенин. Техника сверхвысоких частот. Атомиздат, М., 1980.

2. И. В. Лебедев. Техника и приборы СВЧ. т.2, Электровакуумные приборы СВЧ. Высшая школа, М., 1972.

3. С. В. Кукарин. Электронные СВЧ приборы. М., Радио, 1981.

4. Электронные приборы СВЧ. /В. М. Березин, В. С. Буряк и др./ М., Высшая школа, 1985.

Лабораторная работа № 4

Исследование усилительной лампы бегущей волны типа О

Цель работы – знакомство с устройством и принципами работы усилительной лампы бегущей волны (ЛБВ) типа О;
- экспериментальное определение некоторых параметров ЛБВ, качественное объяснение полученных результатов.

1. Принцип работы ЛБВ

В основе работы усилительных и генераторных ламп бегущей волны лежит длительное взаимодействие электронов с бегущей электромагнитной волной, распространяющейся в нерезонансной колебательной системе. Этим лампы бегущей волны (ЛБВ) значительно отличаются от приборов СВЧ, использующих резонансные колебательные системы – клистронов и магнетронов. Однако в ЛБВ происходят те же основные электронные процессы, что и в других генераторных и усилительных приборах – группировка электронов и отдача электронами энергии, приобретенной ими от постоянного электрического поля, полю сверхвысокой частоты. Важным преимуществом ЛБВ как усилителей является их широкополосность, связанная с использованием нерезонансной колебательной системы.

Для длительного взаимодействия электронов с электромагнитной волной необходимо соблюдать условия фазового синхронизма, т.е. приблизительного совпадения скорости электронов v_0 с фазовой скоростью волны v_ϕ : $v_0 \approx v_\phi$. При этом предполагается, что направление движения электронов совпадает с направлением фазовой скорости волны. Поскольку скорость электронов всегда меньше скорости электромагнитной волны в свободном пространстве, в ЛБВ используются замедляющие системы – главным образом, периодические водноводные структуры, уменьшающие фазовую скорость волны до скорости

электронов. Типичная величина коэффициента замедления составляет примерно от 2 до 50.

Поле в периодической замедляющей системе без потерь, работающей на согласованную нагрузку (отсутствует отражение от нагрузки), можно представить в обычной форме волны, бегущей вдоль оси Z системы

$$E = E_m \exp[j(\omega t - \beta Z)] \quad (1)$$

с частотой ω и фазовой постоянной $\beta = \omega / v_\phi$; амплитуда E_m волны является периодической функцией координаты Z с периодом, равным периоду L замедляющей системы. Представив амплитуду в виде гармонического ряда по координате Z , соотношение (1) можно переписать в виде

$$E = \sum_{-\infty}^{\infty} E_m \exp[j(\omega t - \beta_m Z)], \quad (2)$$

где $\beta_m = \beta + 2\pi m/L$; $m = 0, \pm 1, \pm 2$ и т.д.

Таким образом, поле периодических замедляющих систем можно представить в виде суммы бесконечного множества одновременно существующих пространственных гармоник, имеющих одинаковые частоты, но различные фазовые скорости $v_{\phi m} = \omega / \beta_m$ и распространяющихся по системе как в направлении движения электромагнитной энергии (в положительном направлении оси Z), так и в противоположном направлении. Подбирая скорость электронов v_0 и направление их движения, можно удовлетворить условию синхронизма $v_0 = v_\phi$ для одной из пространственных гармоник. Таким образом, электронный поток может взаимодействовать как с пространственными гармониками, движущимися в положительном направлении оси Z (в лампах прямой волны, за которыми укрепилось название ЛБВ), так и с пространственными гармониками, движущимися против Z (в появившихся позднее лампах обратной волны, ЛОВ). Подчеркнем, что прямые и обратные волны (пространственные гармоники) не следует путать с падающей и отраженной волнами, бегущими по любой передающей линии и соответствующими двум потокам энергии: от генератора к нагрузке и от

нагрузки к генератору. Напомним, что отраженная волна возникает в том случае, когда нагрузка не согласована с передающей линией.

ЛБВ и ЛОВ подразделяются на две основные группы, различающиеся направлением и назначением постоянного магнитного поля. К первой группе так называемых приборов типа О относятся лампы с продольным магнитным полем, служащим только для целей фокусировки прямолинейного электронного пучка. Вторая группа ЛБВ и ЛОВ называется приборами типа М. Электроны в приборах М-типа движутся в постоянных скрещенных электрическом и магнитном полях по сложным искривленным траекториям.

Устройство исследуемой усилительной ЛБВ О-типа схематически изображено на рис.1. Лампа имеет спиральную замедляющую систему,

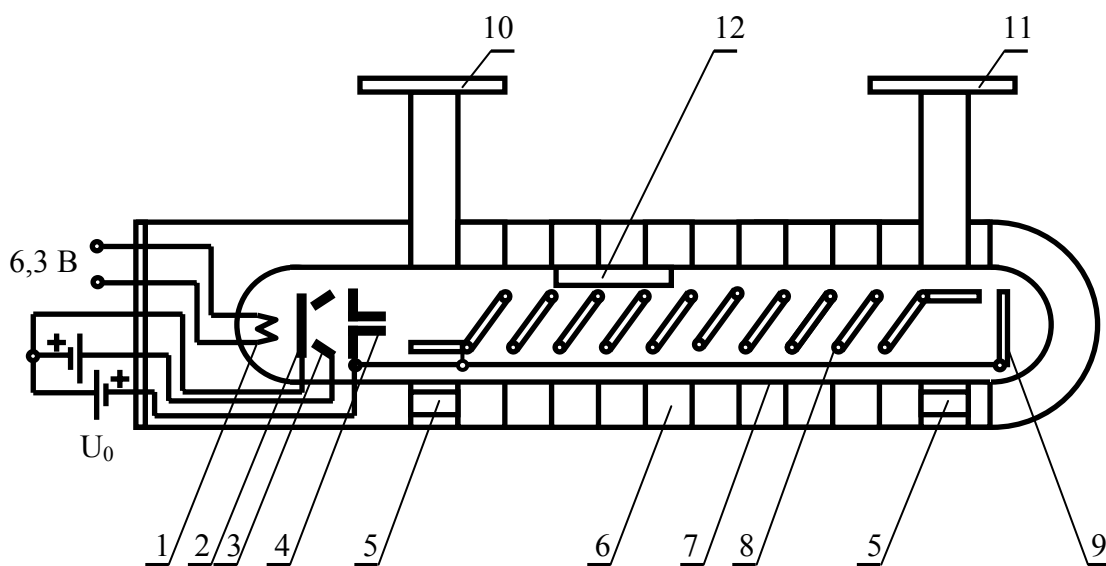


Рис.1. Устройство усилительной ЛБВ типа О

1 - накал; 2 - катод; 3 - фокусирующий электрод; 4 - ускоряющий электрод (анод); 5 - поршень согласования входного и выходного волноводов с замедляющей системой; 6 - фокусирующие постоянные магниты; 7 - стеклянная оболочка; 8 - замедляющая система; 9 - коллектор электронов; 10 - входной волновод; 11 - выходной волновод; 12 - поглотитель.

связанную с волноводным входом и выходом. Ускоряющее напряжение U_0 обеспечивает требуемый синхронизм между электронами и волной, замедленной до скорости примерно $0,05 c$ (c - скорость света). Движение

энергии по замедляющей системе совпадает с направлением движения электронов, фокусировка электронного потока осуществляется с помощью постоянного магнитного поля, создаваемого постоянным магнитом и направленного вдоль оси лампы.

Начальный участок спиральной замедляющей системы ЛБВ выполняет функции устройства, модулирующего электронный поток по скорости. Электронные сгустки, формирующиеся по мере движения вдоль оси лампы, наводят в той же спирали ток и создают тормозящее высокочастотное поле, обеспечивающее отбор энергии от электронного потока и усиление входного сигнала.

Условие синхронизма в ЛБВ со спиральной замедляющей системой можно получить из следующих элементарных соображений. Волна в спирали движется как бы вдоль спирально закрученного проводника и коэффициент замедления волны, распространяющейся по спирали, в первом приближении равен отношению длины витка к шагу спирали S . Обозначив средний радиус спирали через a , можно записать фазовую скорость основной пространственной гармоники замедленной волны в виде

$$v_{\phi} = cS / \sqrt{(2\pi a)^2 + S^2} \approx cS / 2\pi a \quad (\text{если } S \ll a) \quad (3)$$

Скорость электронов, приобретаемую под действием разности потенциалов U_0 , можно найти на основе закона сохранения энергии. Если считать, что электроны вылетают из катода с малой скоростью (их начальной кинетической энергией можно пренебречь по сравнению с кинетической энергией, приобретаемой электроном во внешнем поле), получим

$$v_0 = \sqrt{2eU_0 / m}. \quad (4)$$

Следовательно, условие синхронизма выполняется, если ускоряющее напряжение

$$(U_0)_{\text{опт}} = \frac{mc^2}{8\pi^2 e} \left(\frac{S}{a} \right)^2. \quad (5)$$

Здесь $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ К, $m = 9,1 \cdot 10^{-31}$ кг – заряд и масса электрона, $c = 2,99792 \cdot 10^8$ м/сек – скорость света.

Это уравнение не учитывает хотя и слабой, но имеющей место зависимости фазовой скорости волны в замедляющей системе от частоты волны (дисперсии фазовой скорости), и влияния диэлектрических опор спирали на величину фазовой скорости.

Линейная теория усилительной ЛБВ типа О строится следующим образом. Во-первых, вводятся некоторые упрощающие предположения:

а) ограничиваются режимом малой амплитуды высокочастотного сигнала, т.е. считают все переменные составляющие величин, характеризующих электронный поток (скорости электронов, плотности объемного заряда, конвекционного тока пучка) много меньшими постоянных составляющих тех же величин;

б) движение электронов в лампе считается одномерным, т.е. рассматривается только в направлении оси Z ; поперечное движение можно практически устранить с помощью очень сильного продольного магнитного поля;

в) пренебрегают разбросом энергий и кулоновским отталкиванием электронов в пучке, релятивистскими поправками и квантовыми эффектами, изменением высокочастотного поля в пределах поперечного сечения пучка, оседанием электронов на замедляющую систему и так называемыми "холодными" (в отсутствие электронного потока) потерями в замедляющей системе.

Продольное электрическое поле волны в замедляющей системе, взаимодействующее с электронным пучком, должно быть самосогласованным, т.е. действие поля на пучок должно приводить к изменениям в движении электронов, таким, что наведенные электронами токи как раз образуют рассматриваемое поле волны. Поэтому постоянные распространения электромагнитных волн в замедляющей системе и волн плотности конвекционного тока в пучке должны быть одинаковыми. Нахождение

постоянной распространения волны, взаимодействующей с электронным потоком в ЛБВ, а затем и коэффициента усиления лампы, и является главной проблемой линейной теории ЛБВ.

Задачу взаимодействия бегущей электромагнитной волны с электронным пучком можно решить в два этапа. Сначала рассматривают группирование электронов под действием бегущей волны, отвлекаясь от изменений, которые вносит в систему электронный пучок. После этого решают задачу о возбуждении волны в замедляющей системе при прохождении вдоль нее промодулированного по плотности электронного пучка. Интересующие нас явления в усилительной лампе бегущей волны могут быть затем рассчитаны при одновременном учете обоих процессов (см. [2], гл.6).

Здесь приведены лишь основные результаты проведенного анализа, показывающего, что в принятом приближении по замедляющей системе в присутствии электронного потока могут распространяться три пространственные гармоники, имеющие различные постоянные распространения:

$$\begin{aligned} \Gamma_1 &= j\beta_{ЭЛ} \left(1 + \frac{C}{2}\right) + \frac{\sqrt{3}}{2} C\beta_{ЭЛ}; \\ \Gamma_2 &= j\beta_{ЭЛ} \left(1 + \frac{C}{2}\right) - \frac{\sqrt{3}}{2} C\beta_{ЭЛ}; \end{aligned} \quad (6)$$

$$\Gamma_3 = j\beta_{ЭЛ}(1 - C),$$

где $\beta_{ЭЛ} = \omega / v_0$, (7)

$$C = \sqrt[3]{\frac{R_{св} I_0}{4U_0}} \quad (8)$$

- параметр усиления, или так называемый параметр Пирса,

$$R_{св} = \frac{20\lambda^2}{(2\pi a)^3 n} \quad (9)$$

- параметр, характеризующий эффективность взаимодействия электронного пучка и электромагнитной волны в замедляющей системе, имеющий размерность сопротивления и называемый сопротивлением связи, I_0 -

постоянный ток электронного пучка, a и n - радиус и число витков спирали на единицу длины, λ - длина волны в свободном пространстве. Напомним, что мнимая часть постоянной распространения – это фазовая постоянная β , определяющая фазовую скорость распространения волны $v_\phi = \omega / \beta$, а действительная часть определяет затухание соответствующей гармоники. Все величины вычисляются в системе СИ.

Таким образом, первая гармоника движется немного медленнее электронов ($v_{\phi 1} = \frac{\omega}{\beta_{эл}} \left(1 + \frac{C}{2}\right) = \frac{v_0}{1 + \frac{C}{2}} < v_0$) и имеет положительное затухание.

Вторая гармоника также движется медленнее электронов, но обладает отрицательным затуханием. Третья гармоника является незатухающей и движется несколько быстрее электронов ($v_{\phi 3} = v_0 / (1 - C) > v_0$). Для работы усилительной ЛБВ наибольший интерес представляет вторая гармоника:

$$E_{Z2} = (E_Z)_{\text{вх}2} \cdot e^{j\omega t - \Gamma_2 Z} = (E_Z)_{\text{вх}2} \cdot e^{\frac{\sqrt{3}}{2} C \beta_{эл} Z} \cdot e^{j \left[\omega t - \beta_{эл} \left(1 + \frac{C}{2}\right) Z \right]}, \quad (10)$$

амплитуда которой, как видим, растет при ее распространении вдоль оси лампы по экспоненциальному закону. Здесь $(E_Z)_{\text{вх}2}$ - амплитуда второй гармоники на входе лампы.

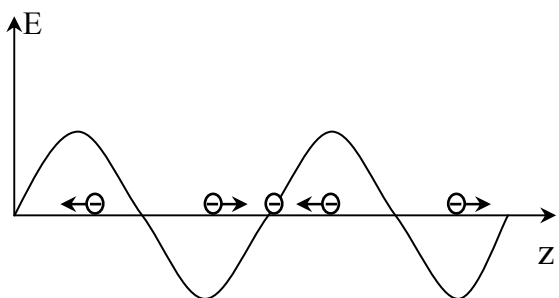


Рис.2. Схема образования сгустков электронов в поле электромагнитной волны (стрелками указаны силы, действующие на электроны)

Из расчетов следует, что в режиме усиления электроны должны двигаться несколько быстрее волны, даже если обеспечен точный синхронизм с волной в "холодной" системе. Этот вывод имеет простой физический смысл. Если бы электроны двигались совершенно синхронно с волной, то сгустки образовывались бы около точек, где

напряженность продольного СВЧ-поля равна нулю и где поле переходит от ускоряющего к тормозящему (рис.2) Наведенный ток был бы сдвинут по фазе на $\pi/2$ относительно напряжения, т.е. имел бы чисто реактивный характер. Однако при этом скорость волны несколько снижается, так как наведенный ток, опережая высокочастотное напряжение на угол $\pi/2$, создает дополнительную емкостную нагрузку в замедляющей системе. В результате фазовая скорость волны становится немного меньше средней скорости электронов, и все электроны начинают двигаться вперед по отношению к волне с небольшой скоростью, равной разности между скоростями электронов и волны, и центры сгустков смещаются в движущейся системе координат вперед, т.е. в область тормозящего СВЧ-поля. При торможении электроны отдают часть своей кинетической энергии волне, амплитуда которой при этом нарастает.

Коэффициент усиления ЛБВ, выраженный в децибеллах и определяемый второй из трех распространяющихся по замедляющей системе гармоник, записывается в виде

$$K_2 = 20 \lg \frac{(E_Z)_{\text{вых}2}}{(E_Z)_{\text{вх}2}} \quad [\text{дБ}] \quad (11)$$

где $(E_Z)_{\text{вых}2}$ - амплитуда напряженности СВЧ-поля второй гармоники на выходе замедляющей системы, т.е. при $Z = l$, где l - геометрическая длина замедляющей системы. Используя (10) и учитывая, что $\beta_{\text{ЭЛ}} = \omega / v_0$, а $v_0 = v_{\Phi 0}$ (строго соблюдено условие синхронизма в "холодной" системе), и используя тождество $\omega / v_{\Phi 0} = 2\pi / \lambda$, получим:

$$K_2 = 20 \lg \left[\exp \left(\frac{\sqrt{3}}{2} C \beta_{\text{ЭЛ}} \right) \right] = 47,3 \cdot C \cdot N \quad [\text{дБ}] \quad (12)$$

где $N = l / \lambda_{\text{зам}}$ - число замедленных длин волн, укладываемых вдоль "холодной" системы, C - параметр Пирса. Замедленная длина волны равна длине волны в свободном пространстве, деленной на коэффициент замедления замедляющей системы ЛБВ.

Тот факт, что СВЧ-сигнал, поданный извне на вход ЛБВ, возбуждает не только нарастающую гармонику, но и две другие, которые не участвуют в

усилении сигнала, эквивалентен наличию начальных потерь в лампе. Поскольку амплитуды всех трех гармоник на входе лампы примерно одинаковы, а усиливается лишь одна из трех гармоник $(E_Z)_{\text{вых2}} = (E_Z)_{\text{вх}}/3$, начальные потери сигнала составляют

$$A = 20 \cdot \lg(1/3) = -9,54 \text{ [дБ]}. \quad (13)$$

При рассмотрении уравнения (12) может сложиться впечатление, что неограниченно увеличивая длину замедляющей системы, можно достичь сколь угодно высоких коэффициентов усиления. В действительности здесь имеются реальные пределы, обусловленные тем, что усиление сигнала происходит за счет отдачи СВЧ-полю части кинетической энергии электронов. Скорость электронов по мере движения вдоль замедляющей системы за счет этого уменьшается. В результате нарушается условие, лежащее в основе действия ЛБВ - небольшое превышение скорости электронов над фазовой скоростью волны. Дальнейшее увеличение длины системы должно приводить не к увеличению, а к уменьшению выходного сигнала. Этими же процессами объясняется и нелинейность амплитудной характеристики ЛБВ: при небольшом уровне входной мощности ЛБВ линейна и коэффициент усиления не зависит от входной мощности, а в поле сильной СВЧ-волны электронные сгустки на длине замедляющей системы успевают настолько сильно затормозиться, что переходят в область ускоряющего СВЧ-поля, и вместо того, чтобы отдавать кинетическую энергию электромагнитной волне, отбирают ее. Коэффициент усиления лампы падает вплоть до отрицательных величин, т.е. ЛБВ начинает ослаблять поступающую на ее вход СВЧ-мощность.

Повышение коэффициента усиления в некоторой мере ограничивается также склонностью ЛБВ к самовозбуждению, обусловленному неидеальным согласованием входа и выхода замедляющей системы с волноводами. Если волновое сопротивление замедляющей системы не равно волновому сопротивлению входного и выходного волноводов (а сделать их в точности равными практически невозможно, особенно в широком диапазоне частот), часть усиленного сигнала отражается от перехода "замедляющая система -

выходной волновод", движется по замедляющей системе от выхода ко входу, снова отражается от перехода "замедляющая система - входной волновод" и снова движется в прямом направлении, нарастая за счет взаимодействия с электронным потоком. Если амплитуда дважды отраженной волны на входе лампы не меньше амплитуды "первичной" волны, а фазы этих волн отличаются на $2\pi n$ (n - целое число), другими словами, если выполняется условие баланса амплитуд и фаз, усилитель самовозбудится. Для борьбы с самовозбуждением в замедляющую систему обычно вводится сосредоточенный или распределенный активный поглотитель, уменьшающий амплитуду отраженной волны (предотвращающий выполнение условия баланса амплитуд), но, конечно, уменьшающий и амплитуду "первичной", усиливаемой волны. Полный коэффициент усиления ЛБВ снижается при этом на величину L , зависящую от типа и конструкции поглотителя, до величины (с учетом начальных потерь)

$$K = -9,54 + 47,3CN - L \text{ [дБ]}. \quad (14)$$

Особенно ценным свойством ЛБВ является их широкополосность. Коэффициент усиления ЛБВ при постоянном ускоряющем напряжении может оставаться почти неизменным в широкой полосе частот - порядка 20-50% и более от средней частоты. Рабочая полоса частот ЛБВ частично ограничивается дисперсией замедляющей системы, т.е. изменением фазовой скорости замедленной волны в зависимости от частоты. В лампах, использующих спирали в качестве замедляющей системы, можно почти не считаться с ограничением рабочей полосы частот за счет замедляющей системы. Усиление таких ЛБВ падает с уменьшением частоты за счет уменьшения числа длин волн N , укладываемых вдоль замедляющей системы. С другой стороны, при увеличении частоты электромагнитное поле замедляющей системы "прижимается" ближе к поверхности спирали. Поскольку положение электронного пучка относительно замедляющей системы остается неизменным (пучок движется по оси спирали), эффективность взаимодействия электронов с полем снижается, т.е. уменьшается сопротивление связи $R_{св}$ и, следовательно, уменьшается параметр усиления S . В результате изменения параметров S и N ,

входящих в уравнение (14), должен наблюдаться спад коэффициента усиления при отклонении от некоторой средней частоты как в сторону более высоких, так и в сторону более низких частот. Опыт показывает, что реально осуществимая полоса частот, кроме упомянутых причин, в значительной мере ограничивается также техническими обстоятельствами - невозможностью широкополосного согласования входного и выходного трактов ЛБВ.

2. Экспериментальная часть

2.1. Экспериментальная установка

Для определения характеристик ЛБВ используется экспериментальная установка, схема которой приведена на рис.3. Кроме ЛБВ типа УВ-12 установка содержит генератор СВЧ типа 51И ($f \approx 9000$ МГц) с блоком питания БП-1, направленный ответвитель 1 с переходным ослаблением 11,3 дБ

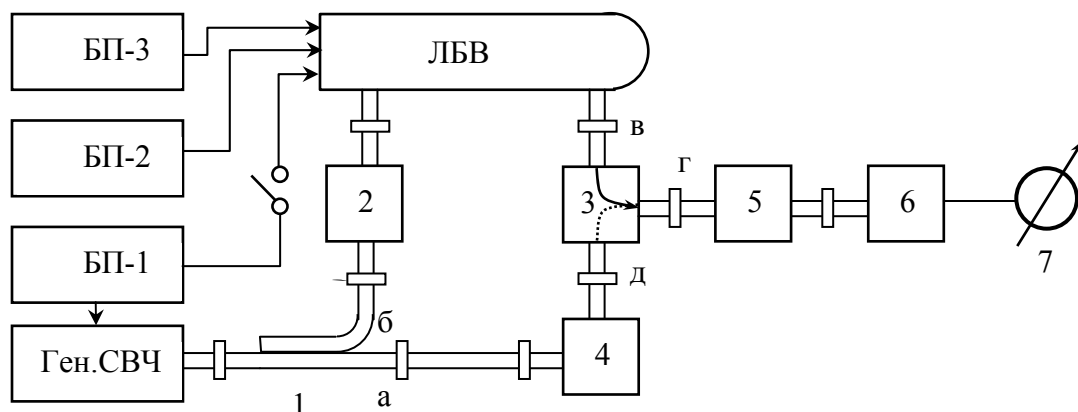


Рис.3. Схема установки для измерения характеристик ЛБВ

1 – направленный ответвитель; 2, 5 – аттенюаторы; 3 – волноводный переключатель; 4 – ферритовый вентиль; 6 – детекторная секция; 7 – микроамперметр

($20\lg(E_a/E_0) = 11,3$), аттенюатор 2 с тремя фиксированными значениями затухания (0; 7,3 и 17,5 дБ), волноводный переключатель 3, направляющий СВЧ-мощность в волновод "Г", либо из волновода "в" (с выхода ЛБВ), либо из волновода "д" (с выхода генератора СВЧ), ферритовый вентиль 4,

предотвращающий просачивание СВЧ-мощности с выхода ЛБВ на ее вход, градуированный аттенюатор 5 (таблица градуировки приведена на установке), детекторную секцию 6 и микроамперметр 7.

Питание ЛБВ осуществляет от источников БП-1 (питание накала лампы, 6,3 В), БП-2 типа ТЕС-23 (питание фокусирующего электрода, минус 13 В относительно катода лампы) и БП-3 типа ТВ-2 (питание анода, около + 700 В относительно катода).

Параметры ЛБВ:

- диаметр спирали замедляющей системы - 1,2 мм;
- шаг спирали - 0,2 мм;
- длина спирали - 100 мм;
- затухание, вносимое поглотителем - 10 дБ;
- ток электронного пучка (ток анода) - 1,2 мА.

2.2. Предварительное задание

1. Рассчитать оптимальное ускоряющее напряжение ЛБВ (формула 5).
2. Рассчитать сопротивление связи электронного пучка с полем замедляющей системы (формула 9).
3. Рассчитать максимальный коэффициент усиления ЛБВ (формула 14).

Перед выполнением практической части работы следует представить полученные расчетные данные преподавателю и внимательно ознакомиться с порядком включения и выключения приборов и методом измерения коэффициента усиления ЛБВ. Ознакомиться с описанием СВЧ-генератора 51И.

2.3. Порядок включения приборов и методика измерения коэффициента усиления ЛБВ

Перед включением приборов в сеть ручки регулировки и режимов работы установить в следующие положения:

1. Все тумблеры "Сеть" в положение "Выключено".
2. Тумблер "Накал ЛБВ", смонтированный на одной панели с микроамперметром 7 – в нижнее положение.
3. Переключатель рода работы генератора СВЧ на панели БП-1 - в положение "Непрерывно", тумблер "Клистрон – Эквивалент клистрона" - в положение "Эквивалент клистрона".
4. Переключатель пределов регулировки напряжения на панели БП-3 - в среднее (нейтральное) положение, ручку грубой регулировки выходного напряжения - в крайнее левое положение.
5. Ручку грубой регулировки напряжения на панели БП-2 - в крайнее правое положение.
6. Ручку аттенюатора на панели генератора СВЧ - в положение наибольшего затухания (крайнее правое положение), все остальные аттенюаторы - в положение наименьшего затухания.

Порядок включения приборов

1. Включить вольтметр В7-20.
2. Включить тумблер "Сеть" БП-1 и тумблер "Накал ЛБВ". Прогреть лампу в течение 2-х минут.
3. Включить БП-2, установить напряжение на фокусирующем электроде ЛБВ равным 13 В.
4. Включить БП-3, переключатель пределов изменения напряжения установить в положение "150-1500 В", ручкой грубой регулировки установить рассчитанное оптимальное напряжение на аноде лампы.

5. Включить генератор СВЧ, переключив соответствующий тумблер на панели БП-1 в положение "Клистрон". О наличии генерации можно судить по отклонению стрелки индикатора, установленного на панели СВЧ-генератора.

Методика измерения коэффициента усиления ЛБВ

В данной лабораторной работе коэффициент усиления ЛБВ измеряется методом компенсации усиления лампы ослаблением, вводимым в тракт СВЧ. Очевидно, что усиление лампы равно ослаблению, которое нужно ввести в тракт СВЧ лампы, чтобы получить ту же мощность на выходе лампы, что и мощность, поступающую на ее вход с генератора СВЧ. Поскольку и та, и другая мощность поступает на один и тот же детектор (для коммутации трактов СВЧ используется волноводный переключатель 3), равенство мощностей эквивалентно равенству токов детектора, фиксирующего эти мощности.

Для измерения коэффициента усиления необходимо:

1. Волноводный переключатель 3 установить в положение, при котором мощность в плечо "г" поступает из плеча "д", т.е. с генератора СВЧ (указатель ручки переключателя направлен в сторону плеча "д").

2. При помощи аттенюатора 5 установить ток детектора 6 в пределах 10-20 мкА. Записать затухание L_5 , вносимое аттенюатором 5.

3. Волноводный переключатель перевести в положение, при котором мощность на детектор поступает с выхода ЛБВ (указатель направлен в сторону плеча "в").

4. При помощи аттенюатора 5, а при необходимости и при помощи аттенюатора 2 установить ток детектора, отмеченный в пункте 2.

Записать затухания L'_5 и L'_2 , вносимые аттенюаторами 5 и 2. Коэффициент усиления ЛБВ, очевидно, равен:

$$K = L_1 + L'_2 + L'_5 - L_5,$$

где L_1 - переходное ослабление ответвителя мощности 1, L_2 -затухание, вносимое аттенюатором 2, L_5 - затухание, вносимое аттенюатором 5.

2.4. Задание и порядок выполнения работы

1. Измерить оптимальное ускоряющее напряжение ЛБВ, работающей в линейном режиме.

а) Для того, чтобы лампа работала в линейном режиме, подать на вход лампы минимальный сигнал, для чего установить аттенюатор 2 в положение "17,5 дВ".

б) Установить волноводный переключатель 3 в положение, при котором мощность на детектор поступает с выхода генератора СВЧ. Полностью открыть аттенюатор 5.

в) Увеличивая выходную мощность генератора (уменьшая ослабление аттенюатора на панели генератора СВЧ), добиться отклонения стрелки микроамперметра 7 на 10-20 делений.

г) Не изменяя выходной мощности генератора СВЧ, измерить зависимость коэффициента усиления ЛБВ от величины ускоряющего напряжения, изменяя последнее в пределах 650-750 В с шагом 5 В.

Не устанавливать ускоряющее напряжение больше 800 В!

2. При оптимальном напряжении (соответствующем максимальному усилению), определенном в пункте 1, измерить зависимость коэффициента усиления лампы от относительной (измеренной в децибеллах) входной мощности, изменяя последнюю аттенюатором, установленным на панели СВЧ-генератора, через 5 делений аттенюатора, и аттенюатором 2.

2.5. Порядок выключения приборов

1. Все аттенюаторы установить в положение максимального затухания.

2. Ручкой грубой регулировки на БП-3 уменьшить до минимума напряжение на аноде лампы, контролируя напряжение при помощи цифрового вольтметра. Переключатель пределов изменения напряжения установить в среднее положение. Выключить тумблер "Сеть" БП 3.

3. Выключить тумблер "Сеть" БП-2.

4. Соответствующий тумблер на БП-1 установить в положение "Эквивалент клистрона".

5. Выключить тумблер "Накал ЛБВ".

6. Выключить тумблер "Сеть" БП-1.

2.6. Оформление отчета

1. Привести расчет оптимального ускоряющего напряжения ЛБВ. Сравнить рассчитанное напряжение с измеренным.

2. Начертить график зависимости коэффициента усиления ЛБВ от величины ускоряющего напряжения.

3. Начертить график зависимости коэффициента усиления ЛБВ от относительной (измеренной в дБ) входной мощности. Сравнить измеренный при минимальной входной мощности коэффициент усиления ЛБВ с рассчитанным по формуле (14).

4. Объяснить характер полученных зависимостей.

Литература

1. О. С. Милованов, Н. П. Собенин. Техника сверхвысоких частот. Атомиздат, М., 1980.

2. И. В. Лебедев. Техника и приборы СВЧ. т.2, Электровакуумные приборы СВЧ. Высшая школа, М., 1972.

Лабораторная работа № 5

Исследование матрицы рассеяния волноводного четырехполюсника

Цель работы - ознакомление с понятием матрицы рассеяния волноводного многополюсника, с методикой измерения параметров матрицы рассеяния симметричных пассивных волноводных четырехполюсников трехсантиметрового диапазона

1. Некоторые теоретические сведения

1.1. Исходные определения

Многополюсником СВЧ называют любую комбинацию проводников, диэлектриков, магнитодиэлектриков и других элементов СВЧ, имеющую несколько входов в виде поперечных сечений линий передачи с заданными типами волн в каждой линии. Сечения входов многополюсника называют плоскостями отсчета фаз. В соответствии с терминологией, принятой в электрических низкочастотных цепях, условились приписывать каждому входу многополюсника СВЧ некую фиктивную пару полюсов в подводящей линии передачи, хотя для многих типов линий передачи эти полюса не могут быть выделены в явном виде.

Таким образом, термин $2N$ -полюсник СВЧ означает устройство с N подводящими линиями передачи или, более строго, с N типами волн во всех входных линиях передачи.

В теории цепей СВЧ основное внимание уделяется пассивным и линейным многополюсникам. Свойство пассивности означает отсутствие усиления или генерации СВЧ мощности внутри многополюсника, то есть отсутствие источника энергии СВЧ диапазона. Свойство линейности означает независимость внешних характеристик многополюсника от уровня подводимой

к нему мощности. Характер взаимосвязи между электрическими режимами входов многополюсника определяется матрицей многополюсника. Режимы в плоскостях отсчета фаз на входах многополюсника могут быть описаны с помощью нормированных напряжений падающих и отраженных волн - это так называемый волновой подход. Если режимы описываются в терминах полных напряжений и токов - это классический подход, аналогичный принятому в теории электрических низкочастотных цепей. Таким образом, режим работы многополюсника может быть задан классическими матрицами передачи, сопротивлений и проводимостей или волновыми матрицами передачи и рассеяния. В работе для описания режима четырехполюсника используется волновая матрица рассеяния.

Матрица рассеяния $[S]$ (от английского scattering - рассеяние) определяет соотношения между нормированными напряжениями отраженных и падающих волн. Эта матрица зависит только от конструкции многополюсника и определяет все его свойства как высокочастотной цепи. Определим нормированные падающую и отраженную волну a_p и b_p в плоскости отсчета на p -входе многополюсника как скалярные величины, пропорциональные комплексной амплитуде поперечной составляющей электрического поля падающей и отраженной волн. Коэффициент пропорциональности выберем так, чтобы выполнялось условие нормировки, т.е. величина $\frac{1}{2} a_p a_p^* \equiv \frac{1}{2} |a_p|^2 = P_{пад}$ была равна мощности падающей волны, подводимой к p -входу многополюсника, а величина $\frac{1}{2} b_p b_p^* \equiv \frac{1}{2} |b_p|^2 = P_{отп}$ равна мощности волны, отраженной от этого входа.

Для многополюсника нормированная волна b_p , отраженная от входа p , зависит от волн, падающих на все его входы, и может быть записана в виде:

$$b_p = \sum_{q=1}^n S_{pq} a_q, p = 1, 2, \dots \quad (1)$$

где S_{pq} - элементы матрицы рассеяния.

$$\begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix} \quad (6)$$

и определяется знанием четырех матричных элементов S_{11} , S_{12} , S_{21} и S_{22} . Если многополюсник обладает свойством недиссипативности, то есть в нем отсутствуют внутренние потери электромагнитной энергии, то сумма мощностей, поступающих на входы многополюсника, равна сумме мощностей, уходящих из всех входов многополюсника, причем эта ситуация должна иметь место при любых возможных типах возбуждения многополюсника. Многополюсник называют взаимным по двум входам, если некоторая ЭДС в цепи одного входа вызывает в цепи другого короткозамкнутого входа электрический ток, и при перемещении источника ЭДС в цепь второго входа появляется точно такой же электрический ток в цепи первого короткозамкнутого входа при произвольно установленных, но сохраняющихся режимах на остальных входах.

Поэтому, если четырехполюсник недиссипативный и взаимный, то при согласованных входах имеем следующее: мощность из входа 1 без потерь передается на вход 2, $b_2 = a_1$, и обратно, $b_1 = a_2$. Это может быть только тогда, когда $S_{11} = 0$, $S_{22} = 0$, а $S_{12} = S_{21} = 1$. Таким образом, матрица рассеяния $[S]$ идеального, недиссипативного, взаимного четырехполюсника есть:

$$\begin{vmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix} \quad (7)$$

При наличии потерь, но сохранении свойства взаимности: $S_{12} = S_{21}$ и $S_{11} = S_{22}$.

1.3. Экспериментальное определение элементов матрицы рассеяния реального четырехполюсника

Для определения элементов матрицы рассеяния необходимо собрать установку, представленную на рис.2.

Измерение производится методом определения КСВ на входе четырехполюсника при известном коэффициенте отражения Γ_2 от нагрузки.

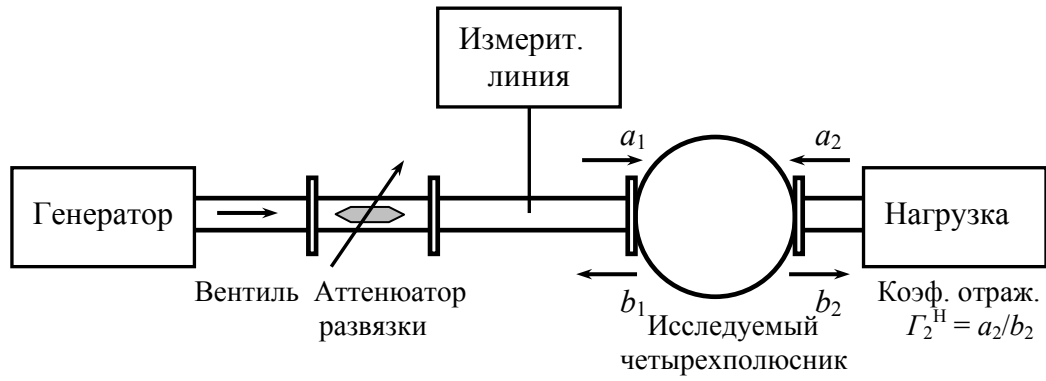


Рис.2. Схема измерения элементов матрицы рассеяния

Коэффициент отражения Γ есть отношение напряженности электрических полей отраженной и падающей волны

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1}; \quad \Gamma_2 = \frac{b_2}{a_2}; \quad \Gamma_2^H = \frac{1}{\Gamma_2^H}, \quad (8)$$

где Γ^H – коэффициент отражения в сечении нагрузки на соответствующем входе.

Коэффициент стоячей волны (КСВ):

$$КСВ = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} = \frac{1+|b/a|}{1-|b/a|}. \quad (9)$$

Используя матрицу рассеяния исследуемого четырехполосника, можно записать:

$$\begin{vmatrix} b_1 \\ b_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} a_1 \\ a_2 \end{vmatrix}. \quad (10)$$

С учетом обозначений, приведенных на рис.1:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 = S_{11}a_1 + S_{12}(\Gamma_2^H b_2); \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 = S_{21}a_1 + S_{22}(\Gamma_2^H b_2). \end{aligned} \quad (11)$$

Из второго уравнения соотношения (11) имеем $b_2(1 - S_{22}\Gamma_2^H) = S_{21}a_1$, или

$$\frac{b_2}{a_1} = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_2^H}. \text{ Подставив в первое уравнение (11), получим:}$$

$$\frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_2^H}{1 - S_{22}\Gamma_2^H} \equiv \Gamma_1. \quad (12)$$

Таким образом, измеряя коэффициент Γ_1 на входе четырехполюсника при разных значениях Γ_2^H на его втором входе, можно определить все элементы матрицы рассеяния.

Коэффициент отражения Γ в общем случае есть комплексная величина $\Gamma = |\Gamma| \exp(j\varphi)$, где $|\Gamma|$ - модуль коэффициента отражения, а фаза φ может быть определена по сдвигу узлов стоячей волны в линии относительно условной плоскости отсчета (подробнее см. лаб. работу № 1).

Модуль $|\Gamma|$ связан с КСВ соотношением (9) или $|\Gamma| = (КСВ - 1) / (КСВ + 1)$. Величина же КСВ при квадратичном детектировании распространяющейся по волноводу мощности равна

$$КСВ = \sqrt{\frac{I_{\max}}{I_{\min}}},$$

где I_{\max} и I_{\min} - максимальное и минимальное значения тока детектора измерительной линии, с помощью которой измеряется КСВ. Величина φ берется относительно входной плоскости четырехполюсника, и при коротком замыкании этой плоскости для ближайшего к выходному концу измерительной линии минимуму она будет равна π , т.е. $\varphi_0 = \pi$. При подсоединении четырехполюсника узел волны смещается на величину Δx и, следовательно, $\varphi = \varphi_0 + 2\beta\Delta x$, где $\beta = 2\pi / \lambda_B$.

Поскольку в данной работе в качестве исследуемого четырехполюсника используется переменный аттенуатор, обладающий свойствами взаимности и симметричности, то в нашем случае $S_{11} = S_{22}$ и $S_{12} = S_{21}$.

2. Практическая методика определения элементов матрицы рассеяния

1. Определение плоскости отсчета. Не подсоединяя исследуемого четырехполюсника, замыкаем выход измерительной линии и определяем

координаты двух положений x_0 и x'_0 зонда измерительной линии, соответствующих минимальному току детектора. Для координаты x_0 , которая ближе к выходному концу линии, $\varphi = \pi$. Находим из проведенных измерений $\lambda_B = 2(x_0 - x'_0)$.

2. С выхода измерительной линии убираем замыкатель и присоединяем исследуемый четырехполюсник, на выходной конец которого устанавливаем замыкатель (или подвижный поршень, расположенный в плоскости выходного фланца), в этом случае $\Gamma_2^H = -1$ (режим короткого замыкания). Определяем координаты x_1 и x'_1 - двух минимумов тока детектора измерительной линии, ближайших к ее нагрузочному концу, а также минимальное $I_{1\min}$ и максимальное $I_{1\max}$ значения тока детектора измерительной линии.

Находим $\Delta x_1 = x_1 - x_0 = x'_1 - x'_0$ - сдвиг узла стоячей волны при подсоединении исследуемого четырехполюсника, а также KCB и $|\Gamma_1|$. При квадратичном детектировании, условия которого, как мы считаем, выполняются при малых уровнях распространяющейся в волноводе мощности,

$$KCB_1 = \sqrt{\frac{I_{1\max}}{I_{1\min}}}, \quad |\Gamma_1^1| = \frac{KCB_1 - 1}{KCB_1 + 1}.$$

Сдвиг фазы волны равен $\varphi_1 = \pi + 2\beta\Delta x_1$, где $\beta = 2\pi / \lambda_B$.

3. Смещаем замыкающий поршень на $\lambda_B/4$ от плоскости выходного фланца, при этом будет $\Gamma_2^H = 1$ (режим холостого хода). Так же, как и в п.2, определяем координаты x_2 и x'_2 минимумов тока детектора измерительной линии и максимальное и минимальное его значения $I_{2\max}$ и $I_{2\min}$ соответственно. Вычисляем:

$$\varphi_2 = \pi + 2\beta\Delta x_2, \quad |\Gamma_1^2| = \frac{KCB_2 - 1}{KCB_2 + 1}$$

$$\text{где } \Delta x_2 = x_2 - x_0 = x'_2 - x'_0, \quad KCB_2 = \sqrt{\frac{I_{2\max}}{I_{2\min}}}.$$

4. Отсоединив с выхода исследуемого четырехполюсника замыкающий подвижный поршень, подсоединяем вместо него согласованную волноводную

нагрузку, в этом случае будет $\Gamma_2^H = 0$. Определяем координаты x_3 и x'_3 минимумов тока детектора измерительной линии и максимальное и минимальное его значения $I_{3\max}$ и $I_{3\min}$. Вычисляем:

$$\varphi_3 = \pi + 2\beta\Delta x_3, \quad |\Gamma_1^3| = \frac{KCB_3 - 1}{KCB_3 + 1}$$

$$\text{где } \Delta x_3 = x_3 - x_0 = x'_3 - x'_0, \quad KCB_3 = \sqrt{\frac{I_{3\max}}{I_{3\min}}}.$$

Согласно формуле (12) из результатов этих измерений получаем:

$$1. \quad \Gamma_2^H = -1, \quad |\Gamma_1^1| e^{j\varphi_1} = S_{11} - \frac{S_{12}^2}{1 + S_{11}}. \quad (13a)$$

$$2. \quad \Gamma_2^H = 1, \quad |\Gamma_1^2| e^{j\varphi_2} = S_{11} + \frac{S_{12}^2}{1 - S_{11}}. \quad (13б)$$

$$3. \quad \Gamma_2^H = 0, \quad |\Gamma_1^3| e^{j\varphi_3} = S_{11}. \quad (13в)$$

Здесь учтено, что для взаимного и симметричного четырехполосника, каким является исследуемый волноводный аттенюатор, $S_{11} = S_{22}$ и $S_{12} = S_{21}$.

Обозначив в дальнейшем для удобства написания $|\Gamma_1^1| \equiv \gamma_1$, $|\Gamma_1^2| \equiv \gamma_2$, $|\Gamma_1^3| \equiv \gamma_3$, получим:

$$\text{из выражения (13в):} \quad S_{11} = \gamma_3 e^{j\varphi_3}; \quad (14a)$$

из выражения (13а):

$$\begin{aligned} S_{12}^2 &= (\gamma_3 e^{j\varphi_3} - \gamma_1 e^{j\varphi_1})(1 + \gamma_3 e^{j\varphi_3}) = \\ &= \gamma_3 \cos \varphi_3 - \gamma_1 \cos \varphi_1 + \gamma_3^2 \cos 2\varphi_3 - \gamma_1 \gamma_3 \cos(\varphi_1 + \varphi_3) + \\ &+ j[\gamma_3 \sin \varphi_3 - \gamma_1 \sin \varphi_1 + \gamma_3^2 \sin 2\varphi_3 - \gamma_1 \gamma_3 \sin(\varphi_1 + \varphi_3)]; \end{aligned} \quad (14б)$$

из выражения (13б):

$$\begin{aligned} S_{12}^2 &= (\gamma_2 e^{j\varphi_2} - \gamma_3 e^{j\varphi_3})(1 - \gamma_3 e^{j\varphi_3}) = \\ &= \gamma_2 \cos \varphi_2 - \gamma_3 \cos \varphi_3 + \gamma_3^2 \cos 2\varphi_3 - \gamma_2 \gamma_3 \cos(\varphi_2 + \varphi_3) + \\ &+ j[\gamma_2 \sin \varphi_2 - \gamma_3 \sin \varphi_3 + \gamma_3^2 \sin 2\varphi_3 - \gamma_2 \gamma_3 \cos(\varphi_2 + \varphi_3)]. \end{aligned} \quad (14в)$$

С другой стороны, т.к. S_{12} - величина комплексная, т.е. $S_{12} = |S_{12}| e^{j\psi}$, получим:

$$S_{12}^2 = |S_{12}|^2 e^{j2\psi} = |S_{12}|^2 (\cos 2\psi + j \sin 2\psi) = A + jB, \quad (15)$$

где $A = |S_{12}|^2 \cos 2\psi$, $B = |S_{12}|^2 \sin 2\psi$.

Сравнивая (14) и (15), можно получить:

$$\begin{aligned} A &= \gamma_3 \cos \varphi_3 - \gamma_1 \cos \varphi_1 + \gamma_3^2 \cos 2\varphi_3 - \gamma_1 \gamma_3 \cos(\varphi_1 + \varphi_3) = \\ &= \gamma_2 \cos \varphi_2 - \gamma_3 \cos \varphi_3 + \gamma_3^2 \cos 2\varphi_3 - \gamma_2 \gamma_3 \cos(\varphi_2 + \varphi_3); \end{aligned} \quad (16a)$$

$$\begin{aligned} B &= \gamma_3 \sin \varphi_3 - \gamma_1 \sin \varphi_1 + \gamma_3^2 \sin 2\varphi_3 - \gamma_1 \gamma_3 \sin(\varphi_1 + \varphi_3) = \\ &= \gamma_2 \sin \varphi_2 - \gamma_3 \sin \varphi_3 + \gamma_3^2 \sin 2\varphi_3 - \gamma_2 \gamma_3 \sin(\varphi_2 + \varphi_3) \end{aligned} \quad (16б)$$

и

$$|S_{12}| = \sqrt[4]{A^2 + B^2}, \quad \operatorname{tg} 2\psi = B / A. \quad (17)$$

Следовательно:

$$\begin{aligned} S_{11} &= |\Gamma_1^3| e^{j\varphi_3}, \\ S_{12} &= \sqrt[4]{A^2 + B^2} \exp\left[\frac{j}{2} \operatorname{arctg}\left(\frac{B}{A}\right)\right]. \end{aligned} \quad (18)$$

Для получения большей точности, большей достоверности расчет А и В можно проделать как по первой, так и по второй части выражений (16), а результаты усреднить.

3. Экспериментальная установка

Схема экспериментальной установки представлена на рис. 3. На схеме:

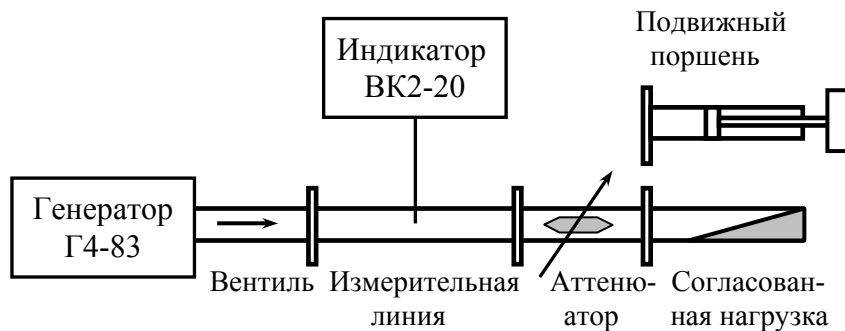


Рис.3. Схема измерительной установки

генератор Г4-83 - источник СВЧ-колебаний, за ним, через развязывающий вентиль, подсоединена измерительная линия Р1-28, с помощью которой

измеряются коэффициенты отражения нагрузки. Роль нагрузки выполняет исследуемый волноводный аттенюатор, через него к волноводному тракту подсоединяются согласованная нагрузка или подвижный короткозамыкающий поршень. Сигнал с детектора измерительной линии регистрируется цифровым вольтметром ВК2-20.

Перед началом работы необходимо ознакомиться с описанием используемых приборов: генератора Г4-83 и вольтамперметра ВК2-20 (принципами их действия, порядком включения, настройки и использования). Устройство и порядок настройки измерительной линии приведены в описании к лабораторной работе №1.

4. Порядок выполнения работы

1. На выходном аттенюаторе генератора Г4-83 установить затухание не менее 25-30 дБ. Переключатель рода работы установить в положение "НГ" - непрерывная генерация. Включить тумблер "Сеть".

2. Проверить подсоединение вольтметра ВК2-20 к измерительной линии, включить тумблер "Сеть" вольтметра. Прогреть установку в течение 10-15 мин. Использовать прибор в режиме измерения токов.

3. К выходу измерительной линии подсоединить подвижный поршень, установив его в плоскости выходного фланца - режим короткого замыкания. Уменьшить затухание выходного аттенюатора генератора Г4-83 до минимума. Отсчитать показания по шкале поршня. Найти положение двух ближайших к выходному концу измерительной линии минимумов тока детектора x_0 и x'_0 . Рассчитать $\lambda_B = 2(x'_0 - x_0)$, а также частоту, на которой производятся измерения, учитывая, что в волноводном тракте возбуждена волна H_{10} . Сравнить с частотой, установленной на шкале генератора Г4-83. Вновь ввести затухание аттенюатора генератора. Так же поступать при выполнении следующих измерений.

4. Снять поршень с выхода измерительной линии, подсоединить вместо него исследуемый четырехполюсник - волноводный переменный аттенюатор. Установить на шкале аттенюатора нулевое затухание. К выходу аттенюатора подсоединить подвижный поршень, установленный в положение короткого замыкания. Измерить KCB_1 и положения двух минимумов тока детектора измерительной линии x_1 и x'_1 . Рассчитать $|\Gamma_1^1|$ и Δx_1 .

5. Сместить подвижный поршень на $\lambda_B/4$ - режим разомкнутой линии (режим холостого хода, бесконечное сопротивление нагрузки), используя ранее измеренное значение λ_B . Измерить KCB_2 и положения двух минимумов тока детектора измерительной линии x_2 и x'_2 . Рассчитать $|\Gamma_1^2|$ и Δx_2 .

6. Снять с выхода исследуемого четырехполюсника подвижный поршень и установить согласованную нагрузку. Измерить KCB_3 и положения двух минимумов тока детектора измерительной линии x_3 и x'_3 . Рассчитать $|\Gamma_1^3|$ и Δx_3 .

7. По полученным данным x_0 , x_1 , x_2 , $|\Gamma_1^1|$, $|\Gamma_1^2|$, $|\Gamma_1^3|$ рассчитать элементы матрицы рассеяния четырехполюсника.

Найти начальное переходное затухание исследуемого четырехполюсника. Так как $|S_{12}|^2 = |b_2/a_1|^2$, то переходное затухание четырехполюсника в децибелах $L = 10 \lg |S_{12}|^2$ дБ.

8. Установив новое значение затухания по шкале аттенюатора (не более 10 дБ), повторить измерения по пунктам 4-7, рассчитать элементы матрицы рассеяния для нового значения затухания, используя значения x_0 и λ_B , найденные при выполнении п. 3.

9. Оформить отчет в виде таблицы, приведенной ниже.

Таблица

Режим измерений	Полож. мин.	Значение частоты	Сдвиг узла	I_{\min}	I_{\max}	KCB	$ Γ $
1.Выход измерительной линии замкнут	$x'_0=...$, $x_0=...$	$\lambda_B=2(x'_0-x_0)=$ $\lambda_0=...$ $f=c/\lambda_0=...$	–				
2. Подсоединен четырехполюсник и поршень. Режим короткого замык.	$x'_1=...$, $x_1=...$	$\lambda_B=2(x'_1-x_1)=$	$\Delta x_1=x_1-x_0=...$ $\Delta x'_1=x'_1-x'_0=...$ $\Delta x_{1cp}=$ $=(\Delta x_1+\Delta x'_1)/2=$				
3. Поршень сдвинут на $\lambda_B/4$. Режим холостого хода	$x'_2=...$, $x_2=...$	$\lambda_B=2(x'_2-x_2)=$	$\Delta x_2=x_2-x_0=...$ $\Delta x'_2=x'_2-x'_0=...$ $\Delta x_{2cp}=$ $=(\Delta x_2+\Delta x'_2)/2=$				
4. Режим согласованной нагрузки	$x'_3=...$, $x_3=...$	$\lambda_B=2(x'_3-x_3)=$	$\Delta x_3=x_3-x_0=...$ $\Delta x'_3=x'_3-x'_0=...$ $\Delta x_{3cp}=$ $=(\Delta x_3+\Delta x'_3)/2=$				

Привести вычисленные значения S_{11} , S_{12} , и L (значения $(S_{12})_1$ и $(S_{12})_2$ – по первой и второй части формул (16)): $S_{11} = \dots$, $(S_{12})_1 = \dots$, $(S_{12})_2 = \dots$

Пункты 2 – 5 выполнить для двух значений затухания аттенюатора, 0 дБ и в пределах 5 – 10 дБ, по указанию преподавателя.

Литература:

1. О. С. Милованов, Н. П. Собенин. Техника сверхвысоких частот. М., Атомиздат, 1980.
2. Д. М. Сазонов, А. Н. Гридин, Б. А. Мишустин. Устройства СВЧ. М., Высшая школа, 1981.
3. Основы измерений на СВЧ и в оптическом диапазоне волн. МИРЭА, М., 1993, п.3. Измерение элементов волноводных матриц рассеяния.

Лабораторная работа №6

Измерение нагруженной добротности объемного резонатора

Цель работы: - знакомство с понятием “добротность” в применении к объемному резонатору – колебательной системе диапазона СВЧ;

- знакомство с различными методами измерения добротности объемных резонаторов;
- измерение добротности объемных резонаторов методом резонансных характеристик.

1. Объемные резонаторы

1.1. Понятие добротности объемного резонатора

В диапазонах радиоволн, используемых в низкочастотной радиотехнике, в качестве резонансной системы применяется колебательный контур, состоящий из элементов с сосредоточенными параметрами – индуктивности, емкости, сопротивления потерь.

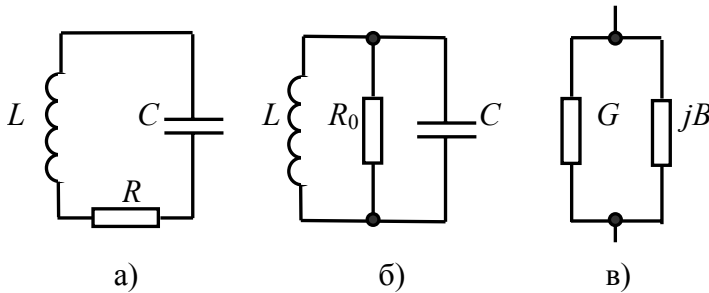


Рис.1

Основными параметрами такого контура, как и всякой колебательной системы, является резонансная частота (частота собственных колебаний) и его добротность. Для контура с

последовательным соединением элементов (рис.1а) добротность определяется обычно как отношение волнового сопротивления контура к сопротивлению потерь:

$$Q_{\text{посл}} = \frac{\rho}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot$$

Для контура с параллельным соединением элементов (рис. 1б):

$$Q_{\text{парал}} = \frac{R_0}{\rho} = R_0 \sqrt{\frac{C}{L}} .$$

По добротности контура можно судить о том, как быстро затухают в нем собственные колебания по окончании внешнего воздействия, а также о ширине резонансной кривой, полосе пропускания контура.

С укорочением длины волны колебательный контур с сосредоточенными параметрами становится практически непригодным. В частности, с уменьшением геометрических размеров индуктивности до величин, сравнимых с длиной волны, резко возрастает излучение контуром электромагнитной энергии в окружающее пространство, что, вместе с увеличением тепловых потерь за счет поверхностного эффекта, приводит к недопустимому уменьшению добротности контура.

Эти и другие обстоятельства приводят к тому, что на высоких частотах, в диапазоне дециметровых и особенно сантиметровых волн используются колебательные системы принципиально иного типа - так называемые объемные резонаторы.

Объемный резонатор - это резонансная электромагнитная система, представляющая собой часть пространства, заполненная диэлектриком (чаще всего - воздухом) и окруженная замкнутой проводящей поверхностью. В зависимости от формы этой поверхности различают прямоугольные (призматические), круглые цилиндрические резонаторы, резонаторы более сложной формы.

Объемный резонатор отличается от обычного колебательного контура тем, что электрические и магнитные поля в нем не разделены в пространстве. Процессы в такой системе описываются не законами электрических цепей, а уравнениями поля - уравнениями Максвелла.

Решение этих уравнений при граничных условиях, заданных формой и геометрическими размерами резонатора, определяет бесконечный ряд собственных частот, отвечающих различным типам колебаний. При этом

наибольший интерес с точки зрения практического использования представляют самые низкочастотные или так называемые “основные” виды колебаний. Отыскание решений уравнений Максвелла для каких-либо конкретных случаев, определение собственных частот не входит в задачу данного пособия.

Объемный резонатор, возбужденный на одном, например, основном типе колебаний, характеризуется как колебательная система двумя наиболее важными параметрами - собственной резонансной частотой и добротностью. Значение добротности резонатора определяет во многом свойства тех СВЧ устройств, которые включают в себя резонаторы в качестве основных элементов - стабильность генераторов и СВЧ-фильтров, чувствительность приемных устройств и т.д. С определением добротности связаны некоторые виды измерений электрических и магнитных свойств вещества. Поэтому измерения параметров резонаторов и в первую очередь их добротности являются одними из основных на СВЧ.

В дальнейшем используем определение добротности объемного резонатора, основанное на энергетических соотношениях:

$$Q_0 = 2\pi \frac{W_{\text{нак}}}{W_{\text{расс. рез. за } T}} \quad (1)$$

где $W_{\text{нак}}$ - энергия, накопленная резонансной системой, $W_{\text{расс. рез. за } T}$ - энергия, рассеиваемая в ней за период собственных колебаний. Т.к. энергия, рассеиваемая за период, равна мощности рассеяния $P_{\text{расс.}}$, умноженной на период, то

$$Q_0 = \omega_0 \frac{W_{\text{нак}}}{P_{\text{расс. рез}}} \quad (2)$$

Накопленная же энергия в общем случае определяется составляющими электрических и магнитных полей. Если выбрать момент времени, когда электрическое поле в резонаторе отсутствует ($E = 0$), а магнитное - максимальное $H = H_0$, то вся накопленная энергия сосредоточена в магнитном поле, т.е.

$$W_{\text{нак}} = \frac{\mu\mu_0}{2} \int_V |H_0|^2 dV, \quad (3)$$

где μ - магнитная проницаемость среды, заполняющей резонатор, μ_0 - магнитная проницаемость вакуума, а интегрирование производится по объему резонатора. В дальнейшем будем считать, что $\mu = 1$, т.е. будем рассматривать резонаторы с воздушным (вакуумным) заполнением.

Если рассеяние энергии происходит только за счет потерь в стенках резонатора (потери в диэлектрике, заполняющем резонатор, не учитываются), то

$$P_{\text{расс}} = \frac{1}{2} \oint_S |J_0|^2 R_S dS,$$

где интегрирование проводится по поверхности стенок резонатора, J_0 - плотность поверхностного тока в стенках резонатора, R_S - поверхностное сопротивление - удельное сопротивление единицы поверхности стенки резонатора толщиной, равной глубине скин-слоя: $R_S = 1/(\sigma\delta)$ [Ом/см²], σ - удельная проводимость материала стенок, δ - толщина скин-слоя:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_{cm}\mu_0\sigma}}. \quad (4)$$

Анализ граничных условий показывает [1], что численно амплитуда плотности поверхностного тока совпадает с амплитудным значением тангенциальной составляющей магнитного поля у проводящей стенки резонатора:

$$J_0 = (H_{tg})_0.$$

Тогда мощность рассеяния

$$P_{\text{расс}} = \frac{1}{2} \oint_S |J_0|^2 R_S dS = \frac{1}{2\sigma\delta} \oint_S |H_{tg}|_0^2 dS. \quad (5)$$

Подставляя это выражение в формулу для добротности, получим:

$$Q_0 = \omega_0 \frac{W_{\text{нак}}}{P_{\text{расс}}} = \frac{\omega_0 \frac{\mu_0}{2} \int_V |H_0|^2 dV}{\frac{1}{2\sigma\delta} \oint_S |H_{tg}|_0^2 dS},$$

или, учитывая (4):

$$Q_0 = \frac{2}{\delta} \cdot \frac{\int_V |H_0|^2 dV}{\int_S |H_{tg}|_0^2 dS} . \quad (6)$$

Для получения количественных результатов необходимо, строго говоря, учитывать распределение магнитного поля внутри резонатора для каждого конкретного типа колебаний. Для приближенной, качественной оценки можно положить, что $H_0 = |H_{tg}|_0 = H_{cp} = \text{const}$ по всему объему резонатора. Тогда

$$Q_0 = \frac{2}{\delta} \cdot \frac{V}{S} ,$$

т.е. добротность резонатора определяется отношением его объема к полной поверхности его стенок. Строгое вычисление интегралов, входящих в (6), для конкретного типа собственных колебаний дает более точные формулы для расчета добротности объемных резонаторов.

Если учесть, что объем и поверхность резонатора зависят от длины волны, и при работе на основном типе колебаний $V \sim \lambda^3$, а $S \sim \lambda^2$, то для оценки порядка ожидаемых значений добротности получим ещё более простое соотношение:

$$Q_0 = \frac{2}{\delta} \cdot \lambda .$$

Например, для медного резонатора ($\sigma = 5,7 \cdot 10^7$ Сим/м) при работе на длине волны $\lambda \approx 1$ см это дает $Q_0 \approx 5 \cdot 10^4$ (т.к. $\delta = \sqrt{2/(\omega \mu_{cm} \sigma)} = 4 \cdot 10^{-7}$ м).

Полые объемные резонаторы в общем случае требуют анализа, сходного с тем, что производится при рассмотрении волноводов и других передающих линий СВЧ. В случае прямоугольного или цилиндрического резонатора необходимо лишь дополнительно учитывать граничные условия на торцевых стенках резонатора. В отличие от волновода, поле в резонаторе со всех сторон ограничено проводящими стенками и в результате интерференции отраженных от торцевых стенок волн в нем устанавливается стоячая волна.

Из соображений удобства анализа иногда бывает целесообразно представить резонатор в виде эквивалентного колебательного контура с сосредоточенными постоянными - индуктивностью L , емкостью C и активным сопротивлением R . Резонансная частота ω_0 (или резонансная длина волны λ_0), добротность Q_0 и волновое сопротивление ρ могут быть однозначно выражены через величины L , C и R . На практике для характеристики резонатора используют параметры, которые легко могут быть измерены. Поэтому в области СВЧ за основные параметры резонатора обычно принимаются:

1. резонансная длина волны λ_0 или резонансная частота $\omega_0 = 2\pi f_0$;
2. собственная, или ненагруженная добротность Q_0 , которая может быть определена через активную и реактивную проводимости резонатора;
3. активная проводимость $G = 1/R_0$, равная резонансной проводимости резонатора.

В качестве эквивалентной схемы резонатора чаще используется схема из параллельно соединенных активной $G = 1/R_0$ и реактивной jB проводимостей (рис.1в). Тогда общая проводимость резонатора $Y = G + jB$.

На практике резонаторы, как и колебательные контуры, используются не изолированно, а как элементы цепи. При этом внешние по отношению к резонатору устройства цепи могут рассматриваться как некоторая нагрузка, вызывающая дополнительное рассеяние энергии. Полная рассеиваемая энергия

$$W_{\text{расс полн за } T} = W_{\text{расс рез за } T} + W_{\text{расс нагр за } T},$$

и можно ввести добротность, учитывающую все источники рассеяния энергии - нагруженную добротность:

$$Q_H = 2\pi \frac{W_{\text{нак}}}{W_{\text{расс полн за } T}} = \frac{\omega_0 W_{\text{нак}}}{P_{\text{расс полн}}}.$$

Обратная величина

$$\frac{1}{Q_H} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{W_{\text{расс рез за } T}}{W_{\text{нак}}} + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{W_{\text{расс нагр за } T}}{W_{\text{нак}}}.$$

Здесь первое слагаемое правой части равно обратной величине собственной, ненагруженной добротности изолированного резонатора $1/Q_0$, а второе можно

рассматривать также как имеющее характер величины, обратной некоторой добротности - так называемой внешней (или вносимой) добротности. Тогда

$$\frac{1}{Q_H} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{вн}} \quad (9)$$

где

$$Q_{вн} = 2\pi \frac{W_{нак}}{W_{расс\ нагр\ за\ T}} = \frac{\omega_0 W_{нак}}{P_{расс\ нагр}}$$

Таким образом, $Q_{вн}$ равна отношению энергии, накопленной в резонаторе, к её доле, рассеянной во внешней цепи, связанной с резонатором, за один период.

1.2. Измерение добротности объемных резонаторов

Для измерения добротности объемных резонаторов известно большое количество методов, которые могут быть сведены к трем основным типам. Рассмотрим примеры каждого из них.

1.2.1. Определение добротности по резонансной характеристике резонатора

При использовании этого метода сигнал от СВЧ-генератора, промодулированный по частоте, поступает в волноводный тракт, куда включены исследуемый резонатор и волномер. Проходящий через резонатор (рис. 2а) или отраженный от резонатора (рис. 2б) СВЧ-сигнал детектируется и подается на вход "У" усилителя осциллографа, разверткой которого служит модулирующее частоту напряжение.

В результате на экране осциллографа наблюдается (рис.3) кривая зависимости коэффициента передачи (или коэффициента отражения) резонатора от частоты, на которую будет наложена резонансная характеристика волномера (метка волномера). Предполагается, что добротность резонатора волномера значительно выше добротности исследуемого резонатора.

Добротность исследуемого резонатора определяется как величина, обратная его относительной полосе пропускания:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} .$$

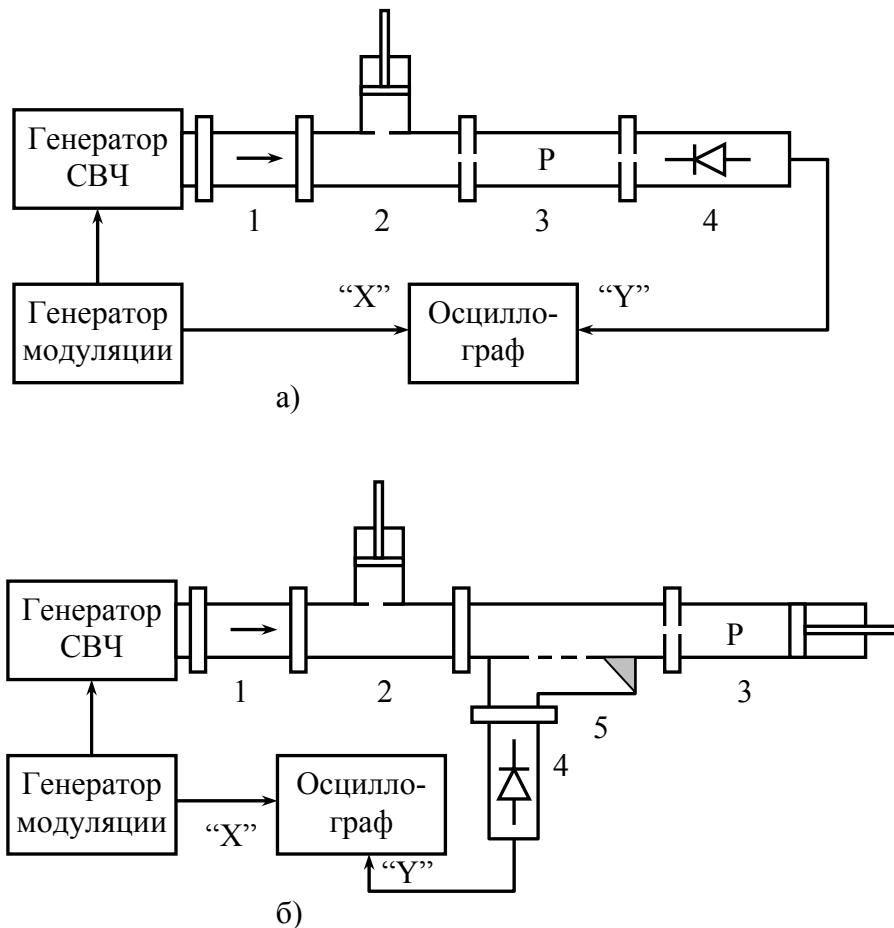


Рис.2. Схемы измерения добротности резонатора.
1 – ферритовый вентиль; 2 – частотомер; 3 – объемный резонатор;
4 – детекторная секция; 5 – направленный ответвитель.

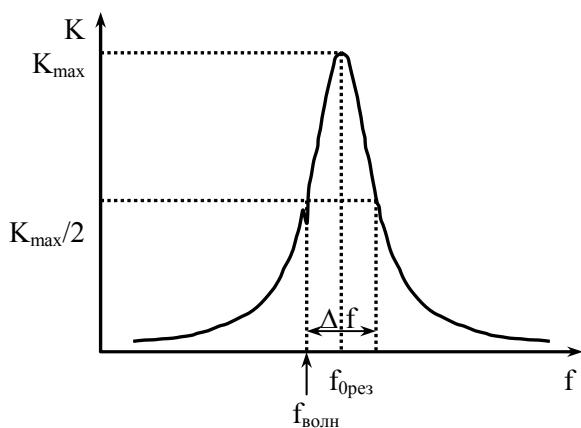


Рис.3.

Для определения необходимых величин достаточно, перестраивая волномер, совместить максимум его кривой поглощения с точками, соответствующими максимуму коэффициента передачи и половине максимального значения коэффициента передачи резонатора (считая характеристику

используемого детектора квадратичной) и произвести в этих точках отсчеты частоты по волномеру.

Измеренная таким образом добротность будет нагруженной добротностью исследуемого резонатора Q_H . Если связь резонатора с волноводным трактом регулируется, то определяя значения Q_{Hi} при ряде значений последовательно уменьшающейся связи, можно экстраполировать полученный ряд значений добротности и определить таким образом собственную добротность резонатора Q_0 .

1.2.2. Метод затухающих колебаний (метод декремента)

Метод декремента удобен в случае, если добротность исследуемого резонатора очень высока или стабильность частоты используемого генератора недостаточна для измерений другими методами. В этом методе используется то обстоятельство, что затухание свободных колебаний в колебательной системе происходит по экспоненциальному закону:

$$A(t) = A(0) \exp(-\delta \cdot t) = A(0) \exp\left(-\frac{\omega_0}{2Q_H} \cdot t\right),$$

где ω_0 - собственная частота колебательной системы, δ - её коэффициент затухания, Q_H - нагруженная добротность.

Если $\tau = 1/\delta$ - отрезок времени, за который амплитуда колебаний в колебательной системе уменьшается в e раз, то $Q = \omega_0 \tau / 2$.

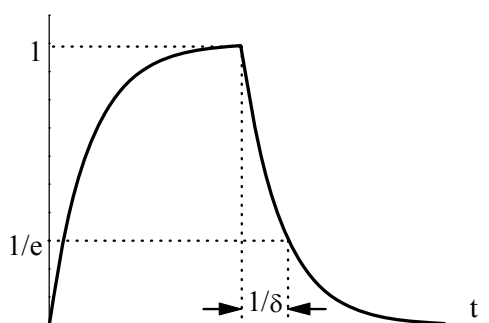


Рис.4.

Схема установки, использующей этот метод для измерения добротности объемного резонатора, подобна изображенной на рис.2а, за исключением того, что в качестве генератора модуляции используется генератор импульсов.

Промодулированный по амплитуде прямоугольными импульсами сигнал СВЧ поступает в волноводный тракт, в который последовательно включены исследуемый резонатор и детекторная секция. Сигнал с детектора поступает на вход "Y" усилителя осциллографа, развертка которого синхронизируется передним фронтом модулирующих импульсов. При этом на экране осциллографа наблюдается огибающая высокочастотного сигнала, представляющая прямоугольный импульс с искаженными фронтами (рис.4) и описывающая переходный процесс в исследуемом резонаторе. По величине искажения фронта может быть вычислена нагруженная добротность резонатора.

1.2.3. Метод измерения полного сопротивления или метод измерительной линии

Метод достаточно сложен. В упрощенном виде его описание можно найти в литературе [2, 4]. Это единственный метод, который позволяет непосредственно определить собственную Q_0 и нагруженную Q_H добротности резонатора.

2. Установка и методика проведения измерений по определению добротности

2.1. Метод резонансных характеристик. Экспериментальная установка

Установка для определения добротности объемного резонатора методом резонансных характеристик собрана по несколько видоизмененной схеме, приведенной на рис. 2б. Её практический вариант приведен на рис.5.

В качестве источника СВЧ-колебаний использован клистрон, промодулированный по частоте подачей на отражатель переменного напряжения сети от источника Б7-4. За клистроном включен ферритовый

вентиль, устраняющий влияние на клистрон отраженных волн, могущих возникнуть в СВЧ-цепи за счет рассогласования её отдельных элементов. После

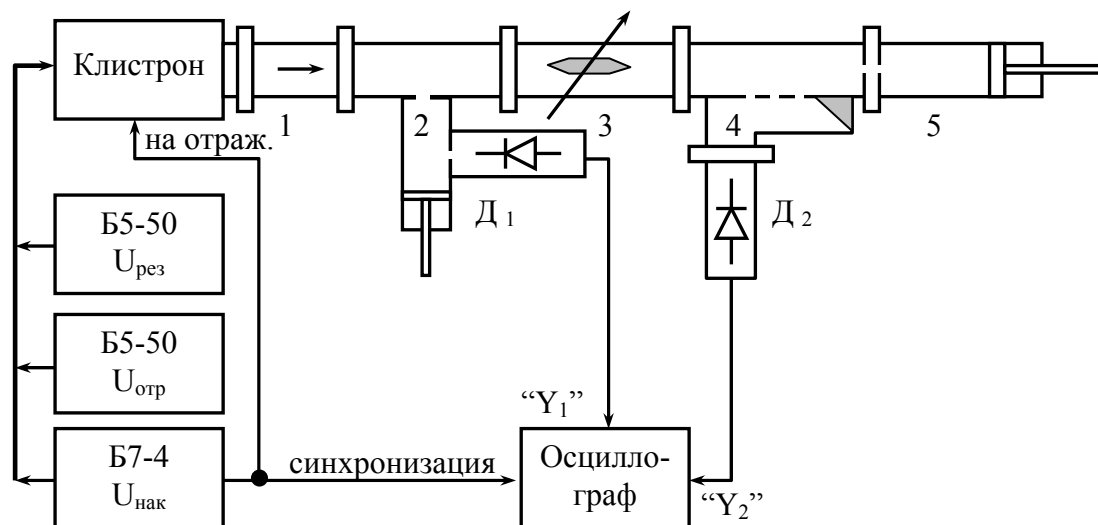


Рис.5. Установка для определения добротности объемных резонаторов методом резонансных характеристик

1 – ферритовый вентиль; 2 – частотомер Ч2-32; 3 – аттенюатор Д5-21; 4 – направленный ответвитель; 5 – исследуемый резонатор; D_1 – детектор частотомера; D_2 – детектор ответвителя.

ферритового вентиля из волноводного тракта через нерегулируемый зонд часть энергии ответвляется в резонансный частотомер Ч2-32, позволяющий получить на экране осциллографа частотную метку. Затем через развязывающий аттенюатор Д5-21 и направленный ответвитель в цепь подключен исследуемый резонатор.

Сигналы с детекторных секций на выходе резонансного частотомера (D_1) и направленного ответвителя (D_2) подаются на "Y" –входы двухканального осциллографа С1-83, на экране которого метка волномера (первый луч) может быть совмещена с любой точкой резонансной кривой резонатора, получаемой как зависимость отраженной от резонатора мощности от частоты (второй луч). Развертка осциллографа должна быть при этом синхронизирована с напряжением сети.

При практическом выполнении измерений добротности, включив питание клистрона и плавно регулируя напряжение на его отражателе, необходимо

получить на одном луче осциллографа зону генерации клистрона. Изменяя длину исследуемого резонатора (и следовательно, его резонансную частоту), можно вывести изображение резонансной кривой в центр зоны генерации (рис.6). Изменяя настройку резонансного волномера, на втором луче осциллографа можно получить метку частоты, перемещаемую по экрану при изменении настройки волномера.

Определив значения f_0 - резонансной частоты резонатора и частот f_1 и f_2 , лежащих на половине амплитуды резонансной кривой, можно определить нагруженную добротность резонатора

$$Q_H = \frac{f}{|f_1 - f_2|} .$$

2.2. Порядок выполнения работы

В работе определяется добротность резонаторов двух типов. Резонатор первого

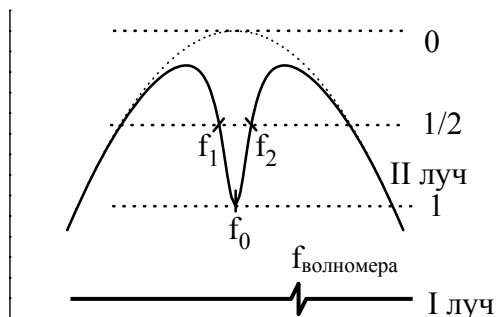


Рис.6.

I луч – метка волномера;
II луч – зона генерации клистрона с наложенной на нее резонансной кривой резонатора.

типа представляет собой отрезок прямоугольного волновода стандартного сечения 10×23 мм, закороченный с одной стороны подвижным поршнем и с другой стороны - диафрагмой с отверстием связи. С внешней стороны диафрагмы к ней подходит прямоугольный волновод, работающий на волне H_{10} . Поле этой волны возбуждаются колебания в резонаторе.

Резонатор второго типа аналогичен по устройству, но

представляет собой отрезок круглого цилиндрического волновода диаметром 30 мм.

У обоих резонаторов положение подвижного поршня фиксируется с помощью нанесенной на боковой стенке нониусной шкалы.

Начальная длина внутренней полости при нулевом положении поршня для обоих резонаторов равна 10 мм.

Практическая часть работы выполняется в следующем порядке.

1. Ознакомьтесь с описанием экспериментальной установки, частотомера Ч2-32.

2. Введите затухание развязывающего аттенюатора Д5-21 около 30 дБ, чтобы устранить излучение из открытого конца волновода.

3. Включите осциллограф. Включите питание клистрона.

Внимание! Будьте предельно внимательны при включении питания клистрона. Нарушение порядка включения блоков выводит клистрон из строя.

Для включения клистрона следует:

- а) включить питание цепи накала клистрона, блок Б7-4 (блок 1);
- б) включить питание цепи отражателя клистрона - верхний блок Б5-50 (блок 2);
- в) спустя 2-3 минуты после прогрева катода включить питание цепи резонатора клистрона - нижний блок Б5-50 (блок 3).

Выключение установки производится в обратном порядке. Сначала выключается напряжение на резонаторе клистрона, затем на его отражателе и напряжение накала.

Напряжение питания резонатора около 250 В и менять его в процессе измерений не следует. Напряжение на отражателе следует регулировать в пределах 120-160 В до получения изображения зоны генерации в центре экрана осциллографа. При этом, в случае необходимости, регулировать частоту развертки и усиление осциллографа.

4. Подключите к волноводному тракту исследуемый прямоугольный резонатор. Уменьшите затухание аттенюатора примерно до 10 дБ. Измерьте добротность прямоугольного резонатора на двух низших типах колебаний. Для

этого настраивайте резонатор, начиная с наименьших значений его длины; получите в центре зоны генерации изображение резонансной кривой резонатора.

Изменяя настройку частотомера, получите на втором луче осциллографа метку волномера. Для получения удобной для отсчета амплитуды метки (2-3 мм) пользуйтесь ручкой "аттенюатор" волномера.

Совместите метку волномера последовательно с точкой максимума резонансной кривой резонатора, с точками её половинного уровня (см. рис.6). Отсчитайте значения частот, вычислите добротность резонатора.

Перемещая поршень резонатора, увеличивайте его длину, пока вновь не настроите резонатор в резонанс с частотой клистрона. Повторите измерение добротности резонатора.

5. По положению поршня в момент резонанса определите типы колебаний, возбуждаемых в резонаторе в каждом случае. Объясните наблюдаемые различия добротности резонатора на различных типах колебаний.

6. Вычислите добротность прямоугольного резонатора для обоих типов колебаний, используя формулу (6) и следующие данные:

а). Для колебаний $H_{m,n,p}$ в прямоугольном резонаторе при $m, p \neq 0, n = 0$

$$\int_V |H_0|^2 dV = \frac{abc}{4} \cdot \left(\frac{\lambda_{кр}}{\lambda_0} \right)^2,$$

$$\oint_S |H_{tg}|_0^2 dS = \left(\frac{\lambda_{кр}}{\lambda_B} \right)^2 a \left(b + \frac{c}{2} \right) + c \left(b + \frac{a}{2} \right),$$

где a, b, c - размеры резонатора, $\lambda_{кр}, \lambda_B$ - критическая длина волны и длина волны в волноводе, образующем резонатор.

б). Стенки резонатора посеребрены. Удельная проводимость серебра $\sigma_{Ag} = 6,3 \cdot 10^7$ Сим/м.

7. Повторите измерения добротности на двух низших типах колебаний в круглом цилиндрическом резонаторе. Объясните полученные результаты – различие добротности для различных типов колебаний.

На время подключения цилиндрического резонатора предварительно установите затухание развязывающего аттенюатора около 30 дБ.

Покажите, что в цилиндрическом резонаторе возбуждаются колебания типа H_{11p} .

3. Частотомер Ч2-32

Основным элементом частотомера Ч2-32 (рис.7) является цилиндрический резонатор, в котором через прямоугольный волновод возбуждаются колебания типа H_{112} . С одного конца волновода подводятся

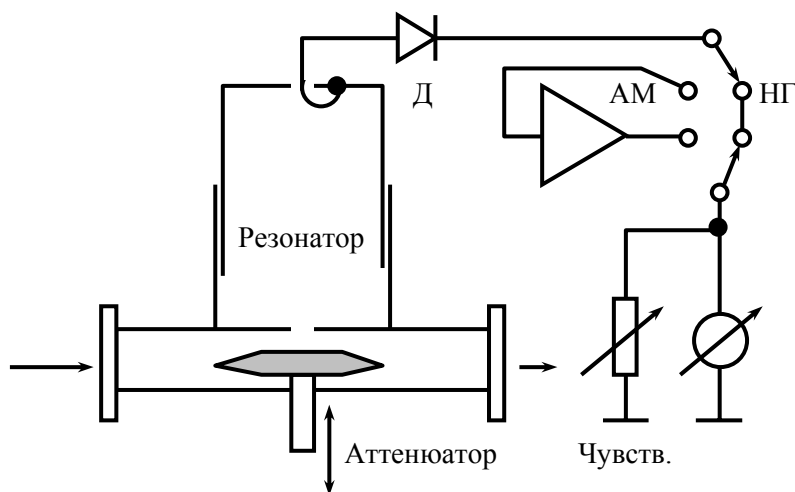


Рис.7.

колебания измеряемой частоты, с другого - можно регистрировать мощность, прошедшую через волновод после поглощения части её в резонаторе волномера. Амплитуда поля в резонаторе регистрируется с помощью связанной с ним детекторной секции. В режиме непрерывной генерации ток детектора измеряется микроамперметром, расположенным на передней панели прибора. При измерении частоты амплитудно-модулированного сигнала выделяемая на детекторе переменная составляющая может быть предварительно усилена с помощью транзисторного усилителя, входящего в схему частотомера. Уровень усиленного и протектированного сигнала регистрируется тем же микроамперметром. Чувствительность микроамперметра при необходимости

может быть уменьшена с помощью шунта (ручка “Чувствительность” на панели частотомера).

Длина резонатора волномера, а следовательно, и его резонансная частота, могут изменяться с помощью подвижного поршня, связанного с отсчетным механизмом и шкалой, проградуированной непосредственно в единицах частоты.

В момент настройки резонатора в резонанс с частотой измеряемого сигнала поле в резонаторе максимально. Прибор, связанный с детектором, отмечает максимум тока. При этом амплитуда поля, проходящего через волновод, за счет шунтирующего действия активной проводимости резонатора при резонансе, будет минимальной.

В процессе измерений средний уровень проходящей по волноводу мощности можно регулировать с помощью аттенюатора, поглощающая пластина которого расположена против отверстия связи волновода с резонатором. Ручка управления аттенюатором выведена на переднюю панель прибора.

Литература

1. Л. Д. Гольдштейн, Н. В. Зернов. Электромагнитные поля и волны, изд. 2-е. Советское радио, М., 1971.
2. О. С. Милованов, Н. П. Собенин. Техника сверхвысоких частот. Атомиздат, М., 1980.
3. С. И. Баскаков. Радиотехнические цепи с распределенными параметрами. Высшая школа, М., 1980.
4. И. В. Лебедев. Техника и приборы СВЧ. Т.2. Высшая школа, М., 1970.

Лабораторная работа №7

Исследование генератора СВЧ на диоде Ганна

Цель работы: - знакомство с физическими принципами работы генератора на диоде Ганна, его конструкцией и основными характеристиками.

1. Введение

Диод Ганна (назван по имени открывателя эффекта, лежащего в основе работы диода) представляет собой однородный кристалл полупроводникового материала на основе элементов III и V групп таблицы Менделеева. К таким полупроводниковым материалам относятся GaAs, InSb, InAs, ZnSe и CdTe. Эффект был открыт в 1963 году Дж. Ганном при изучении свойств арсенида галлия в сильных полях, обнаружившим аномальную зависимость скорости электронов от напряженности электрического поля в перечисленных соединениях. В диодах этот эффект используется для усиления и генерации колебаний СВЧ – диапазона. Потребность в подобных источниках СВЧ колебаний, обладающих малыми габаритами и массой, повышенной надежностью, сравнительно простой конструкцией, предъявляющих в большинстве случаев пониженные требования к источникам питания, в современной радиоэлектронике весьма велика.

Цель лабораторной работы – ознакомиться с принципами работы генератора на диоде Ганна и экспериментально изучить его характеристики.

2. Структура и принципы работы диодов Ганна

Диод Ганна представляет собой устройство из полупроводникового материала, имеющего сложную структуру зоны проводимости (обычно это арсенид галлия электронной электропроводности), с двумя омическими контактами на противоположных гранях, работающее на основе эффекта Ганна (рисунок 1). Активная часть диода Ганна обычно имеет длину порядка $L =$

1...100 мкм и концентрацию легирующих донорных примесей $n = 10^{14} \dots 10^{16} \text{ см}^{-3}$. Слои полупроводника с повышенной концентрацией примесей служат для создания омических контактов. Типичные значения диаметра кристалла $d = 50 \dots 250 \text{ мкм}$. Таким образом, диод Ганна — это полупроводниковый прибор с двумя электродами, не содержащий p-n-переходов, т.е. все его свойства полностью определяются собственными свойствами применяемого полупроводникового материала, а не эффектами, возникающими в местах соединения различных полупроводников.

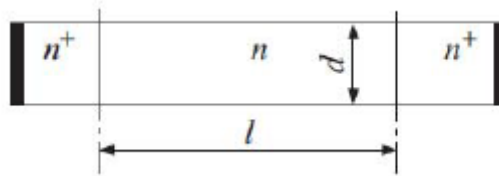


Рисунок 1. Структура диода Ганна.

В основе работы диода Ганна лежит сложное строение зоны проводимости полупроводника. Эта зона имеет несколько расположенных достаточно близко друг к другу областей, или долин (рисунок 2). Электроны, попадающие в ту или иную долину зоны проводимости, хотя и равноправны с точки зрения участия в процессе прохождения тока через полупроводник, однако, обладают некоторыми отличиями, влияющими на характер проводимости.



Рисунок 2. Зонная структура арсенида галлия (GaAs)

Электрон, как известно, одновременно обладает свойствами частицы и волны. Как частица, движущаяся в кристалле, электрон характеризуется скоростью движения v , эффективной массой m^* , импульсом $p=m^*v$ и кинетической энергией $W=m^*v^2/2$. Эффективная масса m^* отлична от массы свободного электрона m и учитывает взаимодействие электрона с внутренними полями кристалла.

Связанная с электроном волна характеризуется длиной $\lambda = 2\pi\hbar/(m^*v)$ либо, более полно, волновым вектором $k=p/\hbar$, где $\hbar = 1,054 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка. Скорость перемещения электрона равна групповой скорости электронной волны $v = \hbar^{-1} dW/dk$.

Зависимость $W(k)$ периодическая, что отражает периодичность строения кристаллической решетки. Характерной особенностью зависимости $W(k)$ для материалов, в которых наблюдается эффект Ганна, является наличие в пределах периода одного или нескольких минимумов, образно называемых долинами.

При малой напряженности электрического поля большинство электронов проводимости концентрируется в центральной долине зоны проводимости. С увеличением напряженности поля их дрейфовая скорость быстро растет. Темп роста дрейфовой скорости определяется подвижностью электронов. Когда энергия электронов достигает определенной величины, при некотором пороговом значении напряженности электрического поля ($E_{\text{пор}}$) происходит их интенсивный переход в одну из боковых долин. Находящиеся в боковой долине электроны обладают большей эффективной массой (m^*) и, следовательно, их подвижность меньше подвижности электронов центральной долины ($\mu_2 < \mu_1$). В результате перехода большого количества электронов в боковые долины уменьшается их средняя подвижность, а следовательно и средняя дрейфовая скорость. График зависимости средней дрейфовой скорости от напряженности электрического поля в полупроводнике представлен на рисунке 3.

Как видно из графика, вблизи значения пороговой напряженности поля происходит переход от прямой, соответствующей подвижности “быстрых” электронов центральной долины (μ_1), к прямой, соответствующей подвижности

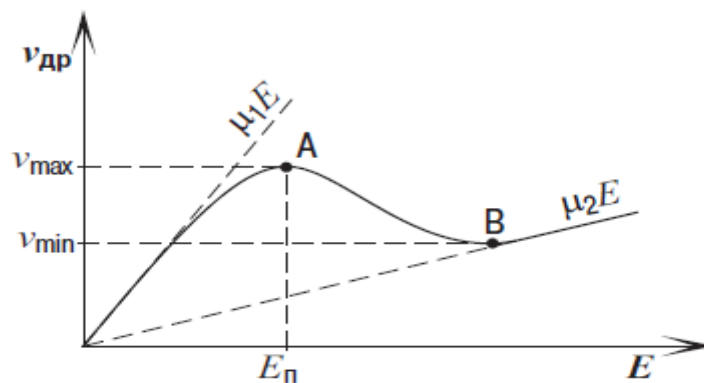


Рисунок 3. Зависимость средней дрейфовой скорости электронов от напряженности электрического поля в GaAs.

“медленных” электронов боковых долин (μ_2). Этот переход осуществляется на участке АВ, где зависимость $v(E)$ обладает отрицательной производной. Это возможно только тогда, когда переход электронов из одной долины в другую будет достаточно резким. Поскольку ток пропорционален скорости частиц, а напряжение, прикладываемое к полупроводнику, пропорционально электрическому полю, то такой же N-образный вид будет иметь и статическая вольт-амперная характеристика прибора (рисунок 4).

Наличие падающего участка на ВАХ полупроводникового прибора является необходимым, но не достаточным условием для возникновения в нем СВЧ колебаний (эффект Ганна). Появление таких колебаний означает, что в пространстве кристалла полупроводника возникает неустойчивость волновых возмущений. Но условия для такой неустойчивости во многом зависят от параметров полупроводника (концентрации носителей, профиля легирования, размеров и т.д.).

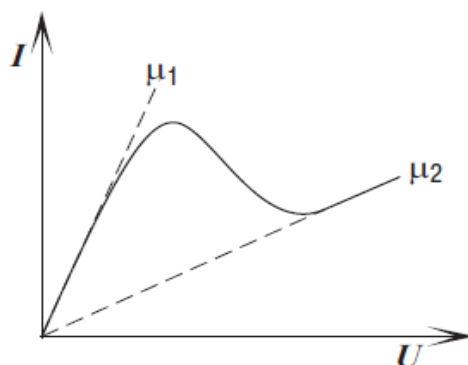


Рисунок 4. Статическая вольт-амперная характеристика диода Ганна

В общем случае, основным условием возникновения неустойчивости является выполнение т.н. *правила Кримера* [1], которое заключается в том, что произведение концентрации носителей зарядов на длину активной части полупроводника должно превышать некоторое пороговое значение ($N \cdot L > \text{const}_{\text{пор}}$). При этом в области отрицательной дифференциальной проводимости равномерное распределение поля в объеме полупроводника неустойчиво. За весьма малое время оно становится неравномерным — вдоль оси действия поля возникают области с повышенной напряженностью. Поскольку в области сильного электрического поля скорость электронов уменьшается, то со стороны катода к области сильного поля начнет примыкать отрицательный объемный заряд (*слой накопления*), обусловленный догоняющими эту область “быстрыми” электронами с высокой подвижностью, а с другой стороны области сильного поля образуется положительный заряд ионов, возникающий на месте обгоняющих область сильного поля “быстрых” электронов (*слой обеднения*). Области отрицательного и положительного зарядов образуют дипольный слой, называемый *доменом сильного поля* или просто *доменом* (рисунок 5).

В зависимости от ряда факторов развитие неустойчивости в области отрицательного дифференциальной проводимости приводит либо к

установлению постоянного во времени пространственно неоднородного распределения электрического поля, характеризующегося наличием статического домена, либо к периодическим пульсациям поля в пространстве и во времени, связанным с возникновением и исчезновением движущихся

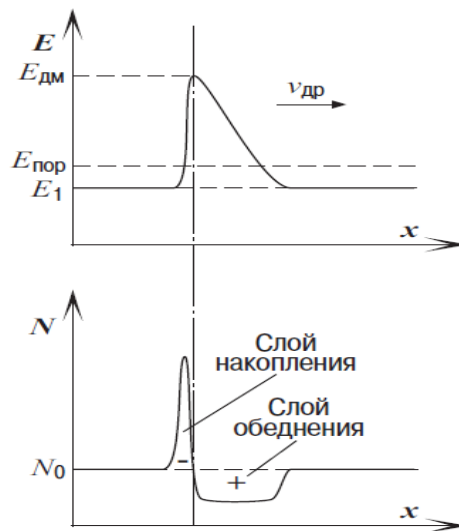


Рисунок 5. Домен сильного поля в диоде Ганна

доменов, что сопровождается периодическим изменением тока во внешней цепи.

Начало домену дает случайное повышение концентрации электронов в окрестности некоторой точки. Учитывая специфику изготовления и профиль легирования конкретных диодов Ганна, критическая напряженность поля будет возникать вблизи контактов, где имеются различные дефекты кристаллической решетки.

Таким образом, домен обычно формируется у катода и движется к аноду со скоростью, равной дрейфовой скорости электронов (для арсенида галлия $\sim 10^5$ м/с). Достигнув анода, домен втягивается в него. Значительная часть напряжения, приложенного к образцу, падает на домене; вне домена напряженность поля намного меньше пороговой, и флуктуации заряда развиваться не могут, т.е., как правило, в объеме полупроводника возникает

только один домен сильного поля. В то время как один домен исчезает на аноде, на катоде зарождается новый домен, и в цепи нагрузки генерируются короткие импульсы. Расстояние между импульсами равно времени пролета домена через рабочую область диода.

3. Режимы работы генераторов на диоде Ганна

В зависимости от параметров кристалла, свойств нагрузки, температуры и питающего напряжения, генератор на диоде Ганна может работать в одном из нескольких существенно отличающихся режимов:

- доменные режимы:
 - пролетный,
 - с задержкой образования доменов,
 - с гашением доменов;
- гибридные режимы;
- режим ограниченного накопления объемного заряда;
- режим отрицательной проводимости.

Наиболее изученными и используемыми являются *доменные режимы работы генератора на диоде Ганна*. Для этих режимов характерно существование сформировавшегося дипольного домена в течение значительной части периода колебаний. Изменяя сопротивление нагрузки, можно получить три различных доменных режима: *пролетный, с задержкой домена, с гашением домена*.

3.1. Пролетный режим работы диода Ганна

Пролетный режим имеет место при малом значении сопротивления нагрузки ($R_n \approx R_d$), когда амплитуда колебаний напряжения на диоде мала и не оказывает заметного влияния на процессы образования и движения доменов.

Распределение электрического поля в различные моменты времени, а также формы напряжения и тока диода, характерные для пролетного режима, изображены на рисунках 6 и 7. Как видно из рисунка 7, мгновенное напряжение в пролетном режиме всегда больше порогового значения $U_{\text{пор}}$. Это одно из главных условий существования пролетного режима.

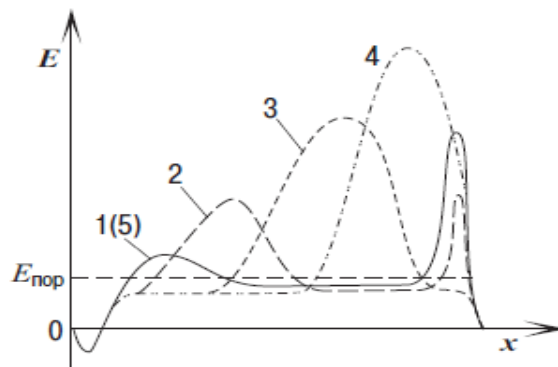


Рисунок 6. Распределение электрического поля по длине диода Ганна в различные моменты времени при работе в пролетном режиме

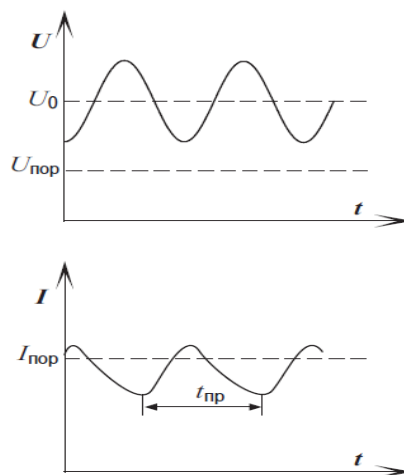


Рисунок 7. Зависимость напряжения и тока диода Ганна от времени в пролетном режиме

Частота генерируемых в пролетном режиме колебаний (*пролетная частота*) определяется в основном толщиной активной области кристалла (временем пролета доменов от катода к аноду): $f_{\text{пр}}=1/t_{\text{пр}}$. Она практически не

зависит от параметров внешней цепи, которая только выделяет первую гармонику из спектра колебаний тока диода. С повышением питающего напряжения $f_{пр}$ несколько падает из-за уменьшения скорости движения доменов.

Коэффициент полезного действия генератора на диоде Ганна в пролетном режиме очень невысок (~5%). Поэтому на практике этот режим используется редко — предпочтение отдается другим, более эффективным режимам.

3.2. Режим с задержкой образования доменов

Режим с задержкой образования доменов реализуется, когда диод Ганна нагружен на параллельный резонансный контур, входное сопротивление ($R_{н}$) которого достаточно велико. Главная особенность этого режима состоит в том, что часть периода колебаний напряжение на диоде падает ниже порогового значения $U_{пор}$. При этом, в отличие от пролетного режима, появляется возможность эффективно управлять частотой колебаний, изменяя параметры внешней цепи. На рисунке 8 приведено распределение электрического поля в различные моменты времени, а на рисунке 9 – формы напряжения и тока диода, характерные для режима с задержкой образования доменов.

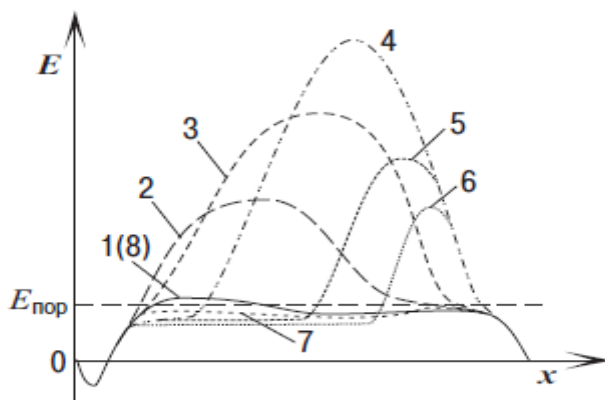


Рисунок 8. Распределение электрического поля по длине диода Ганна в различные моменты времени при работе в режиме с задержкой образования доменов

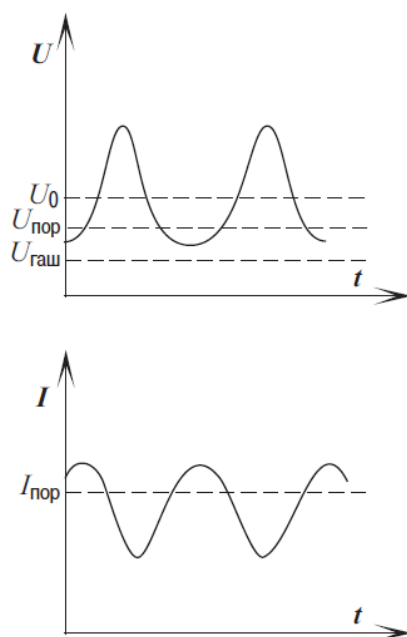


Рисунок 9. Зависимости напряжения и тока диода Ганна от времени в режиме с задержкой образования доменов

Специфической особенностью данного режима является то, что домен достигает анода в такой момент времени, когда напряженность электрического поля в полупроводнике оказывается ниже порогового значения, т.е. образование нового домена на катоде невозможно. Новый домен образуется только после того, как мгновенное значение напряжения на диоде превысит пороговое.

Существенно, что задержка образования доменов зависит от параметров внешней цепи генератора, изменяя которые можно изменять период колебаний в диоде. Возможная частота генерации в режиме с задержкой образования доменов ниже пролетной частоты диода и лежит в пределах от $f_{\text{пр}}/2$ до $f_{\text{пр}}$. Максимальный К.П.Д. в этом режиме равен приблизительно 7% и достигается при $f \approx 0,8 \cdot f_{\text{пр}}$, $R_{\text{н}} \approx 10 \cdot R_{\text{д}}$. При чрезмерном уменьшении $R_{\text{н}}$ режим с задержкой образования доменов вырождается в пролетный режим, а при увеличении $R_{\text{н}}$ — в режим с гашением доменов.

3.3. Режим с гашением доменов

Режим с гашением доменов имеет место, когда в процессе движения домена к аноду мгновенное значение напряжения на диоде Ганна становится меньше некоторого граничного значения (*напряжения гашения доменов*, $U_{\text{гаш}} < U_{\text{пор}}$). В этом случае домен быстро рассасывается, и рабочая точка переходит на восходящую ветвь ВАХ. Импульсы тока в данном режиме имеют очень сильное отклонение от гармонического вида, что уменьшает мощность 1-й гармоники. Поэтому максимальный К.П.Д. в режиме с гашением домена оказывается приблизительно в 2,5 раза меньше, чем в режиме с задержкой домена, а оптимальное сопротивление нагрузки приблизительно в 4 раза больше. Частота колебаний в режиме с гашением домена может быть как больше, так и меньше пролетной и поддается перестройке внешним контуром. Практика работы с генераторами на диодах Ганна показывает, что рабочая частота в этом режиме может лежать в пределах от $0,6 \cdot f_{\text{пр}}$ до $(1,5 \dots 2) \cdot f_{\text{пр}}$.

Доменные режимы реализуемы, как правило, только на достаточно низких частотах ($f \approx 1 \dots 5$ ГГц). При повышении частоты в диоде начинают сказываться некоторые не упоминавшиеся выше физические процессы. В частности, время формирования домена для арсенида галлия при типовом уровне легирования составляет порядка $0,5 \cdot 10^{-10}$ с. Поскольку уже при частоте порядка 10 ГГц это время превышает половину периода колебаний, в генераторах на диодах Ганна сантиметровых и миллиметровых волн используются другие режимы.

3.4. Режим ограниченного накопления объемного заряда

Режим ограниченного накопления объемного заряда (ОНОЗ) основан на предотвращении формирования домена путем использования инерционности данного процесса. Здесь, как и в двух предыдущих режимах, диод Ганна нагружается на параллельный контур, у которого $R_{\text{н}} \gg R_{\text{д}}$. Рабочая частота,

напряжение питания и амплитуда колебаний выбираются настолько большими, чтобы напряжение на диоде Ганна перескакивало через всю область отрицательной дифференциальной проводимости за время, малое по сравнению со временем формирования домена. В результате поле внутри диода равномерно распределяется вдоль длины его активной части, а динамическая вольт-амперная характеристика диода полностью совпадает по форме с зависимостью скорости дрейфа от напряженности поля.

Для реализации режима ОНОЗ требуются специальные диоды Ганна со строго однородным профилем легирования (иначе ускоряется формирование домена). Частота генерации в таком режиме полностью определяется настройкой колебательной системы и никак не связана с пролетной частотой диода. Это позволяет увеличивать толщину активной области диода Ганна, сохраняя требуемое значение полного сопротивления диода при повышении частоты или увеличении площади поперечного сечения кристалла. В итоге импульсная мощность, которую может отдавать диод Ганна в режиме ОНОЗ, оказывается на 2-3 порядка больше мощности любых других твердотельных источников колебаний. Максимальный К.П.Д. в этом режиме приближается к 15...17% и достигается при $R_n \approx (20...30) \cdot R_d$.

3.5. Гибридный режим

Гибридными режимами называют все режимы, промежуточные между ОНОЗ и чисто доменными. От режима ОНОЗ гибридные режимы отличает существование в течение части периода колебания достаточно большого неравновесного пространственного заряда, обычно имеющего вид одного или нескольких дипольных доменов. Однако время формирования пространственного заряда здесь все-таки достаточно велико по сравнению с периодом колебаний, и он (пространственный заряд) начинает оказывать существенное влияние на протекающий через прибор ток только тогда, когда мгновенное напряжение на приборе, превысив пороговое значение, пройдет

основную часть падающего участка ВАХ. В гибридных режимах достигается К.П.Д. порядка 15%.

3.6. Режим отрицательной проводимости

Режим отрицательной проводимости имеет очень важное значение. Отличительная особенность этого режима — наличие статического домена сильного поля, определяющего свойства диода. В зависимости от того, выполняется ли для применяемого кристалла полупроводника описанное выше условие существования движущихся доменов (произведение концентрации носителей зарядов на длину активной части полупроводника должно превышать некоторое пороговое значение), различают два случая режима отрицательной проводимости.

Первый случай имеет место для кристаллов, где существование движущихся доменов невозможно. При включении во внешнюю цепь такой диод Ганна образует отрицательную проводимость на пролетной частоте и ее гармониках. Однако на практике он используется крайне редко.

Большой интерес представляет второй случай. Он соответствует так называемому “сверхкритическому” легированию, когда условие существования движущихся доменов выполняется. Диод Ганна, переведенный в такой режим, проявляет отрицательную проводимость в достаточно широком диапазоне частот. Это позволяет использовать его для построения широкополосных регенеративных усилителей с полосой пропускания порядка октавы, которые при достаточно большом возбуждении отдают в нагрузку такую же мощность, как и в автоколебательном режиме. Коэффициент усиления при малом сигнале может достигать 10...20 дБ, а коэффициент шума — порядка 10 дБ.

Происхождение отрицательной проводимости диода обуславливается инерционностью статического домена. При изменении мгновенного напряжения на кристалле домен перестраивается не сразу. При достаточно

высокой частоте внешнего сигнала запаздывание превышает четверть периода колебания и возникает противофазная компонента тока, т.е. происходит подкачка мощности этого колебания. При увеличении сопротивления нагрузки усилитель становится автогенератором.

Диоды Ганна, работающие в различных режимах, используются в диапазоне частот 1...100 ГГц. В непрерывном режиме реальные генераторы на диодах Ганна имеют К.П.Д. порядка 2...4% и могут обеспечить выходную мощность от единиц милливатт до единиц ватт. При переходе в импульсный режим К.П.Д. увеличивается в 2...3 раза. Максимально возможное значение выходной мощности в этом режиме составляет десятки ватт. Для увеличения К.П.Д. генераторов используются также специальные резонансные системы, которые позволяют добавить к мощности полезного выходного сигнала некоторые высшие гармоники. Такие режимы называются *релаксационными*.

4. Установка для измерения параметров генератора на диоде Ганна

Волноводная генераторная секция собрана на диоде Ганна АА723А, генерирующем в 3-х сантиметровом диапазоне длин волн. Этот диод позволяет

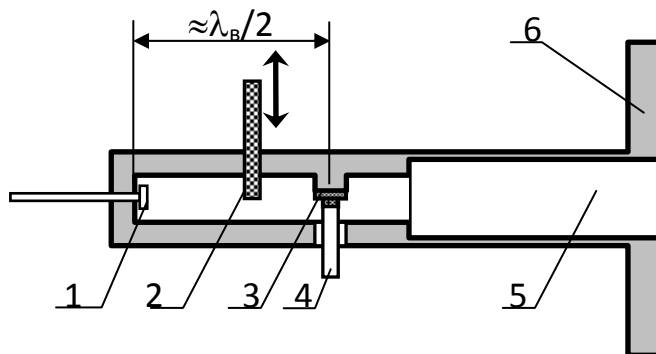


Рисунок 17. Конструкция используемой генераторной секции на диоде Ганна. 1 – варактор с выводом питания; 2 – кварцевый стержень, позволяющий изменять частоту генератора; 3 – диод Ганна; 4 – вывод питания диода; 5 – выходной волновод секции; 6 – фланец выходного волновода.

получить мощность генерации до 10 мВт. Конструкция генераторной секции приведена на рисунке 10. Для перестройки частоты генерации в пределах примерно 1 – 1,5 ГГц используется перемещаемый кварцевый стержень, помещенный в пучность электрической составляющей электромагнитного поля низкодобротного резонатора. Для электронной перестройки частоты в небольших пределах (несколько сот мегагерц) используется помещенный в резонатор варактор. Электронная перестройка частоты может использоваться, например, для автоматической настройки частоты генератора на резонансную частоту резонатора в спектрометрах ЭПР.

Схема установки для измерения параметров генератора показана на рисунке 11. Для предотвращения попадания отраженной от нагрузки мощности обратно в генератор последний подключен к тракту через ферритовый вентиль. Регулируемый аттенюатор позволяет изменять мощность, поступающую в нагрузку. Ваттметр и частотомер позволяют измерять мощность и частоту

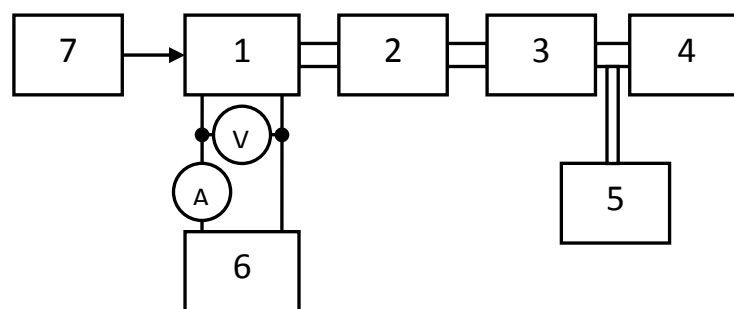


Рисунок 18. Схема установки для изучения параметров генератора на диоде Ганна. 1 – генератор, 2 – вентиль, 3 – аттенюатор, 4 – ваттметр, 5 – частотомер, 6 – блок питания диода Ганна, 7 – блок питания варактора

генерации. Установка позволяет одновременно измерять вольт-амперную характеристику используемого в генераторе диода Ганна.

5. Порядок выполнения работы.

1. Ознакомьтесь с описанием ваттметра МЗ-10А, частотомера ЧЗ-68, с описанием и собранной экспериментальной установкой. Выясните назначение каждого из ее элементов.

2. Включите измеритель мощности в соответствии с инструкцией по эксплуатации. **ПЕРЕД ВКЛЮЧЕНИЕМ НЕ ЗАБУДЬТЕ ПОСТАВИТЬ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ “Пределы измерений, mW” в положение “Выкл”.** Подготовьте измеритель мощности к проведению измерений в соответствии с инструкцией.

3. В соответствии с инструкцией по эксплуатации включите и подготовьте к работе частотомер.

Прогрейте приборы в течение не менее 10 мин.

4. Убедитесь, что на выходе блоков питания диода Ганна и варактора установлено минимальное напряжение (ручки регулировки выходного напряжения повернуты против часовой стрелки до упора).

5. Полностью выведите кварцевый стержень из резонатора генератора на диоде Ганна (установите стержень в верхнее положение).

6. Включите блок питания диода Ганна. Изменяя напряжение на его выходе с шагом 0.5 В, измерьте при каждом напряжении ток через диод, мощность на выходе генератора на диоде Ганна и частоту генерации. **Не устанавливайте напряжение на диоде более 8 В!** Прделайте то же самое, изменяя напряжение на диоде в обратном направлении. Результаты измерений занесите в таблицу.

Напряжение на диоде, В	0	0.5	1	1.5	и т.д.
Ток через диод, мА					
Мощность генерации, мВт					
Частота генерации, ГГц					

7. Установите напряжение на диоде, соответствующее максимуму выходной мощности генератора. Измерьте мощность и частоту. Затем включите блок питания варактора, подайте на варактор напряжение 12 В. Снова измерьте мощность и частоту. Результаты запишите.

8. Уменьшите напряжение на варакторе до нуля. Выключите блок питания варактора.

9. Еще раз измерьте мощность и частоту генератора. Полностью введите в резонатор генератора кварцевый стержень (установите стержень в нижнее положение). Измерьте мощность и частоту генератора. Результаты запишите.

10. Уменьшите напряжение на диоде до нуля, выключите блок питания диода.

11. По результатам измерений пункта 6 постройте вольт-амперную характеристику диода (зависимость тока через диод от напряжения на диоде), зависимость мощности и частоты генератора от напряжения на диоде. Объяснить полученные зависимости.

12. Объяснить результаты измерений пунктов 7 и 9.

Литература

1. Электронные и квантовые приборы СВЧ / Н. Д. Федоров // М.: Атомиздат . - 1979. – 298 с.
2. Полупроводниковые приборы / В.В. Пасынков, Л.К. Чиркин // М.:Высшая школа. – 1987. – 479 с.
3. Электронные приборы СВЧ / В.М. Березин, В.С. Буряк, Э.М. Гутцайт // М.:Высшая школа. – 1985. – 296 с.
4. Генератор на диоде Ганна / А.В.Мещеряков // Ленингр. гос. техн. Университет. – 1991. – 32 с.
5. An introduction to Gunn oscillator and electronics of TEDs / P. Taslimi // Shahed university of Tehran. – 2005. – p. 12

Лабораторная работа №8

Исследование генератора СВЧ на лампе бегущей волны

Цель работы: ознакомление с вопросами использования ламп бегущей волны (ЛБВ) в схемах автогенераторов, применяемых в ряде устройств измерительной техники. В частности, в данной работе исследуется стабильность частоты генератора на ЛБВ с высокооборотным резонатором в канале обратной связи.

1. Введение

ЛБВ в основном применяются в качестве широкополосных усилителей малого и среднего уровня мощности во входных цепях СВЧ-приемников, устройствах радиорелейной связи и т.д. Вместе с тем возможно использование ЛБВ и в качестве автогенератора, так же, как это можно сделать с любым усилителем.

Известно [1], что если с выхода усилителя, имеющего коэффициент усиления \dot{K} , часть сигнала через цепь обратной связи с коэффициентом передачи $\dot{\beta}$ подать на вход, то коэффициент усиления такого усилителя с обратной связью станет равным $\dot{K}_\beta = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K} \cdot \dot{\beta}}$. Точки над коэффициентами передачи означают, что они являются комплексными числами: $\dot{K} = K_0 \cdot e^{j\phi_K}$, $\dot{\beta} = \beta_0 \cdot e^{j\phi_\beta}$. Это означает, что усилитель и цепь обратной связи изменяют не только амплитуду (гармонического) сигнала, но и его фазу.

Так при каких условиях усилитель превращается в генератор? Очевидно, что генератор можно представить себе как усилитель, на выходе которого есть сигнал при отсутствии входного сигнала. Такое возможно, только если коэффициент усиления усилителя равен бесконечности. Усилитель, охваченный обратной связью, имеет бесконечный коэффициент усиления, если

выполняется условие $1 - \dot{K} \cdot \dot{\beta} = 0$, т.е. $\dot{K} \cdot \dot{\beta} = K_0 \cdot \beta_0 \cdot e^{j(\varphi_K + \varphi_\beta)} = 1$. Выполнение этого условия эквивалентно выполнению двух условий: $K_0 \cdot \beta_0 = 1$, $\varphi_K + \varphi_\beta = 2\pi n$, где n – целое число или нуль. Первое условие означает, что сигнал, прошедший усилитель и цепь обратной связи, не изменился по амплитуде. Это условие называется условием баланса амплитуд. Второе условие означает, что фазы сигнала на входе усилителя и сигнала, прошедшего усилитель и цепь обратной связи, одинаковы (условие баланса фаз).

Если условие баланса фаз и амплитуд выполняется в узком интервале частот, получается генератор почти гармонического сигнала, если в широком – генератор типа релаксационного.

2. Описание лабораторной установки

Для того чтобы ЛБВ превратить в автогенератор, требуется лишь создать положительную внешнюю или внутреннюю обратную связь между выходом и входом лампы. Наибольшее значение получили схемы с внешним каналом обратной связи, в которые для улучшения частотной стабильности вводят высокочастотные резонаторы проходного типа.

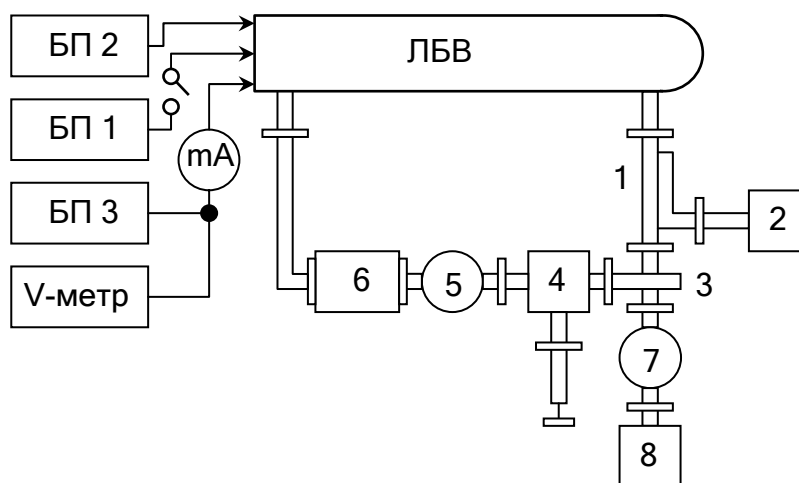


Рис.1. Схема установки для измерения характеристик генератора на ЛБВ
1, 3 – направленные ответвители; 5, 7 – аттенюаторы; 4 – фазовращатель; 6 – резонатор проходного типа; 2 – частотомер; 8 – измеритель мощности

В данной работе исследуется схема автогенератора на ЛБВ, в которой в канале обратной связи имеется резонатор проходного типа. Схема лабораторной установки приведена на рис. 1.

Цепь обратной связи образована ответвителем 3, фазовращателем 4, аттенюатором 5 и проходным резонатором 6. Сигнал с выхода ЛБВ типа УВ-23, работающей в качестве усилителя 3-см диапазона длин волн, через аттенюатор 7 подается на измеритель мощности 8. Часть сигнала через направленный ответвитель 3 (коэффициент ответвления 10 дБ) попадает на фазовращатель 4, проходит сквозь аттенюатор 5 и резонатор 6 и возвращается на вход ЛБВ. Небольшая часть мощности сигнала ответвляется направленным ответвителем 1 (коэффициент ответвления 30 дБ) на частотомер.

Проходной резонатор 6 представляет собой цилиндрический резонатор, возбуждаемый на колебаниях типа H_{011} . Известно [2], что добротность цилиндрического резонатора с таким типом колебаний может быть очень высока. СВЧ-мощность поступает в резонатор и уходит из него через два отверстия связи, сделанных в цилиндрической стенке. Резонансную частоту резонатора можно изменять, передвигая одну из торцевых стенок цилиндра. Нагруженная добротность резонатора нашей лабораторной установки составляет 5000.

3. Условия возникновения генерации. Стабильность частоты.

Рассмотрим основные условия осуществления режима автоколебаний в представленной схеме [3].

Как уже упоминалось, условия генерации в стационарном режиме можно записать в следующем виде: $K_0 \cdot \beta_0 = 1$, $\varphi_k + \varphi_\beta = 2\pi n$. Генерация возникнет и в том случае, если выполняется условие $K_0 \cdot \beta_0 > 1$, однако амплитуда генерации при таком условии будет возрастать со временем. Так как коэффициент усиления K_0 ЛБВ при увеличении мощности входного сигнала убывает (ЛБВ начинает работать в нелинейном режиме), амплитуда в конце

концов перестанет возрастать. ЛБВ – довольно широкополосный усилитель, т.е. K_0 слабо зависит от частоты. Второе же уравнение (уравнение баланса фаз) можно рассматривать как уравнение, определяющее частоту генерации, поскольку сдвиг фазы на каждом из элементов, входящих в замкнутый контур лампа - канал обратной связи, зависит от частоты колебаний.

Считая, что уравнения амплитуд всегда удовлетворяются (этого легко достичь соответствующим подбором коэффициента обратной связи β_0 , изменяя затухание аттенюатора 5), проанализируем лишь наиболее интересное в данном случае уравнение баланса фаз, или уравнение частоты.

В соответствии с приведенной схемой сдвиг фаз $\varphi_K + \varphi_\beta = \sum \varphi_i$ состоит из следующих компонент:

$$\sum \varphi_i = \varphi_L + \varphi_T + \varphi_P + \varphi_\Phi,$$

где $\varphi_L = 2\pi L_L / \lambda_L$ – сдвиг фазы в замедляющей структуре ЛБВ (L_L – длина структуры, а λ_L – длина волны в ней); φ_T – сдвиг фазы в тракте, включая соединительные волноводы, аттенюатор и ответвитель; $\varphi_P = -\arctg a$ – сдвиг фазы в резонаторе (здесь $a = 2Q_H \cdot \Delta f / f_0$ – обобщенная расстройка резонатора с нагруженной добротностью Q_H по отношению к резонансной частоте f_0); φ_Φ – регулируемый сдвиг фазы в фазовращателе.

Следует отметить, что зависимости φ_L , φ_T , φ_Φ от частоты весьма слабые по сравнению с фазовой характеристикой резонатора. Поэтому при возможных вариациях фазовых сдвигов, вызванных изменением режима работы ЛБВ (тока I_a , напряжения U_a , температуры и т.д.), компенсация, необходимая для сохранения баланса фаз, происходит главным образом за счет фазового угла φ_P .

Учитывая сказанное, можно приближенно вычислить относительные уходы частоты автогенератора, а также коэффициент стабилизации частоты внешним резонатором.

Запишем выражение для уходов частоты автогенератора из-за влияния внешних дестабилизирующих факторов:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = - \frac{\sum \frac{\partial \varphi_i}{\partial q_i} \Delta q_i}{\sum \frac{\partial \varphi_i}{\partial f}}. \quad (3.1)$$

Здесь $\frac{\Delta f}{f_0}$ – относительное изменение частоты; $\frac{\partial \varphi_i}{\partial q_i}$ – производные фазовых сдвигов по внешнему возмущающему фактору q_i ; $\frac{\partial \varphi_i}{\partial f}$ – соответствующие производные сдвигов фаз по частоте.

Величина $\sum \frac{\partial \varphi_i}{\partial f}$ называется фиксирующей способностью генератора.

Вычислим наиболее существенные уходы частоты, происходящие из-за изменения электрического режима работы ЛБВ (изменение ускоряющего напряжения U_a и тока I_a).

Сдвиг фазы в замедляющей структуре ЛБВ $\Delta \varphi_L$ можно записать в следующем виде:

$$\Delta \varphi_L = L_L \cdot \Delta k$$

где L_L – длина замедляющей структуры; а Δk – приращение коэффициента фазы волны, распространяющейся в ней.

В рамках линейной теории ЛБВ можно считать, что фазовая скорость волны v_ϕ в замедляющей структуре, нагруженной конвекционным током, приближенно равна скорости электронного потока v_e и выражается через фазовую скорость волны в "холодной" (не нагруженной током) структуре $v_{\phi 0}$ следующим образом:

$$v_\phi \approx v_e \approx v_{\phi 0}(1 - 0.5 \cdot C_0),$$

где $C_0 = \sqrt[3]{\frac{R_{св} I_a}{4U_a}}$ – параметр усиления (параметр Пирса).

Поскольку коэффициент фазы $k = \frac{\omega}{v_\phi}$, имеем:

$$k = \frac{\omega}{v_{\phi 0}(1 - 0.5 \cdot C_0)} \approx \frac{\omega}{v_e}.$$

Скорость электронного потока легко выразить через ускоряющее напряжение U_a :

$$v_e = \sqrt{\frac{2e}{m} U_a}.$$

Найдем теперь приращение коэффициента фазы Δk при изменении анодного напряжения ΔU_a :

$$\Delta k = -\frac{\omega}{v_e^2} \cdot \frac{\partial v_e}{\partial U_a} \Delta U_a; \quad \Delta k = -\frac{\omega}{v_e} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta U_a}{U_a}.$$

Искомое приращение фазы $\Delta \varphi$ в замедляющей структуре

$$\Delta \varphi = L \cdot \Delta k \cong -\pi \cdot N \cdot (1 + 0.5 \cdot C_0) \cdot \frac{\Delta U_a}{U_a}, \quad (3.2)$$

где $N = \frac{k_0 L_L}{2\pi}$ – электрическая длина замедляющей структуры.

Аналогично легко найти приращение сдвига фазы в замедляющей структуре ЛБВ при изменении анодного тока на ΔI_a :

$$\Delta \varphi \approx 0.5 \cdot \frac{\pi}{3} \cdot \frac{C_0}{1 - 0.5 \cdot C_0} \cdot \frac{\Delta I_a}{I_a}. \quad (3.3)$$

Более точные выражения, учитывающие влияние объемного заряда, дают несколько измененное значение коэффициентов в формулах (3.2) и (3.3):

$$\Delta \varphi = 0.5 \cdot \pi \cdot N \cdot \frac{\Delta U_a}{U_a};$$

$$\Delta \varphi = \frac{\pi}{3} \cdot C_0 \cdot \frac{\Delta I_a}{I_a}.$$

Изменение температуры резонатора приводит к смещению его резонансной частоты. Для резонаторов, выполненных из латуни, работающих в 3-см диапазоне длин волн, можно получить:

$$\Delta f = f - f_0 = -\alpha \cdot f_0 \cdot \Delta T,$$

где α – температурный коэффициент расширения латуни; f_0 – резонансная частота резонатора.

Формулу (14.12) можно переписать в виде:

$$\Delta f \approx k_T \Delta T,$$

где $k_T = 0.5$ МГц/град — температурный коэффициент ухода частоты.

Изменение набега фазы в элементах схемы автогенератора можно найти обычным образом. Однако, как было сказано, производная $\frac{\partial \varphi_P}{\partial f}$ намного превышает значения всех остальных производных фазовых углов. Поэтому в (3.1) достаточно учесть лишь изменение φ_P от частоты, которое можно записать:

$$\frac{\partial \varphi_P}{\partial f} = -\frac{2Q_H}{f_0} \cos^2(\varphi_P)$$

Таким образом, все члены, входящие в (3.1), оказываются определенными, что позволяет вычислить соответствующие уходы частоты колебаний.

Зная значение уходов частоты и фиксирующую способность схемы, можно найти также и коэффициент стабилизации частоты автогенератора внешним резонатором:

$$k = \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1},$$

где Δf_2 – уход частоты без стабилизирующего резонатора под влиянием фиксированного возмущения Δq (ΔU_a , ΔI_a , ΔT и др.); Δf_1 – соответствующий уход со стабилизирующим резонатором в канале обратной связи.

Из приведенных соотношений вытекает, что

$$k_{CT} \approx 2Q_H \cos^2(\varphi_P) \quad (3.4)$$

Поскольку величина сдвига фазы φ_P при настройке резонатора в резонанс стремится к нулю, из (3.4) следует, что наибольший эффект стабилизации может быть получен в том случае, когда частота колебаний генератора равна резонансной частоте резонатора.

4. Экспериментальная часть

4.1. Предварительное задание

1. Рассчитать относительные уходы частоты генератора на ЛБВ при изменении ускоряющего напряжения, тока лампы и температуры внешнего резонатора. Величину нагруженной добротности резонатора Q принять равной 5000.

2. Ознакомиться с описанием измерителя мощности МЗ-10А и частотомера ЧЗ-68

4.2. Порядок включения приборов

Перед включением приборов в сеть ручки регулировки и режимов работы установить в следующие положения:

1. Все тумблеры "Сеть" в положение "Выключено".
2. Тумблер "Накал ЛБВ" – в нижнее положение.

3. Переключатель пределов регулировки напряжения на панели БП-3 - в среднее (нейтральное) положение, ручку грубой регулировки выходного напряжения - в крайнее левое положение.

4. Ручку грубой регулировки напряжения на панели БП-2 - в крайнее правое положение.

5. Все аттенюаторы – в положение максимального затухания.

Порядок включения приборов

1. Включить измеритель мощности МЗ-10А. ПЕРЕД ВКЛЮЧЕНИЕМ НЕ ЗАБУДЬТЕ ПОСТАВИТЬ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ “Пределы измерений, mW” в положение “Выкл”. Установить нуль измерителя мощности. Включить и проверить согласно инструкции частотомер ЧЗ-68

2. Включить вольтметр В7-20.

3. Включить тумблер "Сеть" БП-1 и тумблер "Накал ЛБВ". Прогреть лампу в течение 2-х минут.

4. Включить БП-2, установить напряжение на управляющем электроде ЛБВ равным 20 В.

5. Включить БП-3, переключатель пределов изменения напряжения установить в положение "150-1500 В", ручкой грубой регулировки установить паспортное оптимальное напряжение на аноде лампы (1110 В).

6. Изменяя напряжение на управляющем электроде (БП-2), установить ток лампы в пределах 2 – 2.5 мА.

4.3. Задание и порядок выполнения работы

1. Установить торцевую стенку резонатора в положение, при котором резонатор имеет максимальный объем (минимальную резонансную частоту).

2. Плавно изменяя положение ручек аттенюатора и фазовращателя, ориентируясь на показания измерителя мощности МЗ-10А, добиться

возникновения режима генерации. Окончательную подстройку производить изменением анодного напряжения до получения максимальной выходной мощности.

3. Определить значение генерируемой частоты с помощью волномера ЧЗ-68.

4. Изменяя в небольших пределах ускоряющее напряжение (10 - 30 В) и измеряя соответствующие отклонения частоты, найти компоненту нестабильности генератора $\Delta f / \Delta U_a$. При выполнении указанных манипуляций следить за постоянством тока лампы, регулируя его величину напряжением управляющего электрода.

5. Изменяя значение тока лампы I_a в небольших пределах (0.2 – 0.5 мА), измерить уходы частоты $\Delta f / \Delta I_a$. Ускоряющее напряжение поддерживать постоянным.

6. Повторить измерения по п. 2 и п. 3 для нескольких значений U_a и I_a . По результатам измерений составить таблицу.

7. Сдвинуть торцевую стенку резонатора внутрь резонатора на 0.5 см (уменьшить объем, а следовательно, увеличить резонансную частоту резонатора). Повторить измерения пунктов 2 – 6 при новых условиях.

4.4. Порядок выключения приборов

1. Все аттенюаторы установить в положение максимального затухания.

2. Ручкой грубой регулировки на БП-3 уменьшить до минимума напряжение на аноде лампы, контролируя напряжение при помощи цифрового вольтметра. Переключатель пределов изменения напряжения установить в среднее положение. Выключить тумблер "Сеть" БП 3.

3. Выключить тумблер "Сеть" БП-2.

4. Выключить тумблер "Накал ЛБВ".

5. Выключить тумблер "Сеть" БП-1.

6. Включить измеритель мощности МЗ-10А и частотомер ЧЗ-68. ПЕРЕД ВКЛЮЧЕНИЕМ ИЗМЕРИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НЕ ЗАБУДЬТЕ ПОСТАВИТЬ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ “Пределы измерений, mW” в положение “Выкл”.

4.5. Оформление отчета

1. Привести данные экспериментальных исследований. Записать номинальные значения параметров генератора на ЛБВ.
2. Усредняя значения полученных данных, рассчитать уходы частоты генератора для двух резонансных частот резонатора.
4. Сравнить расчетные и экспериментальные результаты. Объяснить имеющиеся расхождения.
5. Привести данные расчета температурной нестабильности генератора. Рассчитать коэффициент стабилизации частоты внешним резонатором.

Литература

1. А. М. Бонч-Бруевич. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. М., Наука, 1966.
2. О. С. Милованов, Н. П. Собенин. Техника сверхвысоких частот. Атомиздат, М., 1980.
3. О. С. Милованов, И. С. Щедрин, В. В. Андросов, А. Я. Саверский, А. Н. Пронин. Измерительная аппаратура сверхвысоких частот. Лабораторный практикум. М., МИФИ, 1984.
4. Шембель Б. К. Стабилизация частоты радиопередающих устройств. ГТТИ, 1934.

Описание приборов

Генератор сигналов ГЗ-30В (ГЗ-31/1)

1. Назначение, технические данные

1.1. Приборы типа ГЗ-30 представляют собой источники сверхвысокочастотных сигналов, работающих в диапазоне 0,77–1,1 см. Генераторная секция ГЗ-30В (ГЗ-31/1) перекрывает диапазон 33330 – 27270 МГц (0,9 – 1,1 см). Выходная мощность около 8 мВт.

1.2. Генератор может работать в режиме непрерывной генерации (НГ), в режиме девиации частоты по пилообразному закону и в режиме модуляции меандром.

2. Принцип работы

Прибор состоит из двух блоков – блока питания и генераторной секции (рис. 1). Источником колебаний в генераторной секции ГЗ-30В (ГЗ-31/1) служит клистрон К-44. В областях напряжения на отражателе между зонами генерации происходит срыв генерации, что используется при импульсной модуляции клистрона.

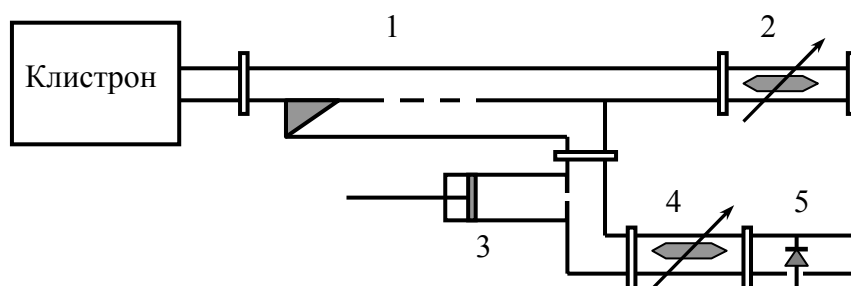


Рис.1. Устройство генераторной секции ГЗ-31/1

1 – направленный ответвитель; 2 – выходной аттенюатор; 3 – волномер; 4 – развязывающий аттенюатор; 5 – детекторная секция волномера

Для более стабильной работы клистрона и его лучшего охлаждения он помещен в масляную ванну, внешняя поверхность которой имеет ребра для отвода тепла.

В связи с тем, что прибор состоит из двух блоков, органы управления, регулировки, индикации размещены на лицевых панелях обоих блоков. Кроме того, на боковой стенке высокочастотного блока выведена ручка настройки детекторной секции.

ДО ВКЛЮЧЕНИЯ ПРИБОРА В СЕТЬ НЕОБХОДИМО:

- 1). Поставить тумблер “Сеть” в положение “Выкл”.
- 2). Ручку “Усиление” установить в крайнее правое положение.
- 3). Переключатель “Род работы” установить в положение “ Л”.
- 4). Ручку “Девиация” установить в крайнее правое положение.
- 5). Переключатель “Напряж. отраж. грубо” установить в крайнее правое положение.
- 6). Ручку “Рег. тока резонатора” установить в крайнее левое положение.
- 7). Ручки “Яркость”, “Фокус”, смещение луча по горизонтали и вертикали установить в среднее положение.
- 8). Ручку “Аттенюатор” установить в крайнее правое положение. Включить тумблер “Сеть”. При этом должна загореться сигнальная лампочка.
- 9). После минутного прогрева автоматически включается высоковольтный стабилизатор, отклоняется стрелка индикатора “Ток резонатора”, на экране электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) появляется линия развертки. Отрегулировать яркость луча.
- 10). Ручкой “Рег. тока резонатора” установить ток резонатора не более 10-12 мА. При этом на экране ЭЛТ появляется изображение зоны генерации клистрона.

Если зона генерации не появляется, необходимо переключателем “Напряж. отраж. грубо” и “Напряж. отраж. плавно” выбрать оптимальное

напряжение на отражателе клистрона и ручкой настройки детекторной секции (на высокочастотном блоке ГЗ-30В) добиться максимальной зоны. Если кривая зоны выходит за пределы экрана, ручкой “Усиление” уменьшить ее амплитуду. При этом контролируется ток резонатора клистрона, чтобы он не превышал максимально допустимого значения 10-12 мА.

Для измерения частоты колебаний, генерируемых клистроном, служит волномер. Он представляет собой цилиндрический резонатор, в торцевой крышке которого имеется два отверстия, обеспечивающие связь объемного резонатора с волноводным трактом. Высокочастотный сигнал, распространяясь по волноводу, возбуждает в резонаторе колебания типа H_{011} .

Настройка объемного резонатора на данную частоту осуществляется бесконтактным поршнем, который передвигается вдоль резонатора микрометрическим винтом при помощи ручки “Измерение частоты”, расположенной на передней панели генераторной секции. В момент резонанса резко возрастает поглощение мощности объемным резонатором из волноводного тракта, детектор фиксирует уменьшение амплитуды поля, и на кривой зоны генерации наблюдается острый минимум.

11). Для получения непрерывного немодулированного высокочастотного сигнала, необходимого при выполнении работы, нужно сначала в режиме модуляции пилообразным напряжением настроить генератор на необходимую частоту. Затем ручку “Девияция” плавно вывести в крайнее левое положение, т.е. убрать напряжение девиации. Одновременно с помощью ручки “Напряж. отраж. плавно” необходимо поддерживать вершину зоны в центре экрана ЭЛТ.

Для избежания паразитной частотной модуляции за счет остаточного напряжения девиации необходимо после проделанных операций переключатель “Род работы” установить в положение “НГ”.

Измерительные генераторы Г4-82 и Г4-83

1. Технические данные

1.1 Приборы обеспечивают работу:

- а) в режиме непрерывной генерации;
- б) в режиме внутренней и внешней импульсной модуляции (меандр);
- в) в режиме внешней частотной модуляции.

1.2. Диапазон частот:

Г4-82 5,6 – 7,2 ГГц (длина волны 4,2 – 5,4 см)

Г4-83 7,5 – 10,5 ГГц (длина волны 2,8 – 4,0 см)

Погрешность установки частоты не более 0,5%.

1.3. Приборы обеспечивают уровень мощности с разъема “Выход”, регулируемый в пределах от 10^{-3} до 10^{-15} Вт; с дополнительного разъема “Выход mW I” мощность не менее $3 \cdot 10^{-3}$ Вт, регулируемую в пределах не менее 50 дБ, от $3 \cdot 10^{-3}$ до $3 \cdot 10^{-8}$ Вт (шкала дБ относительно уровня 1 Вт).

1.4. Время установки рабочего режима – 1 час, после перестройки на другую частоту – не более 5 мин.

1.5. Волновое сопротивление выходов – 50 Ом.

2. Принцип действия

2.1. Приборы состоят из следующих основных блоков: генератора СВЧ (отражательного клистрона), модулятора, индикатора мощности и блока питания.

2.2. Генератор СВЧ определяет диапазон генерируемых частот и выходную мощность. Генератор имеет два регулируемых выхода, регулировка осуществляется ручками на передней панели.

2.3. Переключателем рода работ осуществляется выбор режима генератора СВЧ. При выполнении работы № 1 используется режим внутренней амплитудно-импульсной модуляции, при выполнении работы № 2 – режим НГ – непрерывной генерации.

2.4. Измерение мощности при необходимости осуществляется в режиме НГ встроенным индикатором, состоящим из термоэлектрического преобразователя, УПТ и индикатора.

3. Общие указания по эксплуатации

3.1. Расположение генератора на рабочем месте – горизонтальное. Из-за ухудшения теплообмена не рекомендуется установка на генератор дополнительных приборов.

3.2. Термоэлектрический преобразователь измерителя мощности очень чувствителен к перегрузкам. При определении мощности необходимо плавно увеличивать ее значение от минимальной величины.

При подаче на гнездо контроля мощности более 6,0 мВт термоэлектрический преобразователь выходит из строя.

3.3. Если прибор используется в качестве источника сигнала, как это имеет место при выполнении работ практикума, необходимо пользоваться некалиброванным кабелем, подключенным к выходу “mW I”.

3.4. Генератор является источником опасного для здоровья СВЧ-излучения. Неиспользуемые выходы СВЧ-мощности должны быть закрыты заглушками, а соответствующие ручки регулировки должны находиться в положении минимальной мощности.

При кратковременных перерывах в работе переключатель режимов устанавливать в положение внешней импульсной модуляции, что соответствует срыву генерации.

4. Порядок работы

4.1. Перед включением прибора установить аттенюатор в положение 40 дБ, неиспользуемый выход закрыть заглушкой, ручку установки выхода “mW I” вывести до упора против часовой стрелки.

4.2. Включить вилку питания в сеть, тумблер “Сеть” – в верхнее положение. При этом загорается сигнальная лампа. Прогреть прибор около 10 минут.

4.3. При выполнении работы используется сигнал с некалиброванного выхода “mW I”.

С помощью внутреннего индикатора мощности, соединив кабелем выход “mW I” с входом индикатора, можно провести установку уровня мощности, снимаемой с выхода. При этом переключатель пределов измерения необходимо установить в положение, соответствующее уровню измеряемой мощности. Величина мощности, подаваемой на вход индикатора, не должна превышать номинала шкалы.

4.4. Для выключения прибора перевести тумблер “Сеть” в нижнее положение, отсоединить шнур питания от сети.

Селективный микровольтметр В6-9

1. Основные технические данные

1.1. Микровольтметр В6-9 предназначен для измерения среднеквадратичных значений синусоидальных напряжений. Прибор может работать в двух основных режимах: широкополосном и селективном. В данной работе он используется в селективном режиме, и дальше приводятся сведения, необходимые для использования микровольтметра только в этом режиме.

1.2. Диапазон измеряемых в селективном режиме напряжений от 1 мкВ до 1 В и перекрывается двенадцатью поддиапазонами.

Диапазон частот измеряемых напряжений от 20 Гц до 100 кГц и разбит на четыре поддиапазона.

Частота градуировки прибора $1 \text{ кГц} \pm 5\%$.

1.3. Уровень собственных шумов в селективном режиме не превышает $0,7 \text{ мкВ}$.

1.4. Время установления рабочего режима – 15 мин.

2. Устройство микровольтметра

2.1. Микровольтметр работает по принципу прямой селекции и усиления на частоте измеряемого сигнала.

2.2. Измеряемый сигнал поступает на переключатель, который подключает вход схемы либо к входному гнезду (режим измерения), либо к внутреннему калибратору.

Далее сигнал через двухступенчатый делитель поступает на входной широкополосный усилитель и через многоступенчатый аттенюатор – на второй широкополосный усилитель. В следующем блоке – селективном усилителе – происходит селекция сигнала по частоте и дальнейшее усиление до значения, необходимого для детектирования сигнала. Выход детектора подсоединен к стрелочному измерительному прибору (ИП). Микровольтметр содержит также стабилизированный источник питания, обеспечивающий все цепи необходимыми напряжениями.

3. Подготовка к проведению измерений

3.1. Включите тумблер “Сеть”, прогрейте прибор в течение 15 мин.

3.2. Проверьте работу микровольтметра в селективном режиме с помощью калибратора следующим образом:

а). Установите ручку “ $\mu\text{V/dB}$, mV/dB ” в положение “10 mV ”, а ручку “▷” – в крайнее левое положение;

- б). Выключите кнопку “Широкая полоса”;
 - в). Включите частотный поддиапазон 200 Гц - 2 кГц, при этом загорается лампа индикатора “ $\times 1/0$ dB”;
 - г). Включите калибратор кнопкой “10 mV/1 kHz”;
 - д). Настройте вольтметр на частоту калибратора ручками “Частота” грубо и точно, при этом показания стрелочного прибора должно быть 7,0 – 8,5 мВ;
 - е). Ручкой “▷” установите стрелку прибора на конечную отметку шкалы;
 - ж). Отключите калибратор повторным нажатием кнопки “10 mV/1 kHz”;
- микровольтметр готов к работе в селективном режиме.

4. Проведение измерений.

4.1. Прибор обеспечивает измерение в двух режимах работы: широкополосном и селективном. В дальнейшем предполагается использование только селективного режима.

Диапазон измеряемых напряжений определяется положением ручки “ $\mu\text{V}/\text{dB}$, mV/dB ” с учетом показаний индикатора множителей.

4.2. Произведите калибровку прибора в селективном режиме, как описано выше.

4.3. Обнаружение сигнала начинайте с самого грубого поддиапазона 10 В, т.к. перегрузка может привести к выходу прибора из строя. Обнаружив сигнал, по максимуму показаний стрелочного индикатора настройте вольтметр на частоту сигнала ручками “Частота” грубо и точно. При измерении помните, что чувствительность микровольтметра в селективном режиме в 10 раз выше, учитывайте это при выборе поддиапазона измеряемых напряжений.

4.4. При измерениях малых напряжений необходимо:

- экранировать источник сигнала;
- соединять микровольтметр с источником сигнала только экранированным кабелем.

Микровольтметр и измерительную аппаратуру заземлять не допускается.

Генератор сигналов 51И

1. Назначение, технические данные

1.1. Генератор 51И представляет собой источник сверхвысокочастотных сигналов, работающий в диапазоне 8600 – 9600 МГц (3,48 – 3,125 см). Выходная мощность не менее 7 мВт.

1.2. Генератор может работать в режиме непрерывной генерации, в режиме частотной модуляции и в режиме модуляции меандром частоты 1 кГц. В данной работе он используется в режиме непрерывной генерации, и далее приводятся сведения, необходимые для использования генератора только в этом режиме.

2. Принцип работы

Прибор состоит из двух блоков – блока питания и высокочастотного

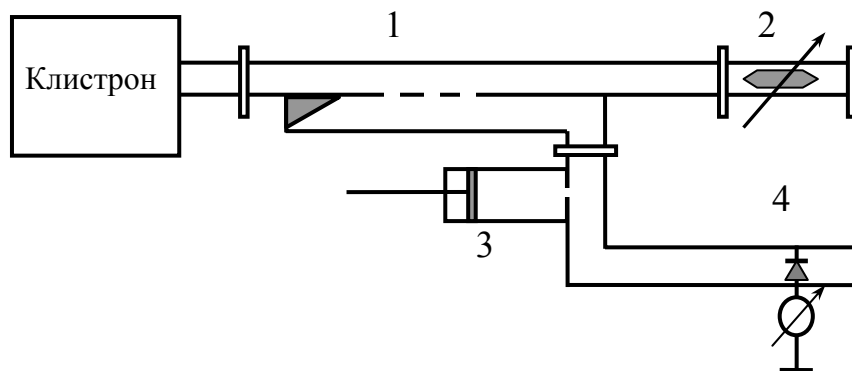


Рис.2. Устройство генераторной секции 51И-1

1 – направленный ответвитель; 2 – выходной аттенуатор; 3 – волномер; 4 – детекторная секция волномера с индикатором мощности

блока (рис. 2). Источником колебаний в генераторной секции служит клистрон. В областях напряжения на отражателе между зонами генерации происходит срыв генерации, что используется при импульсной модуляции клистрона.

Для измерения частоты колебаний, генерируемых клистроном, служит полукоаксиальный волномер. Настройка объемного резонатора волномера на данную частоту осуществляется микрометрическим винтом. В момент резонанса резко возрастает поглощение мощности объемным резонатором из волноводного тракта, детектор фиксирует уменьшение амплитуды поля, показания индикатора мощности падают. Волномер проградуирован по волномеру более высокой точности. С помощью таблицы на передней панели показания шкалы волномера переводятся в значение частоты.

3. Порядок работы с генератором

2.1. Поставить тумблер “Сеть” в положение “Выкл”.

2.2. Переключатель “Род работы” установить в положение “Выкл”.

2.3. Тумблер “Клистрон-Эквивалент клистрона” установить в положение “Эквивалент клистрона”.

2.4. Ручку “Аттенюатор” установить в крайнее правое положение. Включить тумблер “Сеть”. При этом должна загореться сигнальная лампочка.

2.5. После пятиминутного прогрева поставить переключатель рода работ в положение “Непрерывно”. Миллиамперметр на панели блока питания должен при этом отметить ток эквивалента клистрона, равный 22-25 мА. После этого тумблер “Клистрон-Эквивалент клистрона” установить в положение “Клистрон”.

2.6. Ручкой “Напряжение отражателя” установить максимальную мощность генерации, контролируя ее по стрелочному индикатору на генераторном блоке.

2.7. При помощи встроенного в прибор волномера измерить частоту генерации. Вращая ручку настройки волномера, найти острый минимум показаний стрелочного индикатора. Снять показания со шкалы волномера. По таблице перевода показаний шкалы волномера в частоту, расположенной на лицевой панели генераторной секции, определить частоту генерации. В таблице

приведены три колонки. В первой колонке указан номер волны (частота соседних волн отличается на 30 МГц, волне № 100 соответствует частота 9370 МГц). Во второй колонке приведена цена малого деления шкалы (0,01 мм) в мегагерцах. В третьей колонке приведен отсчет по шкале волномера, соответствующий данному номеру волны.

Пример: Отсчет по шкале равен 4,85 мм. По таблице находим, что такой отсчет соответствует волне № 80. Частоту генерации вычисляем по формуле $f = [9370 - (100 - 80) \cdot 30] = 8770$ МГц.

При выключении генератора повторить операции пунктов 2.1-2.4 в обратном порядке.

Ваттметр поглощаемой мощности термоэлектрический МЗ-41.

Краткое описание прибора.

Ваттметр состоит из индикаторного блока Я2М-69 и приемного термоэлектрического преобразователя ПП-04, рассчитанного на работу в диапазоне частот 8,24 – 12,05 ГГц ($\lambda = 2,49 - 3,64$ см). В целом ваттметр маркируется как прибор МЗ-41.

Допустимая ошибка измерений не превышает 15% при уровнях измеряемой мощности от 10 мкВт до 1 мВт. С увеличением уровня мощности ошибка возрастает.

Ваттметр обеспечивает заданные технические характеристики после времени самопрогрева в течение 30 мин.

В ваттметре применен метод преобразования СВЧ-мощности в напряжение, пропорциональное мощности, с последующим измерением напряжения. Преобразование осуществляется в полупроводниковом преобразователе, используется эффект преобразования мощности в термо-ЭДС горячих носителей тока в точечном контакте металл-полупроводник.

Устройство приемного преобразователя схематически показано на рис. 3. Поскольку “горячие” носители тока в термоэлектрическом элементе получают

дополнительную энергию под действием электрического поля СВЧ-волны,

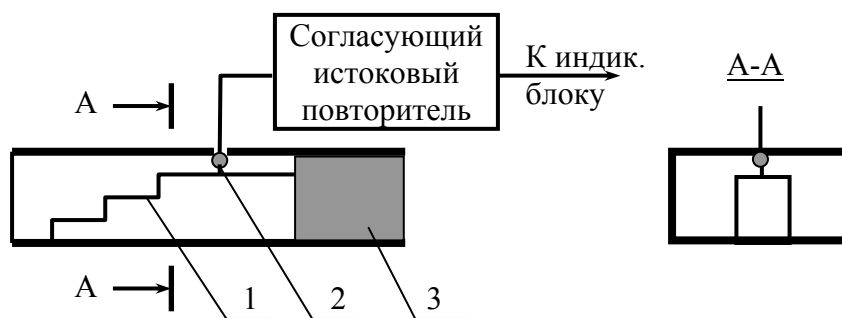


Рис.3. Схема устройства приемного преобразователя

- 1 – ступенчатый переход с прямоугольного волновода на П-образный;
2 – термоэлектрический преобразователь; 3 – согласованная нагрузка.

преобразующий элемент расположен в узком зазоре П-образного волновода, поскольку при равной мощности волны напряженность электрического поля в П-образном волноводе выше, чем в прямоугольном. Кроме того, П-образный волновод более широкополосен, чем прямоугольный.

Преобразователь обладает большим сопротивлением по постоянному току и поглощает примерно 2-3% падающей на него мощности. Это сопротивление невозможно согласовать с волновым сопротивлением волновода в широком диапазоне частот. Для устранения отражений в волноводном тракте за преобразователем ставится согласованная нагрузка, выполненная на П-образном волноводе. Согласующий истоковый повторитель служит для согласования высокого выходного сопротивления преобразователя с входным сопротивлением индикаторного блока.

Коэффициент преобразования полупроводникового преобразователя имеет отрицательный температурный коэффициент. Для компенсации температурной зависимости коэффициента преобразования в схему согласующего повторителя введен делитель напряжения, один из резисторов которого имеет отрицательный температурный коэффициент сопротивления. В результате с ростом температуры происходит увеличение коэффициента

передачи делителя, что компенсирует уменьшение коэффициента преобразования полупроводникового элемента.

Для увеличения динамического диапазона подключение преобразователя к волноводному тракту может осуществляться через фиксированный аттенюатор с ослаблением 10 или 20 дБ (см. описание установки в работе № 2).

Напряжение с выхода согласующего усилителя по кабелю поступает на индикаторный блок, структурная схема которого приведена на рис. 4, где указаны лишь те элементы, которые используются в режиме измерения непрерывной мощности.

При измерении мощности непрерывной генерации постоянное напряжение с приемного преобразователя через схему коммутации подается на усилитель типа “модулятор-демодулятор”. В модуляторе происходит преобразование постоянного напряжения в переменное напряжение типа

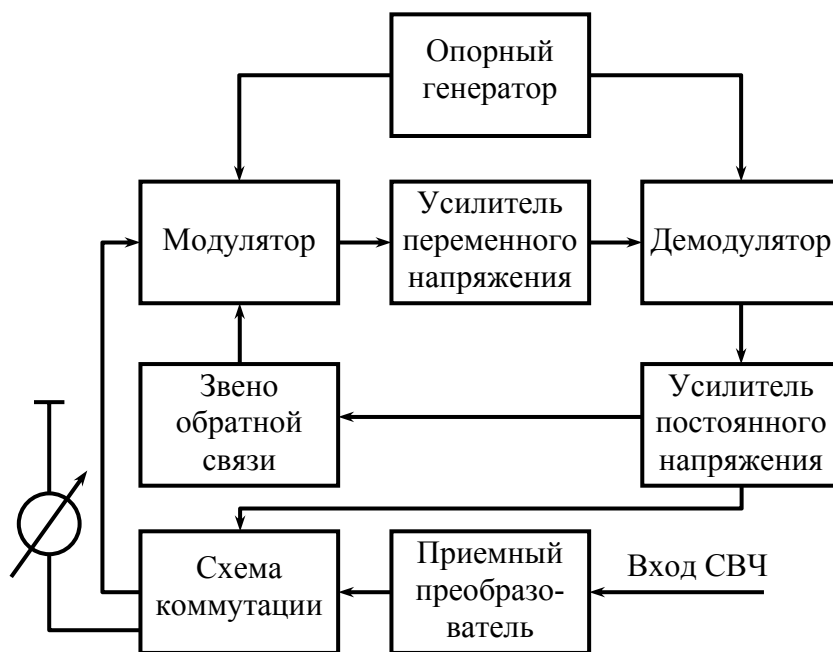


Рис.4. Структурная схема индикаторного блока

“меандр”, амплитуда которого пропорциональна входному постоянному напряжению. Переменное напряжение усиливается и поступает на демодулятор, в котором превращается снова в постоянное. Дополнительно

усиленный усилителем постоянного напряжения сигнал через схему коммутации поступает на стрелочный измерительный прибор.

Ваттметр поглощаемой мощности термисторный типа МЗ-10А

1. Назначение и технические данные

1. Ваттметр поглощаемой мощности термисторный МЗ-10А со сменными термисторными преобразователями предназначен для измерения мощности непрерывных колебаний СВЧ в диапазоне частот 0,03-78,3 ГГц.

2. Возможная погрешность ваттметра при измерении мощности в диапазоне частот 5,64-37,5 ГГц в волноводном тракте без учета погрешностей из-за несогласованности его выхода не превышает 10%.

3. Рабочее сопротивление термистора ваттметра – 240 Ом.

4. Ваттметр допускает непрерывную работу в рабочих условиях в течение 16 часов при сохранении технических характеристик в пределах нормы.

2. Принцип действия ваттметра

Термисторный ваттметр поглощаемой мощности МЗ-10А работает на принципе поглощения всей измеряемой мощности, т.е. во время измерения он заменяет собой нагрузку, на которой должна быть измерена мощность.

Ваттметр состоит из термисторного моста Я2М-64 и выносных термисторных преобразователей СВЧ-мощности.

При измерении мощности СВЧ с помощью термисторного преобразователя используется метод замещения, основанный на эквивалентности теплового действия на термистор СВЧ-мощности и мощности постоянного или низкочастотного тока.

Падающая на преобразователь мощность поступает на датчик СВЧ-мощности, в котором используется термистор, включенный параллельно в

СВЧ-тракт и последовательно в цепь замещения. Неэквивалентность теплового действия мощности СВЧ и постоянного тока на изменение сопротивления термистора приводит к возникновению погрешности метода замещения, которая может быть положительной ($K_{эфф} > 1$) или отрицательной ($K_{эфф} < 1$).

Принцип действия измерительной части ваттметра поясняется схемой, приведенной на рис. 5. Измерительная часть ваттметра состоит из термисторного моста, в одно плечо которого включен термистор, расположенный в преобразователе, вспомогательного генератора на частоту 3 кГц, источника стабильного тока и схемы автоматического управления балансом моста, состоящей из усилителя постоянного тока (УПТ) и регулирующего элемента. В качестве последнего используется транзистор, в эмиттерную цепь которого включен стрелочный индикаторный прибор с системой шунтов (см. рис. 5).

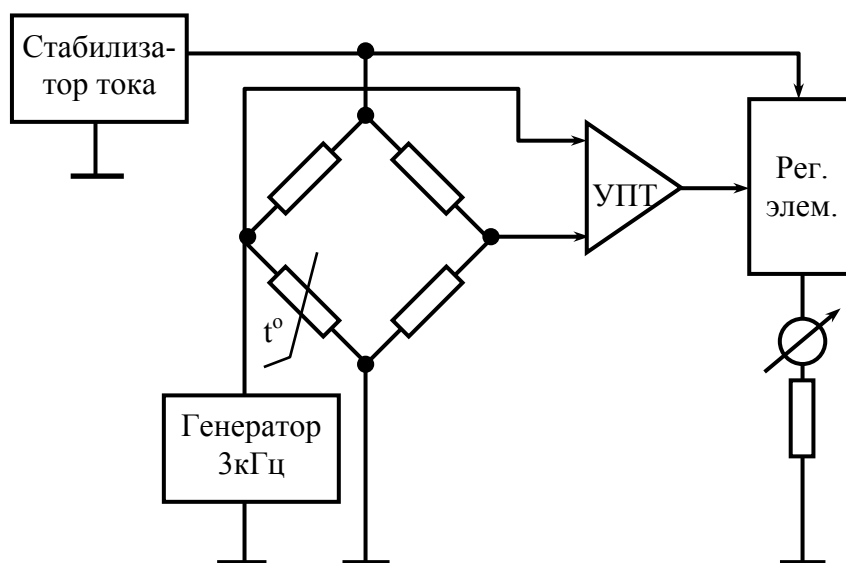


Рис. 5. Структурная схема термисторного моста Я2М-64

Строго постоянный ток от стабилизатора тока распределяется между термисторным мостом и регулирующим элементом, включенными параллельно. Начальная балансировка моста (установка нуля), перед подачей мощности СВЧ, осуществляется изменением уровня мощности генератора

звуковой частоты (3 кГц), нагруженного на терморезистор. Мост балансируется таким образом, что ток через регулирующий элемент и стрелочный индикаторный прибор не течет, поскольку напряжение на выходе УПТ равно нулю. При подаче мощности СВЧ мост разбалансируется. Образуемый сигнал разбаланса подается на вход УПТ. Усиленное напряжение поступает на регулирующий элемент, вызывая увеличение тока через него. Увеличение тока через регулирующий элемент приводит к уменьшению тока через термисторный мост, поскольку они включены параллельно, а ток стабилизатора постоянен, т.е. происходит перераспределение мощности стабилизатора тока между термисторным мостом и регулирующим элементом. Увеличение тока через регулирующий элемент, а следовательно, уменьшение тока через термистор будет происходить до тех пор, пока снова не наступит баланс моста. Величина изменения тока в терморезисторе, а следовательно, и ток через регулирующий элемент зависят от измеряемой мощности. Таким образом, стрелочный индикаторный прибор, измеряющий ток через регулирующий элемент, может быть проградуирован в единицах измеряемой мощности.

3. Подготовка к работе и порядок работы с прибором

ВНИМАНИЕ! Перед включением прибора в сеть переключатель “Пределы измерений mW” необходимо поставить в положение “Выкл”. Тумблер питания ваттметра поставить в нижнее положение.

В данной работе ваттметр используется с преобразователем М2-40, имеющим следующие технические характеристики:

1. Диапазон частот 5,64 – 8,24 ГГц (длины волн 5,32 – 3,64 см);
2. Коэффициент стоячей волны напряжения КСВН = 1,4;
3. Коэффициент эффективности $K_{эфф} = 1 \pm 0,05$;
4. Рабочее сопротивление термистора 240 Ом;
5. Сечение СВЧ тракта – волновод 15×35 мм²;
6. Максимальная измеряемая мощность – 10 мВт.

Для подготовки к проведению измерений необходимо:

- подключить кабель питания к сети и тумблер “Сеть” поставить в верхнее положение, при этом загорается сигнальная лампочка;
- поставить переключатель “Пределы измерений mW” в положение, соответствующее верхнему пределу измерения используемого преобразователя (см. таблицу характеристик) и ручками “Установка нуля – Грубо - Точно” сбалансировать мост, т.е. установить нуль ваттметра. Установка баланса должна производиться при полном отсутствии СВЧ сигнала на входе преобразователя;
- прогреть ваттметр в течение не менее 10 мин.

При измерениях на пределах, меньших 5 мВт, нужно предварительно сбалансировать мост на пределе 5 мВт, после чего включить необходимый предел измерений, с добалансировкой моста ручками “Установка нуля - Точно”.

Измеряемая мощность подсчитывается по формуле

$$P_{\text{изм}} = P_{\text{отсч}} / K_{\text{эфф}},$$

где $P_{\text{отсч}}$ – мощность, отсчитанная по шкале индикаторного устройства, $K_{\text{эфф}}$ – коэффициент эффективности используемого преобразователя.

Для повышения точности измерений можно произвести проверку нуля после того, как была измерена мощность, с помощью ручек “Установка нуля - Точно”, и затем вновь произвести измерение мощности.

Вольтамперметр цифровой ВК2-20

Прибор представляет собой помехоустойчивый электронный цифровой вольтамперметр и предназначен для измерения постоянного напряжения и силы тока.

1. Основные технические характеристики

1. Диапазон измерения напряжения 1 мкВ – 200 В на пределах 2 – 20 – 200 мВ – 2 – 20 – 200 В. Входное сопротивление в режиме измерения напряжения – 100 Мом на пределе 2 В, 10 Мом на пределах 0,2, 20 и 200 В, и 1 Мом на пределах 2 и 20 мВ.

2. Диапазон измерения силы тока 10^{-10} – 2 А на пределах 0,2 – 2 – 20 – 200 мкА – 2 – 20 – 200 мА – 2 А. Падение напряжения на выводе “Вход I” при номинальном токе – не более 2 мВ на пределе 0,2 мкА и не более 20 мВ на остальных пределах измерения.

3. Точность измерения напряжения и тока – не хуже $\pm 0,4\%$.

4. Время самопрогрева – 2 часа.

2. Принцип действия прибора

По принципу действия прибор представляет собой время-импульсный электронный цифровой вольтметр с предварительным интегрированием входного сигнала за время, равное периоду сети 50 Гц. Благодаря интегрированию сильно ослабляется влияние помех от сети, а также высокочастотных шумов и наводок. Повышению чувствительности способствует также специальная конструкция прибора: узлы, составляющие аналоговую входную часть прибора, изолированы от корпуса и питаются от «плавающих» источников. Связи этой части с другими узлами прибора осуществляются при помощи импульсных трансформаторов.

Аналоговая часть прибора представляет собой аналого-цифровой преобразователь двухстадийного интегрирования, принцип действия которого коротко можно пояснить следующим образом. Постоянный измеряемый входной сигнал через регулируемый делитель, позволяющий изменять пределы измерений, усиливается и подается на вход интегратора. Интегрирование на первой стадии производится в течение фиксированного времени - одного периода сетевого напряжения (20 мс). В конце первой стадии интегрирования линейно возрастающее напряжение на выходе интегратора достигает некоторого значения, пропорционального величине входного сигнала. После этого начинается вторая стадия интегрирования: на вход интегратора подается эталонное напряжение обратной по сравнению с входным сигналом полярности, вследствие чего напряжение на выходе интегратора линейно уменьшается до тех пор, пока не достигнет нулевого уровня, на котором и фиксируется специальной схемой до начала следующего цикла измерений. Скорость изменения выходного напряжения интегратора на этой стадии постоянна и определяется величиной эталонного напряжения, поэтому время достижения нулевого уровня на второй стадии интегрирования оказывается пропорциональным величине входного измеряемого сигнала. Интервал, соответствующий второй стадии интегрирования, заполняется импульсами (метками времени), формирующимися из напряжения сети и следующими с фиксированной частотой (50×5000 Гц). В результате образуется пакет импульсов, число которых пропорционально входному измеряемому напряжению. Число импульсов в пакете подсчитывается счетчиком, запоминается и выдается на индикатор.

3. Подготовка прибора к работе

3.1. Включите тумблер «СЕТЬ» на передней панели, переключатель «ЗАПУСК» установите в положение «ВНУТР.». Прогрейте вольтамперметр в течение 30 минут.

3.2. Произведите балансировку вольтамперметра для требуемого вида измерений тока или напряжения.

3.2.1. Для балансировки при последующих измерениях токов переключатель рода работ установите в положение «ПРЕДЕЛЫ ИЗМЕРЕНИЙ», переключатель пределов измерений токов - в положение «2 μ A». Регулировкой «БАЛАНС А» добейтесь, чтобы показание табло не изменялось при переключении переключателя пределов измерений из положения «I» в положение «I \times 0,1». При этом возможно появление показаний, отличающихся от устанавливаемых на ± 2 единицы младшего разряда, причем вероятность их появления должна быть меньше вероятности устанавливаемых в начале значений. Переключатель пределов измерений установите в положение «I».

Регулировкой «БАЛАНС Б» добейтесь, чтобы показание табло не изменялось при переключении переключателя рода работ из положения «ПРЕДЕЛЫ ИЗМЕРЕНИЙ» в положение «УСТ.НУЛЯ». Установите переключатель рода работ в положение «УСТ.НУЛЯ», переключатель пределов - в положение «I», регулировкой «БАЛАНС В» установите на табло показание «+ 0000».

3.2.2. Для балансировки при последующих измерениях напряжений, если это необходимо, закоротите разъем «ВХОД U», переключатель рода работ установите в положение «ПРЕДЕЛЫ ИЗМЕРЕНИЙ», регулировкой «БАЛАНС А» добейтесь, чтобы показание табло не изменялось при переключении переключателя пределов измерений из положения «2 mV» в положение «20 mV». При этом возможно появление показаний, отличающихся от устанавливаемых на ± 2 единицы младшего разряда, причем вероятность их появления должна быть меньше вероятности устанавливаемых вначале значений. Переключатель пределов установите в положение «20 mV» и регулировкой «БАЛАНС Б» добейтесь, чтобы показание табло не изменялось при переключении переключателя рода работ из положения «ПРЕДЕЛЫ ИЗМЕРЕНИЙ» в положение «УСТ.НУЛЯ». Установите переключатель рода

работ в положение «УСТ.НУЛЯ», переключатель пределов - в положение «20 mV», регулировкой «БАЛАНС В» установите на табло показание « + 0000».

3.3. Произведите установку нуля прибора для требуемого предела измерения тока или напряжения. Для этого переключатель пределов измерений установите в соответствующее положение, переключатель рода работ - в положение «УСТ.НУЛЯ» и регулировкой «УСТ.НУЛЯ» установите на индикаторном табло смену показаний « +0000» и « +0001». Эти показания при 10 - 15 отсчетах должны появляться с одинаковой вероятностью.

3.4. Произведите калибровку прибора. Для этого переключатель рода работ установите в положение «ПРЕДЕЛЫ ИЗМЕРЕНИЙ», переключатель пределов измерений - в положение «КАЛИБР.» и регулировкой «КАЛИБР.» установите на табло смену показаний « +2000» и « +2001». Эти показания при последовательных 10 - 15 отсчетах должны появляться с одинаковой вероятностью.

При операциях установки нуля и калибровки пп. 3.3 и 3.4 допускается прибор от внешних измеряемых цепей не отсоединять. При проведении измерений установку нуля и калибровку следует проверять для каждого предела измерения.

4. Порядок работы

4.1. После корректировки нуля и калибровки прибор готов к работе. В зависимости от измеряемого параметра (ток или напряжение) последний подключают на «ВХОД I» или «ВХОД U», при этом переключатели пределов измерений ставятся в положение, соответствующее нужному пределу измерений тока или напряжения.

4.2. Индикаторное табло может работать в режимах внутреннего и внешнего запуска. В режиме автоматического запуска показания выводятся на табло с частотой 25 Гц.

4.3. Отсчет показаний прибора производится по такому правилу. Выбрав определенный предел измерения, представляем его в виде четырехзначного числа, например, $20 \text{ В} = 20,00 \text{ В}$. Показания четырех цифровых индикаторных ламп, например, 1673 расшифровываем, подставляя запятую на положенное место. Принимая во внимание полярность, фиксируем результат, например, $+16,73 \text{ В}$.

Интерпретация показаний, превышающих предел, сопряжена с риском грубой ошибки. Примерно до 2300 шкала прибора сохраняет линейность при обеих полярностях. Если показания больше, рекомендуется сменить предел.

4.4. В положении переключателя пределов измерения напряжений «I×0,1» пределы измерения токов уменьшаются в 10 раз. Например, на пределе 2 мкА показание индикаторного табло +1843 следует расшифровывать не +1,843 мкА, а +0,1843 мкА.

4.5. Ни при каких обстоятельствах не допускается подводить напряжение на «ВХОД I», а токи - на «ВХОД U». Следует помнить, что «ВХОД U» высокоомный и практически не должен нагружать источника напряжения. Аналогично «ВХОД I» представляет собой для внешней цепи практически короткое замыкание.

Частотомеры электронно-счетные ЧЗ-68 и ЧЗ-69

1. Принцип действия приборов

Работа приборов в диапазоне 0,1 - 12 ГГц (ЧЗ-68) и в диапазоне 8 - 18 ГГц (ЧЗ-69) основана на стробоскопическом преобразовании частоты, при котором происходит сравнение частоты измеряемого сигнала с частотой одной из гармоник сигнала гетеродина (внутреннего генератора частотомера). Для этого в состав прибора входит генератор гармоник и смеситель, предназначенные для формирования сетки частот, кратных частоте гетеродина, и для смешивания измеряемого сигнала с гармониками сигнала гетеродина. Преобразованный сигнал с выхода смесителя усиливается усилителем постоянного тока (УПТ).

Высокая точность сравнения частоты измеряемого сигнала с частотой одной из гармоник сигнала гетеродина обеспечивается применением фазовой автоподстройки частоты гетеродина (ФАПЧ) по частоте входного сигнала. Выходной сигнал с УПТ поступает на управляющий элемент гетеродина, поддерживая равенство

$$f_{\text{ИЗМ}} = N \cdot f_{\text{ГЕТ}},$$

где N – номер гармоники, на которой осуществляется преобразование, $f_{\text{ГЕТ}}$ – частота гетеродина в режиме синхронизации.

Контроль режима синхронизации осуществляется по шкальному индикатору, показывающему наличие и уровень управляющего напряжения.

Номер гармоники N вычисляется по последовательным настройкам частоты сигнала на две соседние по частоте гармоники гетеродина, $f_{\text{ГЕТ}1}$ и $f_{\text{ГЕТ}2}$, с последующим автоматическим вычислением N встроенным микропроцессорным контроллером и рассчитывается по формуле:

$$N = f_{\text{ГЕТ}1} / |f_{\text{ГЕТ}1} - f_{\text{ГЕТ}2}|$$

где $f_{ГЕТ1}$ - значение частоты гетеродина при первой настройке гармоники сигнала гетеродина на частоту измеряемого сигнала; $f_{ГЕТ2}$ - значение частоты гетеродина при настройке соседней гармоники сигнала гетеродина на частоту измеряемого сигнала.

Значение измеряемой частоты определяется по формуле:

$$f_{ИЗМ} = N \cdot f_{ГЕТ2}$$

2. Подготовка к работе

Для включения питания прибора необходимо:

- включить вилку сетевого шнура питания в сеть или в переход при питании от двухпроводной сети;
- включить тумблер СЕТЬ, при этом должны засветиться цифровые индикаторы и прибор выходит в режим измерения НГ по каналу Б,

Прибор обеспечивает свои технические характеристики по истечении 1 часа после включения.

3. Порядок работы

3.1. Подготовка к проведению измерений.

Для подготовки прибора к проведению измерений произведите следующие операции:

- при работе с внутренним кварцевым генератором переключатель ВНЕШН-ВНУТР (на боковой панели) установите в положение ВНУТР;
- при работе от внешнего опорного сигнала частотой 5 МГц установите этот переключатель в положение ВНЕШН и подключите источник внешнего опорного сигнала к разъему 5 MHz;

- включите питание прибора.

Произведите проверку работоспособности прибора в режиме ▲ (КОНТРОЛЬ) следующим образом:

- нажмите кнопку ▲ на передней панели прибора, при этом прибор измеряет собственный опорный сигнал частотой 5 МГц. Результаты измерений могут отличаться от 5.000 000 МГц не более чем на ± 1 последнего разряда;

- нажмите кнопку КОНТР ИНД, при этом на световом табло должны засветиться:

цифра 8 на всех цифровых индикаторах и пять старших запятых;

индикаторы GHz, MHz, kHz, НГ, ИМ, 000, -ш-, все кнопки и шкальный индикатор, кроме кнопки × и КОНТР ИНД.

Проверьте диапазон перестройки частоты гетеродина. Для этого ручку ▼ установите в среднее положение. На частотомере ЧЗ-68 ручку ▼ установите в крайнее правое положение. При этом при нажатой кнопке I-II на табло будет индицироваться нижняя граница перестройки, при отжатой - верхняя, которые должны быть не более 69,9 МГц и не менее 140,1 МГц соответственно.


На ЧЗ-69 ручку ▼ установите в крайнее левое положение. При этом на табло будет индицироваться нижняя граница перестройки, которая должна быть не более 159,9 МГц. Затем ручку ▼ установите в крайнее правое положение. При этом на табло будет индицироваться верхняя граница перестройки, которая должна быть не менее 180,1 МГц.


3.2. Измерение частоты непрерывных синусоидальных сигналов по каналу

Б



Нажмите кнопку Б, при этом должен засветиться индикатор НГ на световом табло. Если засветился индикатор ИМ, необходимо еще раз нажать кнопку Б.


Подключите источник измеряемого сигнала ко входу Б (0,1 - 12 GHz для прибора ЧЗ-68 или 8-18 GHz для прибора ЧЗ-69).

Ручку  десятиоборотного потенциометра точной подстройки гетеродина установите в среднее положение.




Ручку  установите в крайнее правое положение (максимум усиления УПТ).


Кнопку  -  отожмите.

Ручкой  установите шкальный индикатор на нуль. При вращении ручки  значение частоты сигнала гетеродина на цифровом табло прибора будет изменяться.

Ручкой  плавно перестраивайте частоту гетеродина, при этом на цифровом табло прибора будет индицироваться ее значение. При достижении потенциометром крайнего левого положения (ЧЗ-68) кнопкой I—II переключите поддиапазон гетеродина.


При настройке $(N \pm 1)$ гармоники сигнала гетеродина на частоту измеряемого сигнала возникает сигнал рассогласования в кольце ФАПЧ, величина которого в относительных единицах отображается на шкальном индикаторе. При подходе к режиму синхронизации системы ФАПЧ возникают нулевые биения, наличие которых индицируется индикатором -шш-. При наличии шумовой дорожки на сигнале рассогласования системы ФАПЧ индикатор -шш- также может светиться.

Убедитесь, что отклонение шкального индикатора вызвано сигналом рассогласования кольца ФАПЧ. При уходе нуля вращение ручки  не вызовет заметных изменений на шкальном индикаторе. Уход нуля скомпенсируйте ручкой  и вновь плавно перестраивайте частоту гетеродина ручкой .

В режиме же синхронизации вращение ручки  вправо и влево будет отслеживаться шкальным индикатором, а частота гетеродина на цифровом табло прибора будет синхронизирована измеряемым сигналом. При срыве синхронизации отклонение шкального индикатора скачком уменьшается.

Максимальные отклонения шкального индикатора в режиме синхронизации на соседних гармониках примерно одинаковы и превышают 1/2 шкалы.

В режиме синхронизации нажмите кнопку # (ПАМЯТЬ). При этом значение частоты сигнала гетеродина запишется в памяти микропроцессора как $f_{\text{ГЕТ1}}$ и засветится кнопка #.

Затем вновь ручкой  плавно перестройте частоту гетеродина и аналогичным образом настройтесь на соседнюю гармонику сигнала гетеродина.

Вторично нажмите на кнопку #, при этом значение частоты сигнала гетеродина запишется в памяти микропроцессора как $f_{\text{ГЕТ2}}$.

На цифровом табло прибора проиндицируется номер гармоники гетеродина N , на которой осуществлена синхронизация. После этого на табло прибора будет индицироваться семиразрядное значение $N \cdot f_{\text{ГЕТ2}}$, что соответствует частоте измеряемого сигнала в режиме синхронизации.

Для стирания результатов старого измерения перед проведением нового измерения нажмите кнопку X.