

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет «ЛЭТИ»

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА

Методические указания
к лабораторным работам

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
2014

УДК 537.8:621.385.6(07)

Электродинамика: метод. указания к лаб. работам / сост.: С. П. Зубко, Н. Ю. Медведева, А. Г. Гагарин, А. Г. Алтынников, А. В. Дроздовский. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2014. 32 с.

Содержат описания лабораторных работ, предназначенных для ознакомления студентов с применением электродинамики как основы техники СВЧ.

Предназначены для студентов дневного отделения, обучающихся по направлению 550700 и специальностям 071400, 200100.

Утверждено
редакционно-издательским советом университета
в качестве методических указаний

Лабораторная работа 1. ИССЛЕДОВАНИЕ ДИСПЕРСИИ ВОЛН В ВОЛНОВОДЕ И В КОАКСИАЛЬНОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Цель работы. Изучение свойств и конструкции коаксиальной линии и прямоугольного волновода, а также методики измерения длины волны в линии передачи и параметров, характеризующих режим её работы.

1.1. Основные положения

СВЧ-Линией передачи называется устройство, ограничивающее область распространения электромагнитных волн СВЧ-диапазона и позволяющее передавать поток их электромагнитной энергии в заданном направлении. В зависимости от конструкции и материалов линии передачи разделяют на отдельные типы. В данной работе исследуются свойства прямоугольного волновода и коаксиальной линии, которые являются наиболее распространенными линиями в СВЧ-технике. Эти линии передачи являются регулярными (их свойства не меняются в направлении распространения СВЧ-сигнала) и закрытыми (их поперечное сечение имеет замкнутый проводящий контур, охватывающий область распространения электромагнитной волны).

Электромагнитные волны, распространяющиеся внутри линии передачи, делятся:

- на электрические волны (E -, ТМ-волны) – это электромагнитные волны, вектор напряженности электрического поля которых имеет поперечную и продольную составляющие, а вектор напряженности магнитного поля лежит в плоскости, перпендикулярной направлению распространения;
- на магнитные волны (H -, ТЕ-волны) – это электромагнитные волны, вектор напряженности магнитного поля которых имеет поперечную и продольную составляющие, а вектор напряженности электрического поля лежит в плоскости, перпендикулярной направлению распространения;
- на поперечные электромагнитные волны (TEM-волны) – это электромагнитные волны, векторы напряженности электрического и магнитного полей которых лежат в плоскости, перпендикулярной направлению распространения.

В общем случае в линиях передачи, исследуемых в данной работе, может существовать бесконечное множество волн типа E_{mn} и H_{mn} (волны дисперсионного типа), отличающихся индексами m и n , которые определяют количе-

ство полуволн, укладывающихся внутри поперечного сечения линии передачи. Каждая из этих волн существует независимо друг от друга и имеет свою критическую длину волны $\lambda_{\text{кр}}$. Критическая длина волны является основным параметром, определяющим возможность существования определенного типа волн в линии передачи на заданной частоте. Условием распространения электромагнитной волны в волноводе с рабочей частотой $\lambda_{\text{в}}$ является неравенство $\lambda_{\text{в}} < \lambda_{\text{кр}}$. Диапазон длин волн, при которых длина волны больше критической, называют областью отсечки, так как распространения волны не происходит. Волну с наибольшим значением $\lambda_{\text{кр}}$ называют волной основного типа.

Следует отметить, что длина волны ($\lambda_{\text{в}}$) в линии передачи может отличаться от соответствующих величин для свободного пространства (λ_0). Её величину можно определить с помощью соотношения

$$\lambda_{\text{в}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r - (\lambda_0 / \lambda_{\text{кр}})^2}},$$

где λ_0 – длина волны в свободном пространстве; ϵ_r , μ_r – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды; $\lambda_{\text{кр}}$ – критическая длина волны в линии передачи.

Коаксиальная линия передачи состоит из круглого цилиндрического стержня, соосного с круглой цилиндрической оболочкой (рис. 1.1, *a*). Электромагнитные волны распространяются в пространстве между наружным и внутренним проводниками, заполненном диэлектриком. Так как коаксиальная линия является двухсвязной линией передачи, в ней наряду с *E*- и *H*-волнами возможно распространение ТЕМ-волны, которая является волной основного типа для коаксиальной линии.

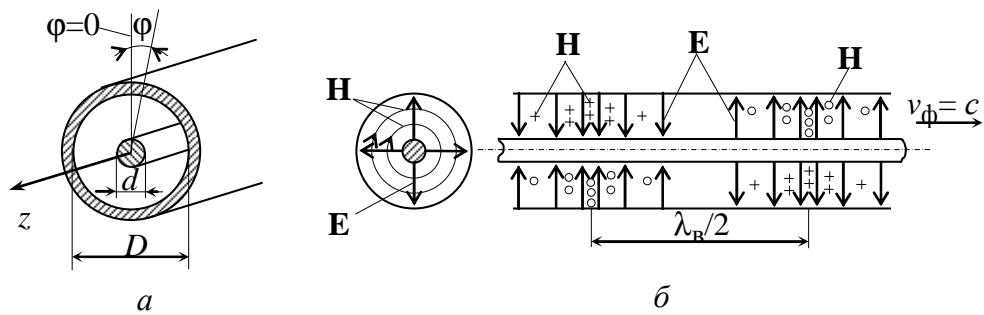


Рис. 1.1

TEM-Волна является волной бездисперсионного типа, для которой $\lambda_{\text{кр}} = \infty$ и $\lambda_{\text{в}} = \lambda_0$. Структура поля TEM-волны в коаксиальной линии приведена на рис. 1.1, б.

Прямоугольный волновод представляет собой полую металлическую трубу прямоугольного сечения. В нем могут распространяться только волны (моды) дисперсионного типа H_{mn} и E_{mn} (рис. 1.2, а). В зависимости от порядка моды критическая длина волны определяется с помощью соотношения

$$\lambda_{\text{кр}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}},$$

где a, b – поперечные размеры волновода; $m, n = 0, 1, 2, \dots$.

Наименьшее значение $\lambda_{\text{кр}}$ имеет волна H_{10} , структура поля которой приведена на рис. 1.2, б.

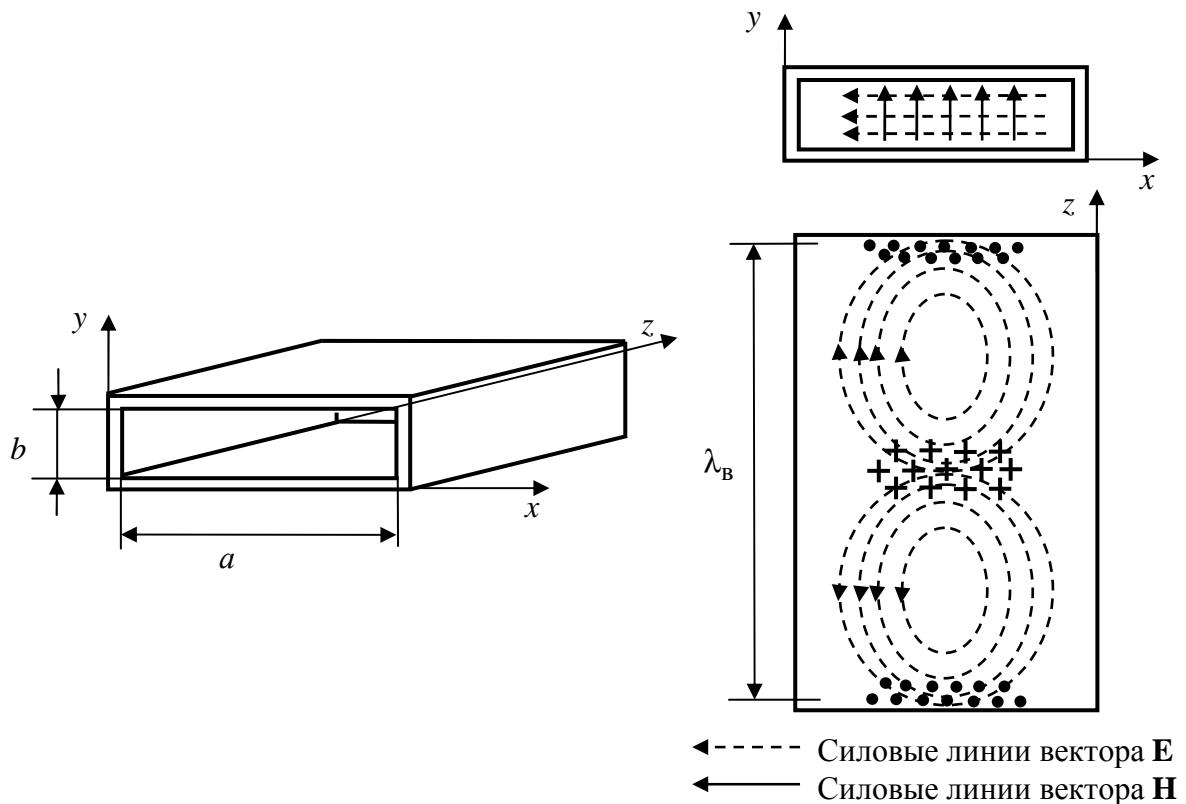
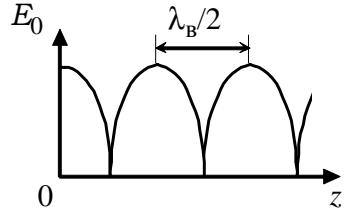


Рис. 1.2

Методика измерения длины волны. Для проведения измерений необходимо сформировать в линии передачи стоячую волну. В режиме стоячей



Rис. 1.3

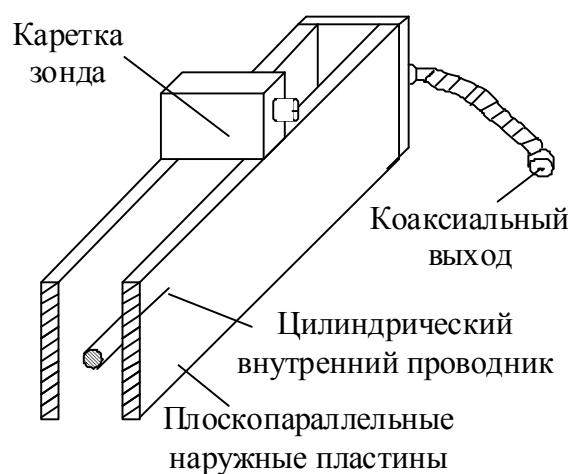
волны вдоль оси линии передачи будут существовать чередующиеся точки, в которых амплитуда поля будет равна нулю (узлы), и точки, в которых амплитуда поля будет максимальна (пучности) (рис. 1.3). Расстояние между соседними пучностями (или узлами) будет равняться половине длины волны ($\lambda_B/2$). Так как стоячая волна представляет собою суперпозицию двух волн, распространяющихся в противоположных направлениях, то для ее формирования можно разместить в поперечном сечении волновода проводящую стенку (короткое замыкание – КЗ) или образовать в каком-то сечении режим холостого хода (ХХ).

1.2. Описание лабораторной установки

Блок-схема лабораторной установки приведена на рис. 1.4. В случае исследования прямоугольного волновода измерительная линия представляет собою отрезок волновода с продольной щелью в середине широкой стенки.



Rис. 1.4



Rис. 1.5

Вдоль щели передвигается каретка с индикаторной головкой. Индикаторная головка содержит погруженный через щель в волновод зонд, в котором наводится ЭДС, пропорциональная напряженности электрического поля в волноводе в месте расположения зонда. Это позволяет определить положение максимумов и минимумов стоячей волны. Величины ЭДС, наведенные на измерительный зонд, измеряются с помощью вольтметра.

Коаксиальная измерительная линия (рис. 1.5) представляет собой цилиндрический проводник, расположенный между плоскопараллельными наружными пластинами. Такая линия является бездисперсионной, и структура полей в ней близка к структуре полей в коаксиальной линии. Как и в случае прямоугольного волновода, фиксирование положения максимумов и минимумов поля стоячей волны производится с помощью каретки с зондом.

1.3. Порядок выполнения работы

1. Собрать схему:
 - соединить кабелем выход генератора и вход измерительной линии;
 - соединить кабелем выход головки детектора с вольтметром.
2. Включить генератор и вольтметр. Дать приборам прогреться в течение 5 мин.
3. Установить режим работы генератора « $\square\square$ ». Ручкой «MHz» установить частоту f , заданную преподавателем.
4. Установить нужный предел измерения на вольтметре.
5. Перемещая измерительную каретку вдоль линии передачи, отыскать 3-4 максимума (и минимума) стоячей волны.
6. Занести результаты измерений в таблицу.
7. Проделать операции пп. 3 – 6 на других частотах (заданных преподавателем).

1.4. Содержание отчета

1. Цель работы.
2. Теоретические сведения.
3. Блок-схема измерений.
4. Протокол измерений.
5. Графики $\lambda_B = f(f)$ (найденные экспериментально и рассчитанные по формулам) для коаксиальной линии и для прямоугольного волновода.
6. Выводы.

1.5. Контрольные вопросы

1. Что такое дисперсия?
2. Какие типы волн распространяются в прямоугольном и в коаксиальном волноводах?

3. Что такое основная мода и критическая длина волны?
4. Какими параметрами определяется критическая длина волны для волноведущей структуры?

Лабораторная работа 2. МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Цели работы. Исследование микрополосковых линий передачи и резонаторов на их основе. Приобретение практических навыков работы с генератором качающейся частоты (СВИП-генератором) в комплексе с индикатором КСВН и ослаблений.

2.1. Основные положения

Микрополосковая линия (МПЛ) (рис. 2.1, *a*) – это двухпроводная полосковая линия с поперечным сечением в виде параллельных прямых, имеющая одну плоскость симметрии, параллельную направлению распространения энергии (на рис. 2.1, *a*: 1 – проводящая полоска, 2 – экран (заземленный электрод), 3 – диэлектрическая подложка).

МПЛ в настоящее время наиболее широко применяемая при разработке миниатюрных устройств СВЧ-линия передачи. Основным типом поля в МПЛ является квазиTEM-волна, однако могут быть возбуждены и волны высших типов. Структура поля в поперечном сечении МПЛ показана на рис. 2.1, *b*.

Одной из важнейших характеристик МПЛ является волновое сопротивление, определяемое геометрическими размерами линии и диэлектрической проницаемостью подложки. Для полосок нулевой толщины ($t/h \rightarrow 0$) (здесь t – толщина микрополоска):

1) при соотношении $w/h < 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{ЭФ}}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right);$$

2) при соотношении $w/h \geq 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{ЭФ}}}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1},$$

где h – толщина диэлектрика; w – ширина микрополоска; $\epsilon_{\text{ЭФ}}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость МПЛ.

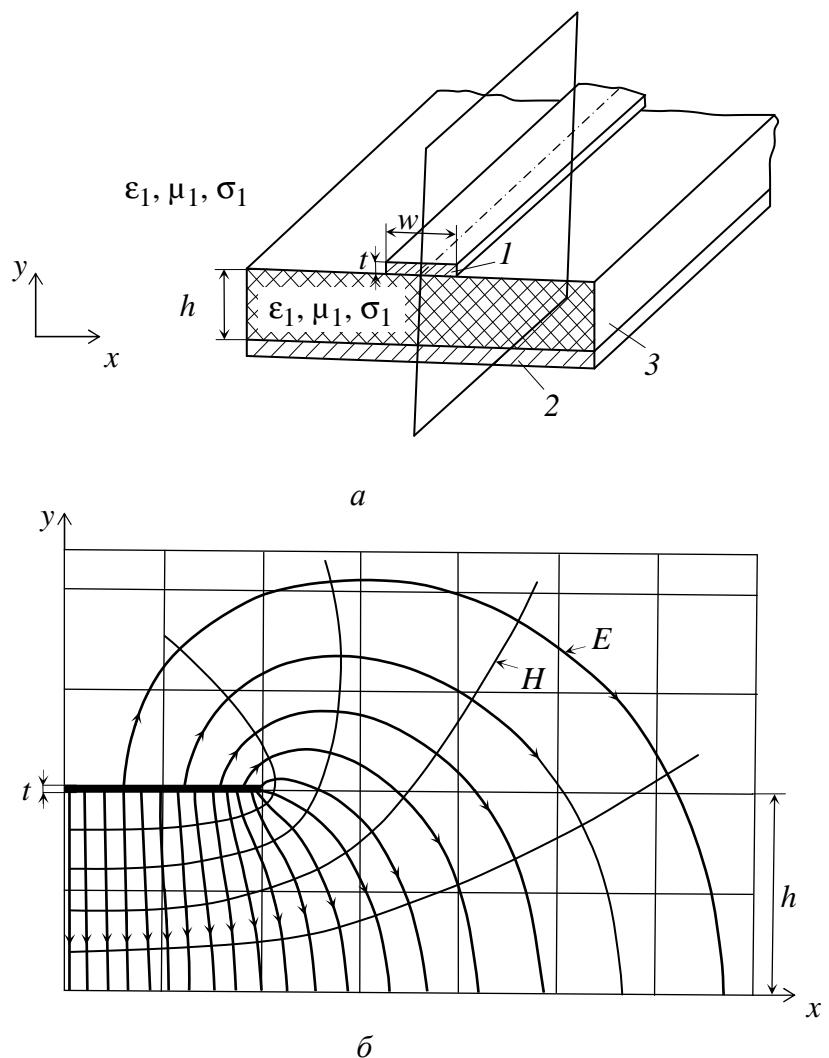


Рис. 2.1

В статическом случае

$$\epsilon_{\text{эфф}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{w} \right)^{-1/2},$$

где ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость подложки.

Следует отметить, что эффективная диэлектрическая проницаемость определяется распределением энергии распространяющейся электромагнитной волны между диэлектрической подложкой с относительной проницаемостью ϵ_r и воздушным пространством. Соответственно, значения $\epsilon_{\text{эфф}}$ лежат в пределах от ϵ_r до 1.

Одним из простейших и в то же время важнейших элементов СВЧ-схем на основе МПЛ является микрополосковый резонатор (МПР), представляющий собой отрезок МПЛ резонансной длины l . Такие резонаторы применяются в технике СВЧ в качестве частотно-селективных и частотозадающих элементов в генераторах и в различных системах связи. По конструкции МПР делятся на короткозамкнутые и на разомкнутые на конце. Короткозамкнутые на концах МПР используются редко из-за технологических трудностей обеспечения короткого замыкания между проводниками МПЛ.

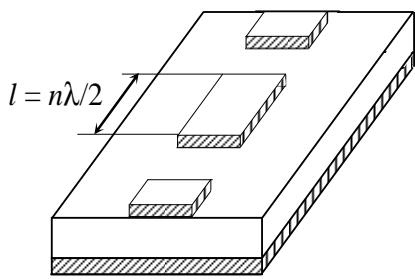


Рис. 2.2

На рис. 2.2 показан пример простейшего линейного разомкнутого на концах МПР. Основными характеристиками резонатора являются резонансная частота f_0 и добротность Q . Экспериментально эти характеристики могут быть получены на основе измерения характеристик передачи резонатора. Резонансная частота МПР определяется длиной резонатора l и диэлектрической проницаемостью подложки.

Резонансная частота резонатора (рис. 2.2)

$$f_0 = \frac{nc}{2l\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}, \quad (2.1)$$

где $n = 1, 2, \dots$ – число полуволн, укладывающихся на длине резонатора, c – скорость света в вакууме.

Нагруженная добротность резонатора определяется как $Q = f_0/\Delta f$, где Δf – ширина резонансной кривой, измеренная по уровню 3 дБ от максимума мощности, запасенной в резонаторе. Для МПР характерны относительно невысокие значения добротности (100...500). Основные преимущества МПР – миниатюрность, совместимость с линиями передачи СВЧ и с активными планарными элементами (диодами, транзисторами и пр.).

2.2. Описание экспериментальной установки

Блок-схема экспериментальной установки для исследования дисперсии микрополосковой линии показана на рис. 2.3. Для измерения длины волны в МПЛ используется измерительная линия (рис. 2.4). Микрополосковая измерительная линия представляет собой МПЛ в металлическом экране, по кото-



Рис. 2.3

рому скользит каретка зонда, связанная с змерительной линейкой. Сигнал, снятый измерительной линией, через детектор поступает на вход индикатора.

Для измерения характеристик микрополоскового резонатора используется панорамный измеритель коэффициента стоячей волны (КСВ) и ослаблений – прибор, предназначенный для наблюдения на экране и измерения частотных зависимостей КСВ и ослаблений (модуля коэффициента передачи/коэффициента отражения). Прибор обеспечивает измерение КСВ в пределах от 1.0 до 6.0 и обеспечивает измерение коэффициента передачи четырехполюсников от 0 до -40 дБ. Частотный диапазон прибора лежит в диапазоне от 1 до 10 ГГц (определенном сменными СВЧ-блоками).

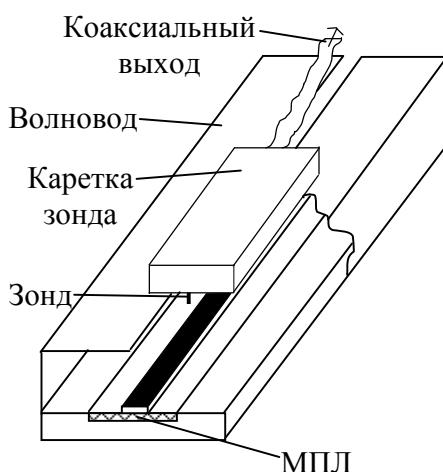


Рис. 2.4

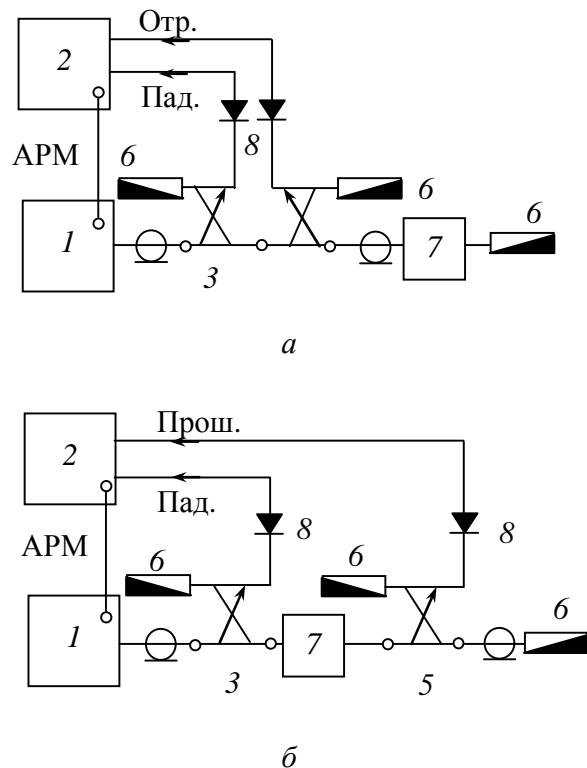


Рис. 2.5

Схема измерительной установки в режиме измерения КСВ и характеристики передачи показана на рис. 2.5, а и 2.5, б соответственно. Панорамный измеритель КСВ состоит из следующих основных блоков и узлов: генератора

качающейся частоты 1, индикатора КСВ и ослаблений 2 и блока направленных ответвителей 3 – 5 с СВЧ-детекторами 8. Принцип действия панорамного измерения КСВ состоит в следующем. Генератор СВЧ 1 вырабатывает СВЧ-колебания с частотой, изменяющейся по пилообразному закону. Значения начальной и конечной частот устанавливаются ручками « $F_1 F_0$ » и « $F_2 \Delta F$ », располагающимися на передней панели генератора. Мощность СВЧ поступает на блок направленных ответвителей 3 и 4. Направленный ответвитель 3 ответвляет часть мощности, пропорциональную падающей мощности, и направляет в детектор 8. Направленный ответвитель 4 ответвляет часть отраженной от объекта исследования 7 мощности и направляет в детектор 8. Сигналы, соответствующие значениями падающей и отраженной мощностей, после детектирования подаются в индикаторный блок. В индикаторном блоке производятся усиление и сравнение двух сигналов. В результате, определяется отношение $|\Gamma| = U_{\text{отр}} / U_{\text{пад}}$ и подается на индикатор. При изменении частоты на экране появляется зависимость $|\Gamma|$ от частоты. Для удобства измерений шкала индикатора проградуирована в единицах КСВ и переключается при изменении пределов измерений переключателем «Пределы». Механический визир шкалы и совмещенный с ним электронный визир, представляющий собой светящуюся линию на экране индикатора, перемещаются с помощью ручки «Отсчет».

Блок-схема установки для измерения частотной зависимости коэффициента передачи показана на рис. 2.5, б. Направленный ответвитель 5 ответвляет часть мощности, прошедшей через исследуемый элемент СВЧ-тракта 7, и направляет в детектор. Поступившие в индикаторный блок 2 сигналы, соответствующие мощности падающей и прошедшей волн, обрабатываются в блоке 2, в результате чего на экране индикатора наблюдается АЧХ исследуемого элемента СВЧ-тракта.

2.3. Порядок выполнения работы

2.3.1. Исследование микрополосковой линии

1. Собрать схему, приведенную на рис. 2.3:

- соединить СВЧ-кабелем выход генератора и вход измерительной линии;

- соединить выход детекторной головки измерительной линии со входом измерительного прибора (индикатора – осциллографа или милливольтметра).
2. Включить приборы и дать им прогреться 5 мин.
 3. Установить режим работы генератора «  ».
 4. Установить нужную частоту (минимальную частоту диапазона генератора).
 5. Установить каретку зонда измерительной линии в среднее положение.
 6. Ручками настройки генератора (частота, мощность ($-dB$)) и головки детектора получить сигнал на измерительном приборе.
 7. Вращая ручку нониуса измерительной линии, снять распределение амплитуды стоячей волны вдоль МПЛ.
 8. Проделать те же измерения на другой частоте (на максимальной частоте диапазона генератора).

2.3.2. Измерение характеристик микрополоскового резонатора

1. Подготовить к работе установку для измерения характеристик МПР:
 - установить ручки управления на передней панели ГКЧ в следующие положения:
 - ручку « $F_1 F_0$ » в левое, а ручку « $F_2 \Delta F$ » в правое крайнее положения;
 - ручку «Уровень» в крайнее правое положение;
 - переключатель «AM» в положение «Внутр.»;
 - переключатель «Внеш.» в положение «AM»;
 - переключатель «Вр. перестройки S» в положение 0.08;
 - переключатель «Режим перестройки» в положение «Внутр.»;
 - установить органы управления на передней панели индикатора КСВН и 0 в следующие положения:
 - переключатель «Пределы» в положение 0 дБ;
 - кнопку «М» в нажатое положение;
 - кнопку «Лог» в нажатое положение;
 - кнопку «-10 дБ» в нажатое положение;
 - кнопку «Коррек.» в ненажатое положение;
 - ручку «Метка» в среднее положение.
2. Включить генератор и индикатор КСВН. Дать прогреться в течение 5 мин.
3. Включить СВЧ-блок генератора.
4. Включить индикатор КСВ.

5. Произвести калибровку индикатора:

- собрать схему по рис. 2.5, б, исключив из нее исследуемый объект;
- установить переключатель «Пределы» в положение «Пад.»;
- установить ручкой «Отсчет» визир на «0» верхней шкалы;
- установить ручками «Уровень» и «Пад.» требуемый уровень падающей мощности, совмещая на экране линию уровня мощности с линией электронного визира;
- установить переключатель «Пределы» в положение 0 дБ;
- установить ручкой «Калибр.» луч на нулевой уровень.

6. Собрать схему по рис. 2.5, б.

7. Получить на экране индикатора КСВ резонансную характеристику передачи МПР, вращая ручки F_1 и F_2 . Зарисовать характеристику.

8. Найти метку, вращая ручки M_1 и «Амплитуда M_1 ».

9. Произвести необходимые измерения:

- установить положение максимума с помощью ручки «Отсчет»;
- измерить резонансную частоту резонатора f_0 , соответствующую максимуму коэффициента передачи, перемещая метку на экране индикатора;
- измерить с помощью ручки «Отсчет» коэффициент передачи резонатора на частоте f_0 ;
- определить ширину Δf резонансной кривой в положении ручки «Отсчет» -3 дБ от измеренного максимума коэффициента передачи;
- проделать те же операции при ручном варьировании частоты.

10. Собрать схему по рис. 2.5, а.

11. Измерить с помощью ручки «Отсчет» значение КСВ на резонансной частоте резонатора.

12. Измерить линейкой длину МПР.

2.4. Содержание отчета

1. Схемы экспериментальных установок.

2. Тип и основные характеристики panoramicного измерителя КСВ и ослаблений.

3. Краткое описание объектов исследования и эскиз, поясняющий их конструкцию.

4. Результаты измерений параметров МПР:

- частотная характеристика передачи резонатора с указанием резонансной частоты и частот, соответствующих краям полосы, по которым определяется добротность;
- значение добротности резонатора;
- значение $\epsilon_{\text{ЭФ}}$, рассчитанные по (2.1) из измеренных значений резонансной частоты и длины резонатора.

5. Результаты исследования МПЛ:

- зависимость длины волны в МПЛ от частоты, полученную экспериментально;
- зависимость длины волны в МПЛ от частоты, полученную теоретически с указанием значения $\epsilon_{\text{ЭФ}}$;
- распределение поля вдоль МПЛ.

6. Выводы.

2.5. Контрольные вопросы

1. Что такое эффективная диэлектрическая проницаемость микрополосковой линии передачи? Как определяется длина электромагнитной волны, распространяющейся в микрополосковой линии передачи?
2. Что такое фазовая и групповая скорости электромагнитной волны ТЕМ-типа в микрополосковой линии передачи? Какие параметры микрополосковой линии передачи влияют на фазовую и групповую скорости волны?
3. Какова структура поля электромагнитной волны, распространяющейся в микрополосковой линии передачи? Какие граничные условия для электрического и магнитного полей реализуются на концах микрополоскового резонатора?
4. Что такое добротность резонатора? От чего зависит добротность микрополоскового резонатора?
5. Как определяются резонансные частоты микрополоскового резонатора? Как влияют параметры микрополоскового резонатора на спектр резонансных частот?

Лабораторная работа 3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЛНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ СВЧ-ТРАКТА С ПОМОЩЬЮ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЛИНИИ

Цели работы. Изучение методов измерения полных сопротивлений. Освоение практических приемов работы с измерительной линией и круговой диаграммой полных сопротивлений.

3.1. Основные положения

Измерения коэффициента отражения и полного сопротивления узлов или элементов СВЧ-трактов необходимы при решении задач согласования, определении параметров эквивалентных схем и частотных характеристик устройств СВЧ.

Измерения с помощью измерительной линии являются наиболее простыми, достаточно точными и доступными при экспериментальном определении коэффициента отражения и полного сопротивления. Принцип таких измерений основан на известной зависимости между сопротивлением исследуемого элемента и распределением напряженности электрического поля волны вдоль однородной линии передачи, соединяющей измеряемый элемент с генератором. Если сопротивление элемента Z_h равно волновому сопротивлению линии Z_0 , то в линии устанавливается режим «бегущей» волны (отсутствуют отраженные волны). При $Z_h \neq Z_0$ в передающей линии устанавливается режим «стоячих» волн (суперпозиция падающих и отраженных волн). Коэффициент отражения определяется отношением напряженности электрического поля отраженной волны E_0 к напряженности падающей волны E_p в месте расположения элемента, т. е. $\dot{\Gamma}_h = \dot{E}_0 / \dot{E}_p$. В общем виде коэффициент отражения является комплексным числом: $\dot{\Gamma}_h = |\Gamma| \exp(i\phi_h)$, где $|\Gamma_h|$ – модуль отношения напряжений; ϕ_h – фазовый сдвиг между падающей и отраженной волнами на исследуемом объекте.

Комплексный коэффициент отражения связан с полным сопротивлением $Z_h = R_h + iX_h$ соотношением $\dot{\Gamma}_h = (Z_h - Z_0) / (Z_h + Z_0)$. Как правило, сопротивление элементов СВЧ-трактов выражают как

$$Z'_h = \frac{\dot{Z}_h}{Z_0} = \frac{1 + \dot{\Gamma}_h}{1 - \dot{\Gamma}_h}. \quad (3.1)$$

На практике обычно измеряют коэффициент стоячей волны (КСВ) напряжения, определяемый отношением максимального значения напряжения стоячей волны в линии к ее минимальному значению: $\rho = U_{\max} / U_{\min}$, и положение ближайшего от нагрузки минимума напряжения в линии z_{\min} . Зная эти параметры, можно легко определить модуль и фазу коэффициента отражения:

$$|\Gamma_H| = (\rho - 1)/(\rho + 1); \quad \Phi_H = 4\pi z_{\min}/\lambda_B, \quad (3.2)$$

где λ_B – длина волны в волноводе, определяемая соотношением

$$\lambda_B = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{kp})^2}}. \quad (3.3)$$

Здесь λ_{kp} – критическая длина волны волновода.

Для основного типа волны прямоугольного волновода (TE_{10}) $\lambda_{kp} = 2a$, где a – размер широкой стенки волновода.

С учетом соотношений (3.1)–(3.2) можно найти полное сопротивление исследуемого элемента:

$$Z' = R' + iX' = \frac{1 + |\Gamma_H| \exp(i\Phi_H)}{1 - |\Gamma_H| \exp(i\Phi_H)} = \frac{1 - |\Gamma_H|^2 + i2|\Gamma_H| \sin \Phi_H}{1 + |\Gamma_H|^2 - 2|\Gamma_H| \cos \Phi_H}. \quad (3.4)$$

Полное сопротивление удобно определять с помощью круговой диаграммы полных сопротивлений, где все указанные параметры (ρ , z_{\min} , $|\Gamma_H|$) связаны с сеткой активных и реактивных составляющих сопротивления. Круговая диаграмма представляет собой три семейства кривых, расположенных в одной плоскости: 1) семейство окружностей нормированных активных составляющих сопротивления $R' = \text{const}$ с центром на вертикальной оси (характерной является окружность $R' = 1$, проходящая через центр диаграммы); 2) семейство дуг окружностей нормированных реактивных составляющих сопротивления $X' = \text{const}$ с центрами на горизонтальной оси (дуги, соответствующие положительным значениям X' , находятся справа от вертикальной оси, а дуги, соответствующие отрицательным значениям, – слева; на вертикальной оси диаграммы реактивные сопротивления (проводимости) равны нулю); 3) семейство концентрических окружностей $\rho = \text{const}$ или $|\Gamma_H| = \text{const}$ с центрами, соответствующими нулевому отражению $|\Gamma_H| = 0$ и $\rho = 1$, в цен-

трёх диаграммы. Обычно, для удобства работы значения ρ или/и $|\Gamma_h|$, соответствующие радиусам этих окружностей, наносят на прозрачную пластмассовую линейку с делениями, вращающуюся вокруг центра диаграммы.

Таким образом, каждой точке плоскости диаграммы соответствует единственное значение комплексного нормированного сопротивления Z' , определяемое точкой пересечения кривых семейств (1) и (2) при соответствующем значении ρ (или $|\Gamma_h|$).

На внешней окружности диаграммы нанесены расстояния от начала координат (отсчета) до исследуемого сечения линии, выраженные в виде отношения $2l/\pi$ или $4\pi\Delta l/\lambda$. Если исходить из того, что нормированное сопротивление Z' представляет собой последовательное соединение активных и реактивных составляющих, то в правой полуплоскости, где откладываются положительные фазовые углы, реактивная составляющая полного сопротивления имеет индуктивный характер, а в левой полуплоскости, где откладываются отрицательные углы, – емкостный характер.

3.2. Описание экспериментальной установки

Структурная схема установки представлена на рис. 3.1. В состав установки входят следующие элементы: 1 – измерительный СВЧ-генератор, 2 – частотомер, 3 – регулируемый аттенюатор, 4 – измерительная линия, 5 – индикатор (милливольтметр), 6 – исследуемый элемент, 7 – согласованная нагрузка.

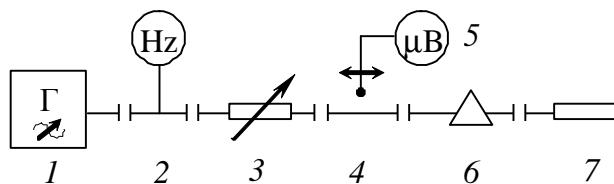


Рис. 3.1

Для исследования режима «бегущей» и «стоячей» волн вместо элементов 6 и 7 помещаются согласованная нагрузка или короткозамыкатель соответственно.

3.3. Порядок выполнения работы

1. Ознакомиться с аппаратурой, входящей в экспериментальную установку.
2. Изучить конструкцию и основные характеристики измерительной линии.

3. Изучить круговую диаграмму полных сопротивлений и методику определения с ее помощью полного сопротивления и проводимости.
4. Включить измерительный генератор согласно инструкции и настроить на заданную преподавателем частоту.
5. Настроить измерительную линию на заданную частоту. Для этого собрать схему (см. рис. 3.1), заменив в ней исследуемый элемент на короткозамыкатель. От генератора подать в линию высокочастотный сигнал и с помощью ручек настройки диодной и зондовой резонансных камер измерительной линии получить максимум на шкале индикаторного прибора. При этом глубину погружения зонда следует устанавливать минимальной с учетом реальной чувствительности индикатора. Уровень мощности в измерительной линии следует поддерживать таким, чтобы показания индикатора соответствовали полной шкале при установке зонда в максимум напряженности электрического поля.
6. Измерить распределение напряженности электрического поля вдоль линии при подключенном короткозамыкателе и при замене его на согласованную нагрузку. Определить длину волны в линии и сравнить с расчетной (формула (3.3)).
7. Провести измерения, необходимые для определения полного сопротивления нагрузок. Для этого зафиксировать положение Z_1 одного из минимумов напряженности поля при подключенном короткозамыкателе. Затем собрать схему согласно рис. 3.1 и определить положение минимума Z_2 , ближайшего к ранее найденному Z_1 со стороны нагрузки. Относительный фазовый сдвиг определяется соотношением $Z/\lambda_B = (Z_2 - Z_1)/\lambda_B$.

Для определения КСВ необходимо установить зонд в положение минимума и зафиксировать показания индикатора (U_1); затем, установив зонд в положение максимума, увеличить затухание встроенного в генератор аттенюатора до получения прежних показаний индикатора (U_1) и определить разность в децибелах по шкале аттенюатора: $A_2 - A_1 = \Delta A$. Значения КСВ в децибелах определяется ΔA и с учетом того, что $\Delta A = 20 \lg(|E_{\max}|/|E_{\min}|)$, получим $\rho = |E_{\max}|/|E_{\min}| = 10^{\Delta A/20}$.

8. Повторить пп. 4 – 7 на других частотах (по указанию преподавателя).

9. Определить полное сопротивление и проводимость исследованного элемента, используя круговую диаграмму и результаты измерений (z_{\min} , ρ , λ_B).
10. Рассчитать активные и реактивные составляющие полного сопротивления, используя соотношения (3.2) – (3.4).

3.4. Содержание отчета

1. Схема измерительной установки.
2. Основные технические характеристики измерительных приборов.
3. Графики распределения напряженности электрического поля вдоль линии при подключении согласованной нагрузки, короткозамыкателя и исследуемого элемента. На графиках указать значение длины волны λ_B и КСВ.
4. Эскиз исследуемого элемента с указанием основных геометрических размеров.
5. Основные элементы круговой диаграммы с нанесенными на ней значениями экспериментально найденных точек, определяющих Z'_H и Y'_H .
6. Выводы.

3.5. Контрольные вопросы

1. Для чего необходима согласованная нагрузка в схеме измерительной установки?
2. Для чего и каким образом измеряется распределение напряженности электрического поля вдоль линии?
3. Как экспериментально определить длину волны в линии?
4. Какое значение принимает КСВ при подключённом короткозамыкателе?
5. Какова методика определения полного сопротивления исследуемого элемента при помощи круговой диаграммы сопротивлений?

Лабораторная работа 4. НЕВЗАИМНЫЕ ФЕРРИТОВЫЕ УСТРОЙСТВА: ФАРАДЕЕВСКИЙ ВРАЩАТЕЛЬ ПЛОСКОСТИ ПОЛЯРИЗАЦИИ

Цель работы. Ознакомление с эффектом необратимого вращения плоскости поляризации электромагнитной волны, проходящей через линию передачи, содержащую феррит.

4.1. Основные положения

Ферриты – это группа содержащих ионы железа материалов, которые обладают одновременно магнитными свойствами ферромагнетиков и электрическими свойствами диэлектриков ($\epsilon_r = 5 \dots 20$, $\sigma = 10^{-5} \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$). Свойства ферритов в значительной степени определяются их структурой. Наиболее широкое применение находят ферриты со структурой шпинели (например, железоникелевый феррит NiFe_2O_3 , марганцевый феррит $\text{MnO}\cdot\text{Fe}_2\text{O}_3$) и со структурой граната (например, железоиттриевый гранат $\text{Y}_3\text{Fe}_5\text{O}_{12}$ – ЖИГ). Благодаря наличию ионов железа ферриты обладают большой магнитной проницаемостью и спонтанной намагниченностью. На рис. 4.1 показана кривая намагничивания ферромагнитного материала.

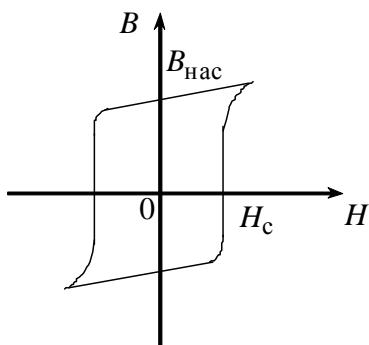


Рис. 4.1

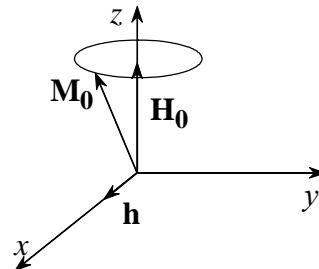


Рис. 4.2

В ненамагниченном состоянии феррит представляет собой конгломерат областей, магнитные моменты которых ориентированы в различных направлениях. Под воздействием переменного магнитного поля магнитные моменты указанных областей отклоняются в направлении вектора \mathbf{H} , в результате появляется вектор магнитной поляризации (вектор намагниченности, определяемый как магнитный момент единицы объема), совпадающий с вектором напряженности внешнего поля, и магнитная проницаемость является скалярной величиной. Поэтому свойства ненамагниченного феррита для переменных полей любого направления одинаковы и распространение электромагнитных волн в нем происходит так же, как в любой другой изотропной среде.

Постоянное магнитное поле \mathbf{H}_0 ориентирует магнитные моменты атомов железа вдоль внешнего поля, в результате чего феррит приобретает анизотропные свойства, а его магнитная проницаемость для переменных электромагнитных полей становится тензорной величиной. Слабое переменное маг-

нитное поле \mathbf{h} , перпендикулярное намагничивающему полю \mathbf{H}_0 , заставляет магнитные моменты прецессировать вокруг вектора \mathbf{H}_0 (рис. 4.2). Если постоянное поле направлено вдоль оси z ($\mathbf{H}_0 = \mathbf{e}_z H_0$), а переменное поле \mathbf{h} ему перпендикулярно ($\mathbf{h} = \mathbf{e}_x h_x + \mathbf{e}_y h_y$), тензор магнитной проницаемости насыщенного феррита имеет вид

$$\|\mu\| = \mu_0 \begin{vmatrix} \mu' & -ik & 0 \\ ik & \mu' & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix},$$

где $\mu' = 1 - \frac{\omega_0 \omega_m}{\omega^2 - \omega_0^2}$; $k = \frac{\omega \omega_m}{\omega^2 - \omega_0^2}$; $\omega_0 = \frac{e\mu_0}{m_e} H_0$; $\omega_m = \frac{e\mu_0}{m_e} M_0$; ω_0 – собственная

частота прецессии магнитного момента электрона в постоянном поле H_0 ; M_0 – спиновый магнитный момент электрона.

Вектор магнитной индукции электромагнитной волны \mathbf{b} связан с вектором напряженности магнитного поля \mathbf{h} соотношением $\mathbf{b} = \|\mu\| \mathbf{h}$ или $b_x = \mu_0(\mu' h_x - ik h_y)$, $b_y = \mu_0(ik h_x + \mu' h_y)$, $b_z = \mu_0 h_z = 0$.

Итак, компоненты тензора $\|\mu\|$ зависят от напряженности постоянного поля, и поэтому векторы \mathbf{b} и \mathbf{h} имеют различные соотношения между компонентами. Отсюда следует важное свойство намагниченного феррита – вращение плоскости поляризации электромагнитной волны, которое называется эффектом Фарадея.

Вращение плоскости поляризации в волноводе, содержащем намагниченный феррит. Рассмотрим круглый цилиндрический волновод, содержащий продольно намагниченный ферритовый стержень (рис. 4.3). Пусть в волноводе возбуждается волна типа H_{11} . Будем считать, что присутствие ферритового стержня не искажает распределения поля в поперечном сечении волновода и что частота много больше собственной частоты прецессии (в этом случае активными потерями в феррите можно пренебречь).

Пусть на вход устройства подается плоскополяризованная волна (плоскость поляризации – это плоскость, составленная вектором \mathbf{E} и направлением распространения волны). Плоскополяризованный волну можно представить в виде суммы двух распространяющихся в противоположных направлениях волн круговой поляризации с противоположным направлением вращения векторов напряженности поля.

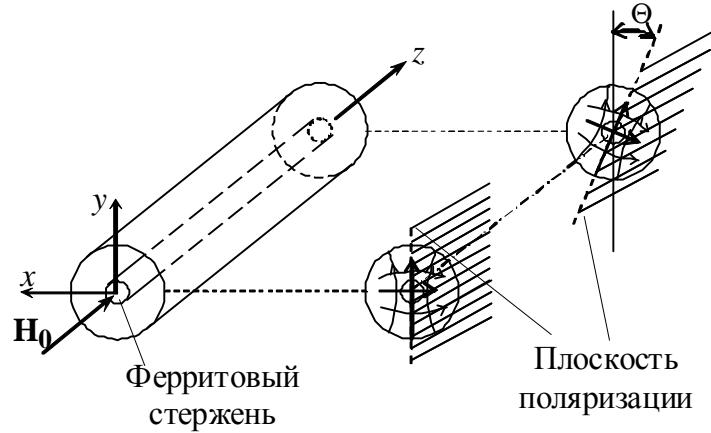


Рис. 4.3

Напряженность магнитного поля плоскополяризованной волны можно записать как

$$H_m \cos(\omega t - \beta z) = \frac{1}{2} H_m e^{-i(\omega t + \beta^+ z)} + \frac{1}{2} H_m e^{i(\omega t + \beta^- z)}.$$

На рис. 4.4 показано графическое разложение плоскополяризованной волны на две волны круговой поляризации с амплитудой $1/2H_m$.

Благодаря анизотропии феррита условия распространения волн с разными направлениями вращения различны, соответственно, различны и фазовые скорости каждой из волн ($\beta^+ \neq \beta^-$) и различны набеги фазы на длине z . В результате плоскость поляризации реальной волны H_{11} постепенно поворачивается по мере движения волны вдоль волновода, причем угол поворота Θ плоскости поляризации пропорционален расстоянию z от входной плоскости и зависит от намагничивающего поля \mathbf{H}_0 , частоты СВЧ-сигнала ω , а также от размеров и от материала ферритового стержня: $\Theta = \eta kz$, где η – коэффициент пропорциональности, учитывающий геометрические размеры и диэлектрические характеристики феррита:

$$k = \frac{\omega \omega_M}{\omega^2 - \omega_0^2}. \quad \text{Для } \omega \gg \omega_0 \quad k \gg \frac{\omega_m}{\omega} \left[1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right], \quad \text{так что}$$

$$\Theta(\omega, H_0) \gg \eta \frac{\omega_M}{\omega} \left[1 + \left(\frac{1}{m} \mu_0 \frac{H_0}{\omega} \right)^2 \right] z.$$

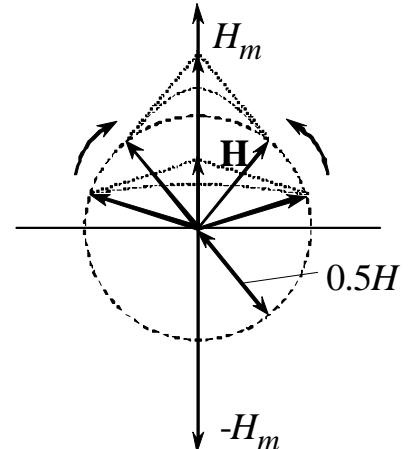


Рис. 4.4

Направление вращения плоскости поляризации не зависит от направления движения электромагнитной энергии по волноводу, т. е. ферритовый вращатель плоскости поляризации является невзаимным устройством.

4.2. Описание экспериментальной установки

Блок-схема лабораторной установки для изучения эффекта вращения плоскости поляризации электромагнитной волны, проходящей через линию, содержащую феррит, приведена на рис. 4.5. Источником СВЧ-колебаний служит генератор Г4-83, работающий в режиме внутренней амплитудной модуляции меандром. Сигнал с выхода генератора 1 через коаксиальный кабель 2 подается на выход отрезка цилиндрического волновода 3, содержащего ферритовый стержень. Постоянное магнитное поле \mathbf{H}_0 , намагничивающее феррит в продольном направлении, создается катушкой, через которую проpusкается управляющий ток I от источника постоянного тока 4. СВЧ-Сигнал, излучаемый из открытого конца цилиндрического волновода 3, принимается рупорной антенной 5 и после детектирования детектором 7 регистрируется на экране осциллографа 6.

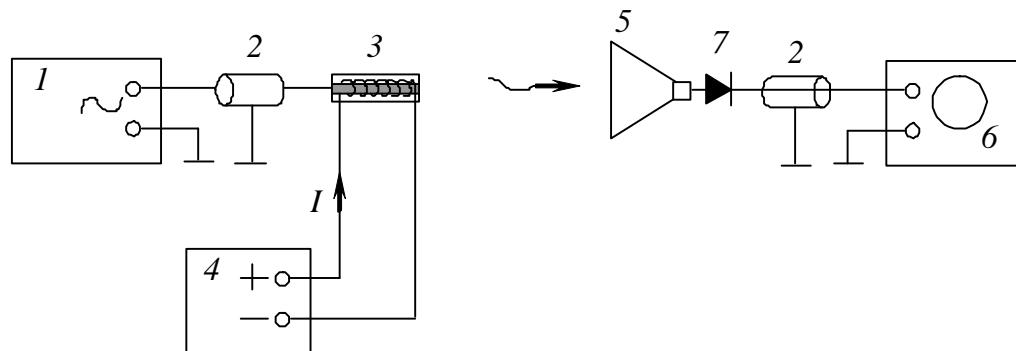


Рис. 4.5

Намагничивание феррита постоянным магнитным полем \mathbf{H}_0 , создаваемым током I в катушке, приводит к повороту на угол Θ плоскости поляризации электромагнитной волны, излучаемой в окружающую среду из открытого конца цилиндрического волновода. Угол поворота плоскости поляризации Θ зависит от силы тока I , протекающего через катушку, и от частоты сигнала. Угол поворота плоскости поляризации волны фиксируется измерением угла поворота рупора приемной антенны вокруг горизонтальной оси, при котором наблюдается максимум регистрируемого сигнала.

4.3. Порядок выполнения работы

1. Собрать схему в соответствии с рис. 4.5.
2. Установить ручки приборов в следующие положения:
 - генератор СВЧ-сигналов Г4-83:
кнопки управления амплитудой сигнала отжаты;
ручку «Уровень» в крайнее левое положение;
частота 9.4 ГГц;
 - блок питания постоянного тока:
напряжение 4 В;
ток 0 А;
3. Включить приборы и дать им прогреться в течение 5...10 мин.
4. Нажать на панели генератора Г4-83 кнопку « $\square \sqcap \sqcup$ ».
5. Установить на экране осциллографа развертку огибающей СВЧ-сигнала (меандра) в пределах половины экрана, увеличивая выходную мощность генератора ручкой «Уровень» и чувствительность осциллографа.
6. Найти положения минимума и максимума принимаемого сигнала, перемещая рупор приемной антенны вдоль направляющей.
7. Установить рупор приемной антенны на расстоянии, соответствующем максимуму принимаемого сигнала.
8. Измерить зависимость регистрируемого сигнала от угла поворота рупора (0...180°).
9. Измерить зависимость принимаемого сигнала от угла поворота рупора при трех значениях тока управления (10; 30; 60 мА).
10. Выключить ток. Установить угол поворота рупора, соответствующий минимальному принимаемому сигналу.
11. Измерить зависимость угла поворота Θ рупора, который соответствует минимальному сигналу, от тока управления(0; 10; 20; 40; 60 мА).
12. Изменить направление тока. Повторить измерения по пп. 9–11.
13. Вернуть ручки приборов в исходное положение.
14. Выключить приборы.

4.4. Содержание отчета

1. Схема экспериментальной установки.

2. Графики зависимости амплитуды огибающей СВЧ-сигнала от угла поворота рупора при различных значениях тока через катушку на частоте 9.4 ГГц.
3. График зависимости угла поворота плоскости поляризации электромагнитной волны от управляющего тока на частоте 9.4 ГГц.
4. Выводы.

4.5. Контрольные вопросы

1. Что такое оптический эффект Фарадея?
2. Какие уравнения учитывают анизотропию свойств феррита?
3. Какая электромагнитная волна называется поляризованной? Какие типы поляризации электромагнитных волн существуют?
4. От чего зависит магнитная проницаемость намагниченного феррита?

Лабораторная работа 5. ИССЛЕДОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО СОГЛАСОВАНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ НАГРУЗКИ И СВЧ-ГЕНЕРАТОРА

Цель работы. Расчет схемы согласующего тракта на основе микрополосковой линии передачи, обеспечивающего широкополосное согласование источника СВЧ-сигнала и нагрузки.

5.1. Основные положения

Согласование сопротивлений является одной из важнейших задач техники СВЧ и заключается в обеспечении наиболее эффективной передачи сигнала из источника СВЧ-мощности в полезную нагрузку, в условиях, когда их сопротивления различны. Такое различие сопротивлений нагрузки и источника ведёт к отражению части падающей мощности, и, следовательно, к снижению эффективности передачи. Задача согласования в общем случае может быть решена созданием согласующих схем на основе активных и реактивных сосредоточенных элементов, а применительно к СВЧ – на основе трансформаторов сопротивлений, разработанных с использованием теории длинных линий. Согласование нагрузки и подводящей линии передачи, имеющих сопротивления Z_H и Z_L соответственно, может быть выполнено с помощью $\lambda/4$ (четвертьволнового) трансформатора. Трансформатор представляет собой одиничный отрезок или последовательное соединение N отрезков

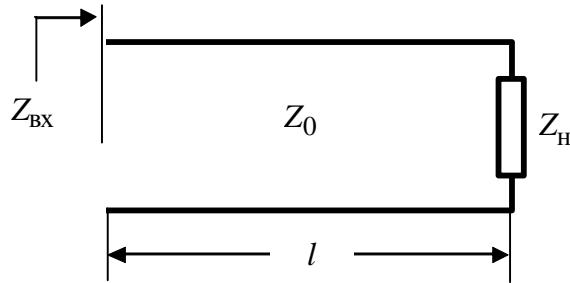


Рис. 5.1

линии передачи, длина каждого из которых равна $\lambda/4$ (электрическая длина – $\pi/2$), где λ – длина волны в данном отрезке линии передачи, а сопротивление каждого из которых $Z_{\text{тр},n}$ ($n = 1, 2, \dots, N$) рассчитывается с использованием телеграфных уравнений.

Для линии передачи (с пренебрежимо малыми потерями) длиной l с характеристическим сопротивлением Z_0 , нагруженной на сопротивление Z_h (рис. 5.1), справедлива формула трансформации сопротивлений:

$$Z_{\text{bx}} = Z_0 \frac{Z_h + i Z_0 \operatorname{tg}(\beta l)}{Z_0 + i Z_h \operatorname{tg}(\beta l)} \quad (5.1)$$

где $\beta = 2\pi/\lambda$ – постоянная распространения.

Когда длина линии равна $l = \lambda/4$ выражение (5.1) упрощается до

$$Z_{\text{bx}} = \frac{Z_0^2}{Z_h}. \quad (5.2)$$

Из выражения (5.2) видно, что в сопротивление нагрузки может быть трансформировано в сопротивление подводящей линии передачи с помощью отрезка длиной $\lambda/4$, сопротивление которого $Z_{\text{тр}}$ находится заменой Z_{bx} на $Z_{\text{л}}$ в выражении (5.2) как

$$Z_{\text{тр}} = \sqrt{Z_h Z_{\text{л}}}. \quad (5.3)$$

Из условия вывода выражения (5.2) видно, что полное согласование с помощью одиночного отрезка достигается на единственной частоте f_0 , для которой $\lambda/4 = l$. Во многих случаях уровень рассогласования, вызванный отклонением частоты от заданного значения, недопустим. Поэтому возникает задача широкополосного согласования, при котором обеспечивается полоса частот, в пределах которой отражение не превышает заданного значения. Эта задача решается применением многоступенчатого $\lambda/4$ -трансформатора.

Теория длинных линий показывает, что при двухкаскадном ($N = 2$) соединении трансформаторов (рис. 5.2) волновые сопротивления каждого из них могут быть определены, исходя из следующих соотношений:

$$Z_{\text{тр}, 1} = \sqrt[4]{Z_{\text{л}}^3 Z_{\text{н}}} ; \quad Z_{\text{тр}, 2} = \sqrt[4]{Z_{\text{л}}^3 Z_{\text{н}}} . \quad (5.4)$$

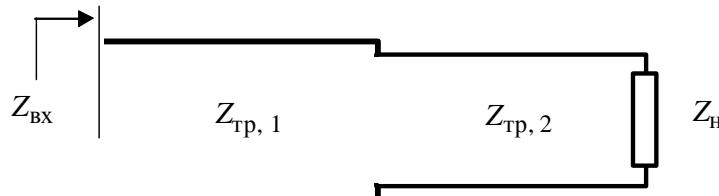


Рис. 5.2

В интегральных схемах СВЧ используются планарные линии передачи, плоские проводники которых формируются на поверхности диэлектрической подложки методами интегральной технологии с применением фотолитографии для получения необходимого рисунка топологии. Наибольшее применение нашла микрополосковая линия (МПЛ), поперечное сечение которой представлено на рис. 5.3. МПЛ относится к категории линий со слоистым диэлектриком, для которых вводится понятие эффективной диэлектрической проницаемости, учитывающей то, что часть поля находится в диэлектрике, а часть – в воздухе. Эффективная проницаемость такой линии передачи определяется из отношения длины волны в свободном пространстве $\lambda_0 = c/f$ на частоте f к длине волны в линии передачи λ на той же частоте f : $\epsilon_{\text{эфф}} = (\lambda_0/\lambda)^2$. Введение $\epsilon_{\text{эфф}}$ позволяет описывать рассматриваемую линию как некоторую эквивалентную, имеющую такие же геометрические размеры, но однородное диэлектрическое заполнение.

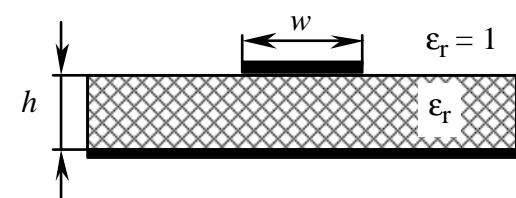


Рис. 5.3

Наибольшее применение нашла микрополосковая линия (МПЛ), поперечное сечение которой представлено на рис. 5.3. МПЛ относится к категории линий со слоистым диэлектриком, для которых вводится понятие эффективной диэлектрической проницаемости, учитывающей то, что часть поля находится в диэлектрике, а часть – в воздухе. Эффективная проницаемость такой линии передачи определяется из отношения длины волны в свободном пространстве $\lambda_0 = c/f$ на частоте f к длине волны в линии передачи λ на той же частоте f : $\epsilon_{\text{эфф}} = (\lambda_0/\lambda)^2$. Введение $\epsilon_{\text{эфф}}$ позволяет описывать рассматриваемую линию как некоторую эквивалентную, имеющую такие же геометрические размеры, но однородное диэлектрическое заполнение.

В литературе приводится множество аналитических выражений для расчёта параметров МПЛ, полученных обработкой результатов либо экспериментальным исследованием, либо численным моделированием на ЭВМ. Следует выделить две системы уравнений для расчёта параметров МПЛ, необходимых для решения задачи согласования. В уравнения входят характеристи-

ческое сопротивление МПЛ Z_0 , ширина полоска w , толщина подложки h , диэлектрические проницаемости ϵ_r и $\epsilon_{\text{ЭФ}}$. Выражения, используемые для расчёта при выполнении условий $0.05 < w/h < 20$, $\epsilon_r < 16$, приведены далее:

1) при $w/h < 1$

$$\begin{cases} Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{ЭФ}}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right), \\ \epsilon_{\text{ЭФ}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left(\left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1/2} + 0.041 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right); \end{cases} \quad (5.5)$$

2) при $w/h \geq 1$

$$\begin{cases} Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{ЭФ}}}} \left(\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1}, \\ \epsilon_{\text{ЭФ}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1/2}. \end{cases} \quad (5.6)$$

Из систем (5.5) и (5.6) можно найти геометрические параметры трансформатора на основе МПЛ: ширину полоска w и длину отрезка $l = \lambda/4$, где $\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{\text{ЭФ}}}$ на частоте согласования.

5.2. Порядок выполнения работы

1. Рассчитать: 1) одноэлементную согласующую цепь; 2) двухэлементную согласующую цепь для согласования нагрузки с сопротивлением Z_h и подводящей линии передачи с сопротивлением $Z_l = 50$ Ом в соответствии с вариантом из таблицы (по указанию преподавателя). Определить волновые сопротивления трансформаторов по формулам (5.3) и (5.4).

Варианты заданий к лабораторной работе

Вариант	Z_h , Ом	f , ГГц	h , мм	ϵ_r
1	70	2	0.5	9.8
2	30	3	1	4
3	110	4	0.25	9.8
4	10	5	1	4
5	90	6	0.5	9.8

2. Решить системы уравнений (5.5) и (5.6) для заданных параметров, определить физические длину и ширину отрезков МПЛ, составляющих трансформаторы.
3. Провести моделирование рассчитанных трансформаторов в программе численного счёта, оценить точность расчёта параметров МПЛ по системам (5.5) и (5.6).

5.3. Содержание отчета

1. Цель работы.
2. Результаты расчёта. Волновые сопротивления и геометрические размеры элементов согласующих цепей.
3. Результаты моделирования частотных зависимостей модуля коэффициента отражения для одноэлементной и для двухэлементной согласующих цепей, рассчитанные с применением систем (5.5) и (5.6).
4. Выводы.

5.4. Контрольные вопросы

1. В чём заключается задача согласования?
2. Что такое четвертьволновый трансформатор? В каких условиях он может применяться?
3. Для чего используются многоступенчатые трансформаторы? Каковы их преимущества и недостатки?
4. Каким образом геометрические параметры отрезков трансформатора связаны с их волновым сопротивлением?
5. Как получены аналитические выражения для расчёта параметров микрополосковой линии передачи?

Список рекомендуемой литературы

- Гольдштейн Л. Д., Зернов Н. В. Электромагнитные поля и волны. М.: Сов. радио, 1971.
- Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинаное проектирование СВЧ-устройств. М.: Радио и связь, 1987.
- Никольский В. Д., Никольская Т. И. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Наука, 1989.
- Григорьев А. Д. Электродинамика и микроволновая техника. СПб: Лань, 2007.
- Вендик О. Г., Самойлова Т. Б. Электродинамика. СПб: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2006.

СОДЕРЖАНИЕ

Лабораторная работа 1. Исследование дисперсии волн в волноводе и в коаксиальной линии передачи.....	3
Лабораторная работа 2. Микрополосковые линии передачи	8
Лабораторная работа 3. Определение полного сопротивления элементов СВЧ-тракта с помощью измерительной линии.....	16
Лабораторная работа 4. Невзаимные ферритовые устройства: фарадеевский вращатель плоскости поляризации.....	20
Лабораторная работа 5. Исследование широкополосного согласования сопротивления нагрузки и СВЧ-генератора.....	26
Список рекомендуемой литературы.....	30

Редактор И. Б. Синишева

Подписано в печать 02.06.2014. Формат 60×84/16. Бумага офсетная.

Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».

Печ. л. 2,0. Тираж 65 экз. Заказ 72.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5