

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет «ЛЭТИ»

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА

Методические указания
к лабораторным работам

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
2020

Все лабораторные работы выполняются в программном пакете National Instruments AWR Design Environment.

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

Цели работы. Ознакомление с законами распространения СВЧ сигналов в ограниченных средах (коаксиальной и волноводной регулярных линиях передачи). Получение практических навыков измерения СВЧ-сигналов.

1.1. Основные положения

Фазовая скорость (v_ϕ) и длина волны (λ_B) в линии передачи могут отличаться от соответствующих величин для свободного пространства ($c; \lambda_B$). Из анализа дисперсионных уравнений можно получить:

$$\lambda_B = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}}, \quad v_\phi = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}};$$

где λ_{kp} – длина волны в свободном пространстве; ϵ_r, μ_r – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды; λ_{kp} – критическая длина волны в линии передачи; c – скорость света в вакууме.

Для линий с воздушным заполнением $\epsilon_r = \mu_r = 1$ и

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

Наиболее распространенными типами линий передач в СВЧ-диапазоне являются коаксиальная линия и прямоугольный волновод.

Коаксиальная линия передачи. В коаксиальной линии (рис. 1.1, *a*) могут распространяться волны как дисперсионного, так и бездисперсионного типов. Волной бездисперсионного типа является ТЕМ-волна, для которой $\lambda_{kp} = \infty$ и $\lambda_B = \lambda_0$.

Структура поля ТЕМ волны показана на рис. 1.1, *б*. ТЕМ-волна является основной для коаксиальной линии.

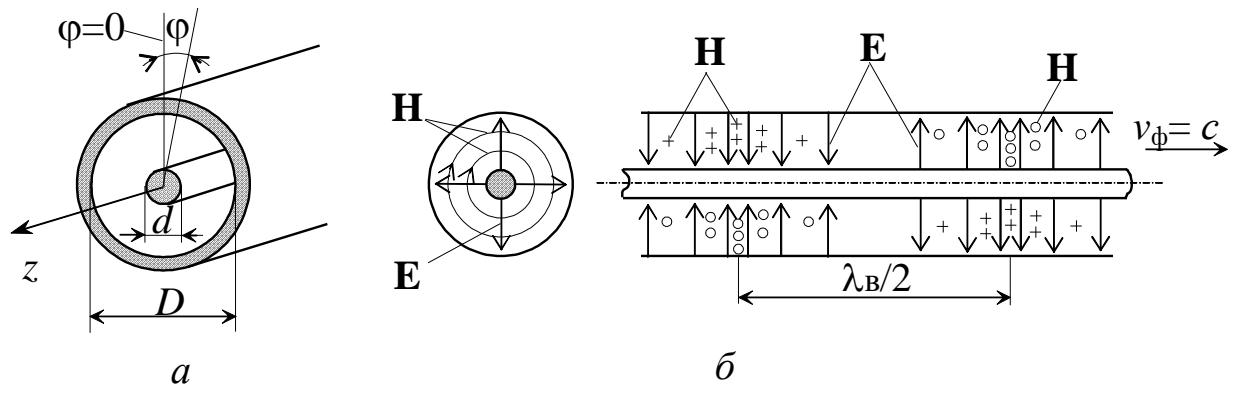


Рис. 1.1

Прямоугольный волновод. В прямоугольном волноводе (рис. 1.2, а) могут распространяться только волны дисперсионного типа H_{mp} и E_{mp} . Для них

$$\lambda_{kp} = \frac{2}{\sqrt{m^2/a^2 + n^2/b^2}},$$

где a, b – поперечные размеры волновода.

Наименьшую величину λ_{kp} имеет волна H_{10} (волны типов E_{m0} и E_{0n} не существует), называемая основной модой. Структура поля волны H_{10} показана на рис. 1.2, б.

Длину волны λ_{kp} и частотную дисперсию легко измерить, создавая стоящую волну. Для этого можно, например, расположить в поперечном сечении волновода проводящую стенку (короткое замыкание – КЗ) или образовать в

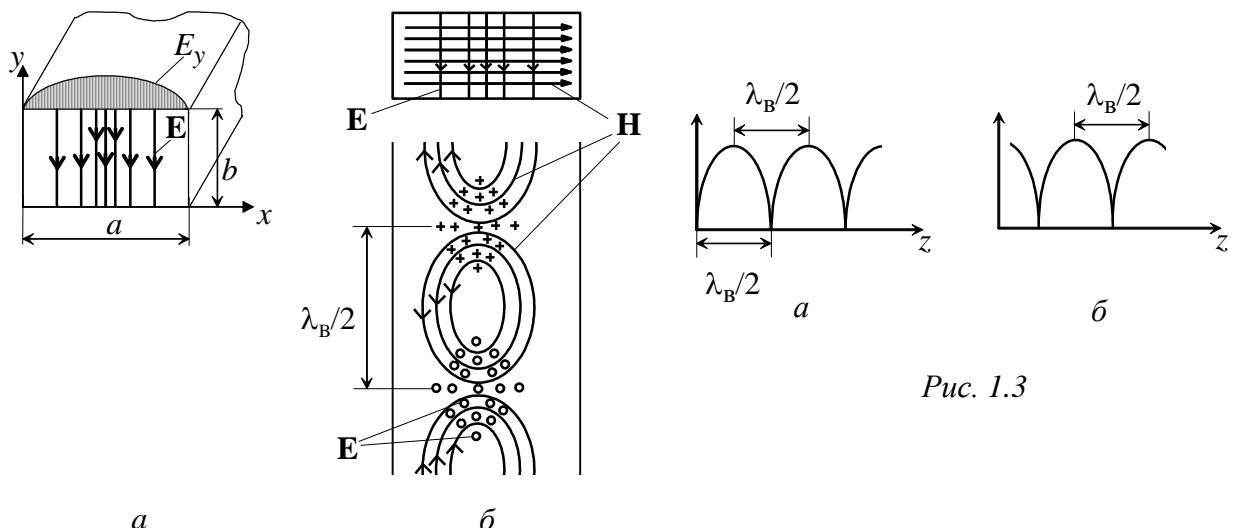


Рис. 1.2

каком-то сечении режим холостого хода (XX). Эпюры E поля приведены на рис. 1.3: a – в режиме короткого замыкания и δ – в режиме холостого хода. Для КЗ Г равен -1 , для ХХ Г равен $+1$ (Γ – коэффициент отражения).

1.2. Описание лабораторной установки

Блок-схема лабораторной установки показана на рис. 1.4. Основным узлом установки является измерительная линия, представляющая собой отрезок соответствующей линии передачи, по которой скользит каретка зонда, связанная с измерительной линейкой. Индикатор позволяет определить положение максимумов и минимумов стоячей волны.



Рис. 1.4

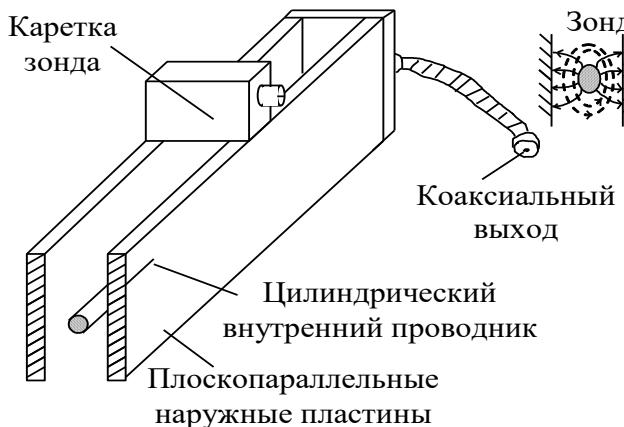


Рис. 1.5

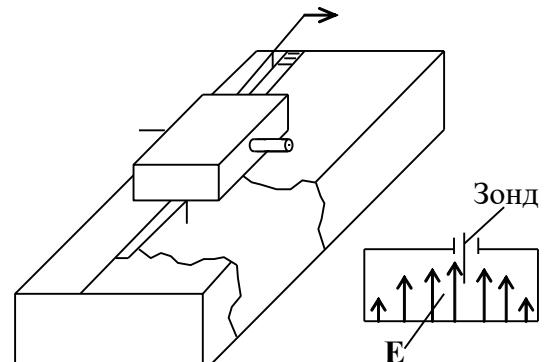


Рис. 1.6

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.

Волноводная измерительная линия (рис. 1.6) представляет собой отрезок прямоугольного волновода соответствующего сечения (дисперсия волн в

прямоугольном волноводе требует применения различных измерительных линий в разных диапазонах частот).

1.3. Порядок выполнения работы

1. Откройте файл Lab_1.emp в программном пакете AWR Design Environment 12 (следует отметить, что рекомендуемая версия программы 12 на более поздних версиях модель может работать некорректно, в то время как в более ранних версиях файл не откроется).
2. В левой части появившегося окна программы найдите категорию **Circuit Schematics**. В данной вкладке присутствует две схемы: **Waveguide** и **Coaxial** (Рис.1.7). Первая из них содержит модель для исследования дисперсии в прямоугольном волноводе, а вторая в коаксиальной линии.

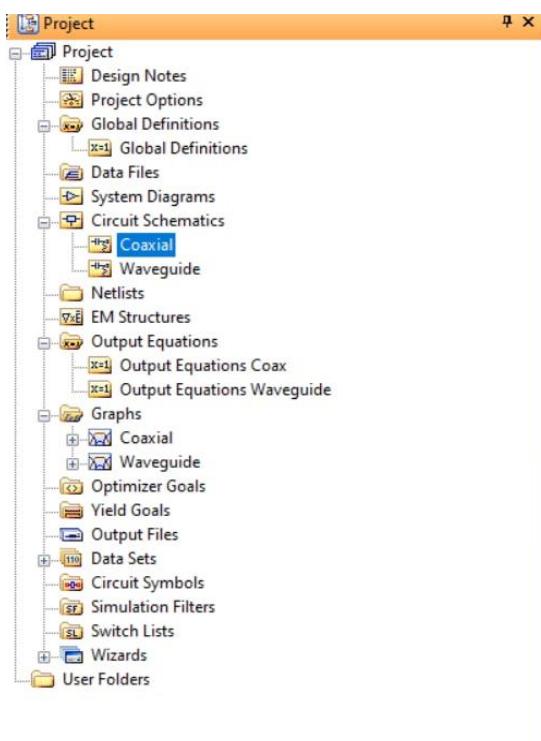


Рис 1.7

3. Дважды кликните на схему **Coaxial**. В открывшемся окне можно наблюдать структуру модели (см. Рис.1.8). Данная схема представляет собой коаксиальную линию передачи, один конец которой подключен к питирующему порту, а второй нагружен на К.З. Также на схеме присутствует детектор напряжения, который измеряет электрический потенциал, наведенный электромагнитной волной в коаксиальной линии. Меняя положение данного детектора вдоль линии передачи, необходимо определить положение максимумов и минимумов стоячей волны вдоль волноведущей структуры.

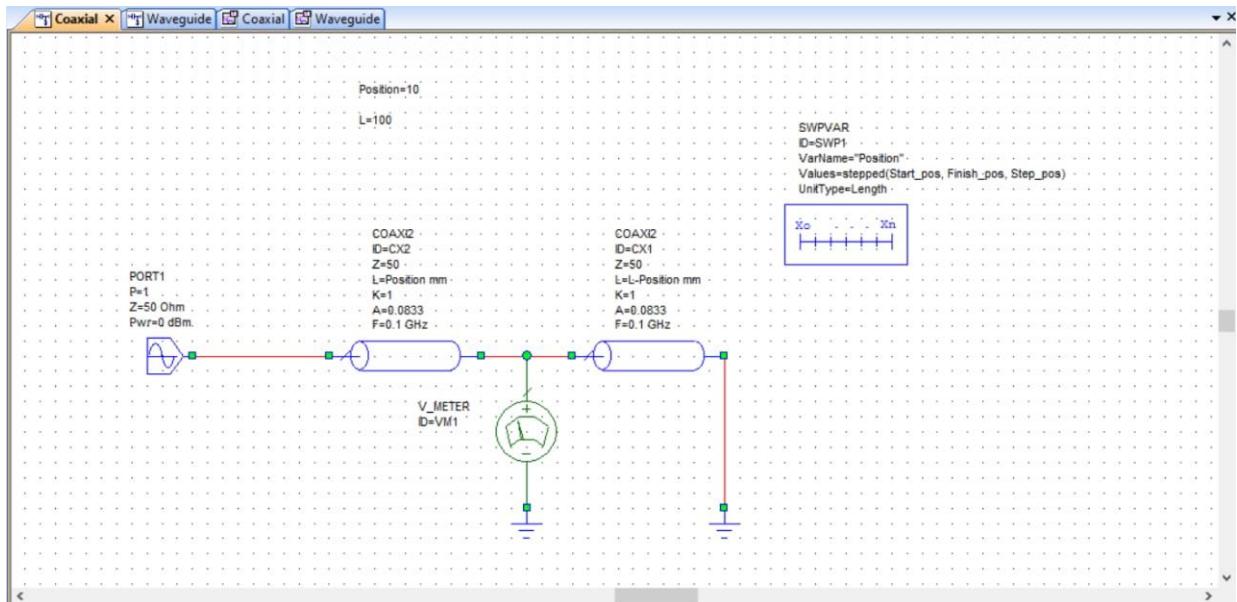


Рис 1.8

4. Для начала выполнения измерений необходимо задать частоту сигнала. Для этого в левой части окна программы найдите категорию **Project Options** (см. Рис.1.9). Дважды кликните на нее мышкой. В появившемся окне необходимо вписать частоту в графе **Point (GHz)**. Начальная частота равняется **6 ГГц**. После этого нажимаем кнопку **Apply**, а затем **OK**.

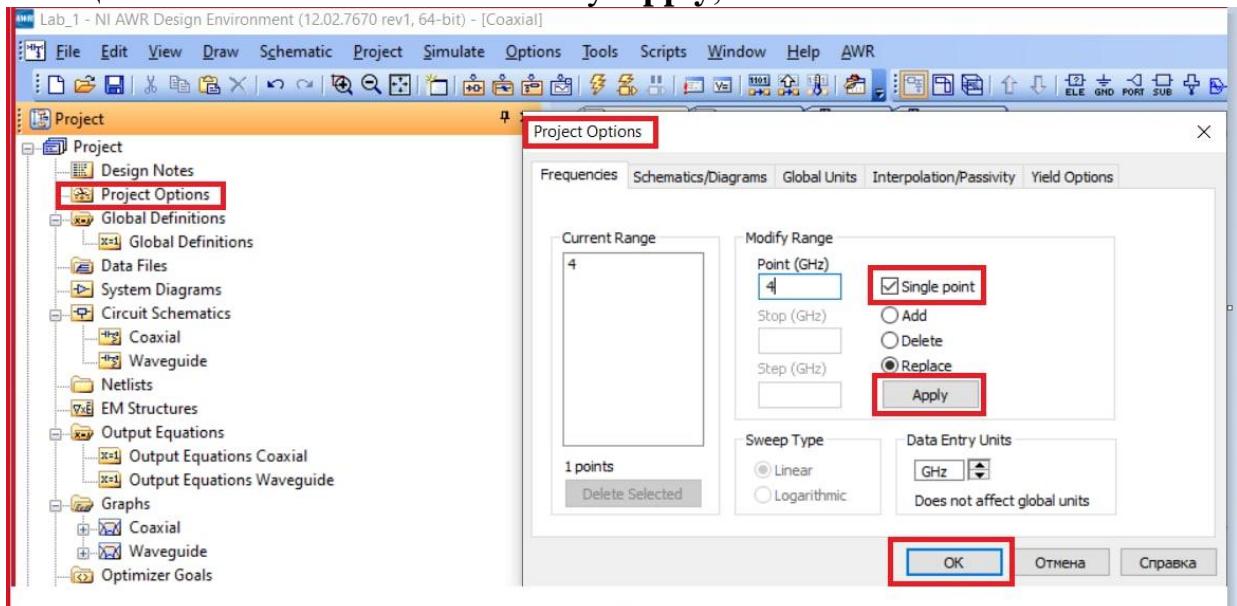


Рис 1.9

5. Найдите категорию **Graphs** и дважды кликните на вкладке **Coaxial**. В появившемся окне вы увидите пустой график зависимости электрического потенциала на детекторе от координаты его положения вдоль линии передачи. Для проведения расчетов и построения графика необходимо нажать кнопку **Analyze** (см. Рис.1.10)

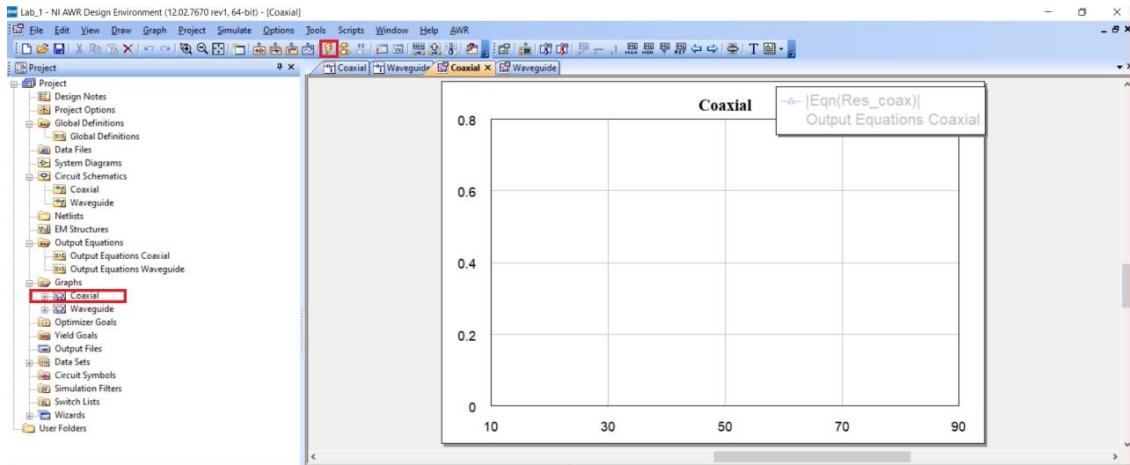


Рис 1.10

6. После проведения моделирования на графике появится график зависимости электрического потенциала на детекторе от его координаты вдоль линии передачи. Вам необходимо измерить длину волны на полученной зависимости, для этого вы можете воспользоваться системой маркеров. Для добавления маркера на полученную зависимость кликните правой кнопкой мыши в поле графика и выберете **Add marker** (см. Рис.1.11). После этого кликните курсором мышки на ту часть графика, где вы хотите установить маркер. Его положение может быть изменено с помощью мыши. Дополнительные маркеры в случае необходимости могут быть установлены аналогичным образом. Каждый маркер позволит определить точные значения координаты вдоль линии передачи и величину электрического потенциала, наведенного волной в данной точке (см. Рис.1.12).

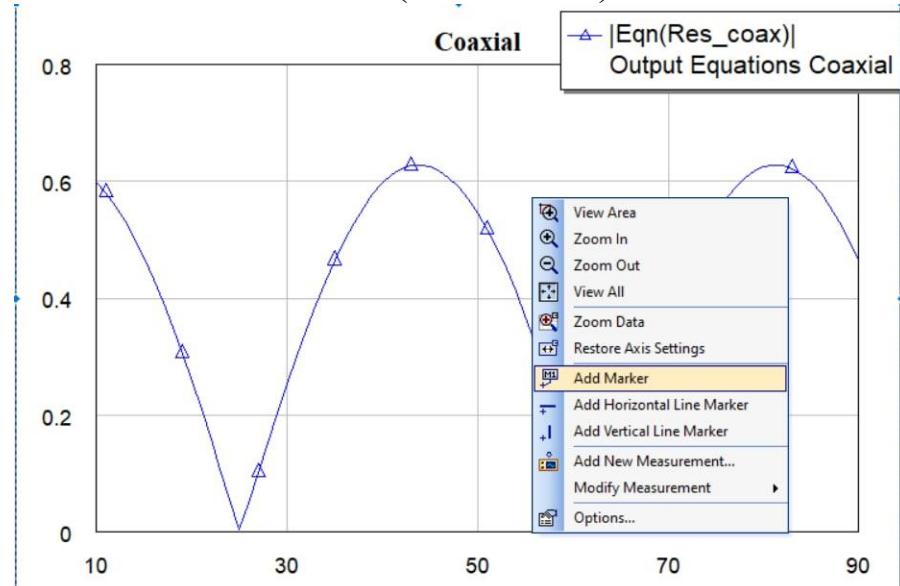


Рис 1.11

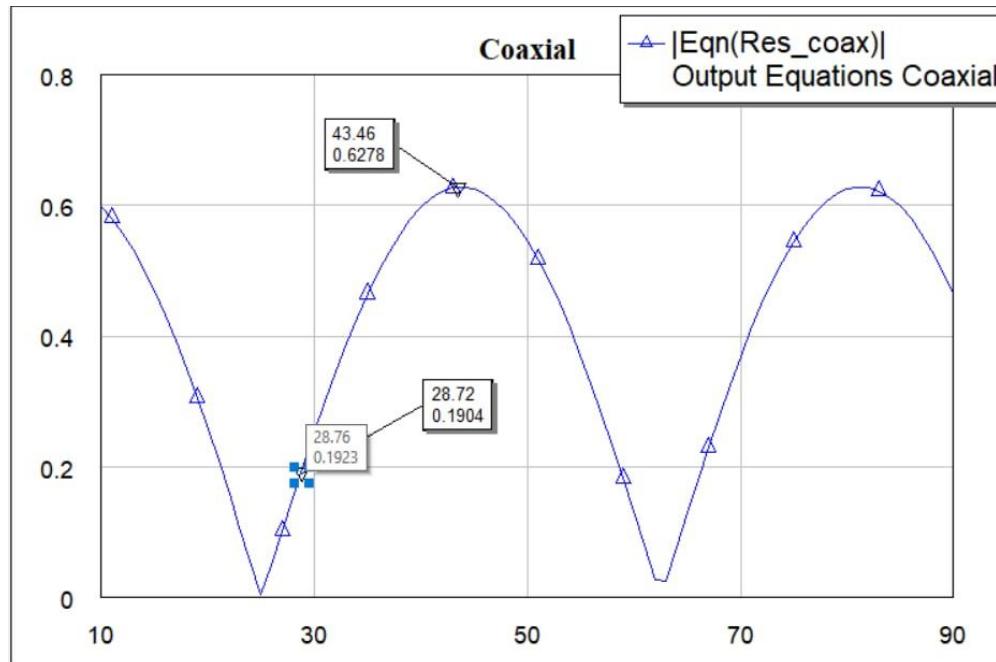


Рис 1.12

7. Повторите проделанные действия для определения длины волны в линии передачи на других частотах. Предел изменения частоты от 6 до 1ГГц, шаг изменения частоты 1 ГГц.

8. Повторите пункты 3-7 для схемы Waveguide (см. Рис.1.13)

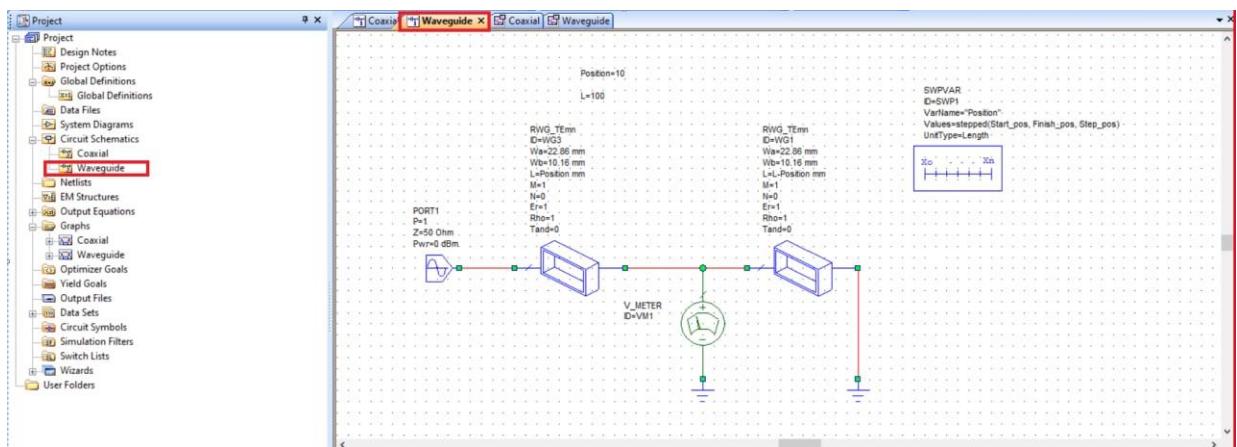


Рис 1.13

Параметры линий передачи используемых в рамках моделирования:
Коаксиальная линия:

Характеристический импеданс: 50 Ом;

Диэлектрическая проницаемость заполнения: 1;

Длина: 250 мм;

Вносимые потери: 0,0833 дБ/м.

Прямоугольный волновод:

Тип моды: TE₁₀ (H₁₀)

Ширина: 86,36 мм

Высота: 43,18 мм

Диэлектрическая проницаемость заполнения: 1;

Длина: 250 мм.

1.4. Содержание отчета

1. Цель работы.
2. Теоретические сведения.
3. Модели, используемые в рамках лабораторной работы.
4. Результаты измерений, сведенные в таблицу.
5. Графики $\lambda_B = F(f)$ (измеренные и рассчитанные по формулам) для коаксиальной и для волноводной линий передачи.
6. Выводы.

Лабораторная работа 2. МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Цель работы. Моделирование резонатора на основе микрополосковой линии передачи.

2.1. Основные положения

Одним из простейших и в то же время важнейших элементов СВЧ-схем на основе микрополосковой линии передачи (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.

На рис. 2.1 показан пример простейшего линейного разомкнутого на концах МПР. Основными характеристиками резонатора являются ре-

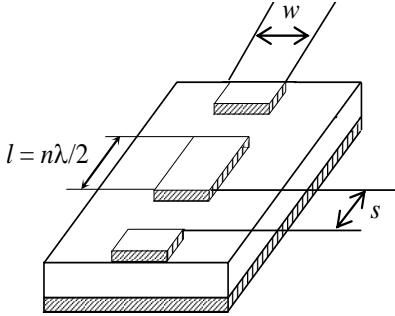


Рис. 2.1

резонансная частота f_0 и добротность Q . Добротность резонатора – отношение запасенной энергии к энергии, поглощенной за один период колебаний. Экспериментально эти характеристики могут быть получены на основе измерения характеристик передачи резонатора. Резонансная частота МПР определяется длиной резонатора l и диэлектрической проницаемостью подложки.

Резонансные частоты резонатора могут быть определены из выражения

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

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

Эффективная диэлектрическая проницаемость:

$$\epsilon_{\text{эфф}} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{w} \right)^{-1/2}, \quad (2.2)$$

где ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость подложки; h – толщина подложки; w – ширина микрополоска.

Следует отметить, что величина эффективной диэлектрической проницаемости 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.

Соотношения, связывающие волновое сопротивление линии Z_ϵ и ее геометрических размеров:

$$\begin{cases} \frac{w}{h} = \frac{8\exp(A)}{\exp(2A) - 2}, & \text{для } A > 1.52; \\ \frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\}, & \text{для } A \leq 1.52 \end{cases} \quad (2.3)$$

$$A = \frac{Z_\epsilon}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right); \quad B = \frac{60\pi^2}{Z_\epsilon \sqrt{\epsilon_r}}$$

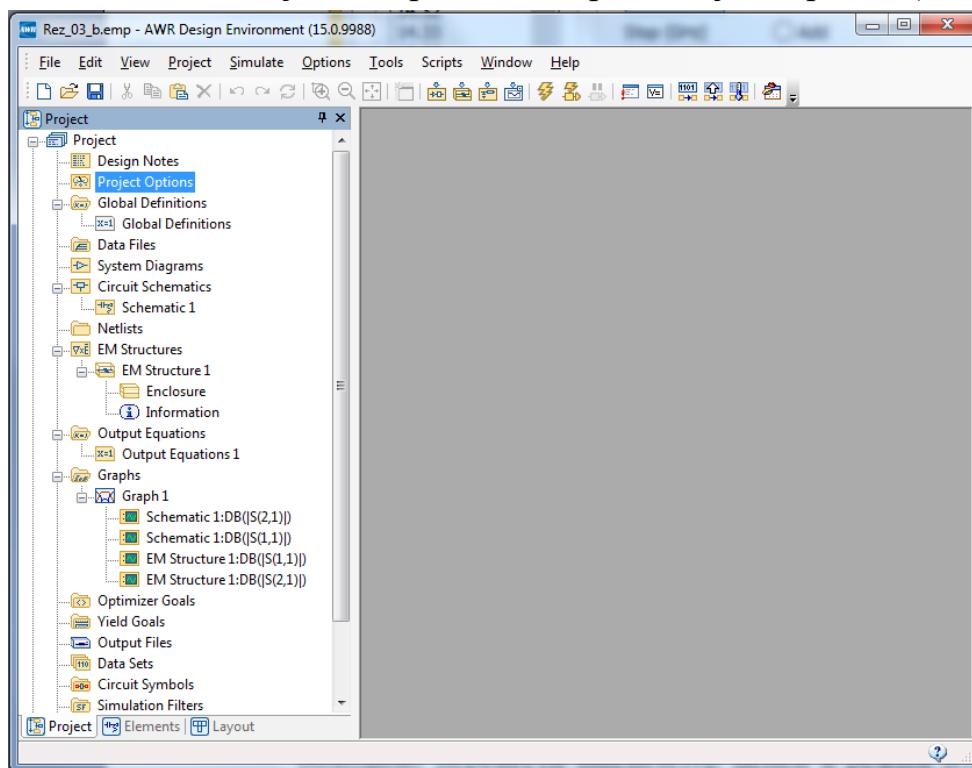
Емкость зазоров (рис. 2.1) можно рассчитать, воспользовавшись уравнением для расчета емкости планарного конденсатора:

$$C = w\epsilon_0 \left[\frac{2}{\pi} \ln\left(\frac{4L}{s}\right) + (\epsilon_r - 1) \frac{1}{\pi} \ln\left(\frac{16h}{\pi s}\right) \right] \quad (2.4)$$

Важнейшая характеристика резонатора - нагруженная добротность - экспериментально определяется как $Q = f_0/\Delta f$, где Δf – ширина резонансной кривой, измеренная по уровню 3 dB 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. Порядок выполнения работы

- 2.2.1. Запустить программный пакет AWR Design Environment.
- 2.2.2. Задать частоту сигнала. Для этого в левой части окна программы в вертикальной вкладке Project выбрать категорию Project Options (см. Рис.2.2).



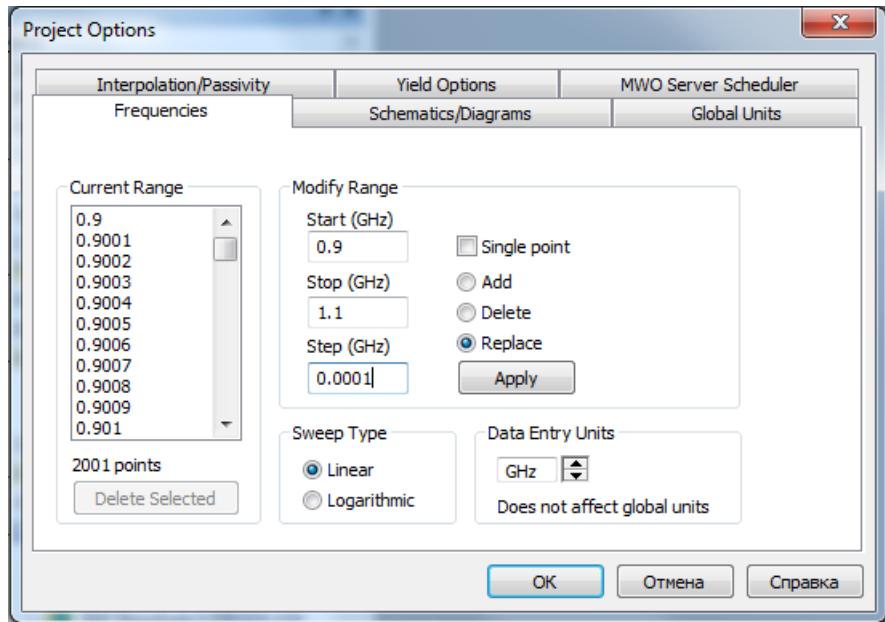


Рис. 2.2

В появившемся окне в соответствующих позициях необходимо вписать начальную, конечную частоты диапазона, а также шаг изменения частоты. После этого нажимаем кнопку Apply, а затем OK. Резонансная частота задается преподавателем. По умолчанию она составляет 1 ГГц.

В блоке modify range:

Start – начальная частота;

Stop – конечная частота;

Step – шаг изменения частоты;

Current range – показывает все частоты для измерения;

2.2.3. Построить схемную модель резонатора. Для этого в вертикальной вкладке Project найти категорию Circuit Schematics, правой клавишей мыши открыть контекстное меню и выбрать в нем пункт New Schematic (рис. 2.3).

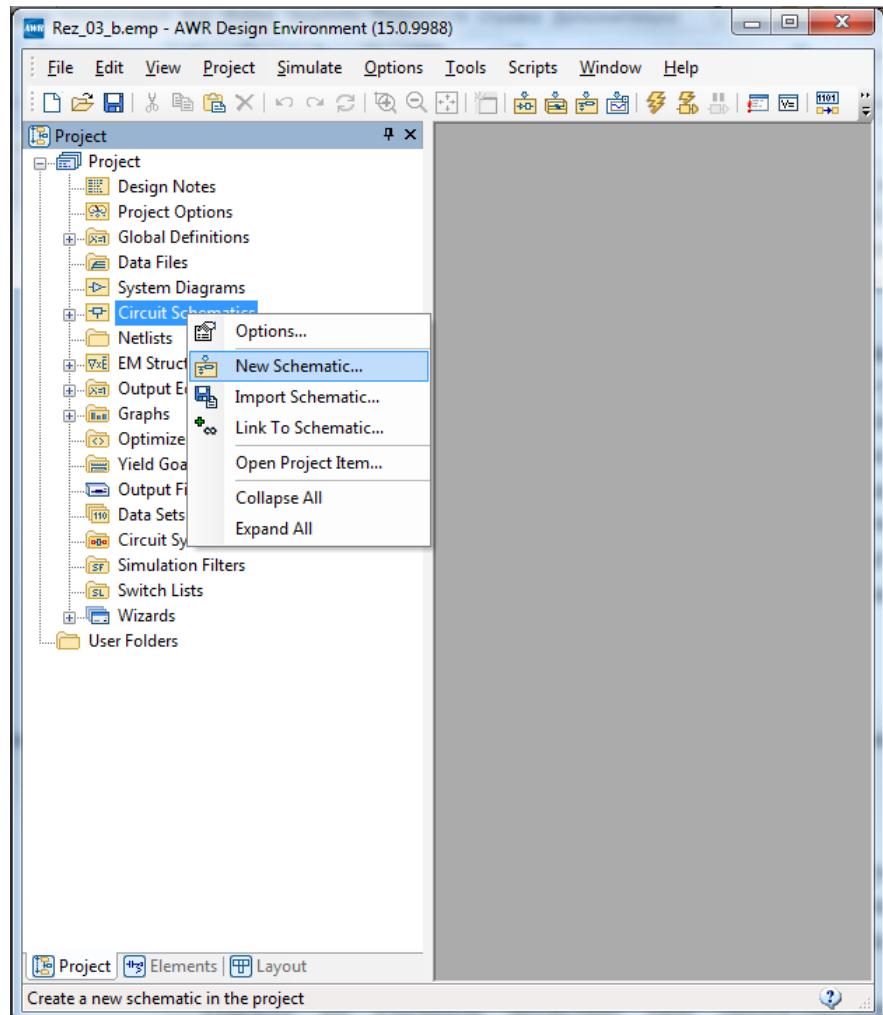


Рис. 2.3

После присвоения имени новой схемной модели, появится поле, на котором нужно будет из встроенных элементов собрать схему резонатора (рис. 2.4).

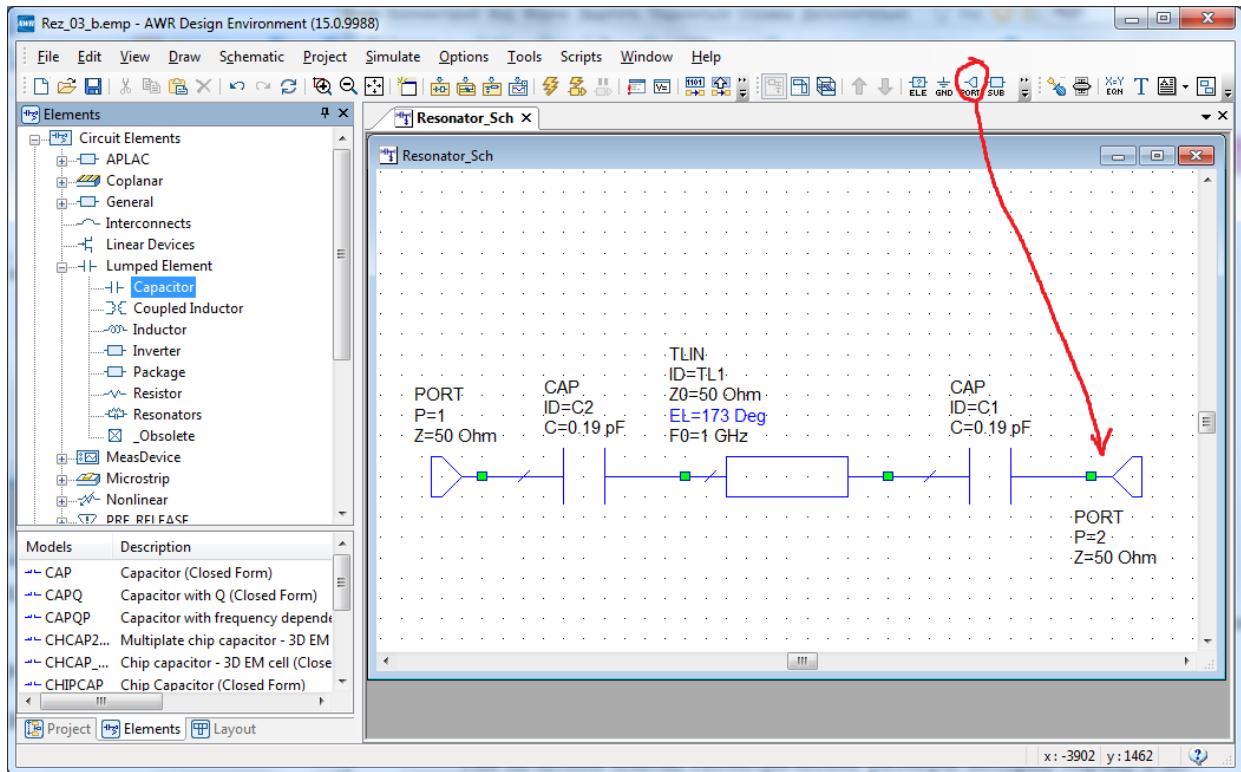


Рис. 2.4

Для выбора элементов схемной модели используйте вертикальную вкладку Elements. Порты PORT можно вынести на схему, используя верхнюю панель инструментов. Описание элемента можно изучить, запустив на нем контекстное меню и выбрав пункт Help. Электрические параметры элементов должны быть подобраны исходя из требований к частотным зависимостям характеристик резонатора. Элементы должны быть технологически реализуемы.

2.2.4. Построить частотные зависимости коэффициента передачи и коэффициента отражения резонатора в децибелах. В данной задаче на графиках выводятся частотные зависимости S-параметров. Для построения графика в вертикальной вкладке Project найти категорию Graph, правой клавишей мыши открыть контекстное меню и выбрать в нем пункт New Graph (рис. 2.5). Чтобы добавить данные для построения графика нажмите правой кнопкой мыши на появившийся график и выберите пункт Add New Measurement. В появившемся окне необходимо выбрать S-параметры, которые будут выведены на графике.

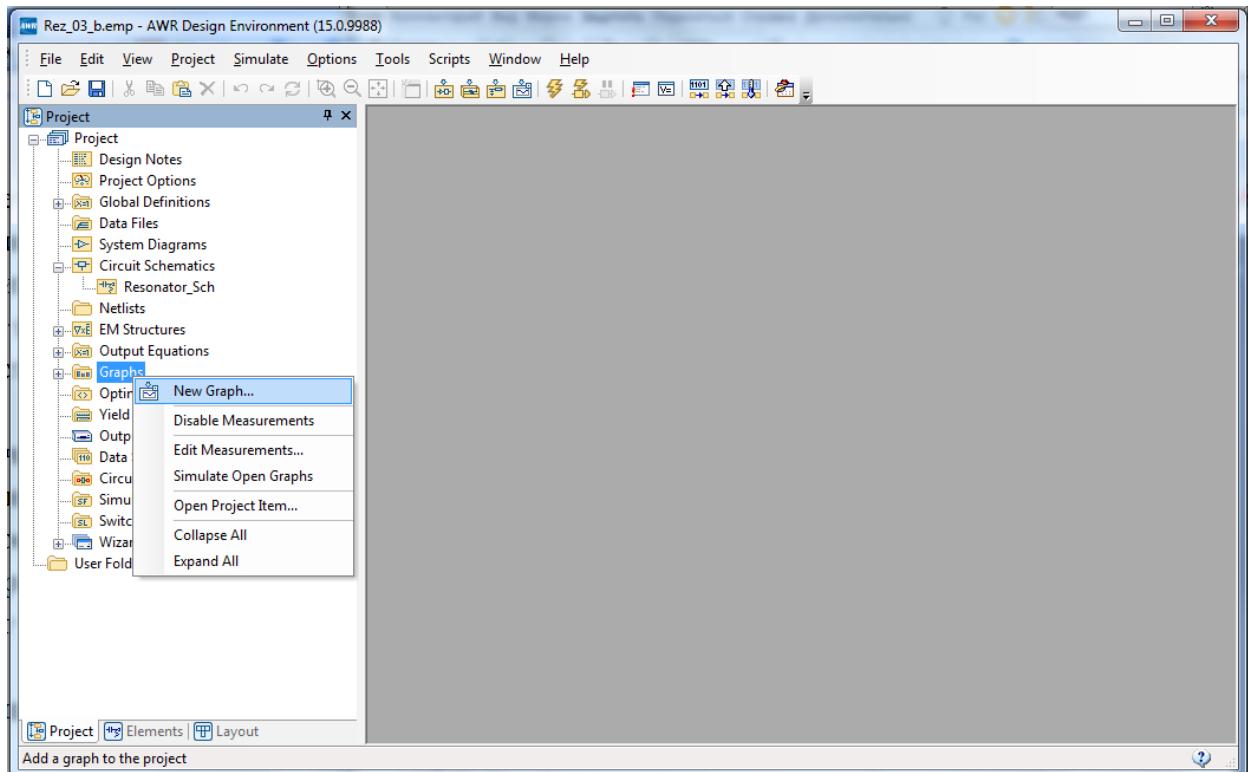


Рис. 2.5

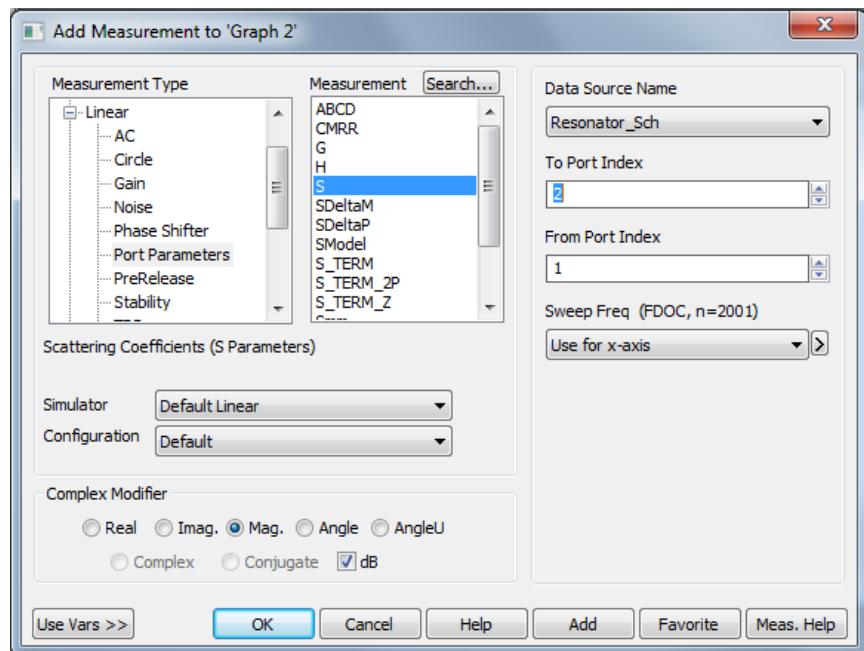


Рис. 2.6

Measurement type = Port Parameters

Measurement = S

Data Source Name = “Название исследуемой схемы”

Для измерения характеристик на отражение:

To port = 1

From port = 1

Для измерения характеристик на пропускание:

To port = 2

From port = 1

2.2.5. Произвести расчет характеристик резонатора. Расчет запускается кнопкой Analyze  на верхней панели инструментов. Результаты расчета будут выведены на графике. Пример графика приведен на рис. 2.7.

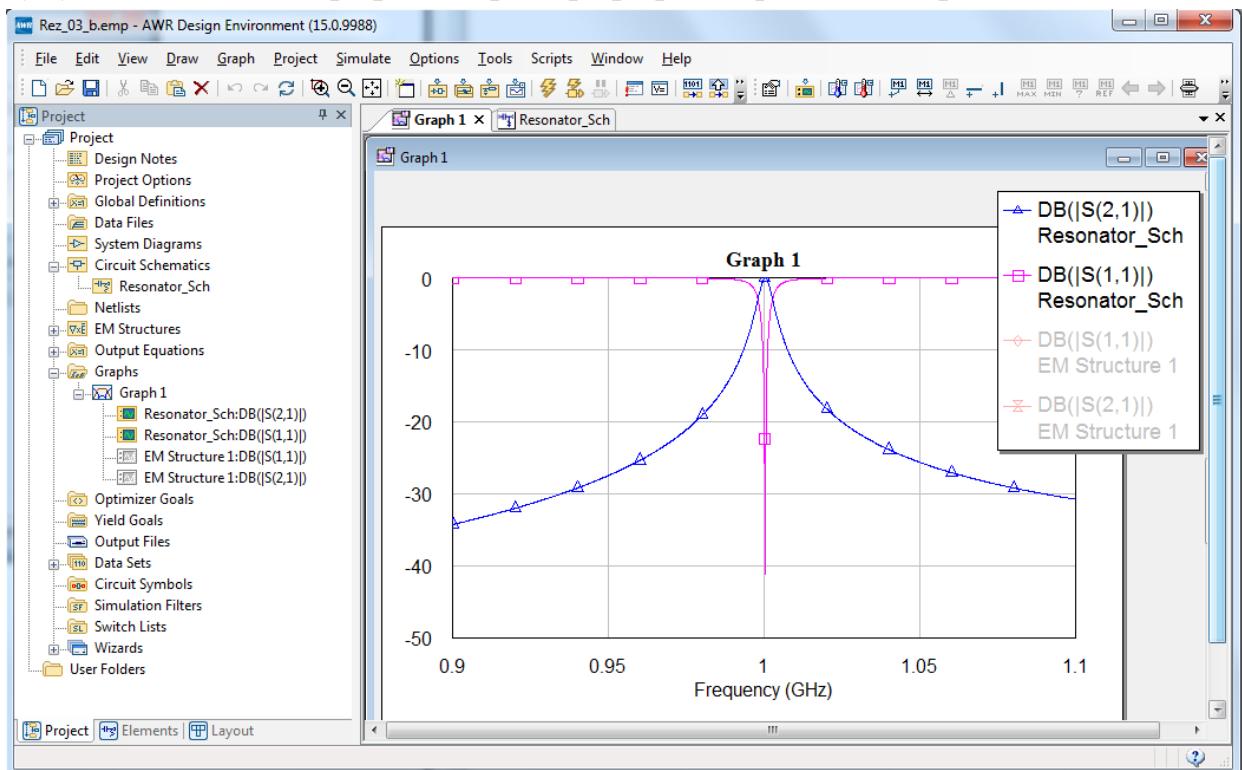


Рис. 2.7

2.2.6. Рассчитать геометрические размеры элементов схемной модели для заданных преподавателем параметров подложки и проводников резонатора, используя формулы (2.1)-(2.4). Параметры подложки: толщина $h = 1.5$ мм, относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 4.5$.

2.2.7. Исследовать влияние на добротность резонатора потерь в диэлектрической подложке и в проводниках линии передачи. Для этого создать схемную модель, включающую элементы с геометрическими размерами (см. рис. 2.8) и модель микрополосковой подложки MSUB.

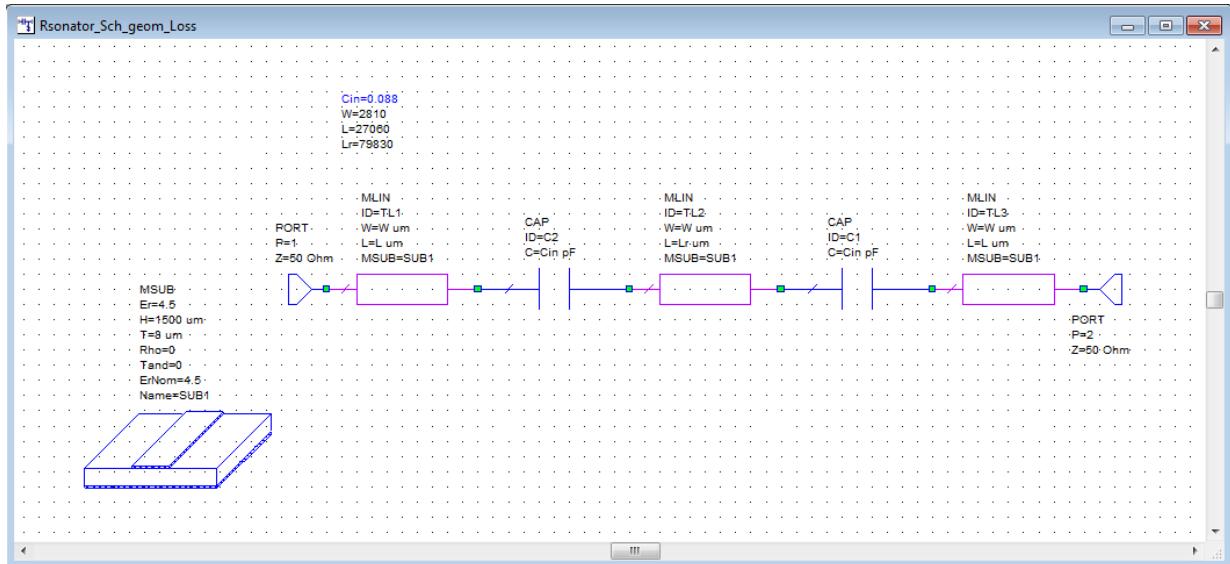


Рис. 2.8

Построить для данной схемной модели частотные зависимости параметров $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$. По полученным кривым рассчитать добротность резонатора для двух значений тангенса угла диэлектрических потерь подложки (задается в описании подложки (MSUB) в пункте Tand (например, для 0.001 и 0.0001)) и для двух значений сопротивления проводников линии передачи (задается в описании подложки (MSUB) в пункте Rho). При этом необходимо учесть, что Rho - нормированное к золоту объемное удельное сопротивление металла (см. Help к элементу).

2.4. Содержание отчета

1. Краткое описание объекта исследования и эскиз, поясняющий его конструкцию.
2. Результаты моделирования параметров МПР:
 - геометрические размеры МПР
 - частотная характеристика передачи и отражения резонатора без учета потерь с указанием резонансной частоты и частот, соответствующих краям полосы, по которым определяется добротность;
 - значения добротности резонатора для различных значений потерь в диэлектрике и в металлизации;
3. 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 с помощью прямоугольного волновода. Исследование зависимости волнового сопротивления от ширины апертуры диафрагмы. Освоение приемов работы с круговой диаграммой полных сопротивлений.

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 (ЛП), соединяющей измеряемый элемент с генератором.

Определение полных сопротивлений теоретическим способом

Коэффициентом отражения назовем отношение комплексной амплитуды электрического поля отраженной волны к комплексной амплитуде электрического поля падающей волны: $\dot{\Gamma}_h = \dot{E}_0 / \dot{E}_n$. Коэффициент отражения связан с полным сопротивлением элемента $Z_h = R_h + iX_h$ соотношением $\dot{\Gamma}_h = (Z_h - Z_0) / (Z_h + Z_0)$, где Z_0 – волновое сопротивление ЛП. Как правило, сопротивление элементов СВЧ-трактов выражают через коэффициент отражения следующим образом:

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

Если $|\dot{\Gamma}_h| = 0$, значит проходящая по ЛП волна не претерпевает отражения, и, следовательно, в цепи осуществляется режим согласованной нагрузки, иначе говоря бегущей волны.

Для определения полного сопротивления также необходимо найти значение коэффициента стоячей волны (КСВ), который является отношением наибольшего значения амплитуды напряжённости электрического или магнитного поля стоячей волны в линии передачи к наименьшему: $\rho = |E_{\max}| / |E_{\min}|$.

В общем виде коэффициент отражения является комплексным числом: $\dot{\Gamma}_h = |\Gamma_h| \exp(i\varphi_h)$. Здесь $|\Gamma_h|$ модуль отношения напряжений:

$$|\Gamma_h| = \frac{\rho - 1}{\rho + 1}, \quad (3.3)$$

φ_h – фазовый сдвиг между падающей и отраженной волнами на исследуемом объекте:

$$\varphi_h = \frac{4\pi z_{\min}}{\lambda_c}, \quad (3.4)$$

где z_{\min} положение ближайшего от нагрузки минимума напряжения в линии, а длина волны в волноводе определяется через его критическую длину волны λ_{kp} соотношением:

$$\lambda_b = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}}, \quad (3.5)$$

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

С учетом соотношений (3.1) – (3.3) можно найти полное сопротивление исследуемого элемента:

$$Z' = R' + iX' = \frac{1 + |\Gamma_h| \exp(i\varphi_h)}{1 - |\Gamma_h| \exp(i\varphi_h)} = \frac{1 - |\Gamma_h|^2 + i2|\Gamma_h| \sin \varphi_h}{1 + |\Gamma_h|^2 - 2|\Gamma_h| \cos \varphi_h}. \quad (3.6)$$

Определение полных сопротивлений с помощью диаграммы Вольперта-Смита. Полное сопротивление можно быстро определять с помощью круговой диаграммы полных сопротивлений, где все указанные параметры ($\Delta z / \lambda_e, \rho, |\Gamma|$) 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 центре диаграммы. Обычно, для удобства работы значения ρ или $|\Gamma_h|$, 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.

Пример определения полного сопротивления при помощи диаграммы полных сопротивлений. Пусть $\Delta A = 5,6$ дБ; $Z_1 = 38$ мм, ближайшее к нему значение максимума со стороны нагрузки $Z_2 = 49$ мм, $\lambda_e = 28$ мм.

1. Рассчитаем КСВ по напряжению: $\rho = 10^{\Delta A/20} = 10^{5,6/20} = 1,9$.
2. Рассчитаем относительный фазовый сдвиг: $\Delta Z / \lambda_e = (49 - 38) / 28 = 0,39$ рад = $22,3^\circ$. На диаграмме это значение находится на внешней окружности.
3. Рассчитаем модуль коэффициента отражения:
 $|\Gamma_n| = (\rho - 1) / (\rho + 1) = (1,9 - 1) / (1,9 + 1) = 0,31$. Каждому значению модуля коэффициента отражения на диаграмме соответствует окружность, для удобства применяют линейку с отмеченными значениями $|\Gamma_n|$. Необходимо определить окружность, радиус которой соответствует значению 0,31.
4. От значения набега фаз проводится прямая до центра диаграммы. Пересечение этой прямой и окружности с радиусом $|\Gamma_n| = 0,31$ и есть значение полного сопротивления.
5. Найденное значение полного сопротивление также описывается пересечением вещественной окружности и реактивной дуги. Для данного условия вещественная часть равна 1,8 Ом, мнимая 0,5 Ом. Таким образом, $Z' = 1,8 + i0,5$.

3.1. Порядок выполнения работы

1. Собрать схему измерений, представленную на рис. 3.1. Элементы схемы можно найти с помощью сочетания клавиш **ctrl+L** или же в вертикальной вкладке **Elements**.

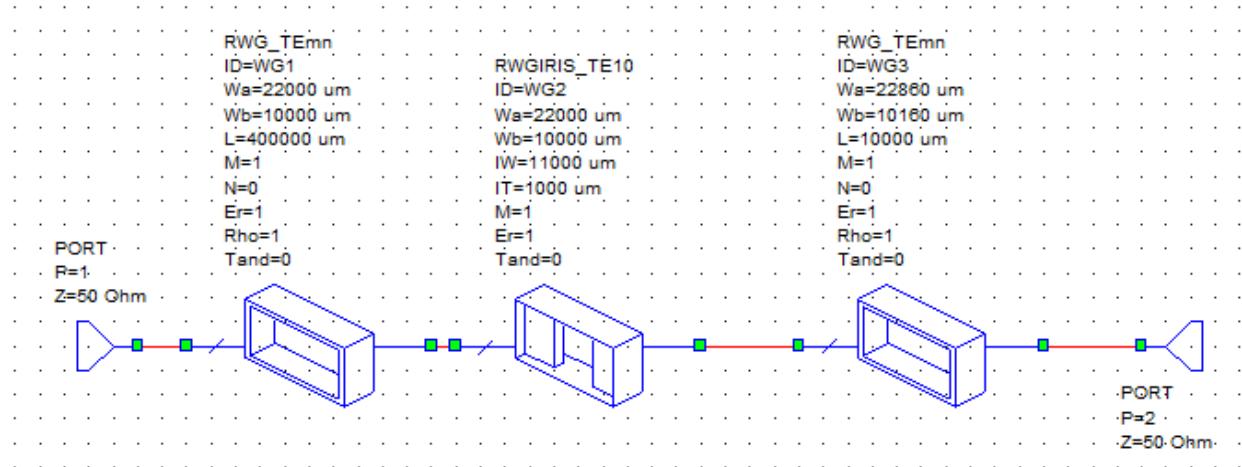


Рис. 3.1

В данной схеме используются прямоугольные волноводы(RWG_TEmn) для TE моды.

У него есть такие параметры как:

- L – длина
- W_b - высота
- W_a – ширина (примерно в 2 раза больше чем высота)
- m, n - мода
- E_r - диэл. проницаемость (если волновод заполнен диэлектриком)

А также диафрагма(RWGIRIS_TE10)

У нее есть такие параметры как:

- W_b – высота
- W_a – ширина
- IW – ширина апертуры
- IT – толщина стенок

2. Задать диапазон рабочих частот. Для этого нажмите правой кнопкой мыши на Project далее на Edit ‘Project’ Options и перед вами появится окно для задания частоты (рис. 3.2).

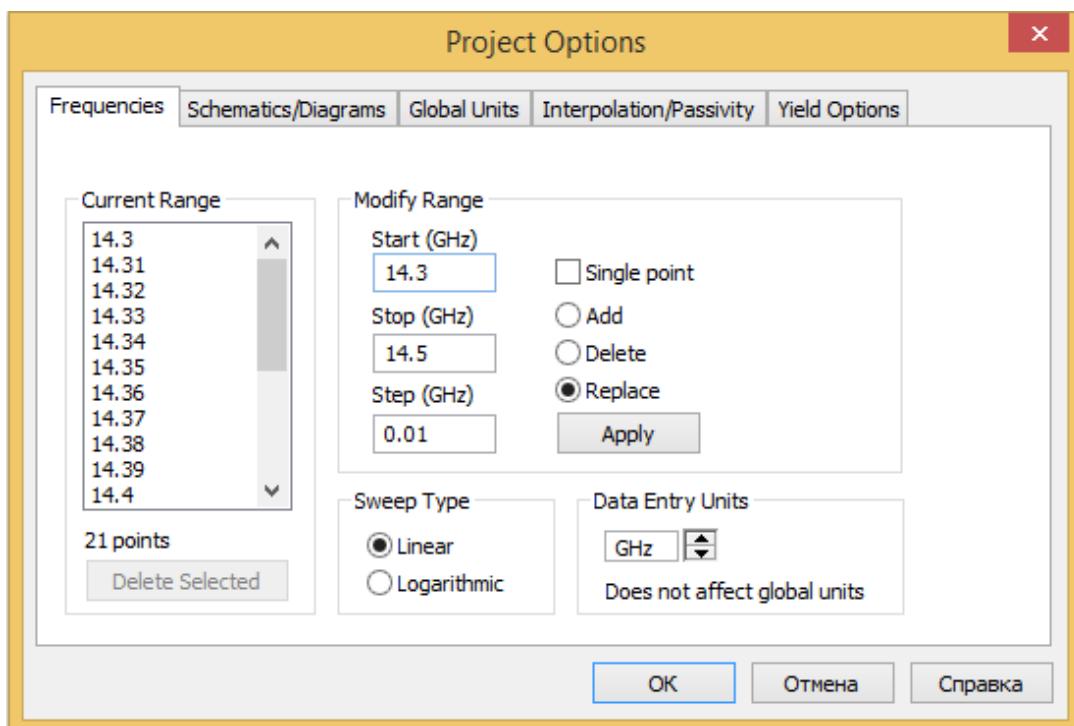


Рис. 3.2

В блоке modify range:

Start – начальная частота;

Stop – конечная частота;

Step – шаг изменения частоты;

Current range – показывает все частоты для измерения;

3. Построение графиков Смита (Чтобы создать график нажмите правой кнопкой мыши на Graphs далее New Graph и выберите Smith Chart).

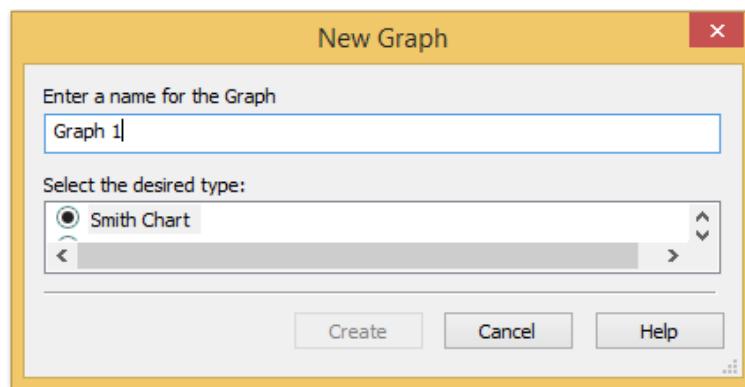


Рис. 3.3

4. Чтобы добавить данные для построения графика нажмите правой кнопкой мыши на график далее Add measurement.

В появившемся окне (рис. 3.4) необходимо выбрать S-параметры которые будут выведены на графике.

Measurement type = Port Parameters

Measurement = S

Data Source Name = “Название вашей схемы”

Для измерения характеристик на отражении:

To port = 1

From port = 1

Для измерения характеристик на пропускании:

To port = 2

From port = 1

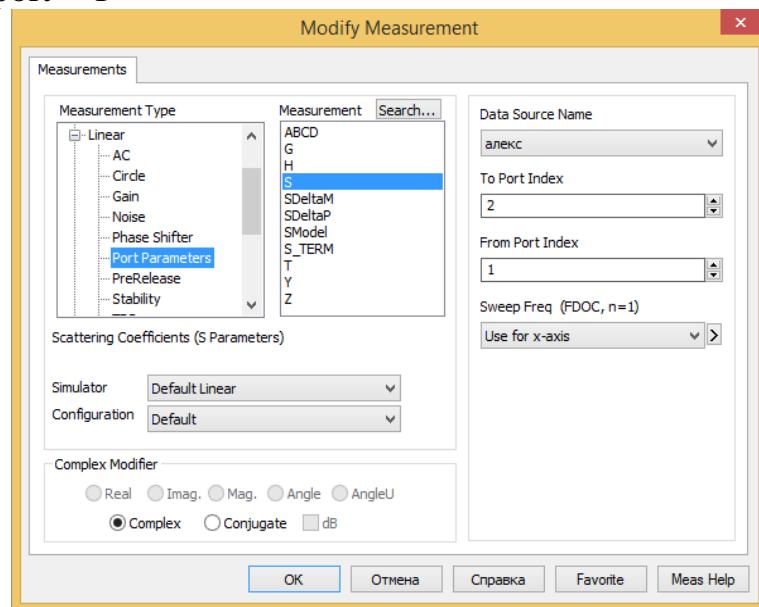


Рис. 3.4

5. Для построения графиков нажмите Analyze  на верхней панели. На экране должен появиться график, подобный изображенному на рис. 3.5.

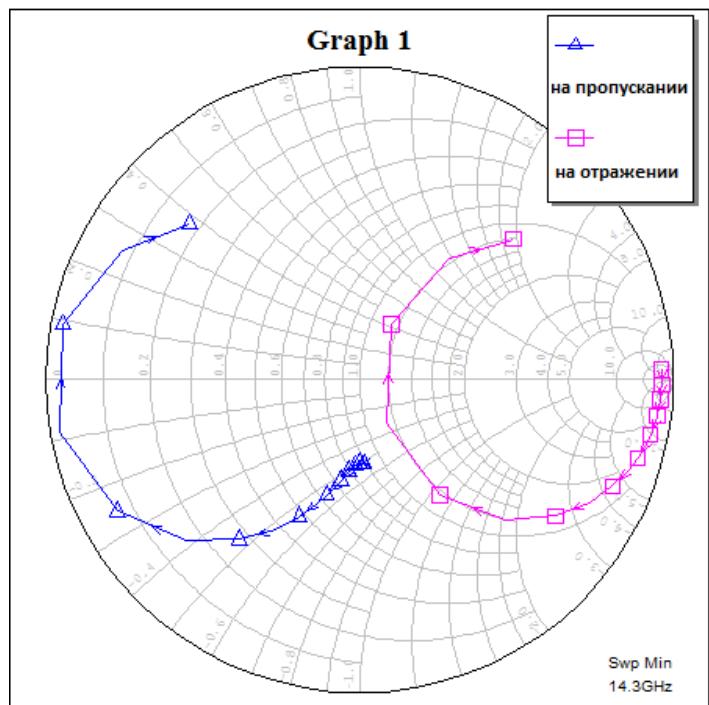


Рис. 3.5

6. Постройте график для 1 точки (рис. 3.6). Для выбора одной частотной точки поставьте галочку в графе Single point во время задания частоты (рис. 3.7).

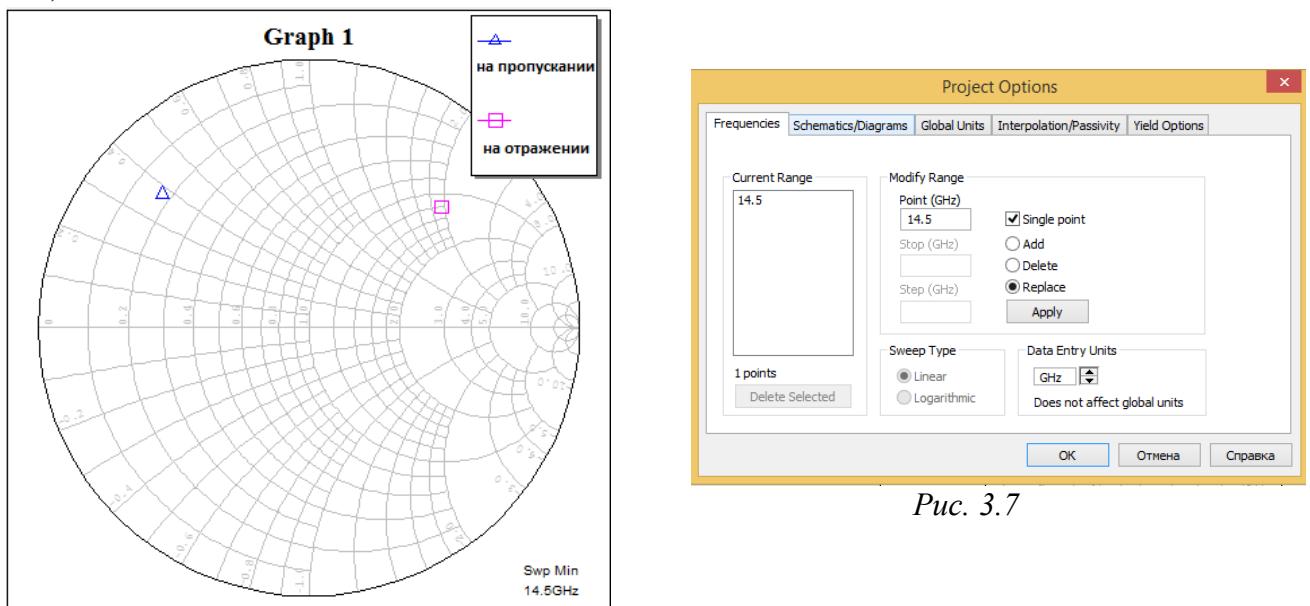


Рис. 3.7

Рис. 3.6

3.2. Обработка результатов

1. Исследование частотной зависимости волнового сопротивления. С помощью графического инструмента “диаграмма Смита” в AWR получаем значе-

ния нормированного волнового сопротивления Z' на заданном интервале частоты.

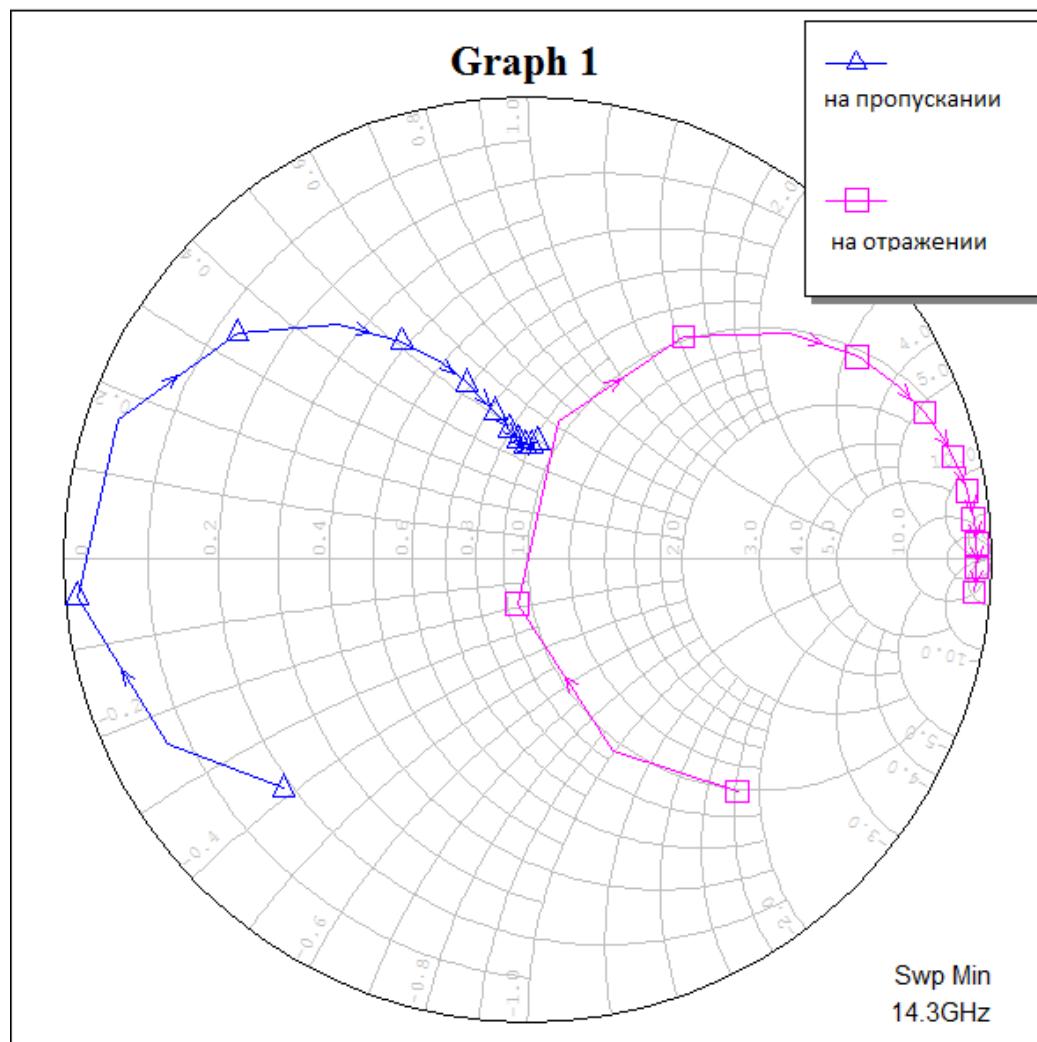


Рис. 3.8

Таблица 1.

F, ГГц	z'
14,30	$0,186-j0,386$
14,32	$0,0132-j0,0421$
14,34	$0,129+j0,339$
14,36	$0,387+j0,512$
14,38	$0,591+j0,534$
14,4	$0,721+j0,509$
14,42	$0,796+j0,483$
14,44	$0,845+j0,465$
14,46	$0,878+j0,461$

Рассчитать полное сопротивление нагрузки по формуле $Z = Z_0 * Z'$,
где $Z_0 = 50 \text{ Ом}$

Пример расчета

При $F=14,36 \text{ ГГц}$

$$Z = 50(0,387 + j0,512) = 19,35 + j25,6$$

Рассчитать коэффициент отражения по формуле

Пример расчета

При $F=14,36 \text{ ГГц}$

Рассчитать модуль и фазовый сдвиг коэффициента отражения по формуле

Пример расчета

При $F=14,36 \text{ ГГц}$

Результаты расчетов объединены в таблице 2

Таблица 2.

$F, \text{ ГГц}$	$z, \text{ Ом}$	Γ	$ \Gamma $	$\phi, \text{ рад}$	ρ
14,3	$9,3-j19,3$	$-0,525-j0,496$	0,722	$0,75_7$	6,19424460431655
14,32	$0,66-j2,105$	$-0,971-j0,082$	0,974	$0,08_4$	75,9230769230769
14,34	$6,45+j16,95$	$-0,625+j0,488$	0,793	$-0,663$	8,66183574879227
14,36	$19,35+j25,6$	$-0,269+j0,468$	0,54	$-1,049$	3,34782608695652
14,38	$29,55+j26,7$	$-0,130+j0,379$	0,401	$-1,240$	2,33889816360601

14,45	$36,05+j25,4$	- 0,069+j0,316	0,323	- 1,356	1,95420974889217
14,42	$39,8+j24,15$	- 0,038+j0,279	0,282	- 1,435	1,78551532033426
14,445	$42,25+j23,2$	- 0,019+j0,257	0,258	- 1,497	1,69541778975741
14,46	$43,9+j23,05$	- 0,004+j0,247	0,247	- 1,555	1,65604249667995

2. Исследование зависимости волнового сопротивления Z от ширины апертуры диафрагмы I_w

Результаты расчетов при различных значениях ширины апертуры объединены в таблице 3.

Таблица 3.

I_w , мм	z' , э.и.	z , Ом	Γ	$\frac{J}{\Gamma}$	φ	ρ
6	$0,896-$ $j0,3016$	$44,08+j15$,08	$-0,029-$ $j0,164$	0, 166	1, 396	1,39808153477 218
9	$0,1823-$ $j0,3689$	$9,115+j18$,45	$-0,542-$ $j0,481$	0, 724	0, 726	6,24637681159 42
12	$0,0134+j0,0$ 618	$0,67+j3,0$ 9	$-$ $0,966+j0,12$	0, 974	- 0,124	75,9230769230 769
15	$0,053+j0,21$ 2	$2,65+j10,$ 6	$-$ $0,825+j0,367$	0, 903	- 0,419	19,6185567010 309
18	$0,0816+j0,2$ 673	$4,08-$ $j13,365$	$-$ $0,743+j0,431$	0, 859	- 0,526	13,1843971631 206
21	$0,101+j0,29$ 79	$5,05+j14,$ 895	$-$ $0,693+j0,458$	0, 83	- 0,584	10,7647058823 529

Находим при какой ширине диафрагмы получится режим короткого замыкания. Меняя значения ширины апертуры пока характеристики на пропускании не будут равны 0.

При ширине апертуры равной 11,4 мм будет короткое замыкание. Круговая диаграмма полных сопротивлений при режиме короткого замыкания приведена на рис. 3.9.

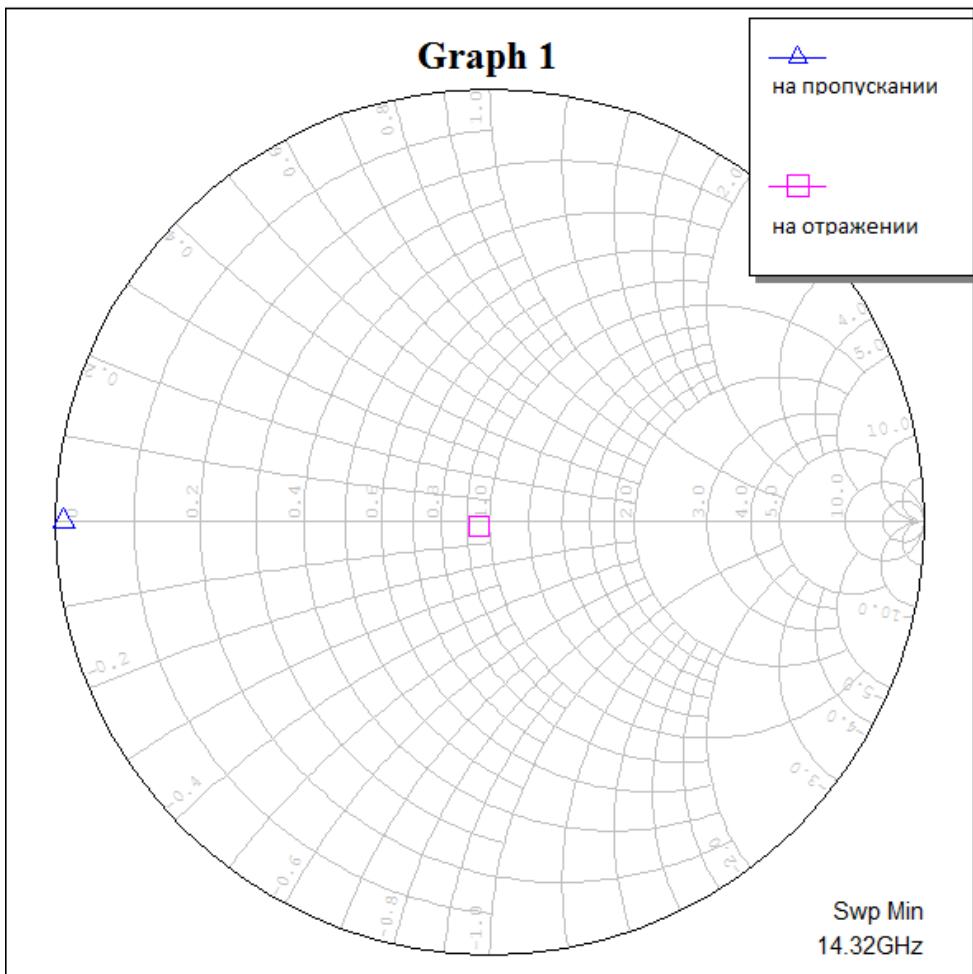


Рис.3.9

Данные для исследования:

Размеры диафрагмы:

Длина - 17мм

Ширина - 8мм

Ширина стенок - 0.5мм

Ширина апертуры - 14мм или 8мм

Размеры 1го волновода:

Длина- 14мм

Ширина - 8мм

Размеры 2го волновода:

Длина - 17мм

Ширина - 4мм

3.3. 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 передачи?
4. Какое значение принимает КСВ при подключённом короткозамыкателе?
5. Какова методика определения полного сопротивления исследуемого элемента при помощи круговой диаграммы сопротивлений?
6. Какие режимы волн распространяются в волноводе? В каком случае реализуется режим стоячей волны?
7. Как определяется полное сопротивление элемента? Что такое волновое сопротивление, а также характеристическое сопротивление воздуха?

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 активной 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 одиночный отрезок линии передачи или последовательное соединение N отрезков, 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.

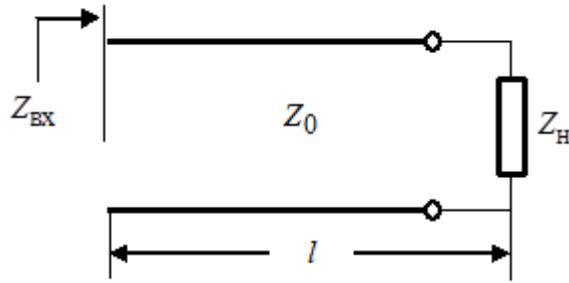


Рис. 5.1

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

$$Z_{\text{BX}} = Z_0 \frac{Z_H + iZ_0 \operatorname{tg}(\beta l)}{Z_0 + iZ_H \operatorname{tg}(\beta l)} \quad (5.1)$$

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

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

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

Из выражения (5.2) видно, что сопротивление трансформатора $Z_{\text{тр}}$, равное в данном случае Z_0 , при замене входного сопротивления Z_{BX} на сопротивление подводящей линии передачи Z_L с помощью отрезка длиной $\lambda/4$ в выражении (5.2), может быть найдено в виде выражения:

$$Z_{\text{тр}} = \sqrt{Z_H Z_L}. \quad (5.3)$$

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 от-

клонением 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:

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

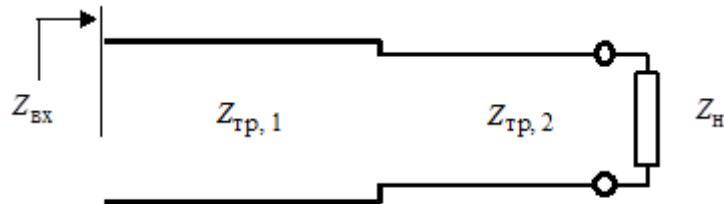


Рис. 5.2

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 :

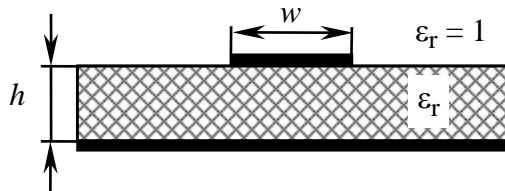


Рис. 5.3

$\epsilon_{\text{эфф}} = (\lambda_0/\lambda)^2$. 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.

Можно найти геометрические параметры трансформатора на основе МПЛ, необходимые для решения задачи согласования: ширину полоска w и длину отрезка $l = \lambda/4$, где $\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}$ на частоте согласования. Для расчетов можно воспользоваться формулами (2.2) и (2.3).

5.2. Порядок выполнения работы

5.2.1. Ознакомиться с исходными данными своего варианта, выданного преподавателем. Рассчитать для своего варианта значения волновых сопротивлений одноступенчатого и двухступенчатого трансформаторов.

5.2.2. Запустить программный пакет AWR Design Environment.

5.2.3. Задать диапазон частот, исходя из того, чтобы заданная частота, на которой происходит согласование, являлась центральной в выбранном диапазоне. Частотный диапазон и шаг изменения частоты задается аналогично п. 2.2.2.

5.2.4. Построить схемную модель согласования порта с заданной нагрузкой одиночным трансформатором с электрическими параметрами, рассчитанными в п. 5.2.1 (рис. 5.4). Последовательность действий описана в п. 2.2.3.

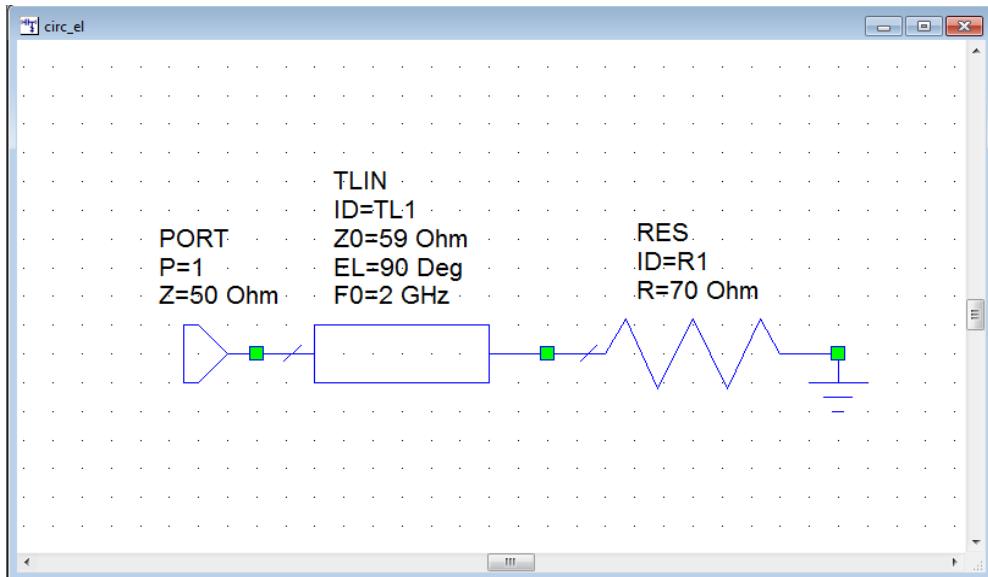


Рис. 5.4

5.2.5. Построить схемную модель согласования порта с заданной нагрузкой одиночным трансформатором с указанием геометрических размеров трансформатора, рассчитанных по формулам (2.3), исходя из значения волнового сопротивления трансформатора и параметров подложки (рис. 5.5). Внести в MSUB параметры подложки в соответствии с вариантом задания. Убедитесь, что имя элемента MSUB согласовалось с элементом MLIN.

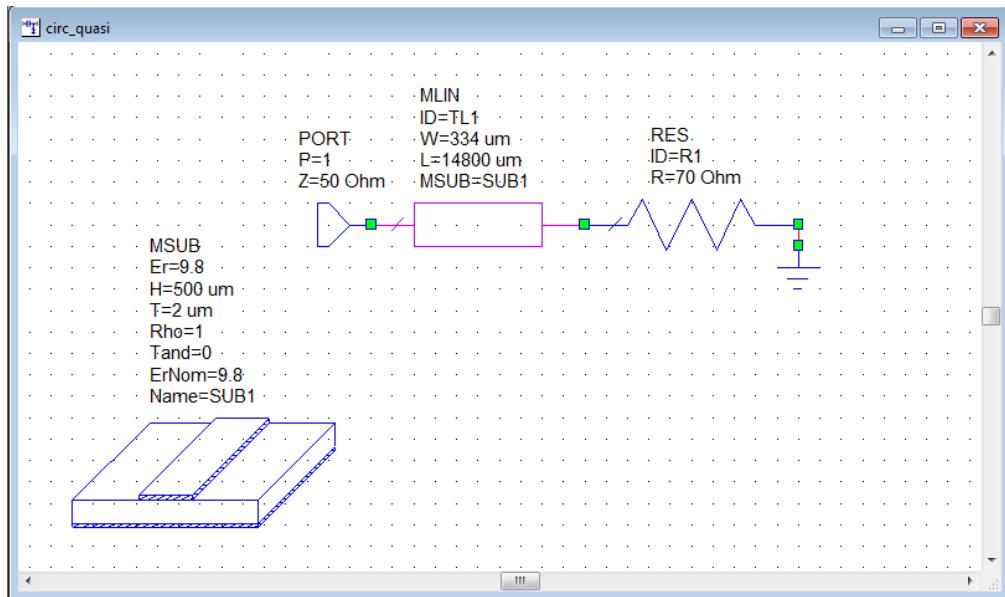


Рис. 5.5

5.2.6. Построить частотные зависимости коэффициента отражения S_{11} для обеих моделей в декартовой системе координат (тип графика – rectangular) (рис. 5.6) и в полярных координатах (тип графика - Smith Chart) (рис. 5.7). Последовательность построения графиков описана в п.2.2.4.

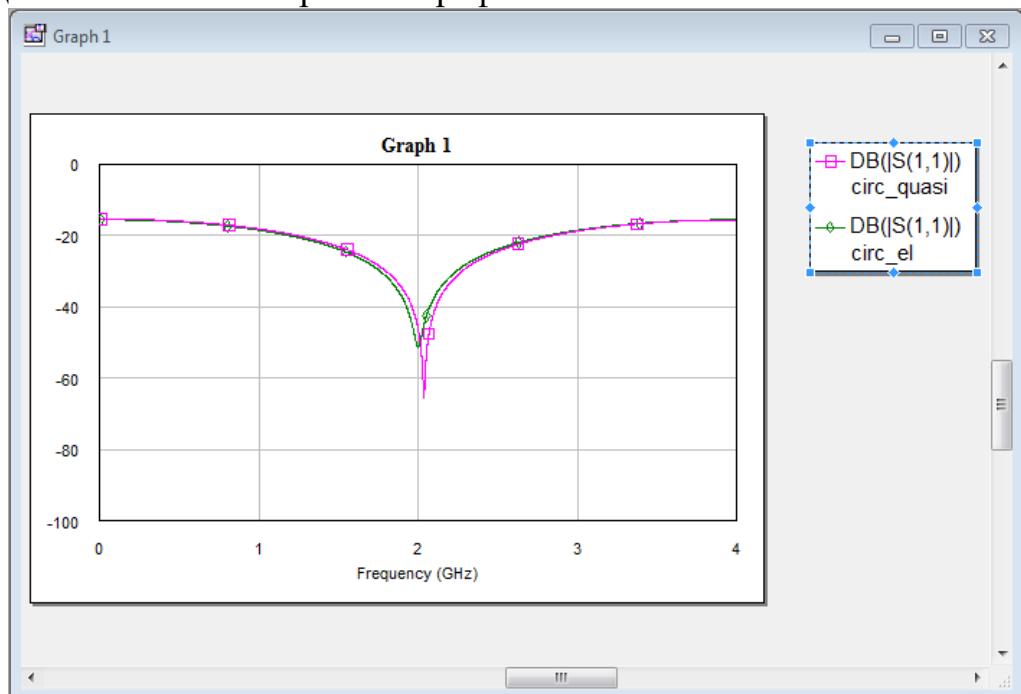


Рис. 5.6

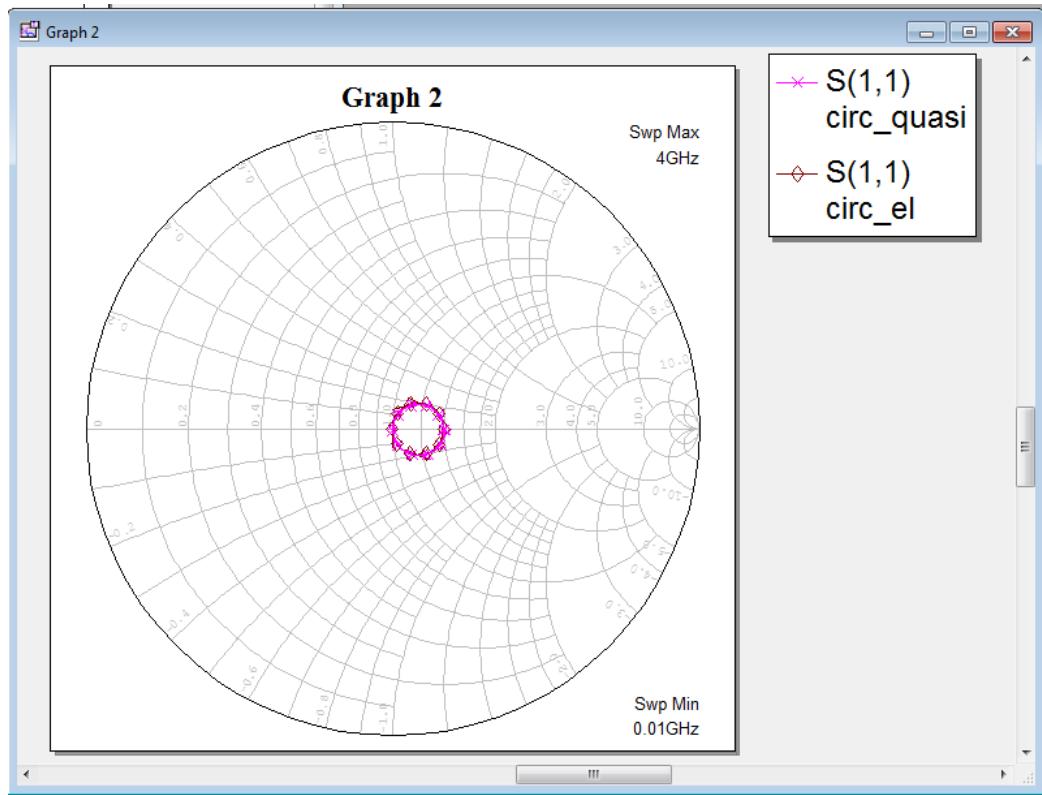


Рис. 5.7

5.2.7. Проанализировать полученные зависимости. В случае необходимости провести корректировку геометрических размеров МПЛ для лучшего согласования на заданной частоте.

5.2.8. Проделать п.5.2.4-5.2.7 для двухступенчатого трансформатора.

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

5.3. Содержание отчета

1. Цель работы.
2. Результаты расчёта волновых сопротивлений и геометрических размеров элементов согласующих цепей.
3. Результаты моделирования частотных зависимостей коэффициента отражения для одноэлементной и для двухэлементной согласующей цепей.

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?