

Министерство образования и науки Российской Федерации  
**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**  
(ТУСУР)

**Кафедра СВЧвысокочастотной и квантовой радиотехники**  
(СВЧиКР)

## **Основы автоматизированного проектирования антенных систем**

**Компьютерный лабораторный практикум**

**УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ**

к лабораторным работам для магистрантов, направления 210400.68  
"Радиотехника", профиль "Микроволновая техника и антенны"

2014

Министерство образования и науки Российской Федерации  
**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**  
(ТУСУР)

**Кафедра СВЧвысокочастотной и квантовой радиотехники**  
(СВЧиКР)

УТВЕРЖДАЮ  
Зав. каф. СВЧиКР  
\_\_\_\_\_ Шарангович С.Н.  
“ \_\_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2014г.

**Основы автоматизированного проектирования**  
**антенных систем**

**Компьютерный лабораторный практикум**

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

к лабораторным работам для магистрантов, направления 210400.68

"Радиотехника", профиль "Микроволновая техника и антенны"

Разработчики:  
проф.кафедры СВЧиКР  
\_\_\_\_\_ Г.Г. Гошин  
ассистент кафедры СВЧиКР  
\_\_\_\_\_ А.А. Трубачев  
доцент кафедры СВЧиКР  
\_\_\_\_\_ А.В. Фатеев

2014

УДК 621.372.62

**Гошин Г.Г., Трубачев А.А., Фатеев А.В.**

Основы автоматизированного проектирования антенных систем - компьютерный лабораторный практикум: учеб. метод. пособие. – Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2014. – 120 с.

Излагаются принципы работы со средством автоматизированного проектирования микроволновых устройств и антенных систем *CST Design Studio*. Представлены методические материалы компьютерного лабораторного практикума по расчету и моделированию микроволновых устройств и антенн.

Предназначено для магистрантов технических вузов, обучающихся по направлению подготовки 210400.68 «Радиотехника», профиль «Микроволновая техника и антенны» в рамках дисциплины «Основы автоматизированного проектирования антенных систем».

УДК 621.372.62

ББК

© Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2014

© Гошин Г.Г. 2014

© Трубачев А.А. 2014

© Фатеев А.В. 2014

## Оглавление

1 Лабораторная работа № 1. Прямоугольный волновод.....	6
1.1 Теоретический материал по прямоугольным волноводам .....	6
1.2 Рекомендации по выполнению работы.....	9
1.3 Содержание отчета.....	10
1.4 Контрольные вопросы .....	10
1.5 Работа с программным обеспечением .....	10
2 Лабораторная работа № 2. Кольцевой делитель мощности. ....	31
2.1 Основные теоретические сведения .....	31
2.2 Рекомендации по выполнению работы.....	46
2.3 Содержание отчета.....	46
2.4 Контрольные вопросы .....	47
2.6 Работа с программным обеспечением .....	48
3 Лабораторная работа № 3. Объемный резонатор на отрезке волновода .....	62
3.1 Основные теоретические сведения .....	62
3.2 Рекомендации по выполнению работы.....	77
3.3 Содержание отчета.....	77
3.4 Контрольные вопросы .....	78
3.6 Работа с программным обеспечением .....	79
4 Лабораторная работа № 4. Фазированная антенная решетка.....	89
4.1 Основные теоретические сведения .....	89
4.2 Рекомендации по выполнению работы.....	103

4.3 Содержание отчета.....	103
4.4 Контрольные вопросы .....	104
4.6 Порядок выполнения работы.....	105
Список литературы .....	120

## 1 Лабораторная работа № 1. Прямоугольный волновод

**Цель работы:** изучение принципов работы программного обеспечения для электромагнитного моделирования устройств *CST Microwave Studio* и изучения процесса распространения волн в прямоугольном волноводе.

### 1.1 Теоретический материал по прямоугольным волноводам

Рассмотрим основы теории распространения электромагнитных волн в прямоугольном волноводе из [1]. В прямоугольном металлическом волноводе (рисунок 1.1.1) с однородным диэлектрическим заполнением распространяются магнитные волны типа  $H_{mn}$ , у которых компоненты  $H_z \neq 0$ , а  $E_z = 0$  (направление оси  $z$  совпадает с продольной осью волновода), и электрические волны  $E_{mn}$ , у которых  $E_z \neq 0$ ,  $H_z = 0$ .

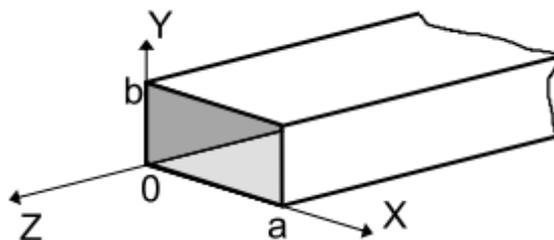


Рисунок 1.1.1 Прямоугольный волновод

Из бесконечного спектра типов волн с индексами  $m = 0, 1, 2, \dots$  и  $n = 0, 1, 2, \dots$  распространяться в волноводе будут лишь те, для которых выполняется соотношение

$$\lambda_{\text{кр}}^{mn} > \lambda, \quad f_{\text{кр}}^{mn} > f,$$

где  $\lambda_{\text{кр}}^{mn}$  - критическая длина волны данного типа колебания,

$$f_{\text{кр}}^{mn} = c / (\lambda_{\text{кр}}^{mn} \cdot \sqrt{\epsilon\mu}) - \text{критическая частота,}$$

$\epsilon$ ,  $\mu$  - относительная диэлектрическая и магнитная проницаемость  
заполняющего волновод материала,

$f = c/\lambda$  - частота генератора,

$$\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon\mu}$$

$\lambda$  - длина волны в среде с параметрами заполняющего волновод  
материала,

$\lambda_0$  - длина волны в вакууме.

Критическая длина волны

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

где  $a$  и  $b$  - размеры поперечного сечения волновода по широкой и узкой  
стенкам. При одинаковых индексах  $m$  и  $n$  выполняется равенство

$$\lambda_{\text{кр}}^{H_{mn}} = \lambda_{\text{кр}}^{E_{mn}}$$

а волны  $H_{mn}$  и  $E_{mn}$  называются вырожденными. Следует учесть, что  
волны  $H_{00}$ ,  $E_{00}$ ,  $E_{0m}$  и  $E_{m0}$  не существуют.

Электромагнитное поле распространяющейся волны  $H_{mn}$  имеет  
компоненты:

$$\dot{H}_z = H_0^{mn} \cdot \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot e^{-j\beta^{mn}z},$$

$$\dot{H}_x = jH_0^{mn} \cdot \frac{\beta^{mn}}{(k_{\perp}^{mn})^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cdot \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot e^{-j\beta^{mn}z},$$

$$\dot{H}_y = jH_0^{mn} \cdot \frac{\beta^{mn}}{(k_{\perp}^{mn})^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \cdot \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \sin \frac{n\pi}{b} y \cdot e^{-j\beta^{mn}z},$$

$$\dot{E}_x = Z_H^{mn} \cdot \dot{H}_y,$$

$$\dot{E}_y = -Z_H^{mn} \cdot \dot{H}_x$$

$$\dot{E}_z = 0,$$

где  $\beta^m$  - продольное волновое число (коэффициент фазы),

$k_{\perp}^{mn} = \frac{2\pi}{\lambda_{кр}}$  - поперечное волновое число,

$Z_H^{mn} = \frac{Z_c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}^{mn}}\right)^2}}$  [Ом] - характеристическое сопротивление волновода

для волн типа  $H_{mn}$ ,

$Z_c = 120\pi \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ , [Ом] - характеристическое сопротивление среды,

заполняющей волновод.

Электромагнитное поле распространяющейся волны  $E_{mn}$  имеет компоненты:

$$\dot{E}_z = E_0^{mn} \cdot \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot e^{-j\beta^{mn}z},$$

$$\dot{E}_x = -jE_0^{mn} \cdot \frac{\beta^{mn}}{(k_{\perp}^{mn})^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cdot \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \sin \frac{n\pi}{b} y \cdot e^{-j\beta^{mn}z},$$

$$\dot{E}_y = -jE_0^{mn} \cdot \frac{\beta^{mn}}{(k_{\perp}^{mn})^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \cdot \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot e^{-j\beta^{mn}z},$$

$$\dot{H}_x = -\dot{E}_y / Z_E^{mn},$$

$$\dot{H}_y = \dot{E}_x / Z_E^{mn},$$

$$\dot{H}_z = 0,$$

где  $Z_H^{mn} = Z_c \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}^{mn}}\right)^2}$  [Ом] - характеристическое сопротивление

волновода с волной  $E_{mn}$ .

Другие параметры распространяющихся  $E_{mn}$  или  $H_{mn}$  волн рассчитываются по следующим формулам:

- длина волны в волноводе  $\lambda_b = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}^{mn}}\right)^2}}$

- коэффициент фазы (или постоянная распространения)  $\beta_{\text{в}}^{mn} = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{кр}}^{mn}}, \left[ \frac{1}{\text{М}} \right]$

- фазовая скорость в волноводе

$$v_{\text{фв}} = \frac{v_{\text{ф}}}{\sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}^{mn}} \right)^2}}, \text{ где } v_{\text{ф}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}}, \left[ \frac{\text{М}}{\text{с}} \right],$$

- групповая скорость волны в волноводе:

$$v_{\text{гв}} = v_{\text{ф}} \cdot \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}^{mn}} \right)^2}, \left[ \frac{\text{М}}{\text{с}} \right].$$

## 1.2 Рекомендации по выполнению работы

При выполнении лабораторной работы необходимо изучить принципы работы программного обеспечения *CST Microwave Studio* для автоматизированного проектирования микроволновых устройств.

Для каждого варианта данные задаются из таблицы 1.1

Таблица 1.1

№ варианта	Размеры прямоугольного волновода $a \times b$ , мм	Диапазон рабочих частот, $f_{\text{min}}-f_{\text{max}}$ , ГГц	Длина перехода $L$ , мм
1	23x10	8-12	30
2	23x10	8-12	40
3	23x10	8-12	50
4	19x9,5	10-15	25
5	19x9,5	10-15	35
6	19x9,5	10-15	45
7	16x8	12-18	20
8	16x8	12-18	30
9	16x8	12-18	40

### **1.3 Содержание отчета**

Отчет о проделанной работе должен содержать следующие разделы:

Цель работы;

Краткая теория;

Результаты работы - графики зависимостей КСВН от частоты для двух типов переходов.

Выводы по проделанной работе

### **1.4 Контрольные вопросы**

1. Что называется основным типом волны?
2. Какой тип волны является основным для прямоугольного волновода?
3. Какие типы волн называют ТЕ и ТН волной?
4. Изобразите линии электрического и магнитного полей для волны типа  $H_{10}$ .

### **1.5 Работа с программным обеспечением**

Для создания нового проекта выберем модуль *CST Microwave Studio* (используется версия 2014), который представляет собой программу для полноценного трехмерного электродинамического анализа структур. Далее выбираем создание нового проекта без использования шаблона, что позволит рассмотреть основные моменты настройки программы.

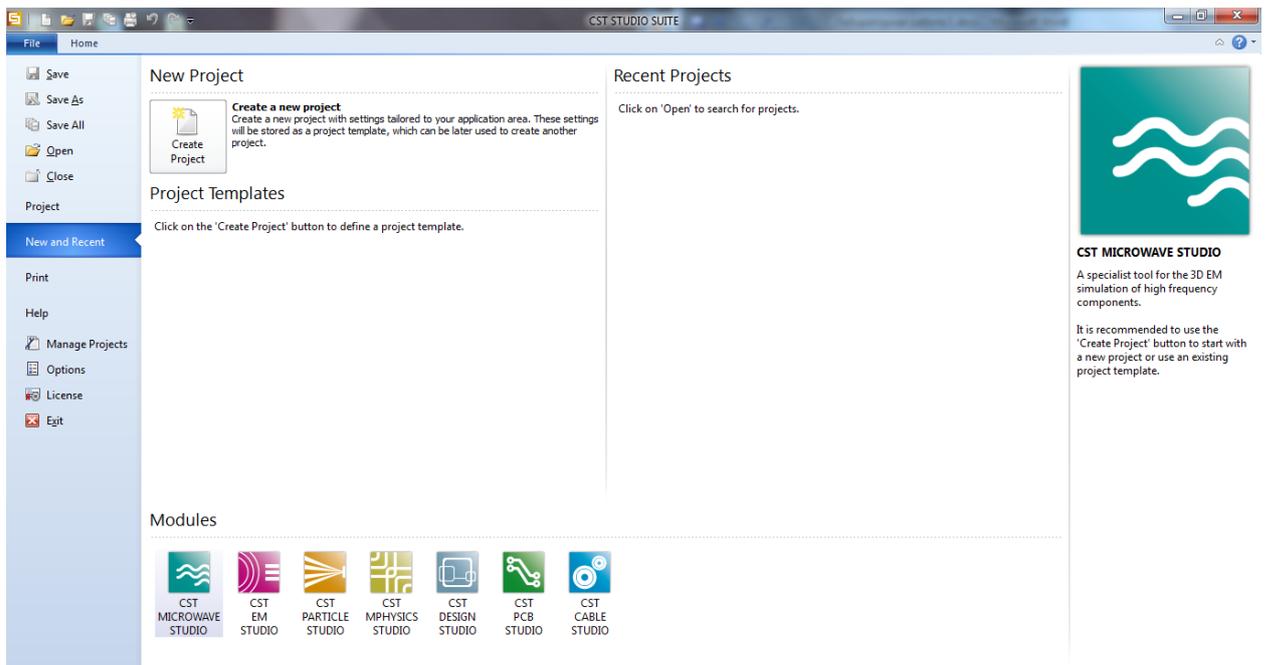


Рисунок 1.5.1

Основное окно программы разделено на несколько важных частей.

В верхней части расположены вкладки с настройками, и т.д.

Слева расположено дерево навигации (*Navigation Tree*), в котором расположены рисуемые структуры, их параметры а также результаты моделирования.

Нижняя часть экрана разделена на две части – слева список переменных (*Parameter List*) и окно сообщений (*Messages*).

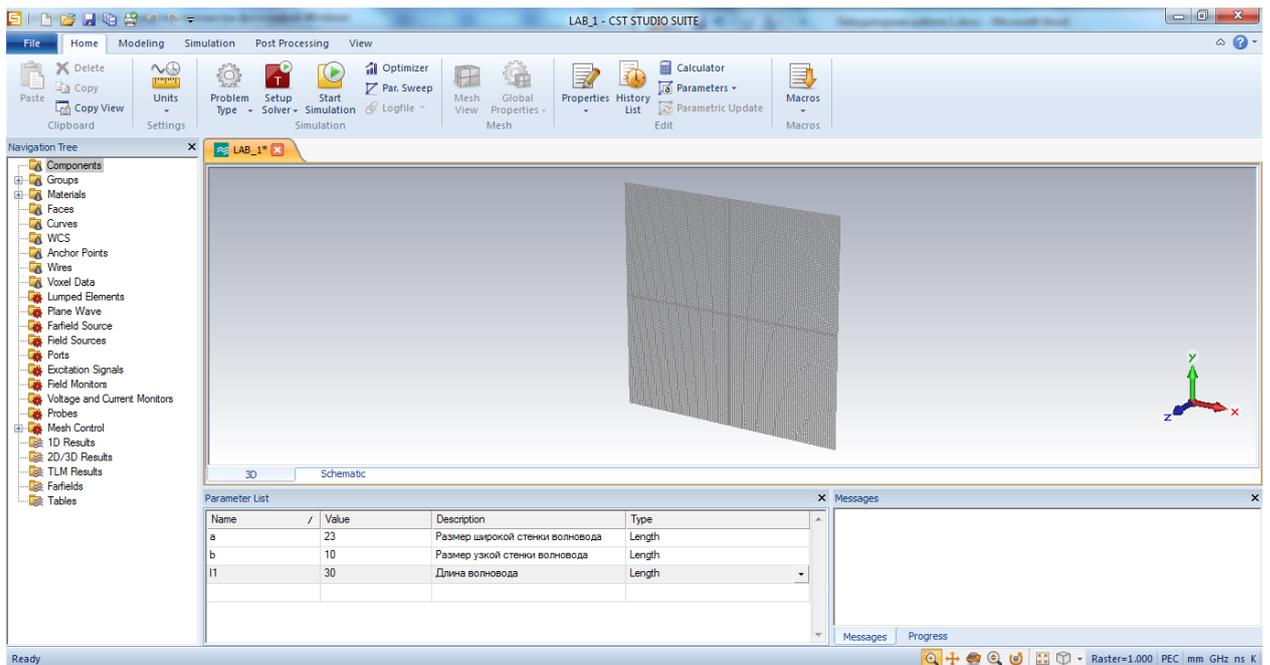


Рисунок 1.5.3

Цель лабораторной работы: моделирование прямоугольного волновода и исследование перехода с одного сечения волновода на другое в трехсантиметровом диапазоне длин волн.

Для начала работы необходимо задать единицы измерения величин, используемых при моделировании. Для этого необходимо на вкладке *Home* выбрать иконку *Units*.

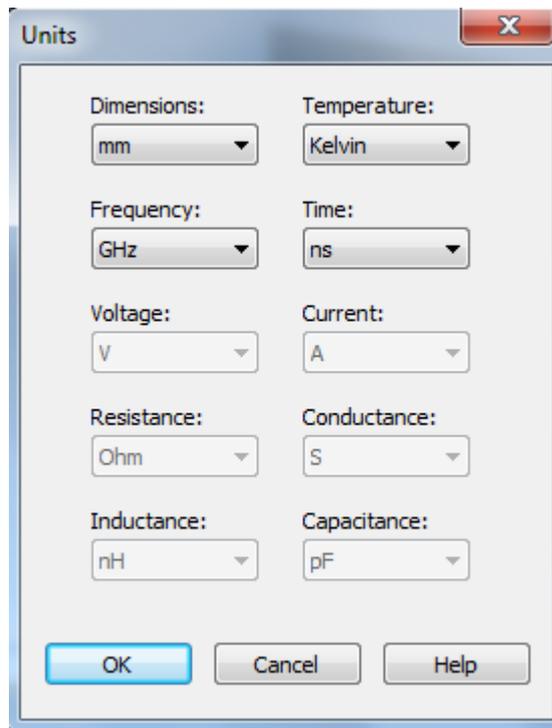


Рисунок 1.5.4

Важно отметить, что все выполняемые с проектом операции фиксируются в истории проекта (*History List*) на вкладке *Home*. Но к этому мы вернемся позже.

Для создания модели волновода создадим переменные  $a$ ,  $b$  – ширина и высота сечения волновода и  $l1$  – длина волновода.

Name	/	Value	Description	Type
a		23	Размер широкой стенки волновода	Length
b		10	Размер узкой стенки волновода	Length
l1		30	Длина волновода	Length

Рисунок 1.5.5

В данной работе используется волновод сечением 23x10 мм. В графу *Name* вводим название переменной, например,  $a$ . В графу *Value* вводится значение переменной 23. В графу *Description* можно ввести описание

переменное, например размер широкой стенки волновода. В Графе *Type* выберем тип переменной – *Length* (переменные размеров). Таким же образом заполним остальные переменные.

Для построения модели волновода перейдем на вкладку *Modeling*. На ней сосредоточены основные элементы составления и прорисовки модели. Для моделирования волновода выберем фигуру параллелепипед (*Brick*). Для рисования можно использовать два способа – фактическое задание точек при помощи мыши и построение по координатам. Мы будем использовать второй способ, чтобы зайти в меню нажмите *Esc*.

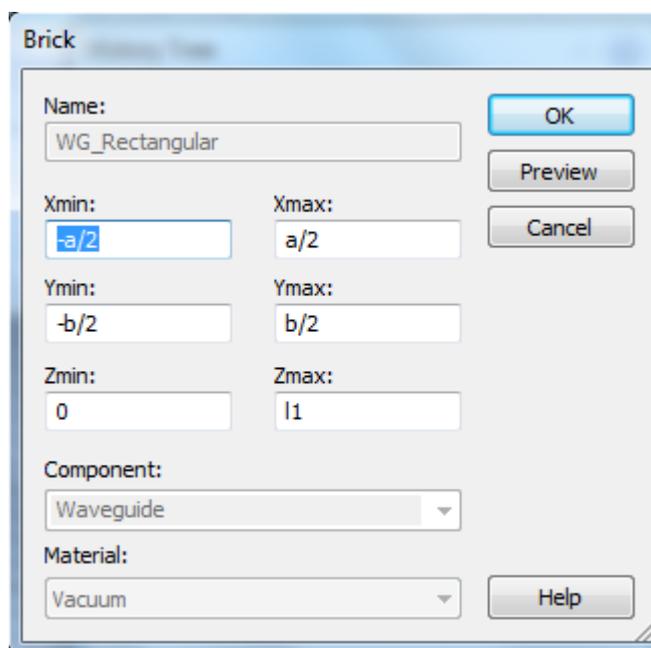


Рисунок 1.5.6

Зададим следующие параметры волновода:

Имя (*Name*) – *WG\_Rectangular*;

*Xmin*, *Xmax*, *Ymin*, *Ymax*, *Zmin*, *Zmax* – координаты вершин параллелепипеда;

Компонент (*Component*) – это подпапка в дереве навигации, в котором будет находиться данный объект, назовем его *Waveguide*;

Материал (*Material*) – материал объекта. Здесь можно выбрать из предлагаемого списка, либо создать собственный материал с требуемыми

параметрами. Основными материалами являются *Vacuum* – вакуум с  $\epsilon = 1$ ,  $\mu = 1$  и *PEC* (*Perfect Electric Conductor* – идеальный проводник). Выберем тип *Vacuum*.

Для предварительного просмотра построенной фигуры нажмите кнопку *Preview*.

После нажатия кнопки *OK* в окне модели появится параллелепипед. Для начала моделирования необходимо задать интересующий диапазон частот. Для этого на вкладке *Simulation* в меню *Frequency* введем значения минимальной и максимальной частоты

$$F_{min}=6, F_{max}=14.$$

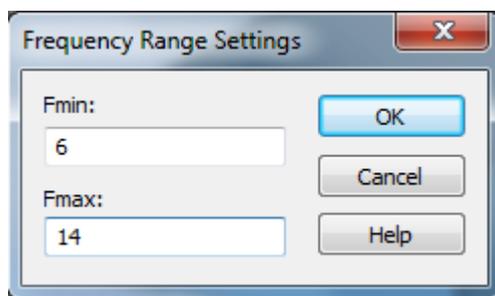


Рисунок 1.5.7

Далее на этой же вкладке в меню *Background* выберем тип окружающего исследуемую структуру материала. По умолчанию стоит *PEC*, т.е. проводящий материал. Нажимаем *OK*. т.е. проводящий материал. Нажимаем *OK*.

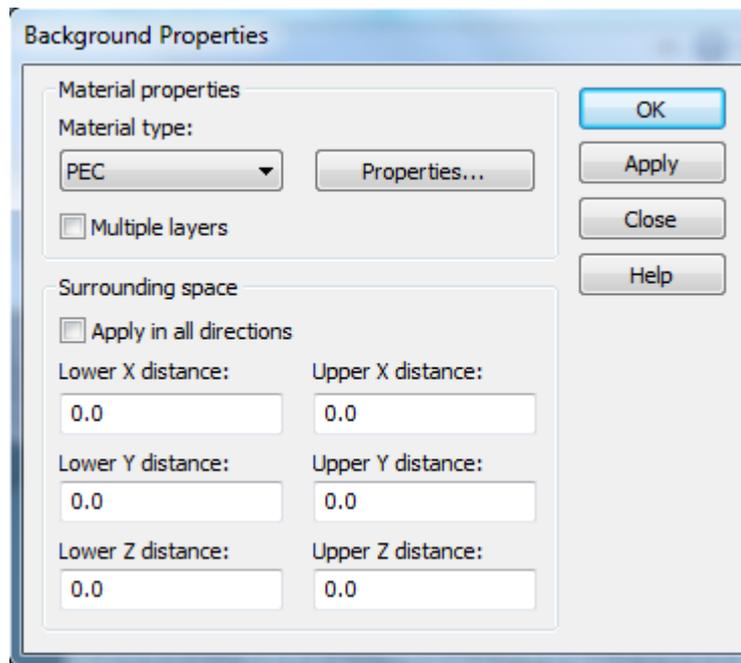


Рисунок 1.5.8

Следующим важнейшим элементом настройки моделирования является задание граничных условий в меню *Boundaries* на вкладке *Simulation*. Здесь можно выбрать несколько вариантов:

*Electric* - Электрическое граничное условие ( $E_{tan} = 0$ ),

*Magnetic* - Магнитное граничное условие ( $H_{tan} = 0$ ),

*Open* - Имитирует открытое пространство,

*Open (add space)* - То же, что "*open*", но добавляет дополнительное пространство в расчетной области,

*Periodic* - Имитирует периодическое расширение расчетной области,

*Conducting wall* - Эта граница ведет себя подобно стенке металлического материала с потерями.

Также в этом меню можно задать оси симметрии и термические параметры.

Выберем тип границ *Electric* во всех направлениях.

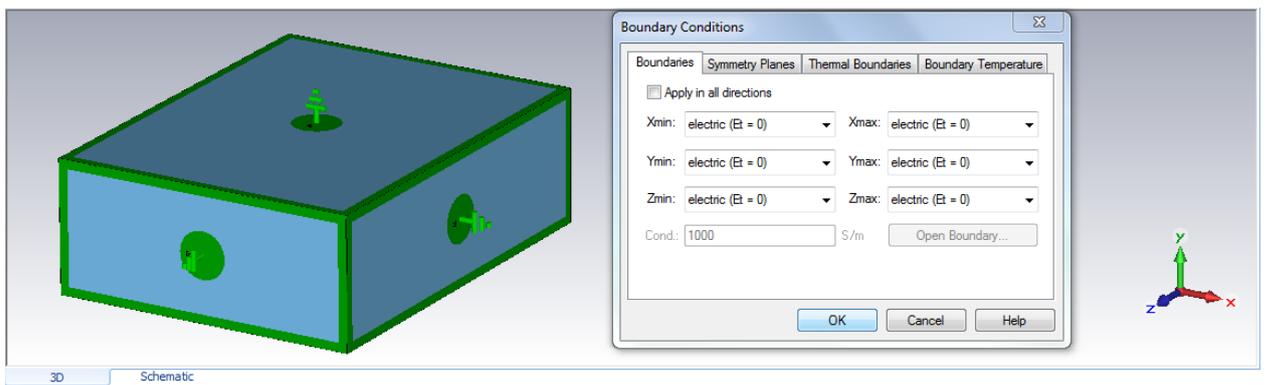


Рисунок 1.5.9

Для просмотра распределения полей внутри структуры необходимо добавить в проект монитор поля (*Field Monitor*). Меню настройки мониторов поля находится на вкладке *Simulation*. Добавим мониторы Е-поля (*e-field*) и *H*-поля (*h-field*) для сигнала с частотой 10 ГГц. В дереве навигации в папке *Field Monitors* появятся выбранные мониторы.

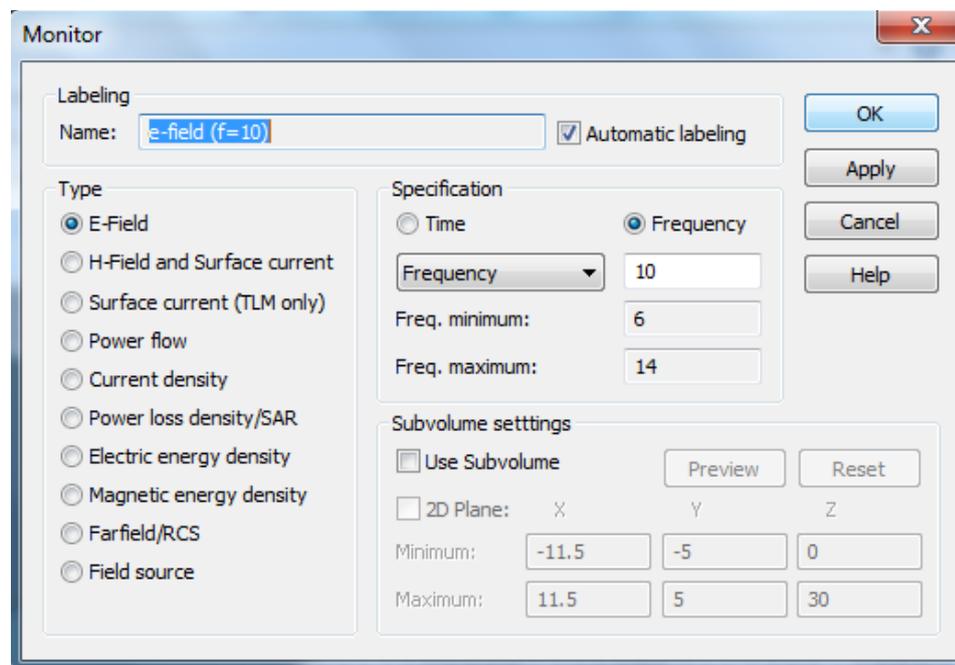


Рисунок 1.5.10

Следующим пунктом является установка портов ввода-вывода. Основными типами портов являются волноводный порт (*Waveguide Port*) и

дискретный порт (*Discrete Port*). Выберем Волноводный порт и установим его по оси *Z*, установив направление порта как *Negative*.

Аналогичным образом создайте второй порт, на противоположной стороне волновода.

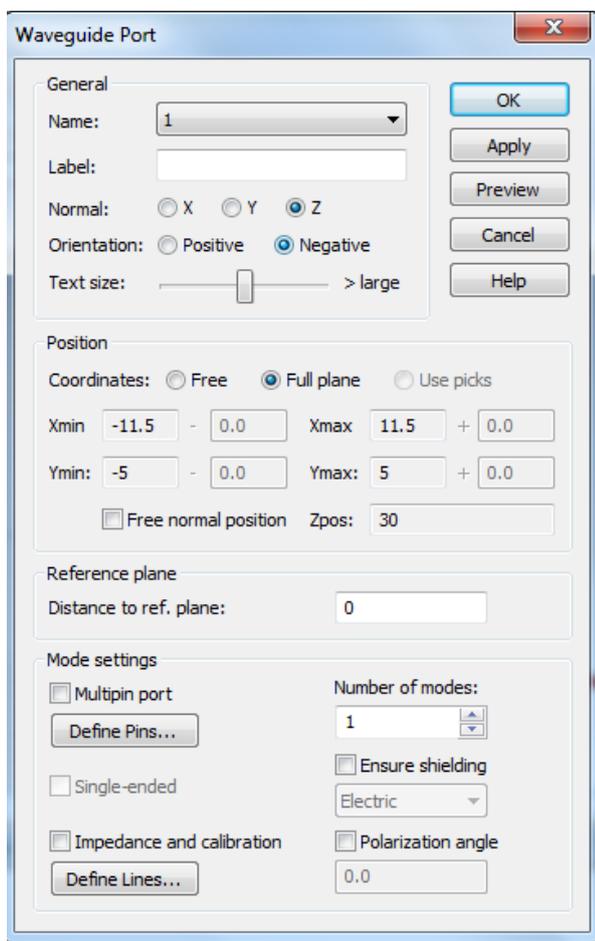


Рисунок 1.5.11

Для начала моделирования требуется установить параметры сетки разбиения – в меню *Global Properties* на вкладке *Home*.

Последним пунктом является настройка «солвера» – метода анализа структуры. В *CST Microwave Studio* существует несколько методов анализа:

- *Time Domain Solver* - Метод решения во временной области, эффективный для анализа разъемов, линий электропередачи, фильтров, антенн и т.д.,

• *Frequency Domain Solver* - Метод решения в частотной области, проводит анализ на каждой конкретной частоте. Используется:

расчет матрицы рассеяния (*S*-параметров)

распределения электромагнитного поля на различных частотах (см мониторы)

диаграммы направленности антенны и соответствующие параметры антенны

экстракции *SPICE* модели цепи

бесконечных массивов элементарных ячеек с периодическими граничными условиями (например, для имитации бесконечных фазированных антенных решеток и частотно-селективных поверхностей) моделирование дисперсионных материалов (см обзор материала)

• *Eigenmode Solver* - Метод собственных мод, используется для расчета частоты и соответствующей электромагнитной модели поля (мод), где не применяется возбуждение.

• *Integral Equation Solver* - Метод интегральных уравнений, представляет особый интерес для электрически больших моделей. Дискретизация расчетной области сводится к границам объекта и, таким образом, приводит к линейной системе уравнений с меньшим количеством неизвестных, чем в методах объема.

• *Asymptotic solver* - Асимптотический метод это анализ в частотной области на основе так называемого трассировки лучей. Лучи могут быть либо независимыми, либо в комплекте вместе в так называемых лучевыми трубками. Этот метод, как правило, используется для расчетов электрически очень крупных объектов, которые трудно обрабатывать с помощью других методов ЭМ решений.

• *Multilayer solver* - это 3D планарный электромагнитный метод для плоского моделирования и анализа. Он основан на методе моментов (*MoM*) и позволяет пользователям моделировать многослойные геометрии точно и эффективно.

Выберем *Frequency Domain Solver*, и установим гексаэдральный (*Hexahedral*) тип сетки разбиения. Далее начинаем расчет, нажав кнопку старт [2].

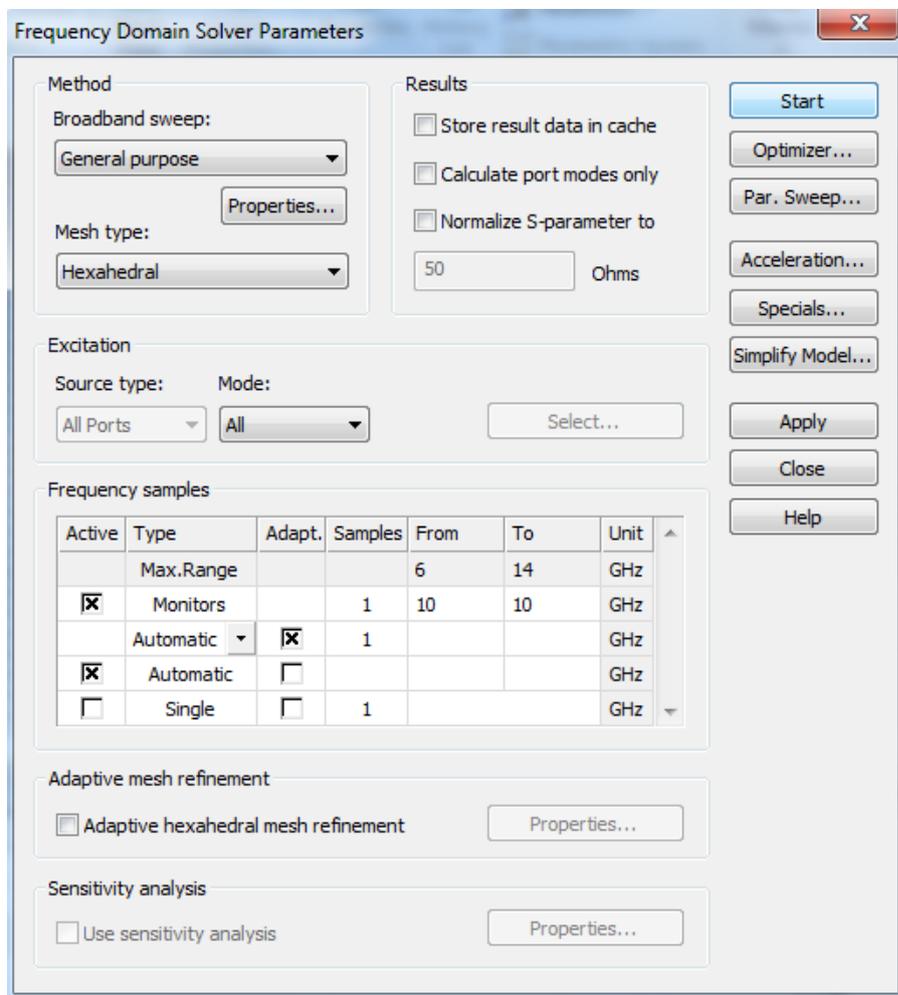


Рисунок 1.5.12

После окончания расчета в дереве навигации в папках *1D Results* и *2D/3D Results* появятся результаты анализа.

Рассмотрим результаты в папке *2D/3D Results* подкаталог *Port Modes*. При выборе в подкаталоге *Port1* папки e1 увидим распределение *E*-поля первой моды ( $H_{10}$ ) в порту 1 и характеристики порта.

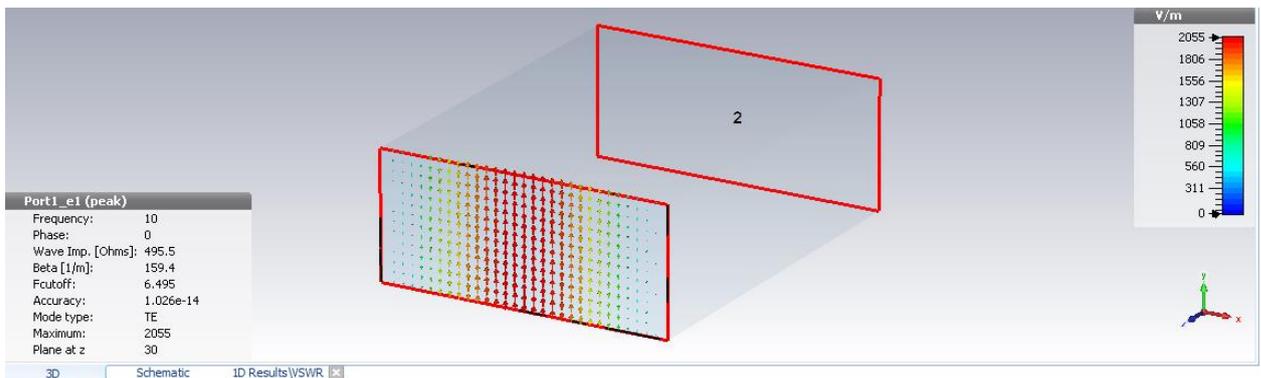


Рисунок 1.5.13

Остановимся на них поподробнее:

*Frequency*: 10 – частота на которой рассчитаны параметры порта – центральная частота исследуемого диапазона 10 ГГц.

*Phase*: 0 – фаза колебаний равна нулю.

*Wave Imp. [Ohms]*: 495,5 – волновое сопротивление линии.

*Beta [1/m]*: 159.4 – постоянная распространения волны.

*Fcutoff*: 6,495 – критическая частота для данного сечения 6,495 ГГц.

*Accuracy*: 1,026e-14 – точность анализа структуры

*Mode type*: *TE* – тип волны поперечная *E*-волна.

*Maximum*: 2055 – максимум напряженности электрического поля.

Аналогично можно просмотреть линии *H*-поля первого порта при выборе папки *h1*.

Возможные параметры порта:

- Тип(*Type*): *E*-поле или *H*-поле
- Максимум(*Maximum*): В случае векторного участка, значения максимальной стрелки.
- Компонент(*Component*): В случае скалярного участка, этот параметр определяет, какая из компонент изображена.
- Тип моды(*Mode type*): тип нарисованной режима: *TEM*, квази-*TEM*, *TE*, *TM* или Неизвестный
- Точность(*Accuracy*): точность расчета по построенной режима.

- Критическая частота ( $F_{cutoff}$ ): В случае  $TE$ -моды или  $TM$ , это критическая частота.
- Бета( $Beta$ ): значение бета моды.
- Альфа( $Alpha$ ): В случае неизвестного типа моды или моды  $TE / TM$ , это значение альфа.
- Расстояние -40 дБ ( $Dist.-40 dB$ ): расстояние, на котором значения полей запредельной моды затухают до -40 дБ.
- Волновое сопротивление ( $Wave Imp.$ ): волновое сопротивление, Ом. См волноводного порта.
- Сопротивление линии ( $Line Imp.$ ): Для типа волн  $TEM$  или квази- $TEM$ , это сопротивление линии, Ом. См. В случае комплексного сопротивления линии, отображается его модуль.
- Сопротивление  $ZPV$  Реальное/мнимое( $Imp. ZPV Re/Im$ ): Это сопротивление в Ом, которое определяется рассчитанным напряжением вдоль линии и комплексной мощности моды..
- Плоскость  $X / Y / Z$  ( $Plane at X, Y, Z$ ): координата плоскости порта в определенной ориентации ( $X / Y / Z$ ).
- Частота ( $Frequency$ ): Частота, для которой были рассчитаны моды и их параметры. Это центральная частота из диапазона частот, приведенного в настройках диапазоне частот.
- Фаза ( $Phase$ ): Фаза, для которой построена мода.
- Максимум-2D ( $Maximum 2D$ ): Отображает значение и место максимального значения напряженности поля, в зависимости от выбранного типа.

Для просмотра распространения полей внутри всей структуры необходимо перейти в папку  $E-field$  и  $H-field$  соответственно. Для удобства просмотра при выборе соответствующего поля на вкладке  $2D/3D Plot$  в меню  $3D Fields on 2D Plane$  выберете в пункте  $Select Cross Section$  пункт  $Cross$

*Section B*, что соответствует сечению фигуры по плоскости  $Y$ , и *Activate Cross Section* пункты *Cross Section B* и *Cross Section A*.

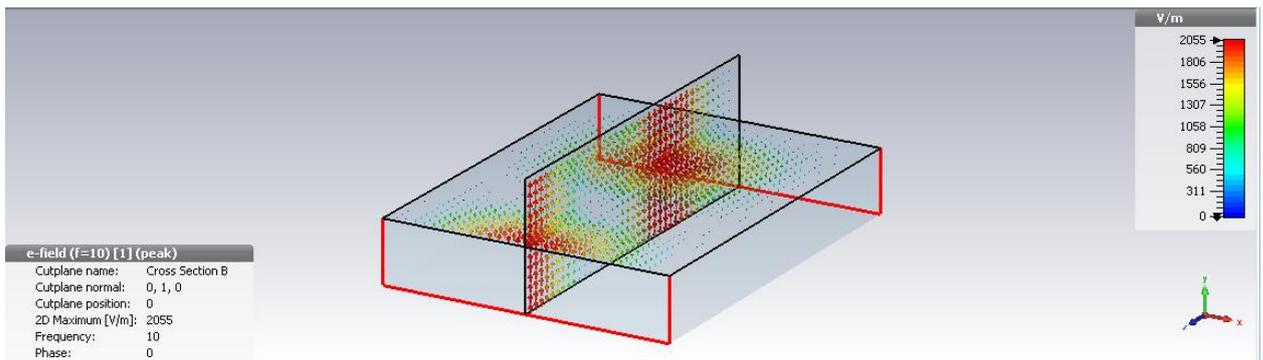


Рисунок 1.5.14

В папке *1D Results* рассмотрим  $S$ -параметры волновода, а конкретнее  $S_{2,1}$ . Т.к. в волноводе распространяется основной тип волны  $H_{10}$ , рассчитайте критическую длину волны и частоту для данного типа колебания. Сравните ее с графиком  $S_{2,1}$ . Для добавления маркера на нужной частоте нажмите на поле графика правой кнопкой мыши и выберете (Осевой Маркер) *Axis Marker*.

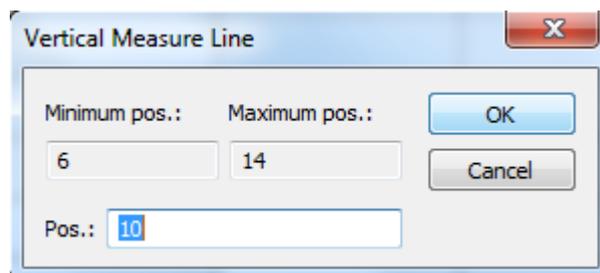


Рисунок 1.5.15

Также возможно посмотреть распространение поля в плоскости и анимации. Для этого в папке *E-field* (либо *H-field*) выберете график *Abs* что соответствует значению модуля напряженности электрического (или магнитного) поля. В меню *Properties* на вкладке *2D/3D Plot* уберите галочку *3D* и нажмите *Start*. Вы увидите анимированное распределение поля в структуре на выбранной вами плоскости в зависимости от фазы.

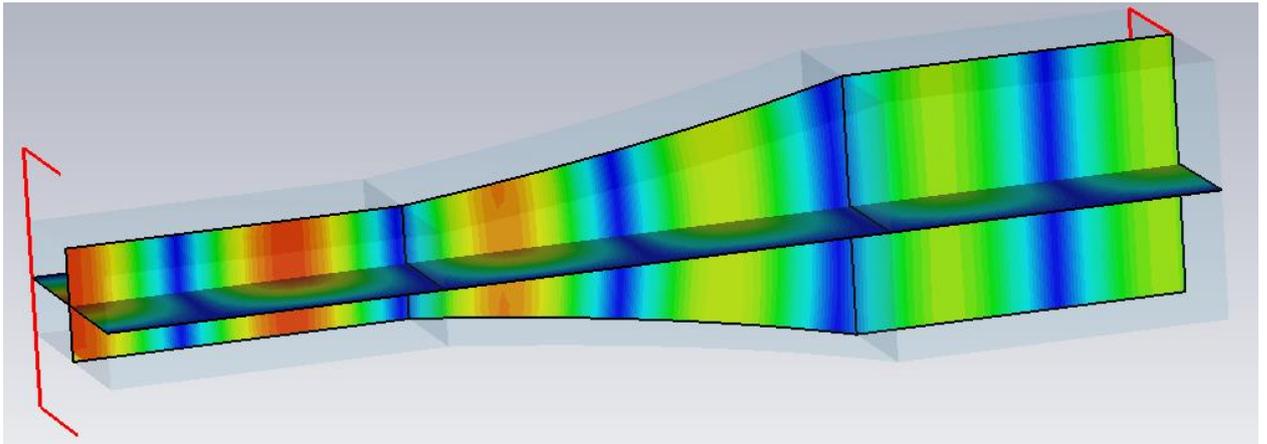


Рисунок 1.5.16

Для дополнительного расчета КСВН (*VSWR*) по входу порта на вкладке *Post Processing* в меню *S-Parameter Calculations* выберите пункт *Calculate VSWR*. После этого в папке *1D Results* добавится подкаталог *VSWR*.

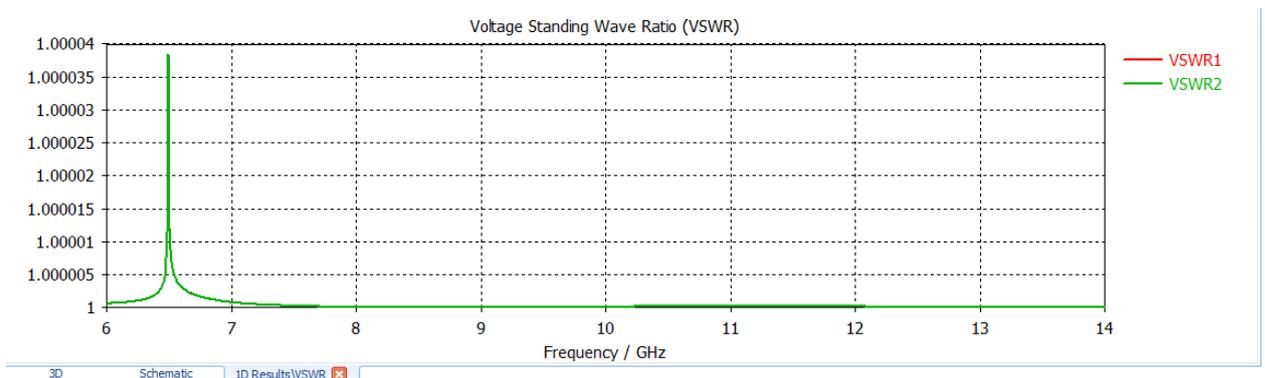


Рисунок 1.5.17

Далее создайте аналогичным образом переменные  $l_2=40\text{мм}$  и  $l_3=30\text{мм}$ .

Создайте второй волновод длиной  $l_3$  на расстоянии  $l_2$  по оси  $Z$  от первого и сечением  $a \times a$ .

Назовите второй волновод *WG\_Square* и поместите его в папку *Waveguide*.

Для соединения двух секций волновода с различным сечением создайте новый компонент *Junction*.

Сравним два варианта соединения – линейное расширение размера сечения и экспоненциальное.

Рассмотрим новый способ формирования фигур. Для этого перейдем на вкладку *Modeling* и в меню *Curves* выберем пункт *3D Polygon*.

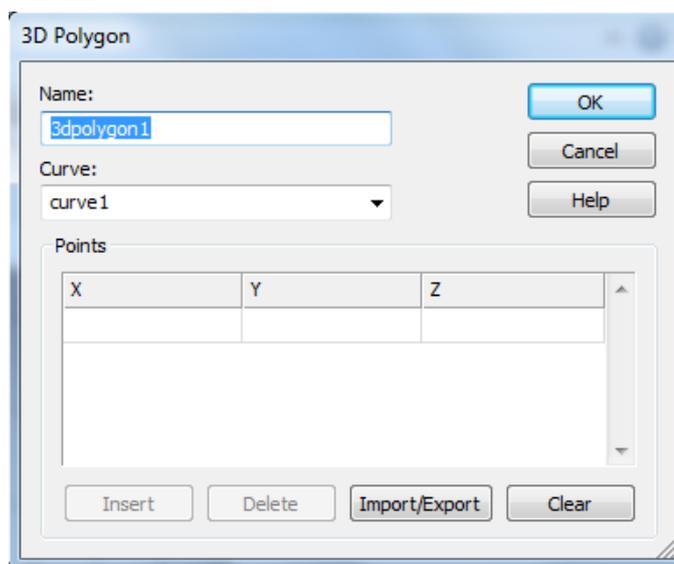


Рисунок 1.5.18

Аналогично созданию параллелепипеда введем координаты точек – вершин соединяемых волноводов, как показано на рисунке.

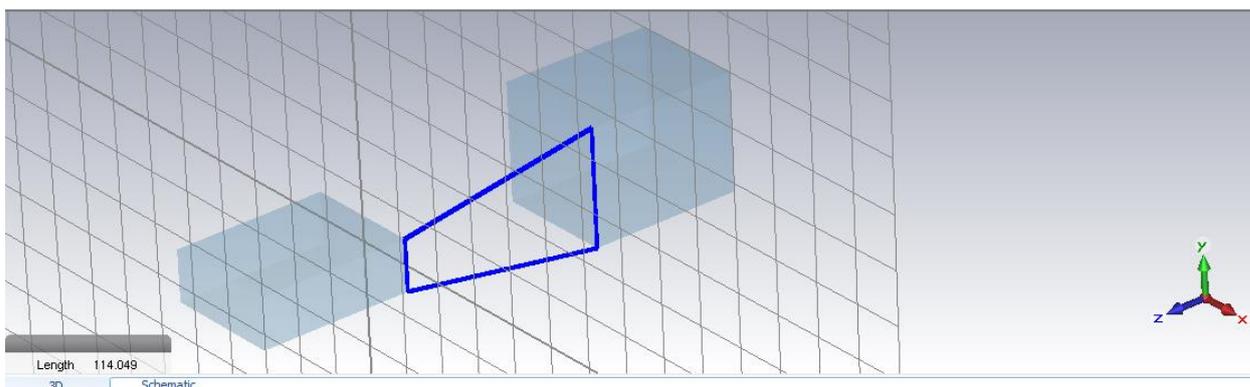


Рисунок 1.5.19

Для преобразования кривой в объемную фигуру на вкладке *Modeling* в меню *Curve Tools* выберем пункт *Extrude Curve* (Выдавить кривую), после

этого будет предложено выбрать кривую для выдавливания и нажать *Enter*. В появившемся меню *Extrude Planar Curve* введите свойства новой фигуры – Имя: *Linear*, Толщина (*Thickness*): *a*, Компонент: *Junction*.

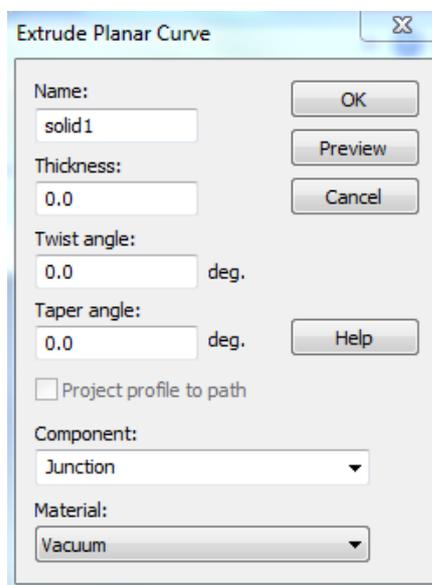


Рисунок 1.5.20

Рассчитайте *S*-параметры и КСВН полученной структуры. Для сохранения графиков КСВН на вкладке *Post Processing* в меню *Import/Export* выберете пункт *Export Plot Data ASCII* и сохраните файл в выбранную вами папку.

Экспоненциальным называется переход, у которого волновое сопротивление изменяется вдоль координаты *X* по экспоненциальному закону. В волноводном варианте при плавном изменении боковой стенки расчетная формула имеет вид:

$$b(x) = b(0) \cdot e^{\left\{ \frac{b(l) \cdot x}{b(0) \cdot l} \right\}} \quad (1.1)$$

где  $b(x)$  – высота узкой стенки прямоугольного волновода [3].

Для построения второго типа перехода – экспоненциального выберем на вкладке *Modeling* в меню *Curves* выберем пункт *Analytical Curve*.

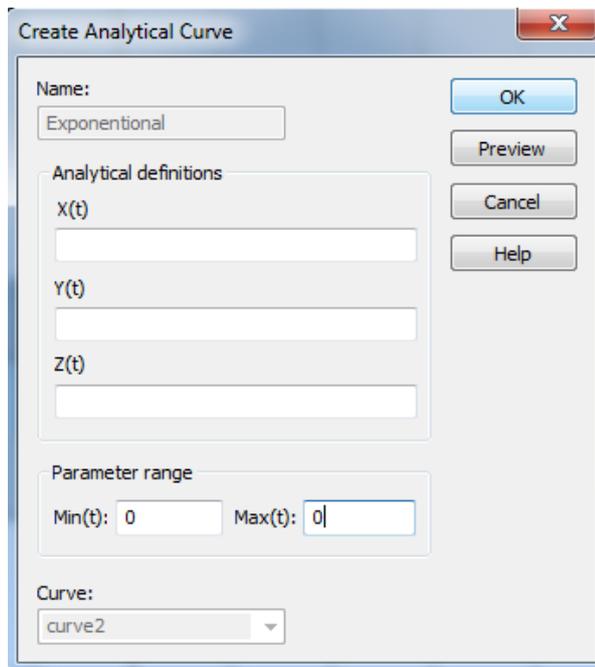


Рисунок 1.5.21

Рассмотрим появившееся меню подробнее. В графу *Name* вносится имя кривой. Далее представлены три ячейки  $X(t)$ ,  $Y(t)$ ,  $Z(t)$  в которых описывается функция изменения соответствующей координаты в зависимости от значения аргумента  $t$ , диапазон значений которого задается ниже.

Введите параметры согласно (1.1). В нашем случае изменяющееся значение функции это высота узкой стенки волновода ( $Y$ ), которая изменяется вдоль оси  $Z$ , при неизменной координате  $X$ . Обратите внимание, что здесь задается только одна кривая, то есть только одна половина узкой стенки волновода.

Название кривой – *Exponential*, *Curve: New Curve*. При правильном вводе выражения получим следующую кривую.

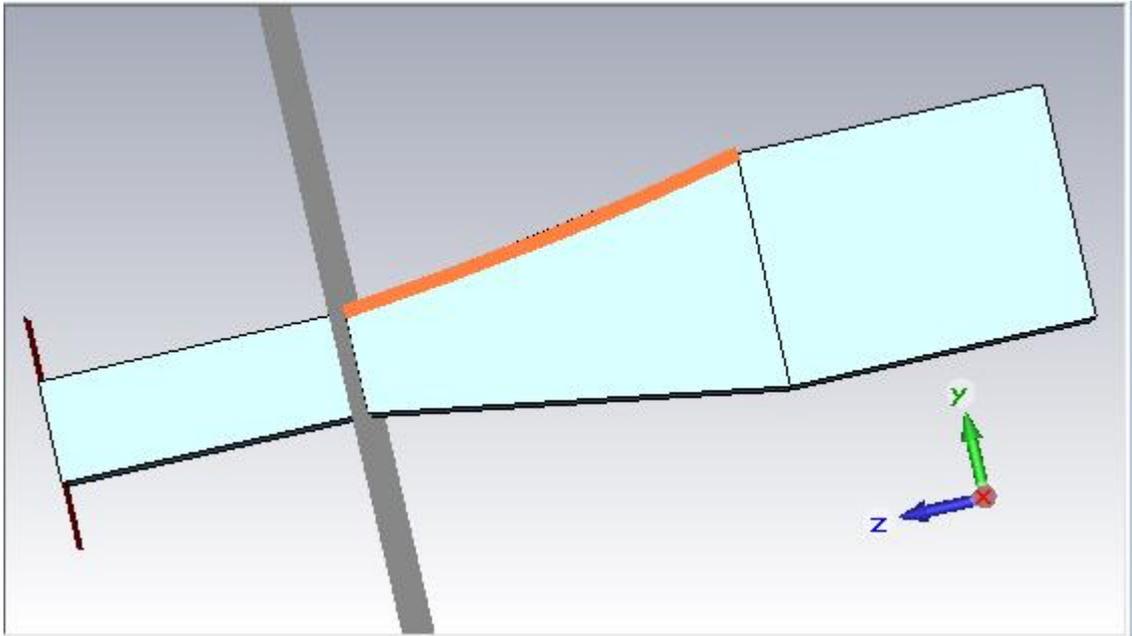


Рисунок 1.5.22

Чтобы создать вторую кривую по противоположной стороне необходимо создать зеркальную копию кривой. Для этого выбрав кривую в дереве навигации выберете на вкладке *Modeling* меню *Transform* и в нем пункт *Mirror*. В окне *Transform Selected Object* поставьте галочку *Copy*, чтобы сохранить оригинальную кривую на своем месте и выберете ось, относительно которой происходит отражение, а также коэффициент пропорциональности.

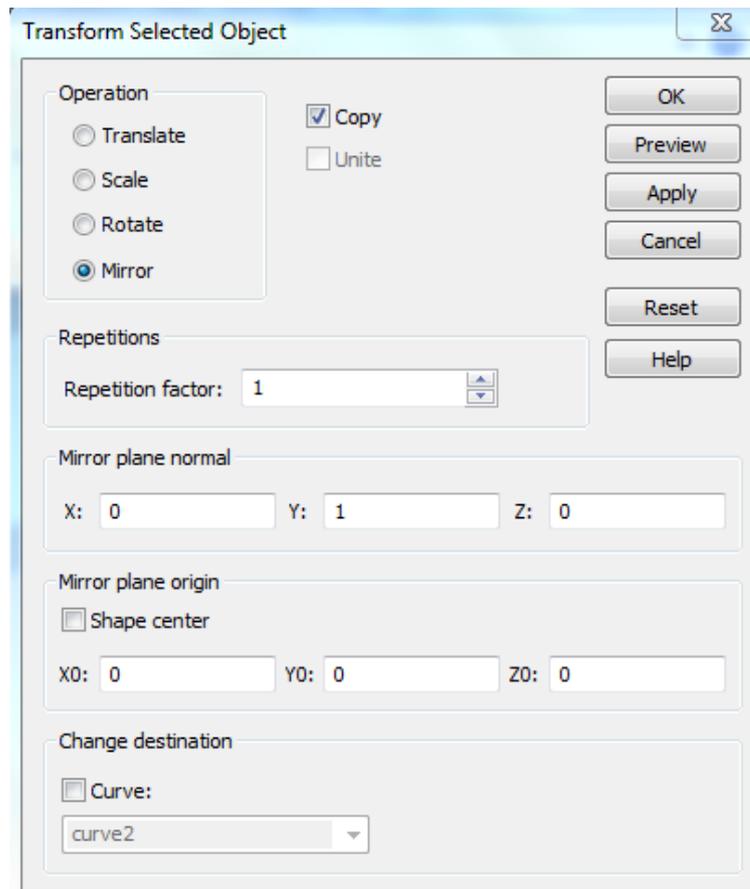


Рисунок 1.5.23

Чтобы преобразовать кривую в объект необходимо, чтобы она была замкнута. Создайте две недостающие кривые при помощи инструмента *3D Polygon* в меню *Curve* и поместите их в подкаталог *Curve 2*. После завершения создайте объемную фигуру

*Exponential* в подкаталоге *Junction*.

Для исключения из расчета перехода *Linear* необходимо перейти в *History List* и скрыть операцию выдавливания *3D* полигона *Define extrudeprofile: Junction: Linear*. После этого провести анализ при помощи частотного метода и гексаэдральной сетки, добавить расчет КСВН.

При просмотре результатов расчета КСВН, чтобы добавить к сравнению сохраненный ранее график необходимо в меню *Import/Export* выбрать *Import Result Curve* и выбрать сохраненный файл с данными.

Как известно, рабочий диапазон частот для волновода с сечением 23x10мм от 8 до 12 ГГц [справочник по элементам волноводной техники].

Для изменения диапазонов на графике необходимо на вкладке *1D Plot* зайти в меню *Properties* и выставить необходимые значения. Выставим диапазон частот 8-12 ГГц, а значения КСВН от 1 до 1,3.

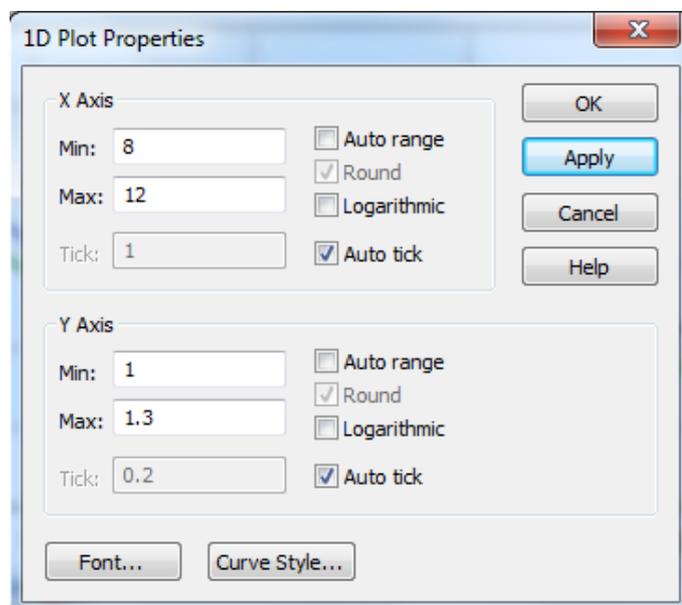


Рисунок 1.5.24

Сделайте выводы о сравнении двух видов переходов.

## 2 Лабораторная работа № 2. Кольцевой делитель мощности.

**Цель работы:** изучение принципов работы программного обеспечения для электромагнитного моделирования устройств *CST Microwave Studio* и изучения работы кольцевого делителя мощности на полосковой линии.

### 2.1 Основные теоретические сведения

В технике СВЧ мостовые схемы обычно используются как делители мощности на два канала (в равных отношениях при высокой развязке между ними) и как балансные смесители с высокой развязкой между входными каналами [4, 5]. Разновидности топологии мостовых схем представлены на рисунках 2.1.1 – 2.1.2.

При использовании мостовой схемы в качестве делителя, энергия подается в плечо 1, распределение мощности энергии происходит в равном соотношении между плечами 2 и 4, а при подаче мощности в плечо 2 энергия распределяется между плечами 1 и 3. В первом случае в плече 3, а во втором – в плече 4 устанавливается оконечная нагрузка.

При использовании мостовой схемы в качестве смесителя энергия подается в плечи 1 и 3, выходными плечами будут 2 и 4.

#### Кольцевые гибридные мостовые схемы

Мостовые схемы в виде кольца (рисунок 2.1.1) характеризуются следующими основными параметрами:

– развязкой между каналами, которая определяется по формуле

$$N = 10 \lg \frac{P_2}{P_4} \text{ (дБ)}, \quad (2.1)$$

где  $P_2$  и  $P_4$  – величины мощностей на выходных каналах (при подаче мощности в 1 канал);

- делением мощности по выходным каналам.

### Расчет мостовой схемы.

Расчет мостовой схемы сводится к определению среднего диаметра  $d_{cp}$  и ширины кольца  $b_k$  при заданных значениях волнового сопротивления  $Z_0$  основной полоски и рабочей длине волны  $\lambda_0$ . Расстояние между осями должно быть  $\frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эф}}}$ , а по длинной стороне  $\frac{3\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эф}}}$ . Длина средней линии кольца определяется из формулы

$$I_k = \frac{3\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эф}}}, \quad (2.2)$$

из этой формулы  $d_{cp} = \frac{\lambda_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{эф}}}$ .

Волновое сопротивление кольца  $Z_k$  определяется из соотношения

$$Z_k = Z_0\sqrt{2}. \quad (2.3)$$

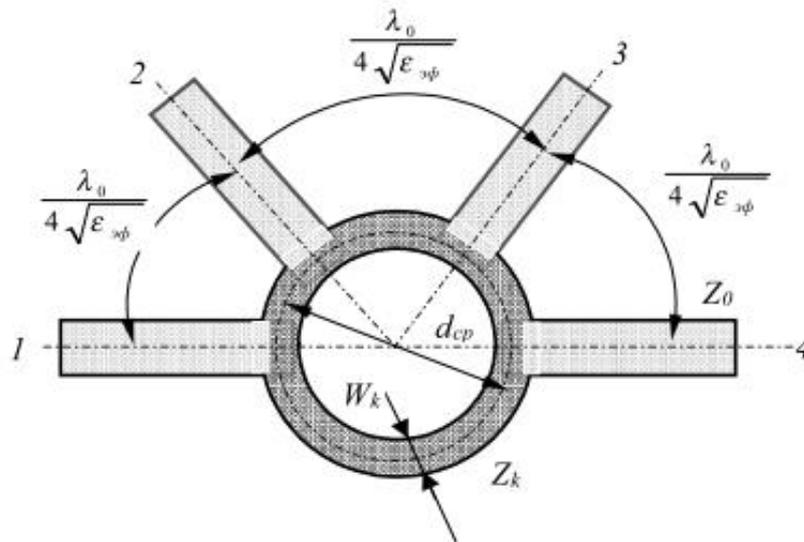


Рисунок 2.1.1. Кольцевая гибридная схема мостовая

Ширина полоски кольца  $W_k$  определяется аналогично ширине основной полоски по формуле (2.6). Для большей компактности мостовую схему выполняют в виде прямоугольника (рисунок 2.1.2).

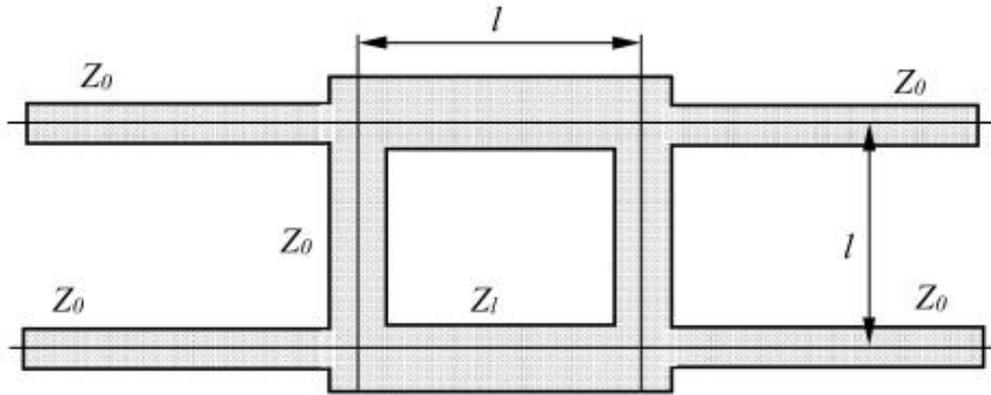


Рисунок 2.1.2 Прямоугольная гибридная схема мостовая

Размеры прямоугольника определяются по формуле

$$l = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\varepsilon_{эф}}} . \quad (2.4)$$

Волновое сопротивление полосок прямоугольной мостовой схемы определяется из выражения

$$Z_l = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} . \quad (2.5)$$

Ширина полоски кольца  $W_k$  определяется аналогично ширине основной полоски по формуле (2.6).

### Полосковые линии передачи

Симметричная полосковая линия (рисунок 2.1.3,а) является наиболее часто используемой линией передачи СВЧ-диапазона. Основным типом волны симметричной полосковой линии является  $T$ -волна. Все ее конструктивные параметры определяются на основе электростатического анализа. Для упрощенного анализа толщину центрального полоскового проводника  $t$  считают пренебрежимо малой. Приведенные ниже выражения получены с нулевой толщиной центрального полоскового проводника ( $t=0$ ).

Формула волнового сопротивления имеет вид:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{K'(k)}{K(k)} , \quad (2.6)$$

где  $k' = th(\pi W / 2b)$ ;  $K$  - полный эллиптический интеграл первого рода;  $K'$  - дополнительная функция, определяемая уравнением:

$$K'(k) = K(k'), \quad k' = \sqrt{1 - k^2}$$

Для получения простого соотношения для волнового сопротивления используют следующую аппроксимацию для соотношения  $K / K'$  вида:

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \left[ \frac{1}{\pi} \ln \left( 2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right]^{-1} & \text{для } 0 \leq k \leq 0,7 \\ \frac{1}{\pi} \ln \left( 2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) & 0,7 \leq k \leq 1 \end{cases}$$

Погрешность этой аппроксимации составляет  $8 \times 10^{-6}$ . Эти формулы позволяют рассчитать точное значение волнового сопротивления  $Z_0$ .

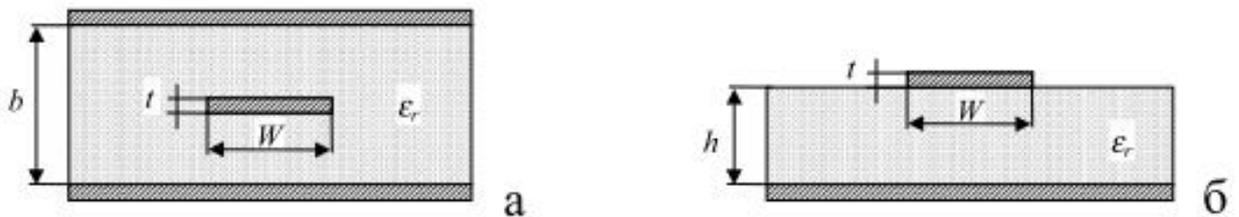


Рисунок 2.1.3 Полосковая (а) и микрополосковая (б) линия

Симметричные полосковые линии с полосковым проводником конечной длины наиболее точно вычисляются по следующим приближенным формулам:

$$Z_0 \sqrt{\epsilon_r} = 30 \ln \left\{ 1 + \frac{4b-t}{\pi W'} \left[ \frac{8b-t}{\pi W'} + \sqrt{\left( \frac{8b-t}{\pi W'} \right)^2 + 6.27} \right] \right\}, \quad (2.7)$$

где

$$\frac{W'}{b-t} = \frac{W}{b-t} + \frac{\Delta W}{b-t}, \quad (2.8)$$

$$\frac{\Delta W'}{b-t} = \frac{x}{\pi(1-x)} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[ \left( \frac{x}{2-x} \right)^2 + \left( \frac{0,0796x}{W/b + 1,1x} \right)^m \right] \right\}, \quad (2.9)$$

$$m = 2 \left[ 1 + \frac{2}{3} \frac{x}{1-x} \right]^{-1}, x = \frac{t}{b}. \quad (2.10)$$

Для  $W'/(b-t) < 10$  погрешность расчета по формуле (2.9) составляет не более 0,5 %.

Для расчета, конструирования и оптимизации устройств на симметричных полосковых линиях используют формулы определяющие ширину полоски  $W$  для заданного значения волнового сопротивления линии с параметрами  $b$ ,  $\varepsilon_r$  и  $t$ . Для полоски нулевой толщины значение отношения  $W/b$  в функции  $Z_0$  и  $\varepsilon_r$  используется формула

$$\frac{W}{b} = \frac{2}{\pi} \text{Arth} \sqrt{k}, \quad (2.11)$$

$$k = \begin{cases} \sqrt{\left[ \frac{1 - \frac{e^{\pi x} - 2}{e^{\pi x} + 2}}{e^{\pi x} + 2} \right]^4} & \text{для } x \geq 1 \\ \left[ \frac{e^{\pi x} - 2}{e^{\pi x} + 2} \right]^2 & 0 \leq x \leq 1 \end{cases}, \quad (2.12)$$

При  $x = Z_0 \sqrt{\varepsilon_r} / (30\pi)$ .

При  $t \neq 0$  уравнения для  $W/b$  используют следующую формулу:

$$\frac{W}{b} = \frac{W_0}{b} - \frac{\Delta W}{b} \quad (2.13)$$

где

$$\frac{W_0}{b} = \frac{8(1-x)}{\pi} \frac{\sqrt{e^A + 0,568}}{e^A - 1}, A = \frac{Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}}{30\pi}, \quad (2.14)$$

$$\frac{W_0}{b} = \frac{x}{\pi} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \ln \left[ \left( \frac{x}{2-x} \right)^2 + \left( \frac{0,0796x}{W_0/b - 0,26x} \right) \right] \right\}. \quad (2.15)$$

Величины  $x$  и  $m$  определены в (2.6).

Суммарные потери полосковой линии, определяются коэффициентом затухания  $\alpha$ , складываются из двух составляющих – потери в проводниках и диэлектрике

$$\alpha = \alpha_{пр} + \alpha_d \quad (2.16)$$

Потери в проводниках определяются возрастанием индуктивности, обусловленные проникновением магнитного поля в проводник. Для полосковой линии потери рассчитываются по формуле:

$$\alpha_{\text{пр}} = \frac{0,0231R_s\sqrt{\varepsilon_r}}{Z_0} \left[ \frac{\partial Z_0}{\partial b} - \frac{\partial Z_0}{\partial W} - \frac{\partial Z_0}{\partial t} \right], \quad (2.17)$$

где  $R_s = \sqrt{\pi/\mu_0\rho}$  – поверхностное сопротивление проводника, Ом/ ;  $\rho$  – удельное сопротивление проводника.

Используя выражения (2.3) – (2.7) для  $Z_0$ , получаем

$$\alpha_{\text{пр}} = \frac{0,0231R_s\sqrt{\varepsilon_r}}{Z_0} \frac{\partial Z_0}{\partial b} \left\{ 1 + \frac{2W'}{b-1} - \frac{1}{\pi} \left[ \frac{3x}{2-x} - \ln \frac{x}{2-x} \right] \right\}, \quad (2.18)$$

$$\frac{\partial Z_0}{\partial W'} = \frac{30e^A}{W'\sqrt{\varepsilon_r}} \left[ \frac{3,135}{Q} - \left( \frac{8}{\pi} \frac{b-t}{W'} \right) (1+Q) \right], \quad (2.19)$$

$$Q = \sqrt{1 + 6,27 \left( \frac{\pi W'}{8b-1} \right)^2}. \quad (2.20)$$

Здесь  $\alpha_{\text{пр}}$  в дБ/м.

Потери (дБ/м) в диэлектрике полосковой линии определяются формулой

$$\alpha_{\text{д}} = 27,3\sqrt{\varepsilon_r} \text{tg}\delta / \lambda_0 \quad (2.21)$$

где  $\text{tg}\delta$  – тангенс угла потерь в диэлектрике.

Из уравнения (2.21) видно, что потери в диэлектрике прямо пропорциональны частоте и  $\text{tg}\delta$ . На СВЧ потери в диэлектрике, как правило, малы по сравнению с потерями в проводниках. Однако в миллиметровом диапазоне в диэлектрике становятся сравнимыми с потерями в проводниках, так как потери в диэлектрике с ростом частоты возрастают по линейному закону, в то время как потери в проводниках пропорциональны квадратному корню из частоты.

Максимальная рабочая частота в полосковой линии ограничена возможностью возбуждения волны  $H$ -типа. Для широких линий критическая

частота (ГГц)  $H$ -волны низшего типа определяется формулой

$$f_{кр} = \frac{15}{b\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{(W/b + \pi/4)}, \quad (2.22)$$

где  $W$  и  $b$  выражены в сантиметрах.

Из этой формулы видно, что критическая частота уменьшается при увеличении расстояния между заземленными пластинами или увеличении диэлектрической проницаемости.

### Микрополосковая линия

Конфигурация микрополосковой линии (МПЛ) показана на рисунок 2.1.4. Микрополосковая линия является неоднородной линией передачи, так как не все силовые линии поля между полосковым проводником и заземленной пластиной проходят через подложку. Поэтому волна, распространяющаяся вдоль микрополоскового проводника, является не чистой  $T$ -волной (является «квази –  $T$ -волной»). Эффективная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_{эф}$  меньше диэлектрической проницаемости подложки, так как она учитывает поле вне подложки.

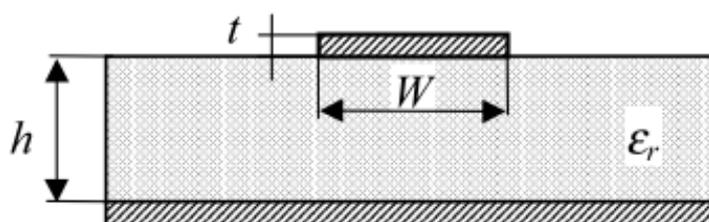


Рисунок 2.1.4 Микрополосковая линия

В отличие от несимметричной полосковой линии с малым значением диэлектрической проницаемости подложки, в МПЛ электромагнитное поле концентрируется между микрополоском и заземленным основанием (экраном), поэтому потери на излучение уменьшаются.

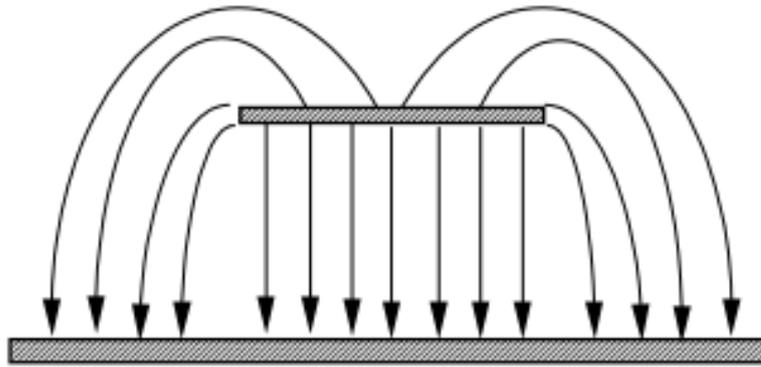


Рисунок 2.1.5 Распределение в несимметричной полосковой линии электрического поля

Наглядное представление о структуре электромагнитного поля в любой линии передачи дает его графическое изображение. Распределение электромагнитного поля, тока, мощности в поперечном сечении воздушной микрополосковой линии показано на рисунке 2.1.5.

На практике микрополосковые схемы размещают в герметирующих корпусах, изолирующих от внешних электромагнитных полей и от внешних климатических воздействий. Собственные волны экранированной микрополосковой линии классифицируют по типу двухслойного провода с добавлением слова «квази», так как собственная волна двухслойного провода имеет пять компонент, а экранированная МПЛ – шесть компонент.

Волна основного типа, распространяющаяся в МПЛ, отличается от *ТЕМ*-волны наличием продольных компонент электромагнитного поля, обусловленных несимметричным заполнением линии диэлектриком (неоднородной диэлектрической средой). Продольные компоненты электромагнитного поля зависят как от параметров структуры (ширины и толщины микрополоска, высоты и диэлектрической проницаемости подложки), так и от рабочего диапазона частот. Это приводит к зависимости собственных параметров МПЛ (волнового сопротивления, эффективной диэлектрической проницаемости, длины волны в линии, потерь) от частоты

(дисперсии). При значительном удалении стен и крышки корпуса от микрополоска влияние его на дисперсионные характеристики как основной, так и высших типов волн практически отсутствует.

Строгого решения задачи по определению типов электромагнитных волн в МПЛ нет. Электродинамическая задача требует задания граничных условий на всем контуре поперечного сечения подложки, как в местах ее контакта с металлом, так и со свободным пространством.

Для упрощения анализа возьмем те же допущения, что и для симметричной полосковой линии. Значения волнового сопротивления  $Z_0$  и эффективной диэлектрической проницаемости  $\varepsilon_{эф}$  вычисляются по следующим формулам:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{эф}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + 0,25\frac{W}{h}\right) & \text{для } (W/h \leq 1), \\ \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{эф}}} \left[ \frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right]^{-1} & \text{для } (W/h \geq 1), \end{cases} \quad (2.23)$$

$$\text{где } \eta = 120\pi \text{ Ом; } \varepsilon_{эф} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} (1 + 10h/W)^{-1/2}.$$

Максимальная относительная погрешность расчета величин  $\varepsilon_{эф}$  и  $Z_0$  по этим формулам не превышает 2%. Выражения для отношения  $W/h$  в зависимости от  $\varepsilon_{эф}$  и  $Z_0$  имеют вид

для  $A > 1,52$

$$W/h = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (2.24)$$

для  $A \leq 1,52$

$$W/h = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right] \right\}, \quad (2.25)$$

где

$$A = \frac{Z_0}{60} \left( \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right)^{1/2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right), \quad B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (2.26)$$

Эти выражения обеспечивают точность меньше 2%. Приведенные формулы используются для малой толщины полоскового проводника, если  $t/h \leq 0,005$ .

### Щелевая линия

Щелевая линия применяется в устройствах, где требуется обеспечить большое волновое сопротивление линии передачи, включение последовательных шлейфов и короткозамыкающих элементов, а также в интегральных микросхемах совместно с микрополосковыми линиями. В щелевой линии распространяется волна  $H$ -типа. Выражения в замкнутой форме для волнового сопротивления и длины волны в щелевой линии находятся путем аппроксимации соответствующих кривых, полученных численным расчетом. Приведенные ниже выражения, полученные аппроксимацией кривых, дают погрешность вычислений, не превышающую 2 % для следующих значений параметров:

$$9,7 \leq \varepsilon_r \leq 20$$

$$0,02 \leq W/h \leq 1,0$$

$$0,01 \leq h/h_0 \leq (h/\lambda_0)_{кр}$$

где  $(h/\lambda_0)_{кр}$  – есть отношение  $h/\lambda_0$ , соответствующее критической частоте для поверхности волны щелевой линии типа  $H_{10}$ . Это отношение определяется формулой  $(h/\lambda_0)_{кр} = 0,25/\sqrt{\varepsilon_r - 1}$ .

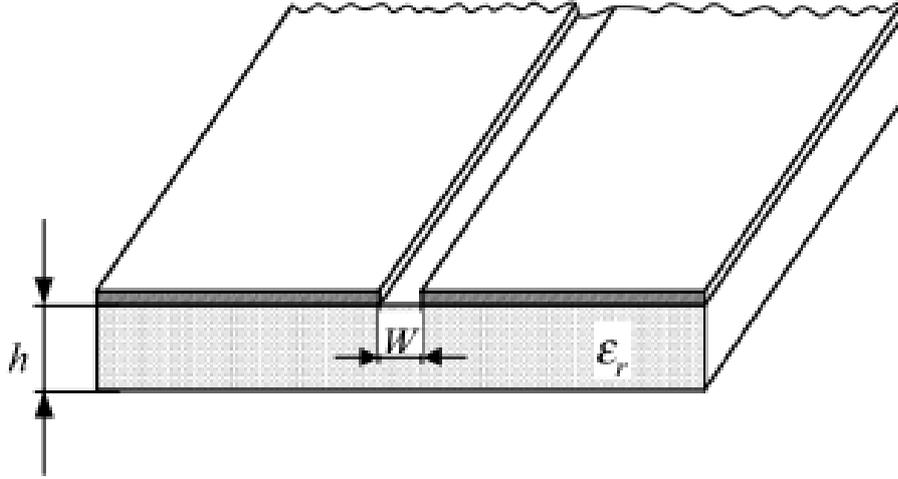


Рисунок 2.1.6

Обозначение параметров щелевой линии показано на рисунке. 2.1.6.

Запишем расчетные формулы.

Для  $0,02 \leq W/h \leq 0,2$

$$\lambda_s / \lambda_0 = 0,923 - 0,195 \ln \varepsilon_r + 0,2W/h - (0,126W/h + 0,02) \ln(h/\lambda_0 \times 10^2) \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned} Z_{0s} = & 72,62 - 15,283 \ln \varepsilon_r + 50 \frac{(W/h - 0,02)(W/h - 0,1)}{W/h} + \\ & + \ln(W/h \times 10^2) \times [19,23 - 3,693 \ln \varepsilon_r] - \\ & - [0,139 \ln \varepsilon_r - 0,11 + W/h(0,465 \ln \varepsilon_r + 1,44)] \times \\ & \times (11,4 - 2,636 \ln \varepsilon_r - h/\lambda_0 \times 10^2)^2 \end{aligned} \quad (2.28)$$

Для  $0,02 \leq W/h \leq 1,0$

$$\begin{aligned} \lambda_s / \lambda_0 = & 0,987 - 0,21 \ln \varepsilon_r + W/h - (0,111 - 0,0022 \varepsilon_r) - \\ & - (0,053 + 0,041W/h - 0,0014 \varepsilon_r) \ln(h/\lambda_0 \times 10^2) \end{aligned} \quad (2.29)$$

$$\begin{aligned} Z_{0s} = & 113,19 - 23,257 \ln \varepsilon_r + 125W/h(114,59 - 22,53 \ln \varepsilon_r) + \\ & + 20(W/h - 0,2) \times (1 - W/h) - \\ & - [0,15 + 0,1 \ln \varepsilon_r + W/h(-0,79 + 0,899 \ln \varepsilon_r)] \times \\ & \times \left\{ 1,25 - 2,71 \ln \varepsilon_r + W/h(2,1 - 0,617 \ln \varepsilon_r) - h/\lambda_0 \times 10^2 \right\}^2 \end{aligned} \quad (2.30)$$

## Копланарная линия

Копланарные волноводы широко применяются в интегральных СВЧ схемах. Использование копланарных волноводов в СВЧ устройствах повышает гибкость конструирования, упрощает исполнение при реализации некоторых функциональных устройств. Конфигурация копланарного волновода показана на рисунке 2.1.7,а. Другая конфигурация (рис. 2.1.7,б) называется копланарной полосковой линией. Обе конфигурации относятся к категории «копланарных линий», в которых все проводники расположены в одной плоскости (на одной стороне подложки). Достоинством линий этих типов является возможность более простого монтажа пассивных и активных компонентов последовательно или параллельно с линией. При этом нет необходимости в высверливании отверстий или изготовлении пазов в подложке.

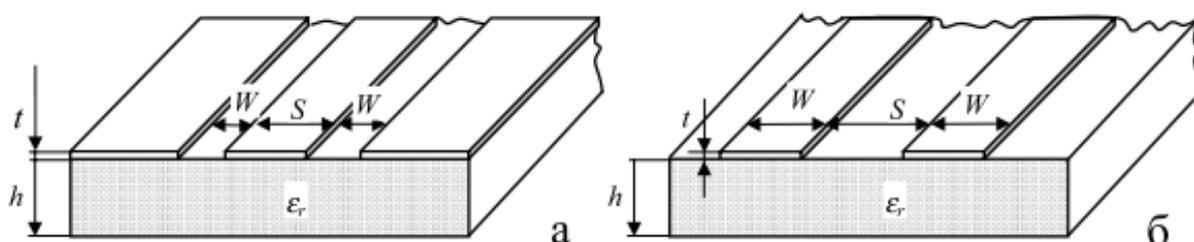


Рисунок 2.1.7

Анализ копланарных волноводов и копланарных полосковых линий осуществляется квазистатическими и волноводными методами. Изложенный материал основан на квазистатическом анализе. Дисперсионные свойства копланарных линий аналогичны дисперсионным свойствам микрополосковых линий. Дисперсия копланарных линий на подложках с низкой диэлектрической проницаемостью незначительна. Эти результаты показывают, что квази- $T$  – анализ может использоваться до частот трехсантиметрового диапазона волн.

Волновое сопротивление копланарного волновода для диэлектрика конечной толщины записывается следующим образом:

$$Z_{0KB} = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{эф}}} \frac{K'(k)}{K(k)}, \quad (2.31)$$

где  $k = s/(s + 2W)$ .

Выражение для эффективной диэлектрической проницаемости в замкнутой форме имеет вид

$$\varepsilon_{эф} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \left\{ \operatorname{tg} [0,775 \ln(h/W) + 1,75] + \frac{kW}{h} [0,04 - 0,7k + 0,01(1 - 0,1\varepsilon_r)(0,25 + k)] \right\} \quad (2.32)$$

Волновое сопротивление копланарной линии рассчитывается по формуле

$$Z_{0KB} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{эф}}} \frac{K'(k)}{K(k)} \quad (2.33)$$

где  $\varepsilon_{эф}$  рассчитывается по формуле (2.32), в которой  $W$  – ширина полосковых проводников,  $S$  – расстояние между ними.

В приведенных формулах считается, что толщина полосковых и заземленных пластин имеет бесконечно малые толщины. Практически же металлизированный слой имеет конечную толщину  $t$ , которая влияет на характеристики. Влияние толщин полосковых проводников на волновое сопротивление копланарной линии может учитываться введением эффективных значений ширины полосок и зазоров. Это аналогично эффекту возрастания ширины микрополосковой линии.

$$s_s = s + \Delta \quad W_s = W + \Delta$$

где  $\Delta$  может быть найдено по формуле

$$\Delta = (1,25t/\pi) [1 + \ln(4\pi s/t)] \quad (2.34)$$

Волновое сопротивление находится по формуле

$$Z_{0KB} = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon'_{эф}}} \frac{K'(k_э)}{K(k_э)}, \quad (2.35)$$

где  $k_э$  эффективное значение отношения

$$k_э = s/(s_э + 2W_э) \approx k + (1 - k^2)\Delta/2W$$

а  $\varepsilon'_{эф}$  – эффективная диэлектрическая проницаемость для копланарного волновода с полосками толщиной  $t$ . Выражение для  $\varepsilon'_{эф}$  получается добавлением формулу емкости копланарного волновода члена  $A\varepsilon_0\varepsilon_r t/W$ , учитывающего возрастание емкости, которое возникает из-за влияния толщин металлических полосок. Величина  $A$  определяется эмпирически из условия совпадения расчетных значений  $\varepsilon'_{эф}$  с численными значениями величин. Окончательное выражение для  $\varepsilon'_{эф}$  запишется в виде

$$\varepsilon'_{эф} = \varepsilon_{эф} - \frac{0,7(\varepsilon_{эф} - t)t/W}{[K(k)/K'(k)] + 0,7t/W} \quad (2.36)$$

В копланарной полосковой линии влияние толщин полосок на  $Z_{0кл}$  и  $\varepsilon_{эф}$  аналогично влиянию в копланарном волноводе и выражения в замкнутом виде могут быть представлены следующим образом:

$$Z_{0кл} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon'_{эф}}} \frac{K(k_э)}{K'(k_э)},$$

где  $k_э = s/(s_э + 2W_э) \approx k - (1 - k^2)\Delta/2W$

$$\Delta = (1,25t/\pi)[1 + \ln(4\pi W/t)]. \quad (2.37)$$

Эффективная диэлектрическая проницаемость для КПЛ рассчитывается аналогично:

$$\varepsilon'_{эф} = \varepsilon_{эф} - \frac{1,4(\varepsilon_{эф} - t)t/s}{[K(k)/K'(k)] + 1,4t/s} \quad (2.38)$$

Для оценки активных потерь в проводниках копланарного волновода определяется по формуле (дБ/м)

$$\alpha_{ПП}^{KB} = 4,88 \times 10^{-4} R_s \varepsilon_{эф} Z_{0KB} \frac{P'}{W\pi} \left(1 + \frac{s}{W}\right) \left[ \frac{\frac{1,25}{\pi} \ln \frac{4\pi s}{t} + 1 + \frac{1,25t}{\pi s}}{\left[2 + \frac{s}{W} - \frac{1,25t}{\pi W} \left(1 + \ln \frac{4\pi s}{t}\right)\right]^2} \right],$$

где

$$P' = \begin{cases} \frac{k}{(1-k')(k')^{3/2}} \left[ \frac{K(k)}{K'(k)} \right]^2 & \text{для } 0 < k < 0,707 \\ \frac{1}{(1-k)\sqrt{k}} & \text{для } 0,707 < k < 1,0 \end{cases} \quad (2.39)$$

Выражение для постоянной затухания (дБ/м), определяемой потерями в диэлектрике в копланарном волноводе, как и в микрополосковых линиях, может быть записано в виде

$$\alpha_d = 27,3 \frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_{эф}}} \frac{\varepsilon_{эф} - 1}{\varepsilon_r - 1} \frac{tg\delta}{\lambda_0} \quad (2.40)$$

В этом случае  $\varepsilon_{эф}$  определяется формулой (2.32). Для копланарной полосковой линии выражение для потерь в проводниках имеет вид

$$\alpha_{ПП}^{KB} = 17,34 \frac{R_s}{Z_{КЛ}} \frac{P'}{\pi s} \left(1 + \frac{W}{s}\right) \left[ \frac{\frac{1,25}{\pi} \ln \frac{4\pi W}{t} + 1 + \frac{1,25t}{\pi W}}{\left[1 + 2 \frac{W}{s} - \frac{1,25t}{\pi s} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t}\right)\right]^2} \right], \quad (2.41)$$

где  $P'$  определяется формулой (2.39), потери в диэлектрике КПЛ определяются по той же формуле как и в диэлектрике копланарного волновода.

## 2.2 Рекомендации по выполнению работы

При выполнении лабораторной работы необходимо изучить принципы работы программного обеспечения *CST Microwave Studio* для автоматизированного проектирования микроволновых устройств..

Для каждого варианта данные задаются из таблицы 2.1

Таблица 2.1

№ варианта	Тип линии передачи	Диэлектрическая проницаемость материала подложки $\epsilon$	Толщина подложки $h$ , мм	Рабочая частота $f_0$ , ГГц
1	Симметричная полосковая	2,2	1,5	4
2	Симметричная полосковая	3,8	1	4
3	Симметричная полосковая	9,8	0,5	4
4	Микрополосковая	2,2	1,5	4
5	Микрополосковая	3,8	1	4
6	Микрополосковая	9,8	0,5	4
7	Щелевая	2,2	1,5	4
8	Щелевая	3,8	1	4
9	Щелевая	9,8	0,5	4

## 2.3 Содержание отчета

Отчет о проделанной работе должен содержать следующие разделы:

Цель работы;

Краткая теория;

Результаты работы - графики зависимостей ослабления от частоты для всех портов делителя мощности.

Выводы по проделанной работе

#### **2.4 Контрольные вопросы**

1. Что такое гибридное кольцо?
2. Какой тип волны распространяется в симметричной полосковой линии?
3. В чем отличие продольных и поперечных волн?
3. Какие продольные составляющие присутствуют в  $T$ -волнах?

#### **2.5 Расчетное задание**

Рассчитайте параметры топологии изображенного на рисунке 2.1.2.

##### **Исходные данные:**

Сопротивление линии  $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ ;

Отношение  $W/h \leq 1$ ;

Остальные данные исходя из варианта.

##### **Требуется рассчитать:**

Ширина микрополосковой линии  $W$ ,  $W_k$

Длина стороны прямоугольника  $l$ .

## 2.6 Работа с программным обеспечением

1. Создадим новый проект;
2. Зададим единицы измерения (*mm, GHz, ns*).
3. По рассчитанным значениям создадим переменные:

$W$  – ширина основного полоска;

$h$  – высота подложки;

$t$  – толщина металлизации ( $t=0,05$ мм);

$W_k$  – ширина шлейфной части;

$eps$  – диэлектрическая проницаемость подложки;

$l$  – длина шлейфа;

$a$  – ширина платы ( $a=20$  мм).

4. Создадим подложку платы при помощи *Brick*.

Размеры  $a \times a \times h$ .

Назовем её *Substrate*, в компоненте *Substrate*.

По умолчанию материалом является *Vacuum*. Для создания нового материала, в выпадающем списке *Material* выберите пункт [*New Material*] (Рисунок 2.6.1).

В появившемся меню *New Material Properties* зададим:

- цвет подложки;
- название *Material Name: Polikor*;
- значение диэлектрической проницаемости *Epsilon: eps*.

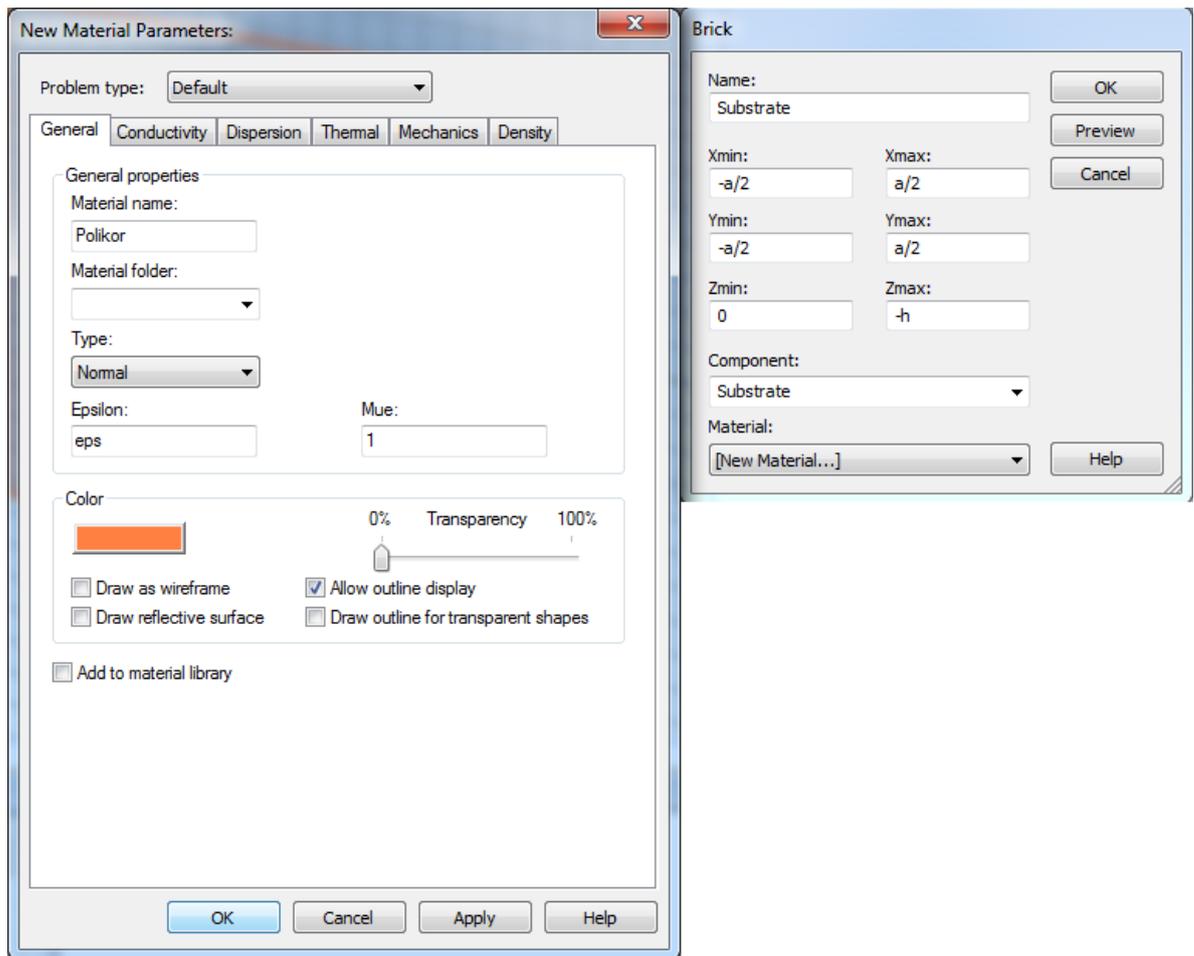


Рисунок 2.6.1

5. Для того, чтобы создать металлизацию на обратной стороне платы, на вкладке *Modeling* выберем пункт *Picks* (захватить) и двойным нажатием мыши выберем необходимую плоскость (Рисунок 2.6.2).

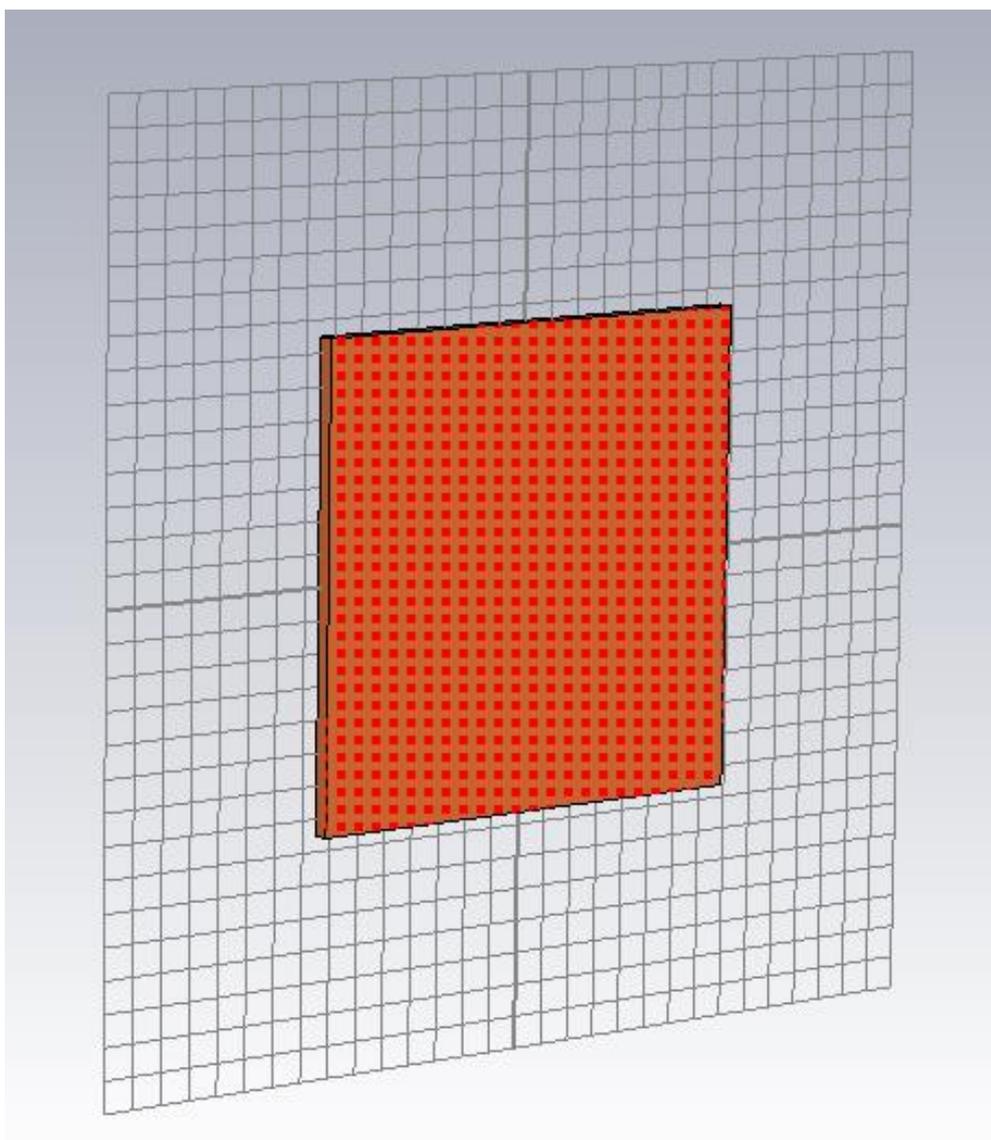


Рисунок 2.6.2

6. Теперь необходимо «выдавить» слой металлизации. Для этого выберем на вкладке *Modeling* иконку –  *Extrude*. В появившемся меню необходимо задать имя новой фигуры: *Ground* и толщину. Зададим значение толщины  $10t$  и материал *PEC* (Рисунок 2.6.3).

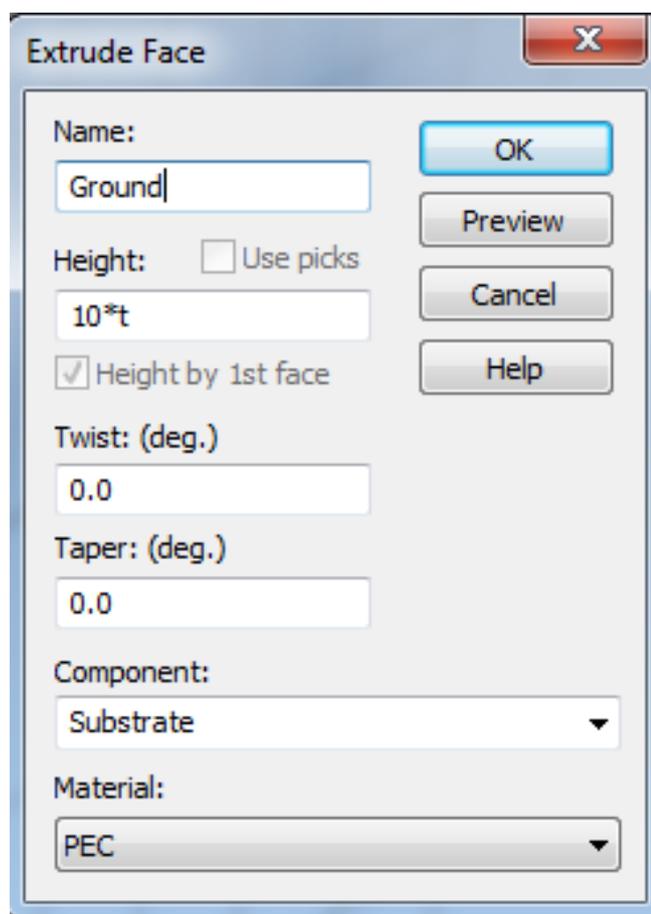


Рисунок 2.6.4

7. Теперь, по рассчитанным ранее данным необходимо построить топологию платы изображенной на рисунке 2.1.2. Для этого предлагается инструменты *Curves* на вкладке *Modeling*. Сначала построим контуры входных и выходных линий. Для этого можно использовать инструменты *Rectangle* или *Polygon*.

Для создания полоска необходимо задать его координаты. Он смещен относительно оси симметрии на  $l/2$  (половину длины стороны квадрата, рисунок 2.1.2). И его ширина равна  $W$ . Полученная кривая изображена на рисунке 2.6.5.

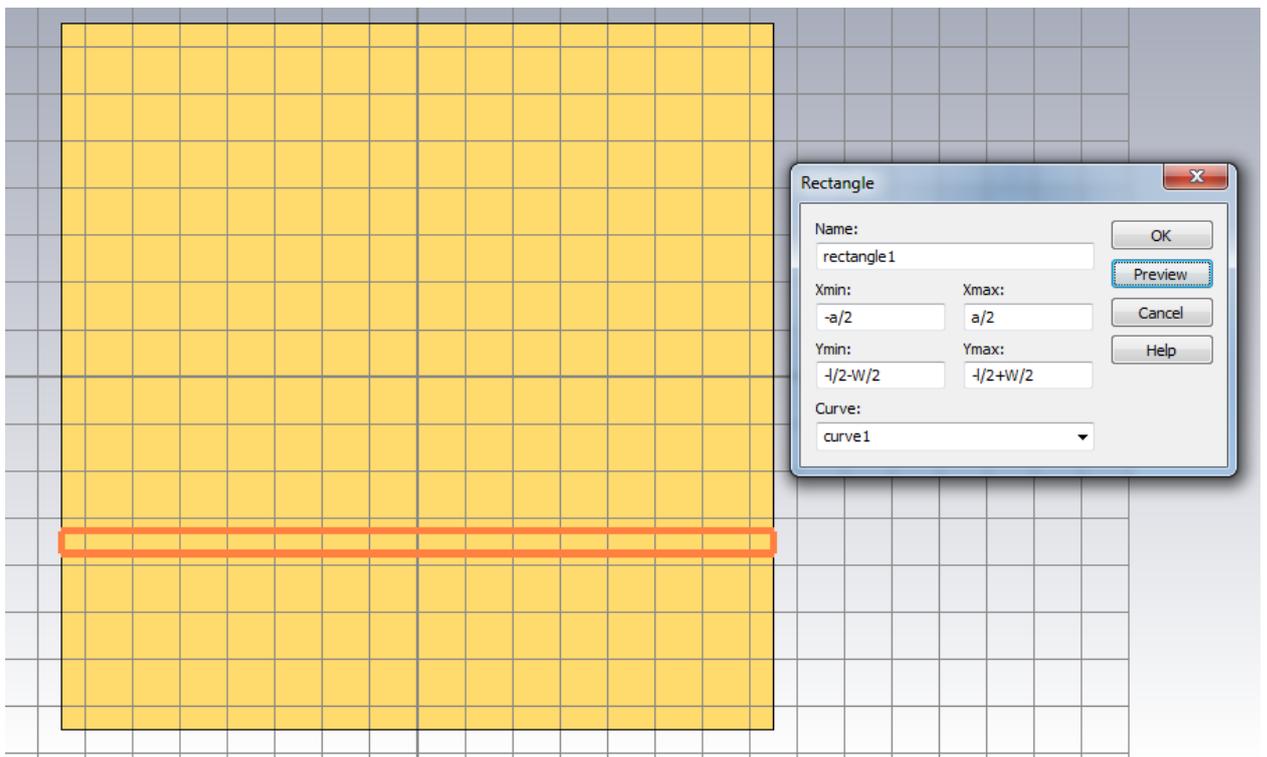


Рисунок 2.6.5

Для создания второй линии отразим прямоугольник по оси  $Y$ , при помощи инструмента *Transform-Mirror* на вкладке *Modeling*.

Для создания топологии квадрата используем инструмент *Polygon*. Вначале создадим внешний контур квадрата.

Получим вид, представленный на рисунке 2.6.6.

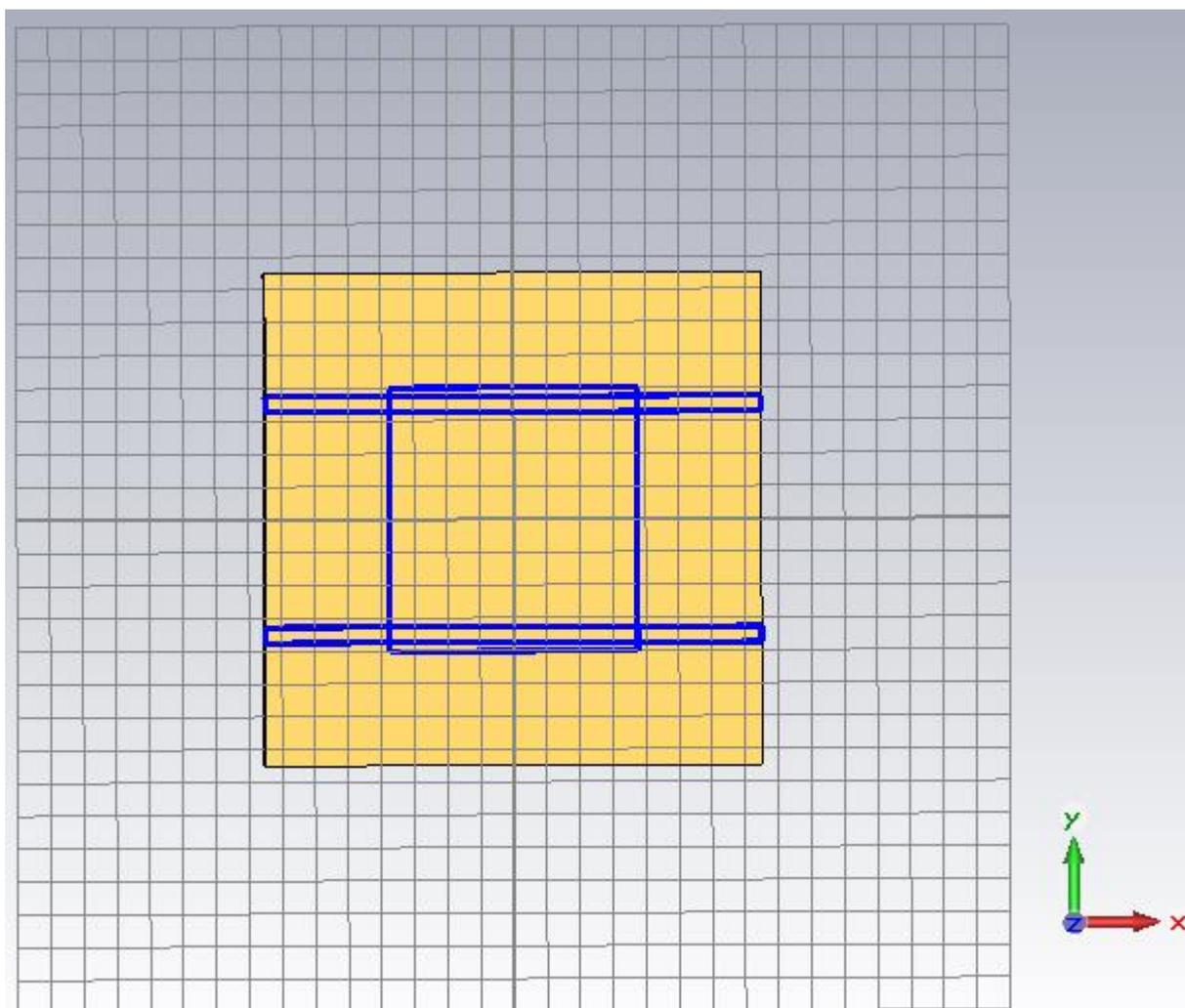


Рисунок 2.6.6

После этого построим внутренний квадрат. Обратите внимание, что ширина полосок, расположенных параллельно оси  $Y$  равна  $W$ , а параллельных  $Wk$ , длина стороны квадрата  $l$ . В итоге получим следующий вид (рисунок 2.6.7).

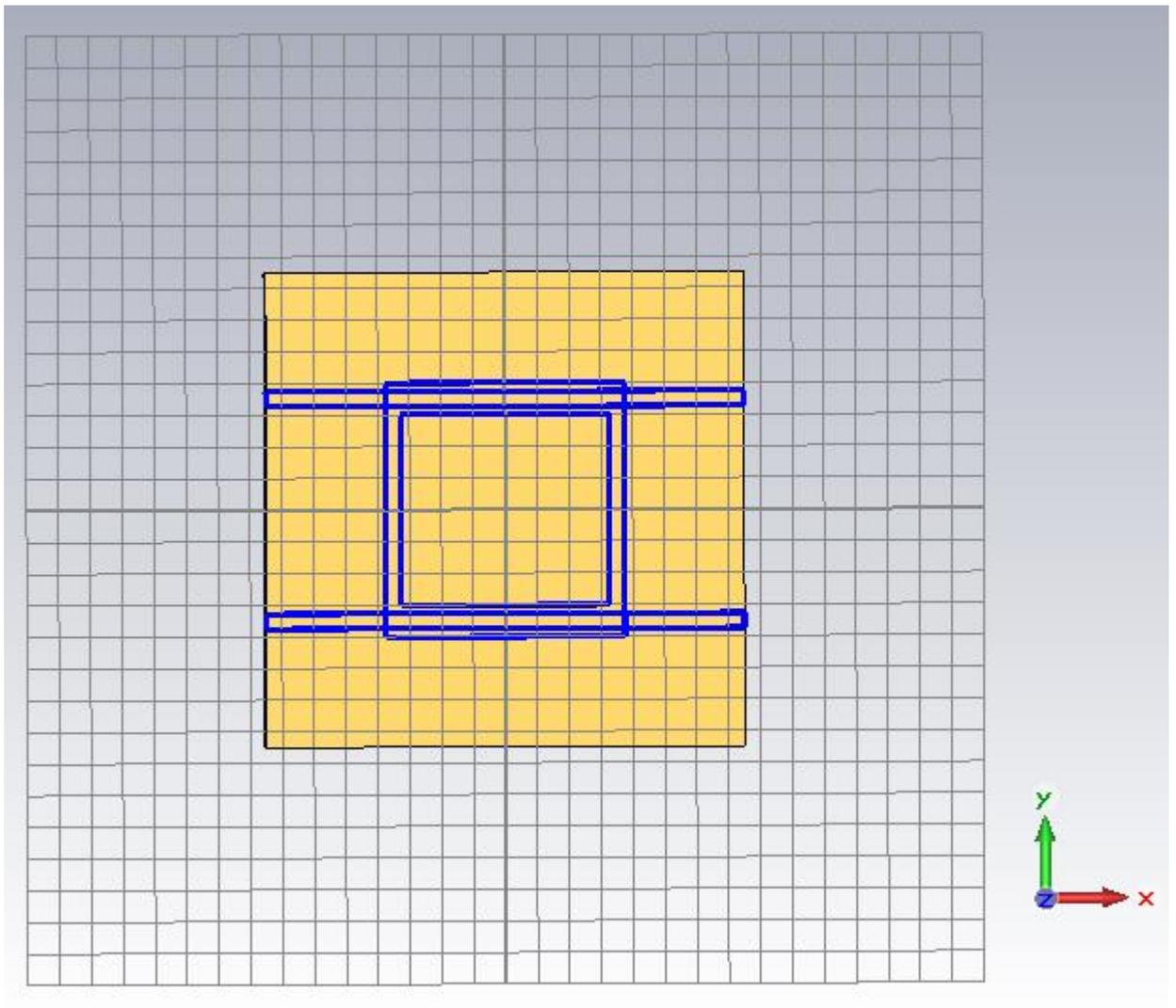


Рисунок 2.6.7

Теперь необходимо из начерченных кривых создать слой металлизации. Для этого будем использовать инструмент *Curve Tools-Extrude Curve* на вкладке *Modeling*. Выберем кривую *rectangle1\_1*.

В выпадающем меню зададим:

- имя нового объекта: *Line\_1*;
- толщину: *t*;
- материал: *PEC*;
- компонент: *Circuit*.

Получим следующий вид (Рисунок 2.6.8).

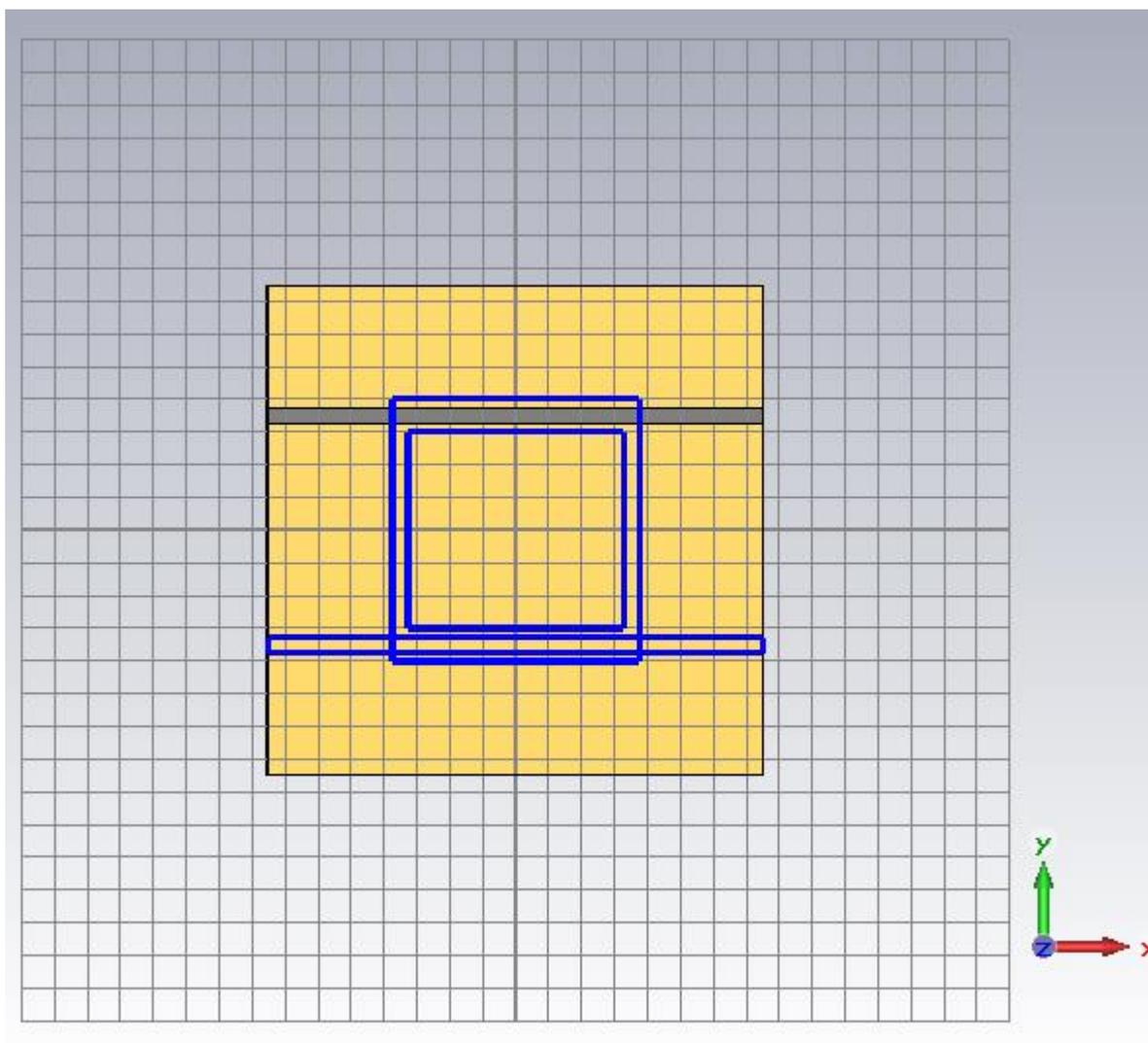


Рисунок 2.6.8

Аналогичным образом «выдавим» все кривые. Назовем их *Line\_2*, *Square\_1* и *Square\_2*. Полученная топология примет вид, показанный на рисунке 2.6.9.

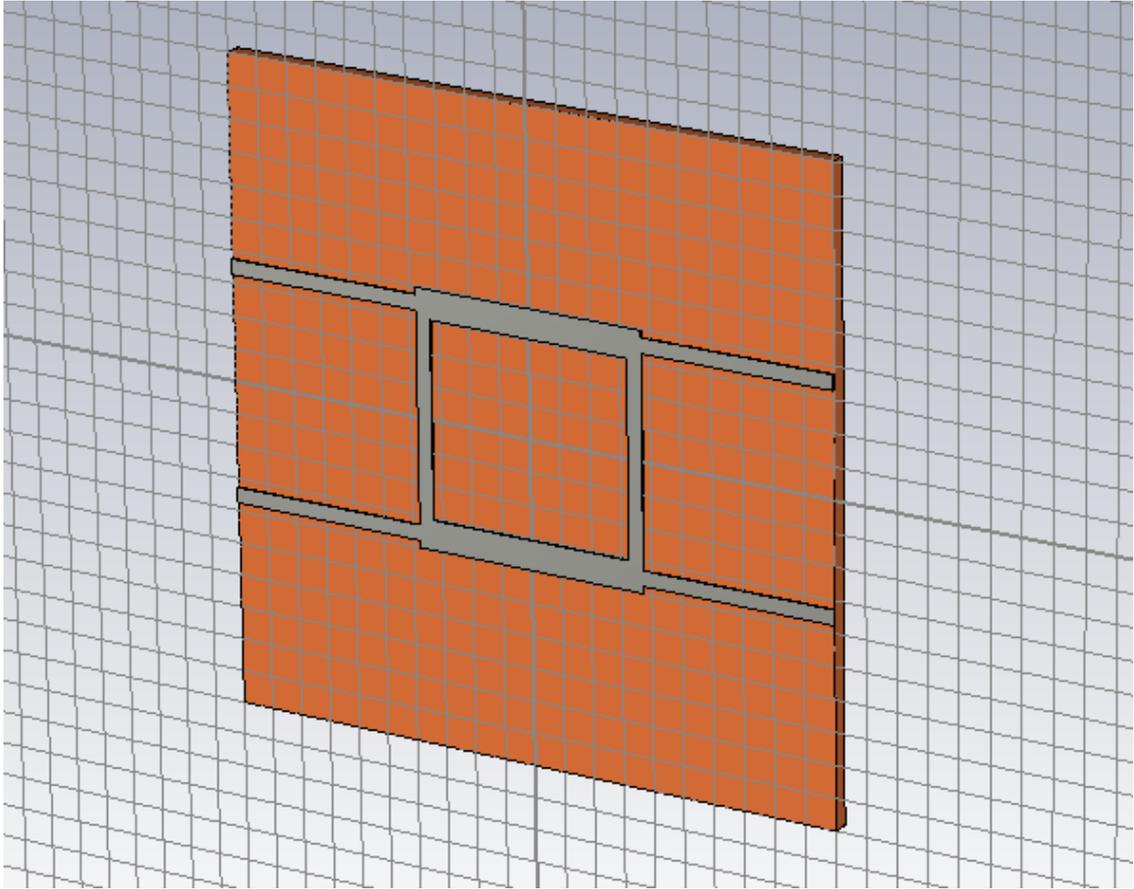


Рисунок 2.6.9

Для того чтобы вырезать внутри окно в квадрате необходимо воспользоваться инструментом *Boolean*. Для этого выделим внешний квадрат в дереве навигации и выберем *Boolean – Subtract (Вычитание)* на вкладке *Modeling* и выберем внутренний квадрат.

Далее объединим все элементы под каталога *Circuit* в один при помощи *Boolean – Add* (Аналогично предыдущему пункту с *Subtract*). Измените название объекта на *Bridge*.

#### 8. Настройка элементов анализа.

В первую очередь зададим окружающий материал на вкладке *Simulation – Background*. В данном случае, при проектировании микрополоскового устройства задается:

- тип окружающего материала (*Normal*);
- окружающее пространство (*Surrounding space*);
- по оси *Z* верхний предел (*Upper Z distance*) равной 5 мм;

- граничные условия в меню *Boundaries* на вкладке *Simulator*;
- $Z_{min}$  – *Electric* (где обратная сторона платы), остальные *Magnetic*;
- Частотный диапазон от 0 до 8 ГГц.

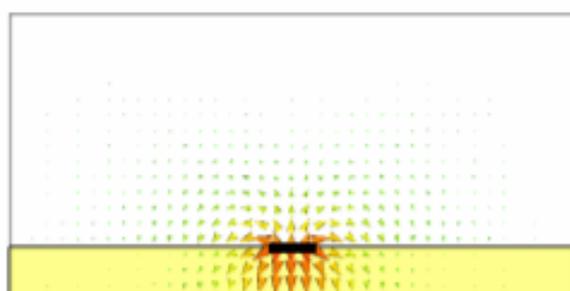
Следующим пунктом настройки является задание портов ввода-вывода.

Для создания портов на микрополосковой линии разработчик программного обеспечения для получения наилучших результатов моделирования рекомендует воспользоваться следующими правилами [2].

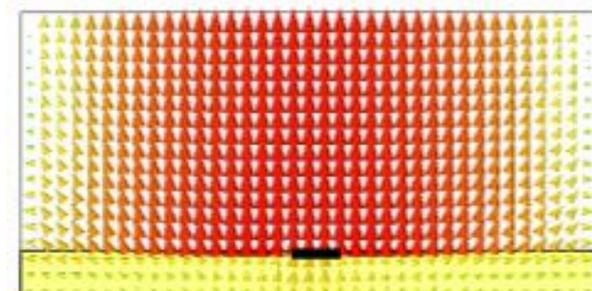
К сожалению, этот тип линии является относительно сложным с электромагнитной точки зрения. Поэтому необходимо учитывать при определении портов для этого типа структуры несколько вещей. Этот тип структуры требует моделирования воздуха над микрополосковой линией. Самый простой способ сделать это, указать расширение в диалоговом окне справочного материала (*Background Material*).

Размер порта является очень важным фактором. С одной стороны, порт должен быть достаточно большим, чтобы приложить значительную часть основной моды квази-*TEM* волны к микрополосковой линии. С другой стороны, размер порта не должен быть выбран излишне большим, поскольку это может привести к появлению мод высших порядков, которые будут распространяться в порту.

Следующие рисунки показывают режим фундаментальной (основной) моды микрополосковой линии и режим высших мод.



Основная мода



Мода высшего порядка

Рисунок 2.6.10

Более высокие моды, микрополосковой линии очень похожи на моды прямоугольного волновода. Такое поведение может быть объяснено тем, что по окружности порта для расчета режим работы автоматически добавляется корпус. Граничные условия на краях порта принимает настройки из 3D-модели. В случае "открытой" границы в 3D модели, будет использоваться "магнитная" граница порта. Этот корпус вокруг вызывает порт вести себя как прямоугольный волновод и, следовательно, предполагает распространение мод высшего порядка.

Чем больше порт, тем меньше частота отсечки его мод. Так как более высокие моды несколько искусственны, они не должны рассматриваться в симуляции. Таким образом, размер порта должен быть выбран достаточно малым, чтобы более высокие моды, не могли распространяться и только одна (фундаментальная) мода должна быть выбран в порту.

Как правило, размер порта определяется в соответствии с так называемым коэффициентом расширения, как показано на следующем рисунке:

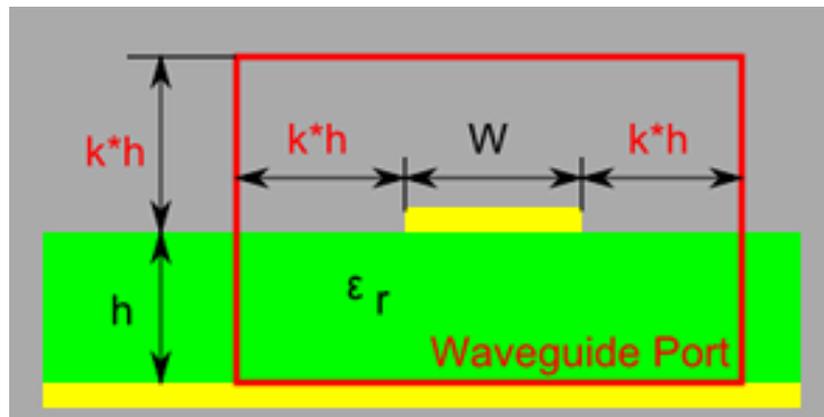


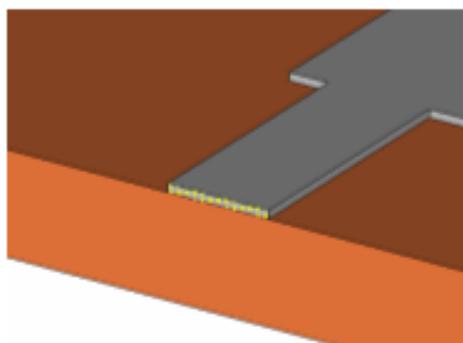
Рисунок 2.6.11

Его оптимальное значение варьирует в диапазоне от 5 до 10 в зависимости от соотношения  $W / h$ , на диэлектрической подложке и на частотном диапазоне (из-за частотной дисперсии основной моды квази-*TEM* волны). Размер порта может быть быстро проверен по визуализации

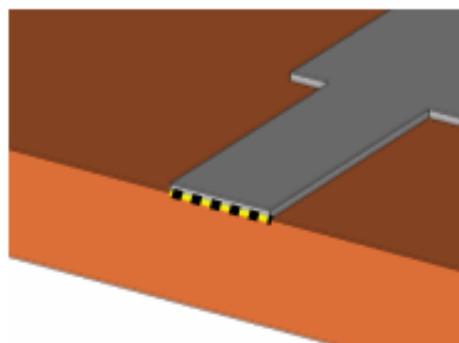
распространения  $E$  и / или  $H$  области моды порта. Если поле резко отсекается границей порта, его размер должен быть увеличен, и наоборот. Более надежный вариант, является оценка коэффициента  $K$  по сходимости кривой линии импеданса, в разумных пределах, например, 3 -15.

Один из способов создать порт для этого типа структуры является ввести все свои координаты численно. Тем не менее, поскольку это решение является достаточно громоздким, ниже рассмотрен способ создания порта для микрополосковых линий с помощью инструмента *Pick*.

Можно выбрать весь торец микрополосковой линии или выбрать край торцевой поверхности, расположенный на поверхности диэлектрической подложки. Следующие рисунки иллюстрируют эти действия:



Выбор торцевой  
поверхности



Выбор грани линии  
прилегающей к подложке

Рисунок 2.6.12

После выбора геометрии, вы можете открыть диалоговое окно определения порта (*Waveguide Port*). В этом диалоговом окне, просто указать расширение порта вокруг выбранной геометрии путем ввода расстояния в соответствующих полях ввода.

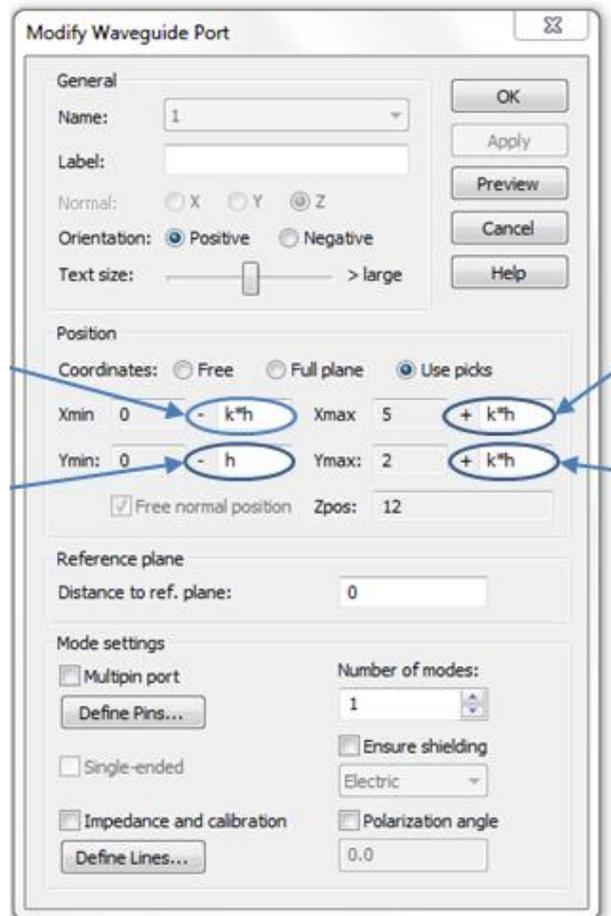


Рисунок 2.6.13

Примечание: Убедитесь, что вводите именно высоту подложки для расширения порта ниже микрополосковой линии, иначе вы можете получить некоторое нежелательное дополнительное пространство между подложкой и слоем металлизации, или порт может быть не подключен к земле вообще.

## 8. Анализ структуры.

После завершения всех настроек остается добавить необходимые мониторы.

На вкладке *Simulation* в меню *Field Monitor*, добавьте 3 монитора на частоте 4 ГГц:

- *E-field*;
- *H-field*;
- *Power Flow*.

Далее на вкладке *Home* выбираем решение "**Частотный метод решения**" (*Frequency Domain Solver*), выбираем в его настройках гексаэдральную сетку разбиения и нажимаем *Start*.

После окончания расчета добавьте постобработку - расчет КСВН. В дереве навигации в папке *2D/3D Results* в подкаталоге *Power Flow* приведено распространение мощности сигнала в зависимости от подводимой линии.

Просмотрите и зафиксируйте *S*-параметры и КСВН на расчетной частоте. Сделайте выводы.

### 3 Лабораторная работа № 3. Объемный резонатор на отрезке

#### ВОЛНОВОДА

**Цель работы:** изучение принципов работы программного обеспечения для электромагнитного моделирования устройств *CST Microwave Studio* и изучения работы прямоугольного объемного резонатора, типов распространяющихся в нем волн, а также способа определения диэлектрической проницаемости материалов.

#### 3.1 Основные теоретические сведения

Объемный резонатор представляет собой замкнутую полость, ограниченную металлическими стенками, внутри которой существуют электромагнитные колебания.

Конфигурация объемного резонатора может быть любой, однако наибольшее практическое применение находят прямоугольный (рисунок 3.1.1) и цилиндрический (рисунок 3.1.2).

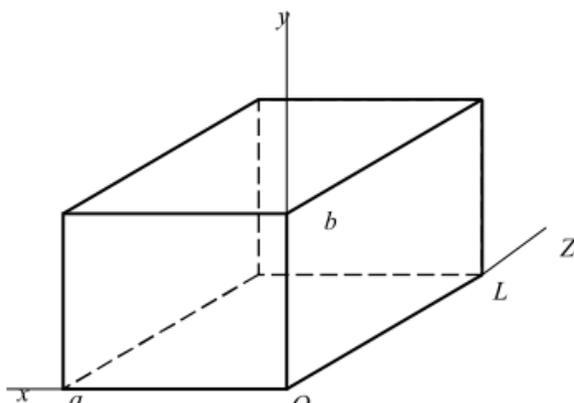


Рисунок 3.1.1

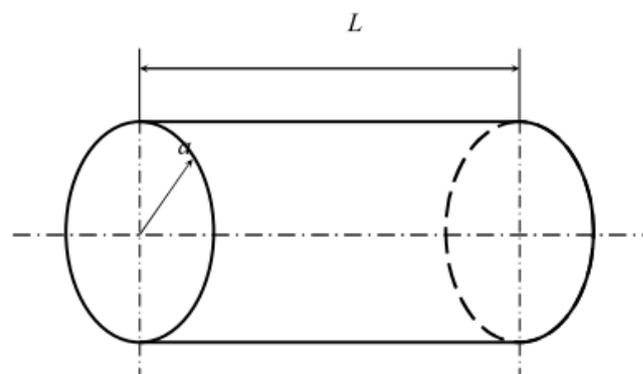


Рисунок 3.1.2

Все они являются по существу закороченными на концах отрезками волноводов. В таких резонаторах могут существовать колебания типа  $E$ , у которых  $H_z = 0$ , и колебания типа  $H$ , у которых  $E_z = 0$ . Анализ полей в

резонаторах производят посредством решения уравнения Гельмгольца для составляющих  $E_z$  и  $H_z$  при равенстве нулю тангенциальной составляющей электрического поля на стенках резонатора.

В результате получаются выражения для резонансной частоты для составляющих векторов поля в резонаторе.

Прямоугольный объемный резонатор. Резонансная частота колебаний типа  $H_{mnp}$  или  $E_{mnp}$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_a \mu_a}} \sqrt{\left(\frac{\pi m}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi n}{b}\right)^2 + \left(\frac{\pi p}{l}\right)^2}, \quad (3.1)$$

где  $a, b, l$  — геометрические размеры резонатора (см. рисунок 3.1.1).

Составляющие векторов поля для колебаний типа  $H_{mnp}$ :

$$\dot{H}_x = -C \frac{m\pi}{a} \cdot \frac{p\pi}{l} \cdot \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot \cos \frac{p\pi}{l} z,$$

$$\dot{H}_y = C \frac{y\pi}{b} \cdot \frac{p\pi}{l} \cdot \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \sin \frac{n\pi}{b} y \cdot \cos \frac{p\pi}{l} z,$$

$$\dot{H}_z = C \left[ \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \right] \cdot \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot \sin \frac{p\pi}{l} z,$$

$$\dot{E}_z = 0,$$

$$\dot{E}_x = j\omega \mu_a C \frac{n\pi}{b} \cdot \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \sin \frac{n\pi}{b} y \cdot \sin \frac{p\pi}{l} z,$$

$$\dot{E}_y = -j\omega \mu_a C \frac{n\pi}{a} \cdot \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot \sin \frac{p\pi}{l} z,$$

где  $C$  — произвольный амплитудный множитель.

Составляющие векторов поля для колебаний типа  $E_{mnp}$ :

$$\dot{H}_x = j\omega \epsilon_a C \frac{n\pi}{b} \cdot \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot \cos \frac{p\pi}{l} z,$$

$$\dot{H}_y = -j\omega \mu_a C \frac{m\pi}{a} \cdot \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \sin \frac{n\pi}{b} y \cdot \cos \frac{p\pi}{l} z,$$

$$\dot{H}_z = 0,$$

$$\dot{E}_x = -C \frac{m\pi}{a} \cdot \frac{p\pi}{l} \cdot \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \sin \frac{n\pi}{b} y \cdot \sin \frac{p\pi}{l} z,$$

$$\dot{E}_y = -C \frac{y\pi}{b} \cdot \frac{p\pi}{l} \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot \sin \frac{p\pi}{l} z,$$

$$\dot{E}_z = C \left[ \left( \frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{b} \right)^2 \right] \cdot \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \sin \frac{n\pi}{b} y \cdot \cos \frac{p\pi}{l} z,$$

Индексы  $m, n, p$  означают число вариаций поля в резонаторе по осям  $x, y,$  и  $z$  соответственно.

Основным типом колебаний в прямоугольном резонаторе, имеющим минимальную резонансную частоту, в зависимости от соотношения размеров  $a, b,$  и  $l$  могут быть  $H_{101}, H_{011}$  или  $E_{110}$ .

Например, при  $b < a$  и  $b < l$  основным типом колебаний является  $H_{101}$ , картина силовых линий поля которого изображена на рисунке 3.1.3.

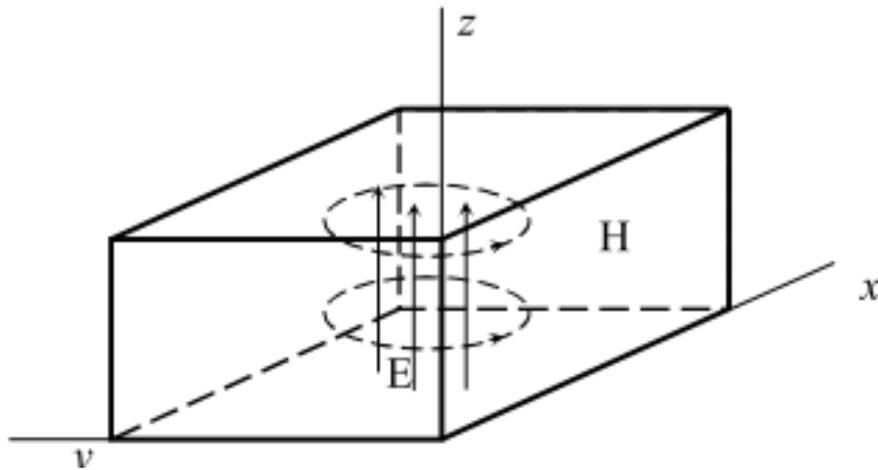


Рисунок 3.1.3

### Структура полей

Проще всего процессы в объёмном резонаторе можно изучить, рассматривая его как отрезок линии передачи, замкнутый на концах поперечными металлическими перегородками. Когда резонатор образован из

отрезка волновода, он называется волноводным. Для анализа процессов в таком резонаторе рассмотрим волновод произвольного поперечного сечения, закрытый на одном конце металлической перегородкой. Если выполняется условие распространения для какого-либо типа волны, то при возбуждении колебаний в таком закороченном волноводе установится стоячая волна также и вдоль продольной координаты  $Z$ . Структура отдельно электрического и магнитного полей в поперечном сечении закороченного волновода соответствует рассматриваемой распространяющейся волне в бесконечном (или согласованном) волноводе. Однако между электрическим и магнитным полем произойдет сдвиг по фазе и сдвиг вдоль продольной оси волновода, характерный для стоячей волны. Поясним эти изменения в структуре на примере образования колебаний в резонаторе из волны  $TE_{10}$  волновода (рисунке 3.1.4).

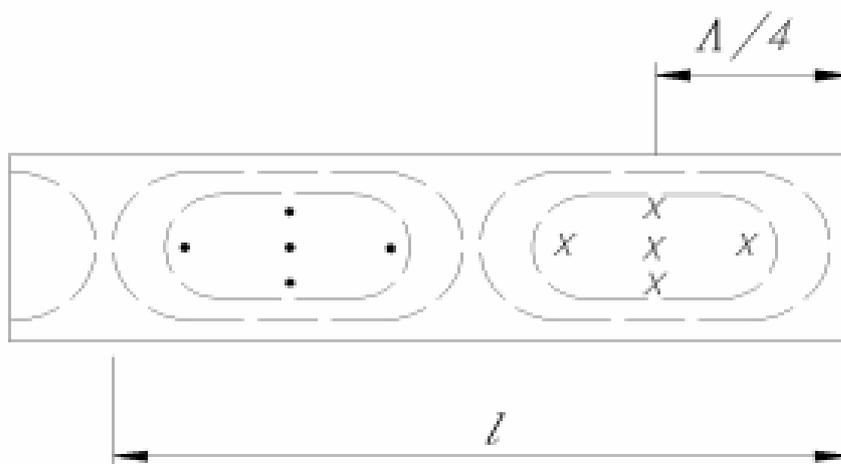


Рисунок 3.1.4— Структура электрического и магнитного полей в прямоугольном резонаторе при стоячей волне  $H_{10}$

Поперечное электрическое поле, следы которого на рисунке показаны крестами и точками, параллельно торцевой металлической стенке. На самой стенке, как касательное, оно должно обращаться в нуль. Пучность стоячей волны этого поля устанавливается от стенки, как и в закороченной длинной линии, на расстоянии четверти длины волны в волноводе, т.е. на расстоянии

$\Lambda/4$ . Поле теперь уже не перемещается вдоль волновода, а только меняется во времени: ток смещения максимален, когда само электрическое поле равно нулю. Магнитное поле (пунктирные линии) охватывает токи смещения, оно имеет сдвиг по фазе относительно поперечного электрического поля на  $0,5\pi$ : когда электрическое поле равно нулю, магнитное достигает амплитудного значения и наоборот.

Аналогично можно рассмотреть колебания типа  $TM \equiv E$  (рисунок 3.1.5).

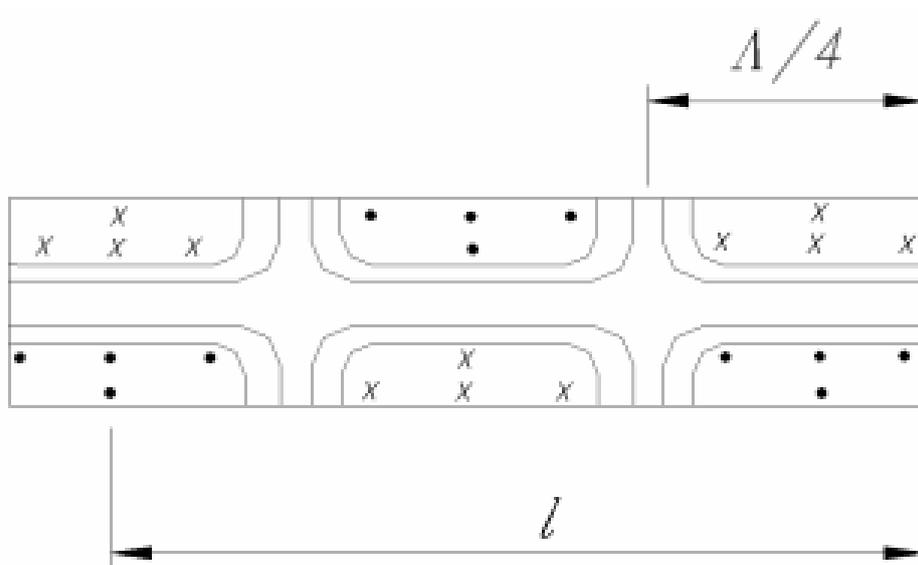


Рисунок 3.1.5 – Структура электрического и магнитного полей в прямоугольном резонаторе при стоячей волне  $E_{101}$

В закороченном с одного торца волноводе может установиться такой электромагнитный процесс, в котором продольное электрическое поле начинается на торцевой стенке, при этом максимум поперечного электрического поля отстоит от стенки на расстоянии  $\Lambda/4$ . Поперечное же магнитное поле, следы которого на рисунке показаны крестами и точками, максимально на самой стенке и поддерживается токами смещения от продольного электрического поля  $E_z$ , между электрическим и магнитным полями, как и ранее, устанавливается сдвиг фаз  $0,5\pi$ . На рисунках 3.1.4 и 3.1.5 показана лишь часть поля, примыкающая к торцевой металлической стенке; поле должно быть периодически продолжено влево до возбуждителя

(на рисунке не показанного). Для образования резонатора с собственной частотой, равной частоте генератора, надо поместить вторую металлическую перегородку так, чтобы и на ней сохранялись поставленные выше граничные условия для поля.

### Виды колебаний

В прямоугольном волноводе возможны волны типов  $E_{mn}$  и  $H_{mn}$ .

Следовательно, в прямоугольном резонаторе существуют резонансы видов  $E_{mnp}$  и  $H_{mnp}$ . Индекс  $p$  соответствует числу полуволн, укладываемых по длине резонатора, т.е. имеет тот же смысл, что и индексы  $m$  и  $n$ .

Известно, что индексы  $m$  и  $n$  для волн в прямоугольном волноводе могут при некоторых условиях принимать нулевые значения. Рассмотрим виды колебаний  $E_{mn0}$  и  $H_{mn0}$  в прямоугольном резонаторе. Положив в выражение (3.1)  $p = 0$ , получаем  $\lambda_0 = \lambda_{кр}$ , т. е. резонанс должен иметь место при частоте, в точности равной критической частоте волновода при тех же значениях индексов  $m$  и  $n$ . Но при  $\lambda = \lambda_{кр}$  поле не может иметь вариаций вдоль оси волновода, поскольку  $\lambda \rightarrow \infty$ . Поэтому при наличии в некотором сечении волновода поперечной идеально проводящей стенки все поперечные составляющие электрического поля должны обратиться в нуль в любом сечении. Поскольку при волнах типа  $TE$   $E_z = 0$ , все составляющие поля оказываются равными нулю. Следовательно, для видов колебаний  $TE_{mnp}$  величина  $p$  не может принимать нулевых значений. При волнах же типа  $TM$  в волноводе  $E \neq 0$ , и поле внутри резонатора не обращается в нуль даже при  $p = 0$ . Таким образом, вполне возможны виды колебаний  $TM_{mn0}$  в прямоугольном полом резонаторе. Рассмотренное условие относится не только к прямоугольным, но и к любым другим полым резонаторам, сводящимся к отрезкам однородных волноводов. Следует отметить, что равенство  $\lambda_0 = \lambda_{кр}$  при  $p = 0$  может быть использовано не только при рассмотрении полых резонаторов, но и для определения критической длины волны  $E$ -волн волноводов сложного профиля.

Возвратимся к однородному прямоугольному полному резонатору. Главный интерес представляет вид колебаний, для которого резонансная длина волны является наибольшей. При  $l > b > a$  низший вид характеризуется индексами  $m = 1, n = 0, p = 1$ . Такой вид колебаний имеет значение  $H_{101}$  или  $TE_{101}$  и имеет структуру поля, показанную на рисунке 3.1.6.

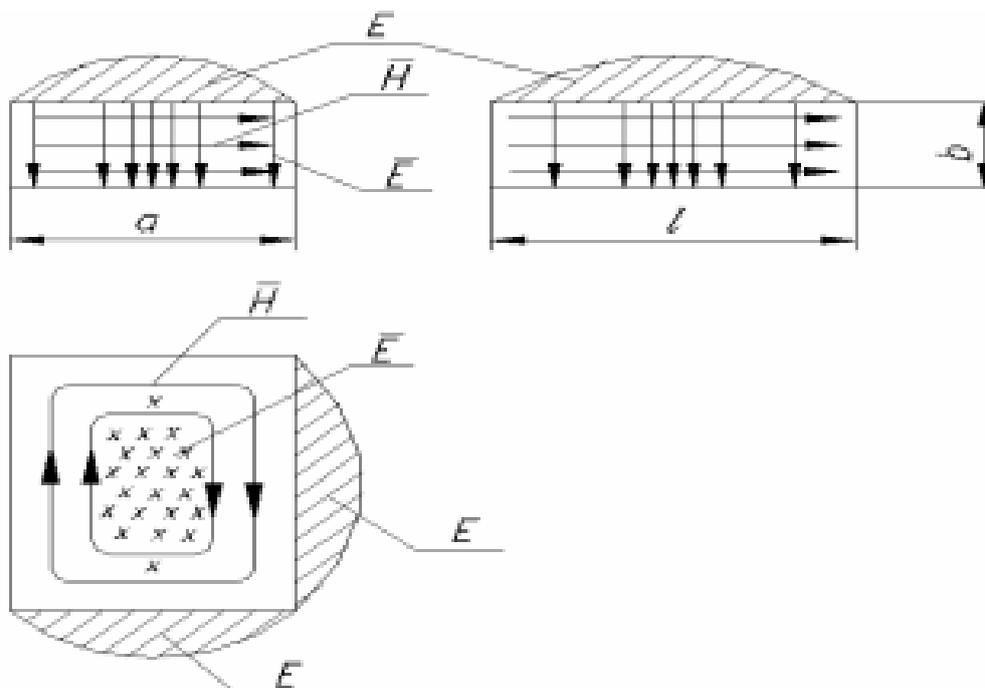


Рисунок 3.1.6—Структура и эпюры поля в прямоугольном резонаторе при виде колебаний  $H_{101}$  Эта структура получается из известной структуры волны типа  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе

Для резонатора в отличие от волновода возбуждённого в режиме бегущей волны характерен сдвиг на  $\Lambda/4$  между поперечными составляющими электрического и магнитного полей. Наличие такого сдвига вытекает из существования чисто стоячей волны. Перенос энергии в каком-либо направлении отсутствует, т. е. векторное произведение  $[EH]$  равно нулю.

Прямоугольные резонаторы применяются в фильтрах, резонансных волномерах, где перестройка резонансной длины волны осуществляется передвижным поршнем, и пр. [6].

На рисунках 3.1.7 и 3.1.8 представлены структуры поля для различных типов колебаний в прямоугольном резонаторе [7].

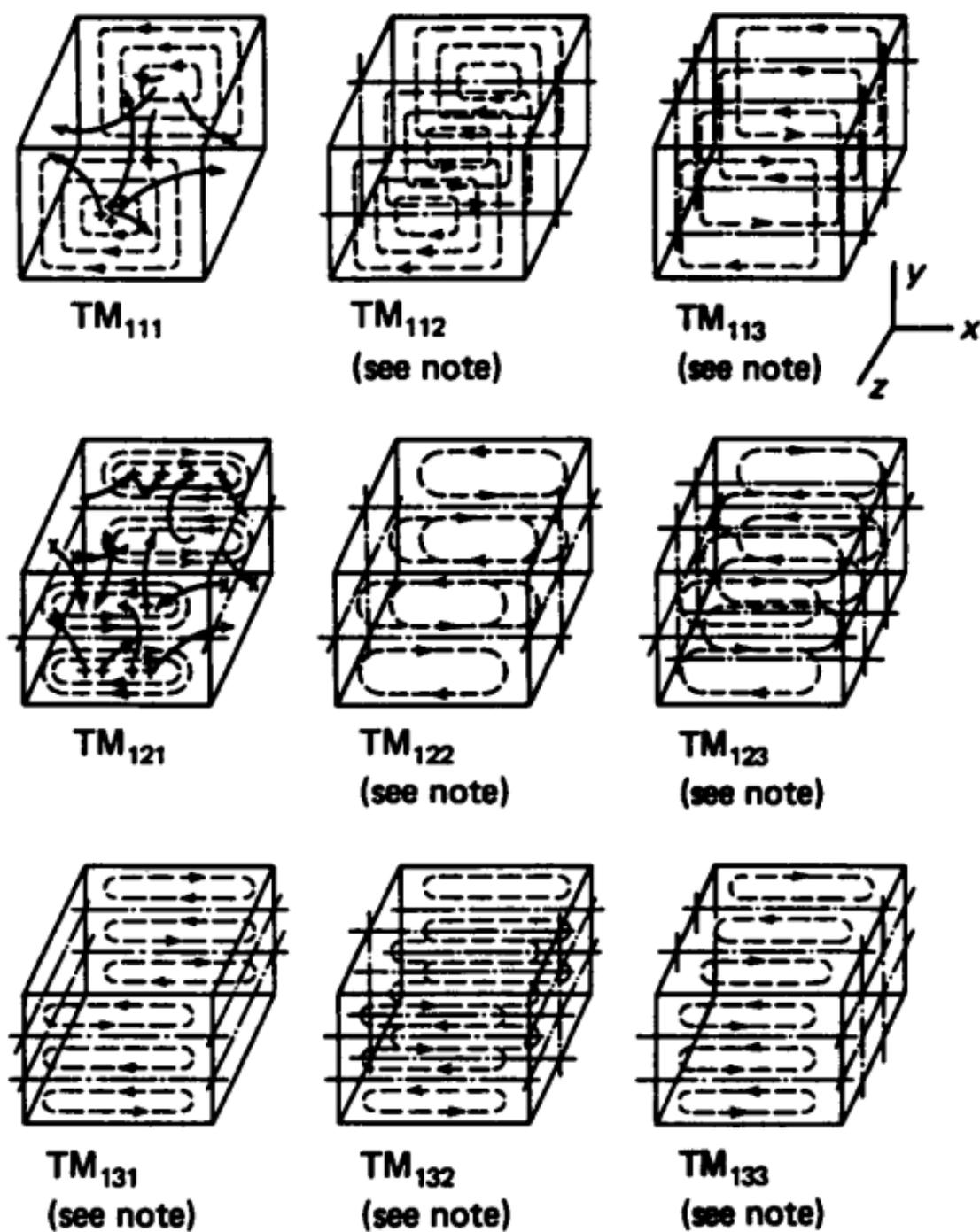


Рисунок 3.1.7 Распределения полей различных типов  $TM$  волны

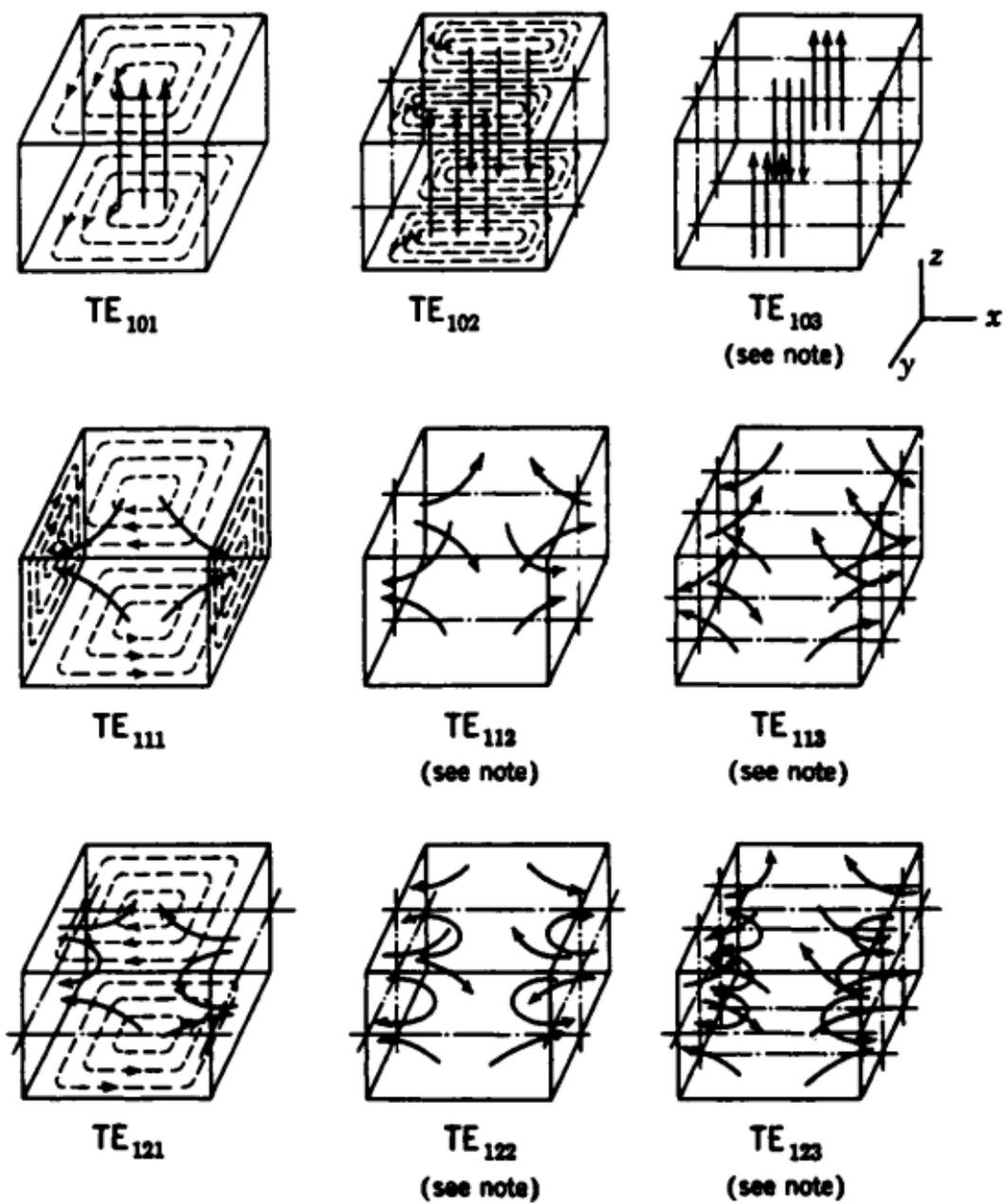


Рисунок 3.1.8 Распределения полей различных типов  $TE$  волны

## Диэлектрические материалы и методы измерения их параметров

Диэлектрическая проницаемость описывает взаимодействие вещества с электрическим полем  $E$  и является комплексной величиной.  $\kappa = \epsilon\epsilon_0 = \epsilon_r - j\epsilon_r''$

Диэлектрическая постоянная ( $\kappa$ ) эквивалентна относительной диэлектрической проницаемости ( $\epsilon_r$ ) или абсолютной диэлектрической проницаемости ( $\epsilon$ ), относенной к диэлектрической проницаемости вакуума ( $\epsilon_0$ ). Действительная часть диэлектрической проницаемости ( $\epsilon_r'$ ) является мерой того, сколько энергии внешнего электрического поля запасено в материале. Мнимая часть диэлектрической проницаемости ( $\epsilon_r''$ ) называется коэффициентом потерь и является мерой потерь энергии или того, как сильно материал поглощает энергию внешнего электрического поля. Мнимая часть диэлектрической проницаемости ( $\epsilon_r''$ ) всегда больше нуля и обычно много меньше ( $\epsilon_r'$ ). На коэффициент потерь влияют и диэлектрические потери и проводимость.

Если представить комплексную диэлектрическую проницаемость в виде простой векторной диаграммы (Рисунок 3.1.9), то действительная и мнимая составляющие будут отличаться по фазе на  $90^\circ$ . Векторная сумма образует угол  $\delta$  с действительной осью ( $\epsilon_r'$ ). Мера относительных потерь в материале – отношение потерь энергии к запасенной энергии.

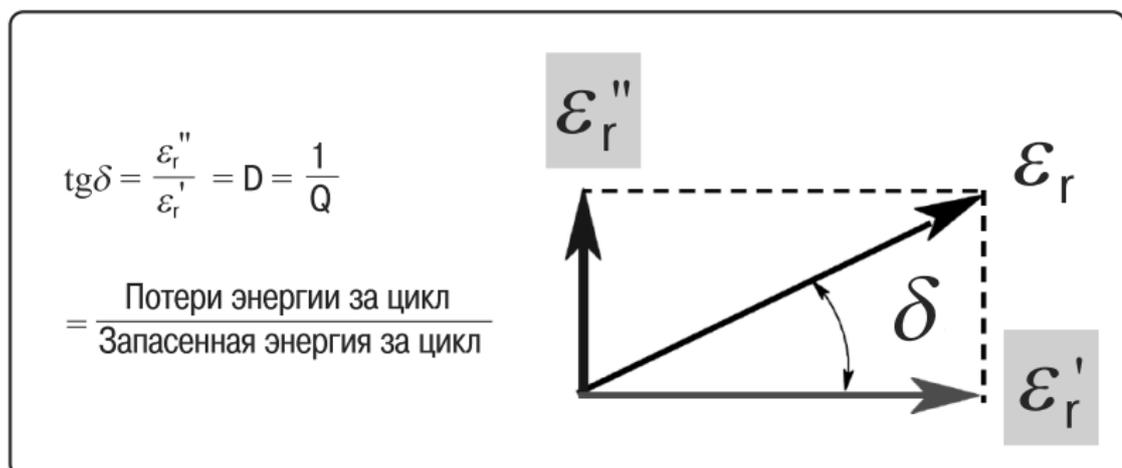


Рисунок 3.1.9 Векторная диаграмма для определения тангенса угла потерь

Тангенс угла диэлектрических потерь (или  $tg\delta$ ) определяется как отношение мнимой части диэлектрической проницаемости к ее действительной части.  $D$  обозначает коэффициент диссипации, а  $Q$  – добротность. Тангенс угла потерь  $tg\delta$  называется тангенс дельта, тангенс потерь или коэффициент диссипации. Иногда термин “добротность или  $Q$  - фактор” используется по отношению к СВЧ-материалу и является обратной величиной тангенса угла потерь. Для материалов с очень низкими потерями, поскольку  $tg\delta \approx \delta$ , значение тангенса угла потерь может быть выражено в единицах измерения угла – миллирадианах или микрорадианах.

Для сигналов, изменяющихся во времени (например, синусоида), электрическое и магнитное поля существуют одновременно. Такая электромагнитная волна может распространяться в свободном пространстве (со скоростью света,  $c = 3 \times 10^8$  м/с) или в материале с более низкой скоростью. Существуют электромагнитные волны с различными длинами волн. Длина волны сигнала обратно пропорциональна его частоте  $f$  ( $\lambda = c/f$ ), так что при увеличении частоты, длина волны уменьшается. Например, в свободном пространстве сигнал с частотой 10 МГц имеет длину волны 30 м, в то время как длина волны сигнала с частотой 10 ГГц всего лишь 3 см. Многие аспекты распространения волн зависят от диэлектрической и магнитной проницаемости материала. Взглянем на диэлектрические свойства с “оптической” точки зрения. Рассмотрим в пространстве плоский слой материала (испытуемого материала), на поверхность которого падает волна типа *TEM* (рисунок 3.1.10). Будет присутствовать падающая, отраженная и прошедшая волны. Волновое сопротивление материала  $Z$  отлично (меньше) от волнового сопротивления свободного пространства  $\eta$  (или  $Z_0$ ), что приведет к рассогласованию и появлению отраженной волны. Часть энергии проникнет в образец. Скорость распространения волны в слое  $v$  меньше скорости света  $c$ . Длина волны  $\lambda_d$  короче длины волны  $\lambda_0$  в свободном пространстве, в соответствии с приведенными ниже уравнениями. Поскольку в материале всегда имеются какие-либо потери, будет присутствовать

некоторое ослабление или вносимое затухание. Рассогласование на второй границе для простоты не рассматривается.

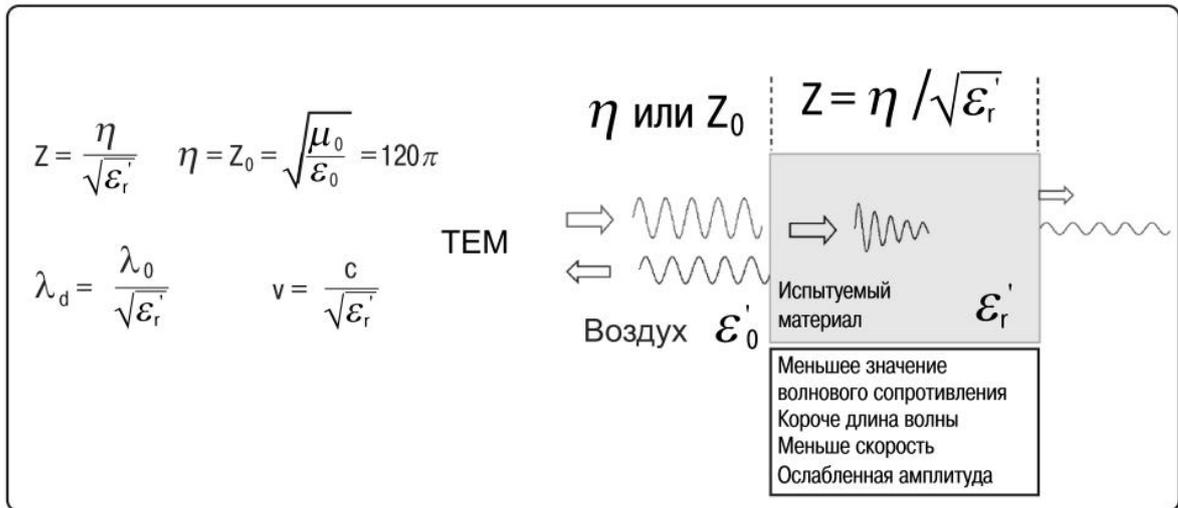


Рисунок 3.1.10 Отраженный и прошедший сигналы

На рисунке 3.1.11 изображено соотношение между диэлектрической проницаемостью испытуемого материала и коэффициентом отражения  $|\Gamma|$  в случае бесконечно длинного образца (отражение от задней границы образца не рассматривается). При малых значениях диэлектрической проницаемости (приблизительно меньше 20), имеются существенные изменения коэффициента отражения при небольшом изменении диэлектрической проницаемости. В этом диапазоне измерение диэлектрической проницаемости с помощью коэффициента отражения будет обладать большей чувствительностью и, следовательно, будет более точным. Наоборот, для больших значений диэлектрической проницаемости (например, в пределах от 70 до 90) имеют место небольшие изменения коэффициента отражения и при измерениях будет присутствовать большая неопределенность.

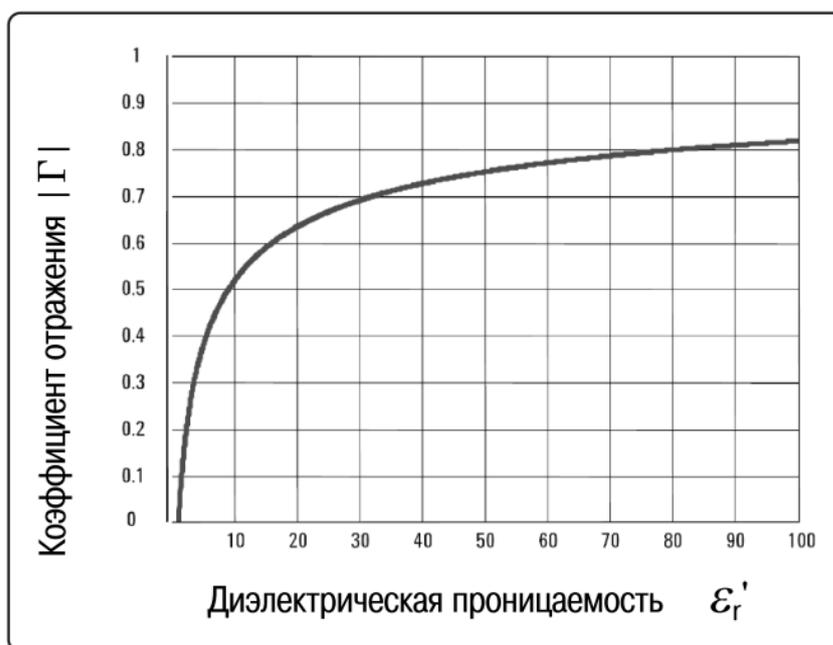


Рисунок 3.1.11 Зависимость коэффициента отражения от диэлектрической проницаемости

Каждый материал обладает уникальным набором электрических характеристик, зависящих от его диэлектрических свойств. Точные измерения этих свойств могут обеспечить ученых и инженеров ценной информацией, позволяющей должным образом включить материал в его предполагаемую область применения для повышения надежности конструкций или для наблюдения за процессом производства с целью улучшения контроля качества.

Измерение диэлектрических свойств материалов может дать информацию о параметрах, являющихся критическими при проектировании во многих приложениях электроники. Например, потери в изоляции кабеля, импеданс подложки или частота диэлектрического резонатора могут зависеть от их диэлектрических свойств. Эта информация также полезна для улучшения свойств ферритов, поглотителей, а также схем компоновки. Знание диэлектрических свойств материалов также дает преимущества в более современных приложениях из областей промышленной микроволновой обработки продуктов питания, резины, пластика и керамики.

## Метод малых возмущений (объемного резонатора)

Объемные резонаторы - высокочастотные структуры, резонирующие на определенных частотах. Образец материала влияет на центральную частоту ( $f$ ) и добротность ( $Q$ ) резонатора. Комплексная диэлектрическая проницаемость ( $\epsilon_r$ ) или магнитная проницаемость ( $\mu_r$ ) материала могут быть вычислены с помощью этих параметров на одной частоте. Существует множество различных типов резонаторов и методов. Здесь рассматривается наиболее широко распространенный метод возмущения полей резонатора, описанный в стандарте *ASTM 252010*. Этот метод использует прямоугольный волновод с торцевыми пластинами с диафрагменной связью с модой  $TE_{10n}$  (рисунок 3.1.12). Для измерения диэлектрических свойств образец должен быть расположен в максимуме электрического поля, а для измерения магнитных свойств - в максимуме магнитного поля. Если образец вставлен через отверстие в середине отрезка волновода, то нечетное число полуволин ( $n = 2k + 1$ ) будет доставлять максимум электрического поля в место расположения образца, чтобы можно было измерить диэлектрические свойства образца. Четное число полуволин ( $n = 2k$ ) будет доставлять максимум магнитного поля в место расположения образца, и магнитные свойства образца могут быть измерены.

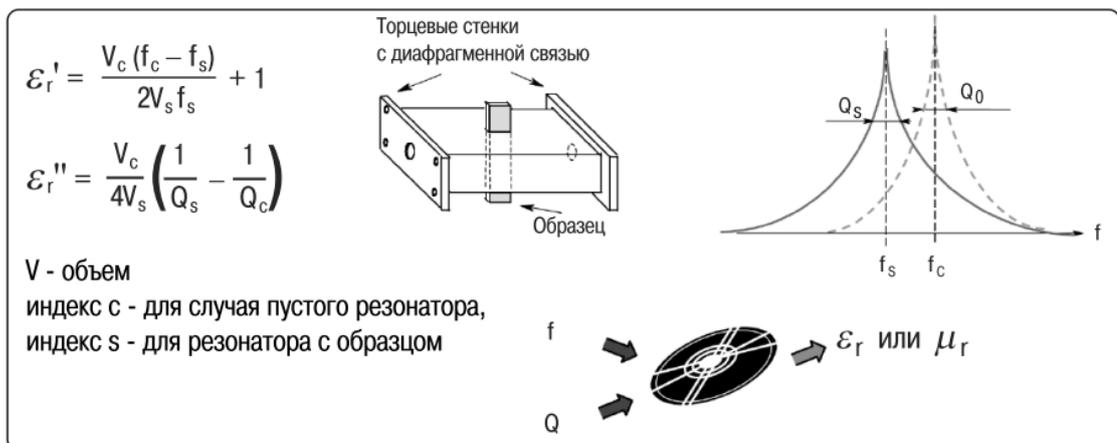


Рисунок 3.1.12 Измерения с помощью объемного резонатора

Метод возмущения резонатора требует очень малых размеров образца, чтобы вызвать только небольшое возмущение полей, приводящее к смещению измеряемого значения резонансной частоты и добротности резонатора. Такое допущение позволяет упростить теорию, чтобы применять приведенные выше уравнения для вычисления диэлектрических свойств материала. На рисунке 3.1.13 показаны результаты измерений для трех различных образцов с помощью этого резонатора. Результаты трех измерений для сравнения представлены на одном графике.

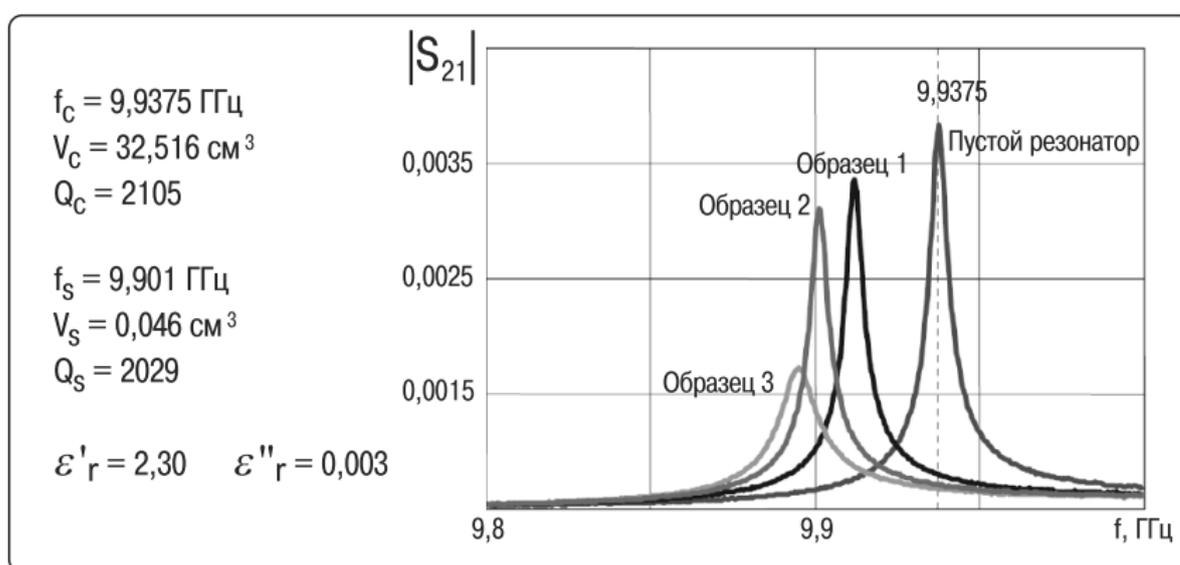


Рисунок 3.1.13 Графики, соответствующие пустому резонатору и трем различным образцам

Резонансная частота пустого резонатора  $f_c = 9,9375$  ГГц (для моды  $TE_{107}$ ), и она сдвигается к более низкому значению, когда образец вставлен в резонатор. Когда резонатор нагружен образцом, резонансная кривая расширяется, что приводит к снижению добротности  $Q$ . Вдоль вертикальной оси на Рисунке 3.1.13 отложена амплитуда линейного коэффициента передачи  $|S_{21}|$ . В левой части рисунка представлен расчет для образца 2, который имеет сечение 0,29 на 0,157 см. Типичная измерительная система, которая использует метод объемного резонатора, состоит из анализатора цепей, резонатора, программного обеспечения и внешнего компьютера [8].

### 3.2 Рекомендации по выполнению работы

При выполнении лабораторной работы необходимо изучить принципы работы программного обеспечения *CST Microwave Studio* для автоматизированного проектирования микроволновых устройств..

Для каждого варианта данные задаются из таблицы 3.1

Таблица 3.1

№ варианта	Ширина резонатора $a$ , мм	Высота резонатора $b$ , мм	Длина резонатора $l$ , мм
1	23	10	20
2	23	10	22
3	23	10	24
4	23	10	26
5	23	10	28
6	23	10	32
7	23	10	34
8	23	10	36
9	23	10	38

### 3.3 Содержание отчета

Отчет о проделанной работе должен содержать следующие разделы:

Цель работы;

Краткая теория;

Результаты работы - графики зависимостей ослабления от частоты для всех портов делителя мощности.

Выводы по проделанной работе

### 3.4 Контрольные вопросы

1. Что такое объемный резонатор?
2. Какой тип волны является основным в прямоугольном объемном резонаторе?
3. Назовите основные параметры объемного резонатора?
4. От чего зависит значения резонансной частоты резонатора?
5. Как влияет внесение диэлектрического материала на параметры резонатора?

### 3.5 Расчетное задание

Рассчитайте по формулам приведенным выше значение резонансной частоты основной моды для прямоугольного резонатора с размерами, приведенными в таблице 3.1 для вашего варианта.

В работе рассмотрен пример для следующих размеров резонатора:

Ширина  $a = 23$  мм;

Высота  $b = 10$  мм;

Длина  $l = 30$  мм.

### 3.6 Работа с программным обеспечением

1. Создайте новый проект и новые переменные  $a$ ,  $b$ ,  $l$  согласно предыдущему пункту.
2. Создайте прямоугольный резонатор с размерами, приведенными выше, материал фигуры – вакуум.
3. В качестве окружающего материала структуры задайте идеальный проводник (*PEC*).
4. Задайте граничные условия для структуры – электрические стенки (*Electric Et=0*).
5. Задайте частотный диапазон, в котором будет проходить анализ структуры – от 8 до 12 ГГц.
6. Для расчета собственных резонансов структуры применяется метод расчета собственных мод (*Eigenmode solver*). Рассмотрите подробнее его параметры (рисунок 3.6.1).

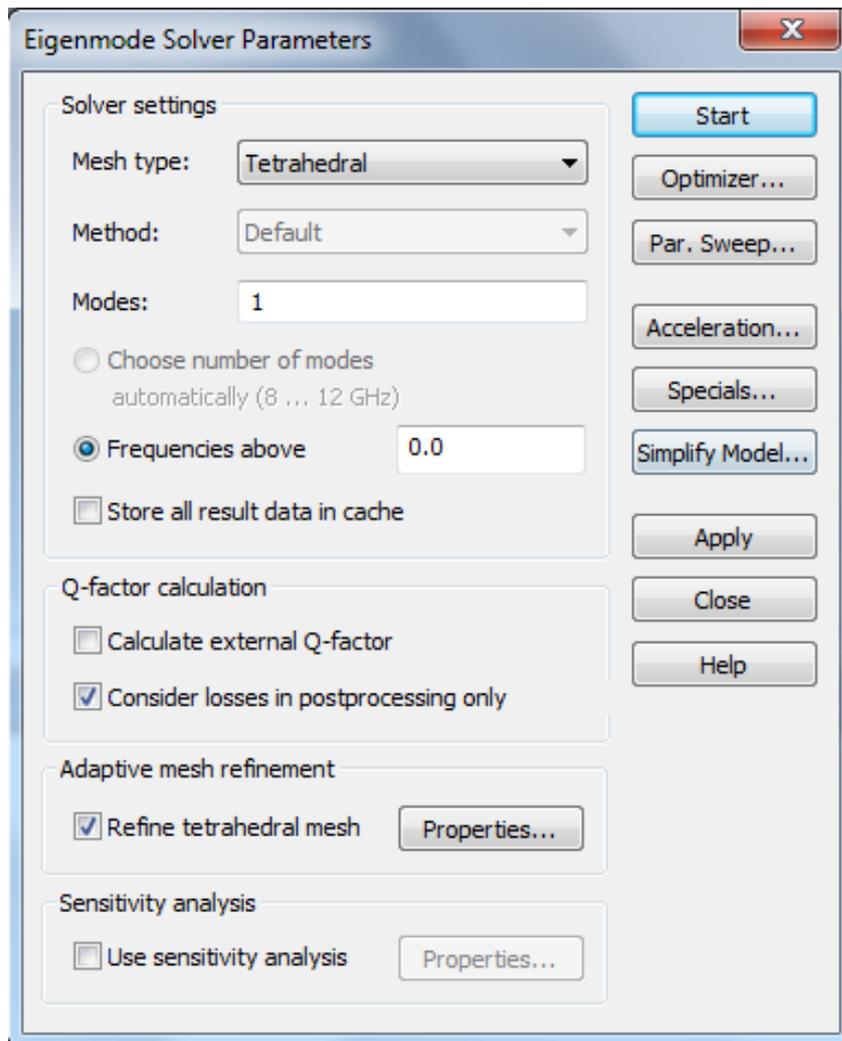


Рисунок 3.6.1

Сначала задается тип сетки разбиения, для более точного расчета разработчик рекомендует пользоваться тетраэдральной сеткой. Далее задается количество рассчитываемых мод. Зададим количество мод равное 10. Рассчитанные моды располагаются в порядке увеличения частоты собственного колебания резонатора.

Также можно задать минимальную частоту (*Frequency above*), относительно которой будут рассчитаны все резонансы с большим значением частоты.

Также при наличии портов ввода-вывода энергии можно рассчитать нагруженную добротность резонатора (*Calculate external Q-factor*). С

назначением остальных пунктов меню настройки можно ознакомиться в справочном меню программы.

После окончания расчета в каталоге *2D/3D Results* дерева навигации появятся папки с номерами мод. Внутри каждой папки представлены распределения  $E$  и  $H$  полей внутри резонатора. При выборе соответствующей папки получим вид, показанный на рисунке 3.6.2.

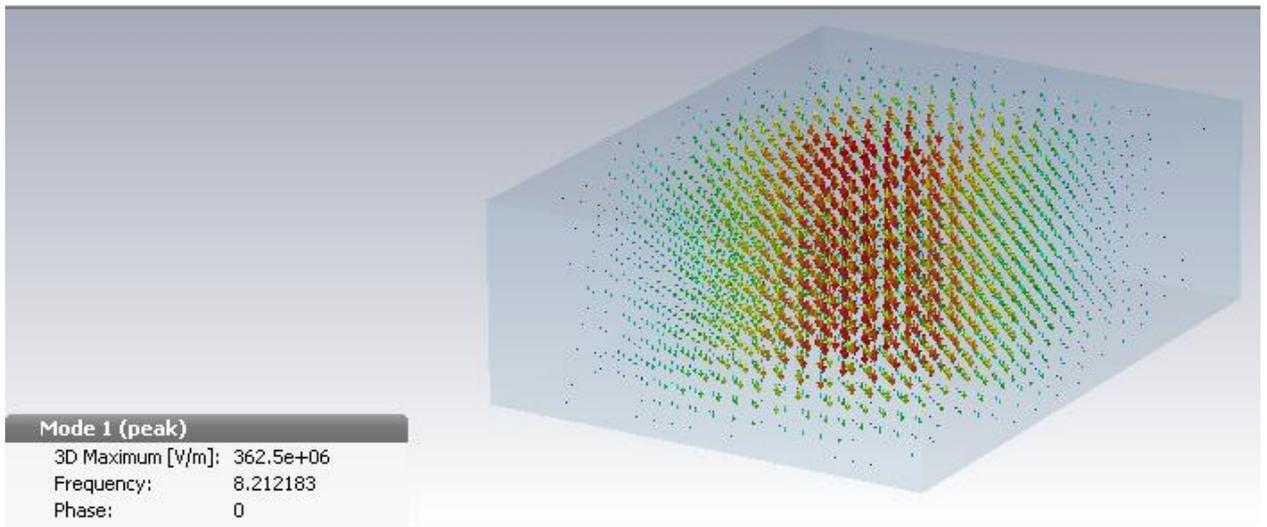


Рисунок 3.6.2

В нижнем правом углу указана резонансная частота для данного типа колебания. Сравните рассчитанную вами ранее резонансную частоту основной моды для данного резонатора с полученной в программе.

Всего существует несколько типов мод [2]:

$TEM$  – поперечная электромагнитная волна ( $E_z = 0; H_z = 0$ );

$QTEM$  – квазипоперечная электромагнитная волна ( $E_z \rightarrow 0; H_z \rightarrow 0$ );

$TE$  – поперечная электрическая волна (тип колебания  $H_{mn}$ ,  $E_z = 0; H_z \neq 0$ );

$TM$  – поперечная магнитная волна (тип колебания  $E_{mn}$ ,  $E_z \neq 0; H_z = 0$ );

$Hybrid$  – гибридная электромагнитная волна ( $E_z \neq 0; H_z \neq 0$ ).

Определите по линиям распределения поля типы колебания для каждой из 10 мод и рассчитайте значения резонансной частоты для каждого из них. Сравните рассчитанные значения с полученными в программе.

Для расчета собственной добротности резонатора на вкладке Post Processing выберите пункт *Loss and Q* – расчет потерь и добротности резонатора.

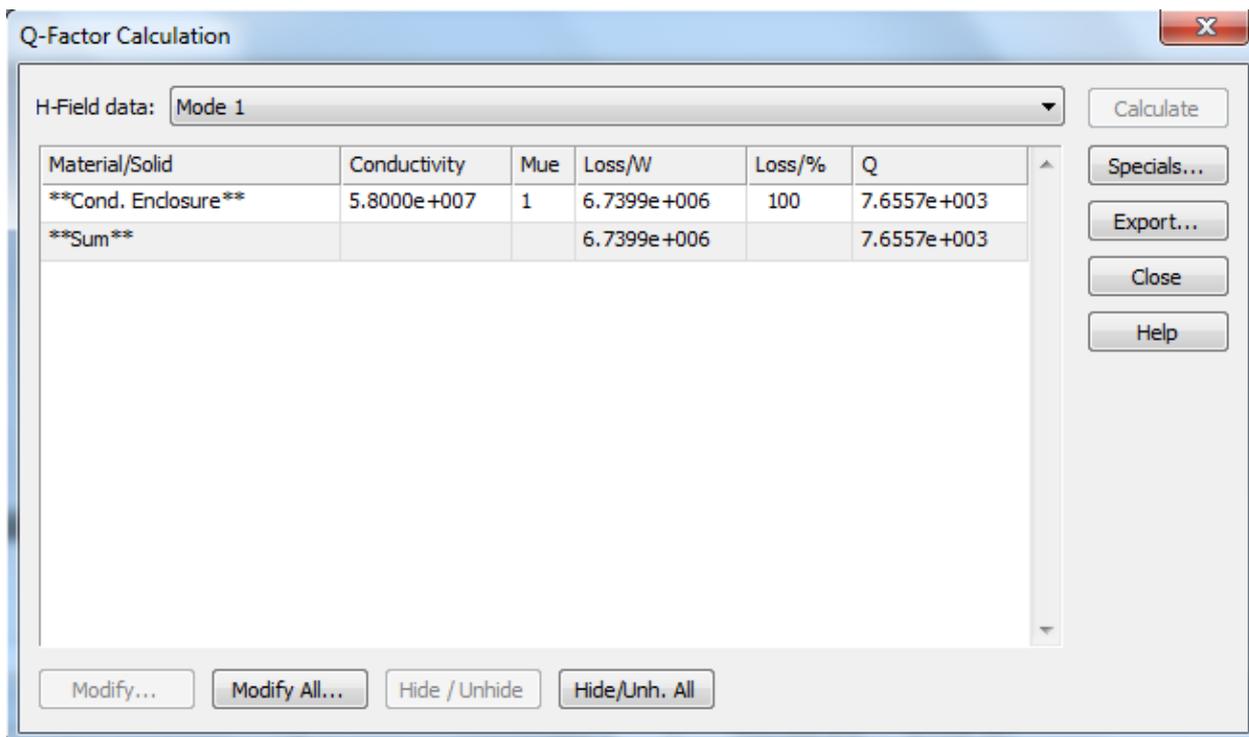


Рисунок 3.6.3

Для расчета добротности выбирается номер моды из выпадающего списка *H-field data*, а также задается проводимость материала стенок резонатора (*Conductivity*). После нажатия кнопки *Calculate* в графе в *Q* отобразится рассчитанное значение.

Теперь рассмотрим влияние наличия диэлектрического материала в резонаторе на его параметры.

Для этого создадим брусок из диэлектрического материала с размерами 0,5x0,5x10 мм и поместим его в центр резонатора, как показано на рисунке 3.6.4. При его создании программа предложит варианты для обработки

совмещенных деталей - выберем пункт *Insert*, для вставки бруска в резонатор. При этом в резонаторе будет вырезан объем под диэлектрик.

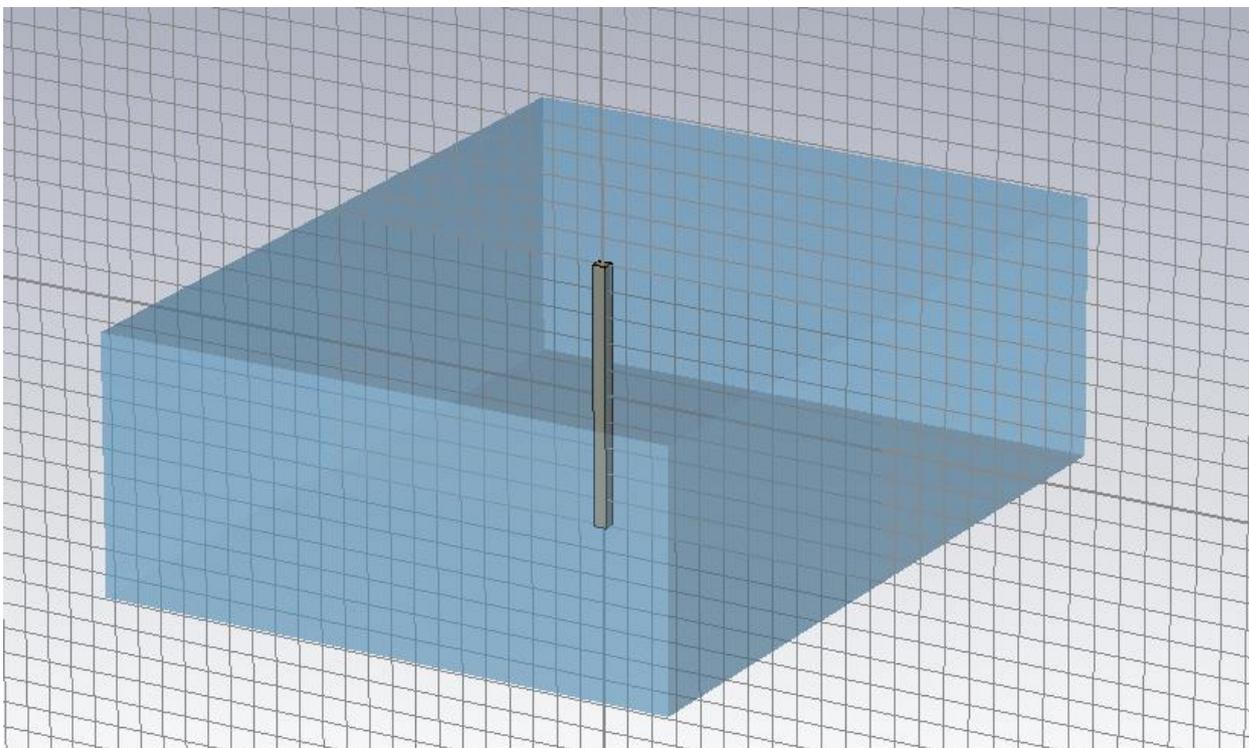


Рисунок 3.6.4

В качестве диэлектрика создадим новый материал и переменную *eps*, для задания диэлектрической проницаемости материала, как показано на рисунке 3.6.5.

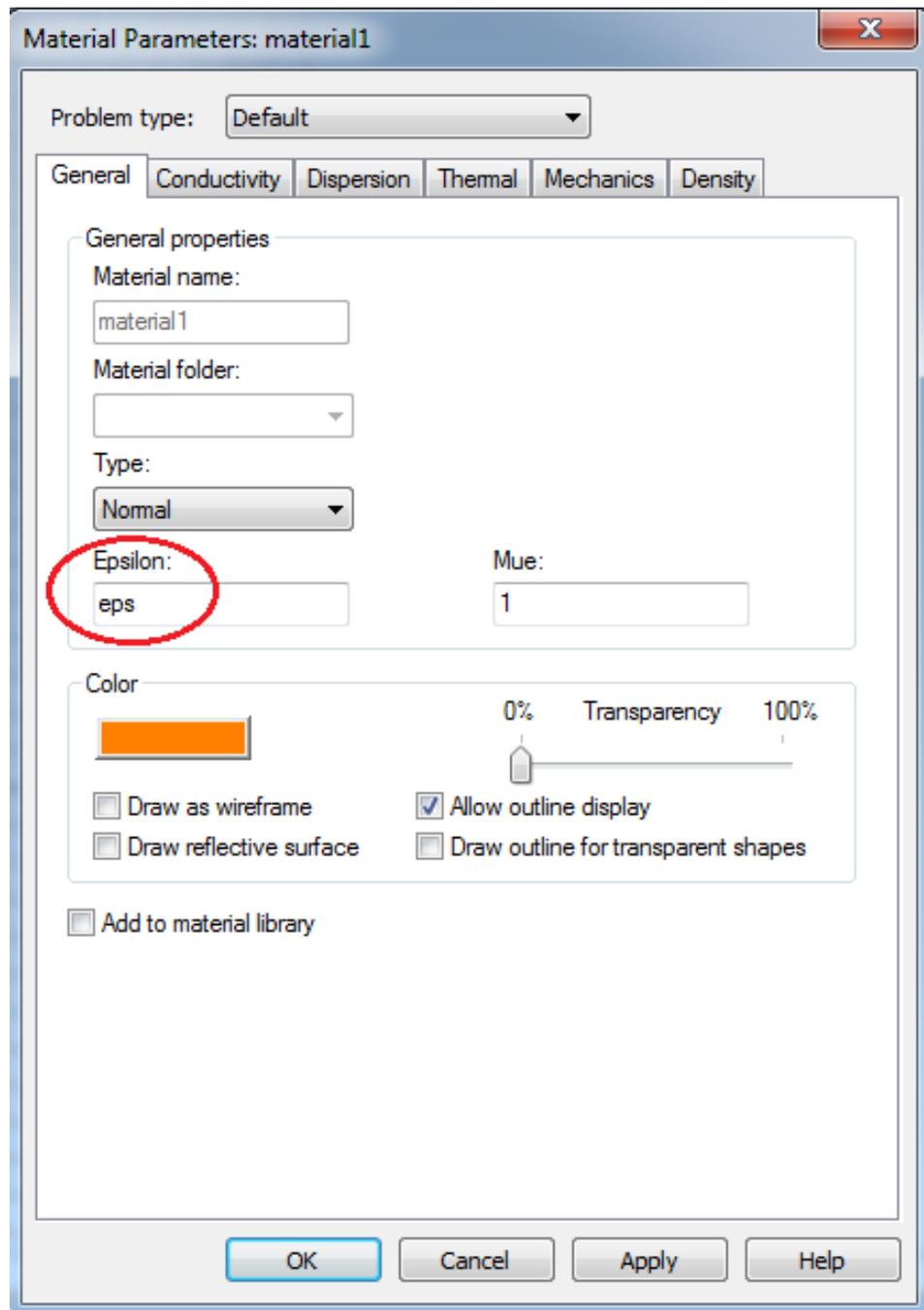


Рисунок 3.6.5

При внесении диэлектрического материала в резонатор происходит сдвиг его резонансной частоты, который зависит от диэлектрической проницаемости.

Для расчета резонансной частоты воспользуемся упрощенной формулой из [8]:

$$\varepsilon = \frac{V_c(f_c - f_s)}{2V_s f_s} + 1,$$

где  $V$  - объем (индекс  $c$  - для случая пустого резонатора,  $s$  - для резонатора с образцом).

Рассчитайте резонансные частоты резонатора с образцом для диэлектрической проницаемости от 1 до 10 с шагом 1.

В *CST Microwave Studio* есть возможность построить графики зависимостей различных параметров, варьируя одну или несколько переменных. Для этого на вкладке Home необходимо зайти в настройки *Eigenmode solver*. В открывшемся меню нажмите кнопку *Par. Sweep...* Появится диалоговое окно, показанное на рисунке 3.6.6.

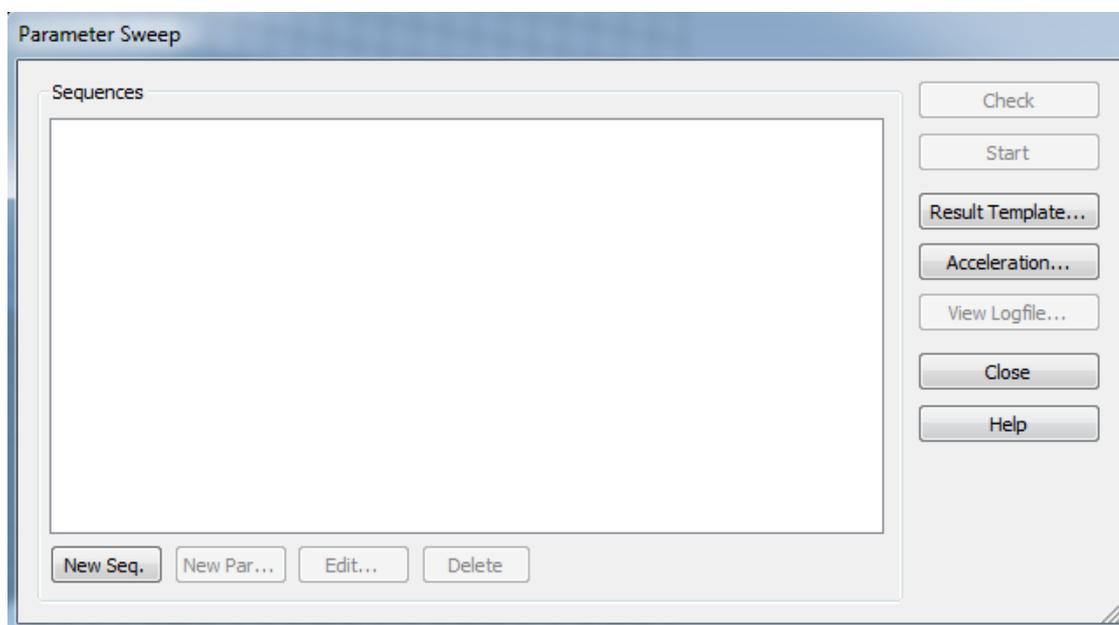


Рисунок 3.6.6

Для создания новой вариации какого либо параметра необходимо нажать на кнопку *New Seq.* (Новая последовательность). Появится строчка *Sequence 1*. Далее необходимо выбрать варьируемую переменную. Для этого необходимо нажать кнопку *New Par...* (Новый параметр). В появившемся окне (рисунок 3.6.7) выбирается переменная, задаются характеристики перебора и диапазон изменяемых значений.

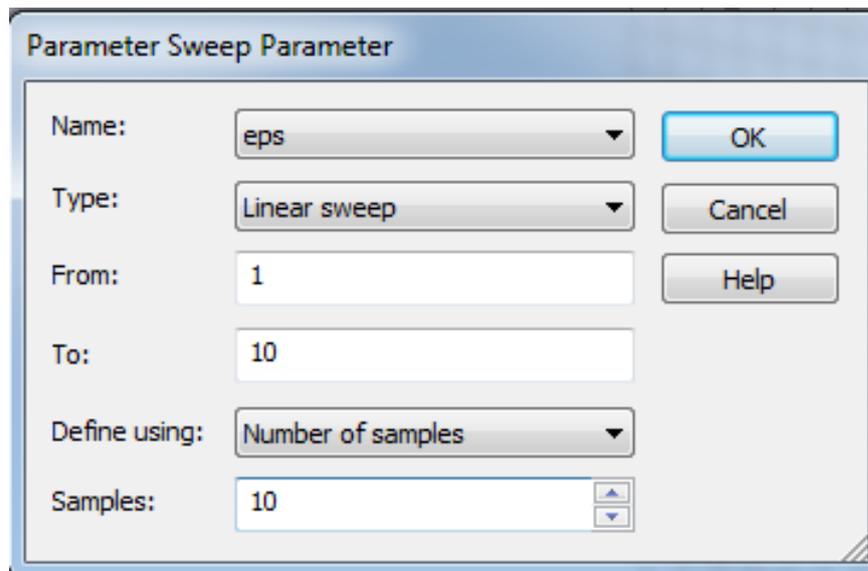


Рисунок 3.6.7

После нажатия кнопки ОК выбранная вариация параметра добавится в диалоговое меню *Parameter Sweep*. Следующим шагом выбирается необходимый вычисляемый параметр системы. Для этого нажмите кнопку *Result Template...* первой выпадающей строке выбирается тип параметра. В нашем случае выберем *2D and 3D Field Results*. Во второй выпадающей строке выберете *3D Eigenmode Result*. Появится новое окно, в котором выберем результат анализа - резонансную частоту (*Frequency*) и номер моды 1 (Рисунок 3.6.8). Будем рассматривать только изменение резонансной частоты первой моды - основного типа колебания.

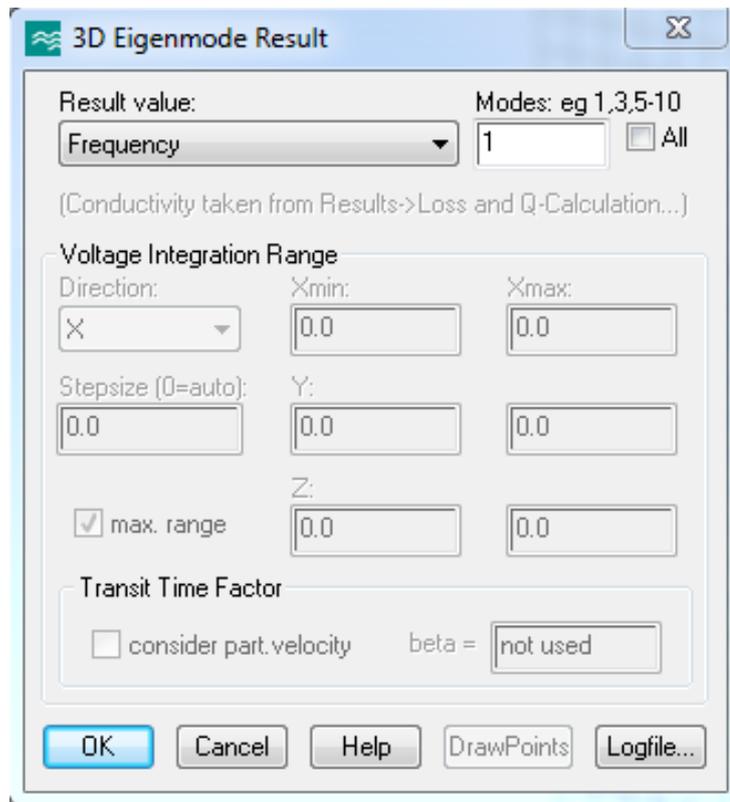


Рисунок 3.6.8

После нажатия кнопки *OK* выбранный результат измерения добавиться в список. Нажимаем кнопку *Close*, для закрытия данного диалогового окна. Для начала расчета зависимости нажмите кнопку *Start*.

После окончания расчета в дереве навигации в каталоге *Tables* появиться подкаталог *OD Results*. Выберете график *Frequency (Mode 1)*. Для установки маркера на кривой (*Curve Marker*) на вкладке *1D Plot* выберете меню *Curve Markers - Add Curve Marker*. Для добавления на график дважды нажмите мышкой на интересующей вас точке кривой. Чтобы переместить маркер нажмите на него мышкой дважды и задайте значение по оси абсцисс. Задайте маркеры для всех 10 точек по диэлектрической проницаемости (Рисунок 3.6.9).

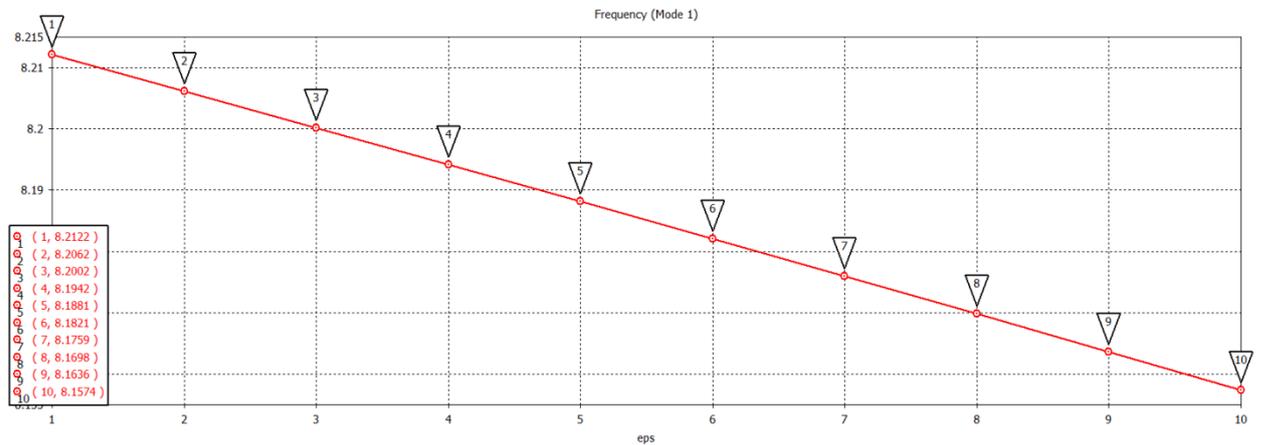


Рисунок 3.6.9

Сравните значения, рассчитанные вами ранее с полученными в программе.

Для расчета нагруженной добротности необходимо создать порты ввода-вывода. Однако, чтобы ограничить объем резонатора воспользуемся диафрагмами связи на входе и выходе волновода. Для этого создадим два цилиндра на входе и выходе волновода (по центру плоскости) по оси  $z$  с диаметром 2 мм и глубиной 0,5 мм. После этого с помощью инструмента Выберем внешнюю плоскость цилиндра с помощью инструмента *Pick Face* и зададим волноводный порт *Waveguide port* на этой плоскости

## 4 Лабораторная работа № 4. Фазированная антенная решетка

**Цель работы:** изучение принципов работы программного обеспечения для электромагнитного моделирования устройств *CST Microwave Studio* и изучения работы прямоугольной микрополосковой антенны, а также фазированной антенной решетки на ее основе.

### 4.1 Основные теоретические сведения

#### Расчет параметров микрополосковых антенн

Моделирование микрополосковых антенн (рисунок 4.1.1), основанное на аналогии с линиями передач, позволяет лучше понять суть их принципа действия. В такой модели излучатель заменяется на линейный резонатор, рассчитанный приблизительно на половину длины волны, а излучение происходит вследствие действия граничных полей на его разомкнутых концах (*Bahl, Bhatia, 1980*). Увеличение ширины антенны приводит к повышению ее излучающей способности. Но при ширине антенны, превышающей некоторое оптимальное значение, начинают возбуждаться волны более высоких порядков, что ухудшает излучательные характеристики.

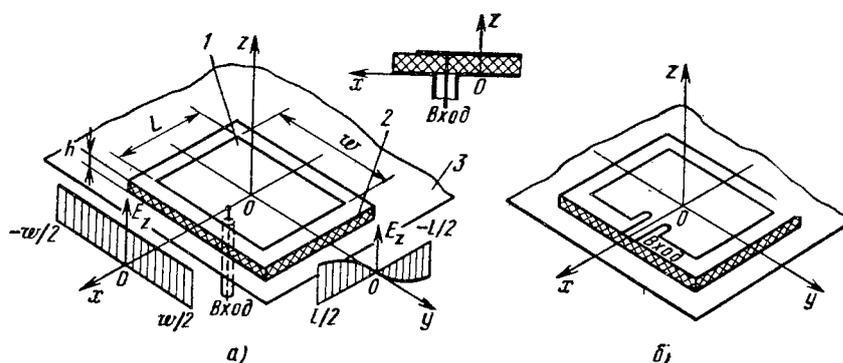


Рисунок 4.1.1 Прямоугольные микрополосковые антенны с питанием коаксиальной (а) и полосковой (б) линией

Оптимальная ширина прямоугольного излучателя микрополосковой антенны может быть найдена при помощи выражения:

$$W = \frac{c}{2f_0} \left( \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \quad (4.1)$$

Среда вокруг излучателя не является однородной. С одной стороны излучателя находится диэлектрик, с другой стороны воздух. Поэтому эффективная диэлектрическая проницаемость излучателя оценивается по формуле:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left( \frac{1 + 12h}{W} \right)^{-1/2} \quad (4.2)$$

Длина излучателя равна:

$$L = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\varepsilon_e}} - 2\Delta l \quad (4.3)$$

где  $\Delta l$  – изменение длины из-за действия граничных полей на концах излучателя,  $\varepsilon_e$  — эффективная диэлектрическая проницаемость. Величину  $\Delta l$  можно оценить при помощи выражения:

$$\Delta l = 0.412h \frac{(\varepsilon_e + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_e - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (4.4)$$

Из данной модели видно, что длина излучателя сильно влияет на резонансную частоту антенны. В то время как диэлектрическая проницаемость и высота подложки определяют ширину полосы пропускания, т.е. величину добротности антенны, а также ее эффективность. Потери антенны, как правило, состоят из четырех компонентов: радиационные потери ( $r$ ), потери в проводниках ( $c$ ) и диэлектрике ( $d$ ), потери из-за возникновения поверхностных волн ( $s$ ). Поэтому полную добротность антенны  $\{Q_t\}$  можно определить в виде:

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_s} \quad (4.5)$$

Ниже приведены оценочные выражения для определения составляющих добротности антенны при излучении основной волны:

$$Q_r = \frac{2\omega\varepsilon_r L}{hG_{t/L}} \frac{L}{4} \quad (4.6)$$

$$Q_c = h(\pi f \mu \sigma)^{1/2} \quad (4.7)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta}, \quad (4.8)$$

где

$$G_{t/L} = \frac{G_{rad}}{W} \quad (4.9)$$

$G_{rad}$  – радиационная проводимость антенны. Для большинства практических случаев составляющей добротности от поверхностных волн можно пренебречь, при условии, что рабочая частота будет меньше, чем частота среза волн более высокого порядка:

$$f_n = \frac{nc}{4h(\varepsilon_r - 1)^{1/2}} \quad (4.10)$$

Четные и нечетные индексы обозначают поперечные электрические ( $TE$ ) и поперечные магнитные ( $TM$ ) моды волны антенны: индексы  $n = 1, 3, 5, \dots$  соответствуют  $TE_n$  модам, а  $n = 2, 4, 6, \dots$  –  $TM_n$  модам. Величину магнитного сцепления между двумя соседними элементами дипольной решетки антенны, обусловленного модой  $TM_0$  можно оценить по формуле:

$$P_{TM_0} = 3.33 \frac{d}{\lambda_m} P_{суммарная} \quad (4.11)$$

где  $d$  – толщина подложки,  $\lambda_m$  – длина волны в материале подложки.

Ширина частотного диапазона антенны может быть выражена при помощи полной добротности  $Q_t$ , резонансной частоты  $f_0$  и максимального коэффициента стоячей волны напряжения  $S_{max}$

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q_t} \frac{S_{max} - 1}{\sqrt{S_{max}}} \quad (4.12)$$

Поскольку ширина частотного диапазона обратно пропорциональна диэлектрической проницаемости подложки она увеличивается с ростом высоты подложки.

В модели полый структуры механизм излучения антенны состоит из полей, формируемых на концах антенны вдоль ее длины, исходящих из двух щелей. Направленность каждой щели задается следующим выражением:

$$D = \frac{4W^2 \pi^2}{I_1 \lambda_0^2} \quad (4.13)$$

$$I_1 = \int_0^\pi \sin^2 \left( \frac{kW \cos \theta}{2} \right) \tan^2 \theta \sin \theta d\theta \quad (4.14)$$

Полная направленность излучателя антенны может быть найдена при помощи формулы:

$$D_w = \frac{2D}{1 + g_{12}} \quad (4.15)$$

где взаимная проводимость  $g_{12}$  определяется как:

$$g_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \frac{\sin^2 \left( \frac{\pi W \cos \theta}{\lambda} \right) \tan^2 \theta \sin \theta J_0 \left( \frac{2\pi L}{\lambda} \sin \theta \right)}{G} d\theta \quad (4.16)$$

Эффективность антенны (ее к. п. д.) оценивается по формуле:

$$\eta = \frac{Q_r}{Q_t} \quad (4.17)$$

На рисунке 4.1.2 показаны зависимости эффективности и полосы частот антенны от высоты подложки и длины волны.

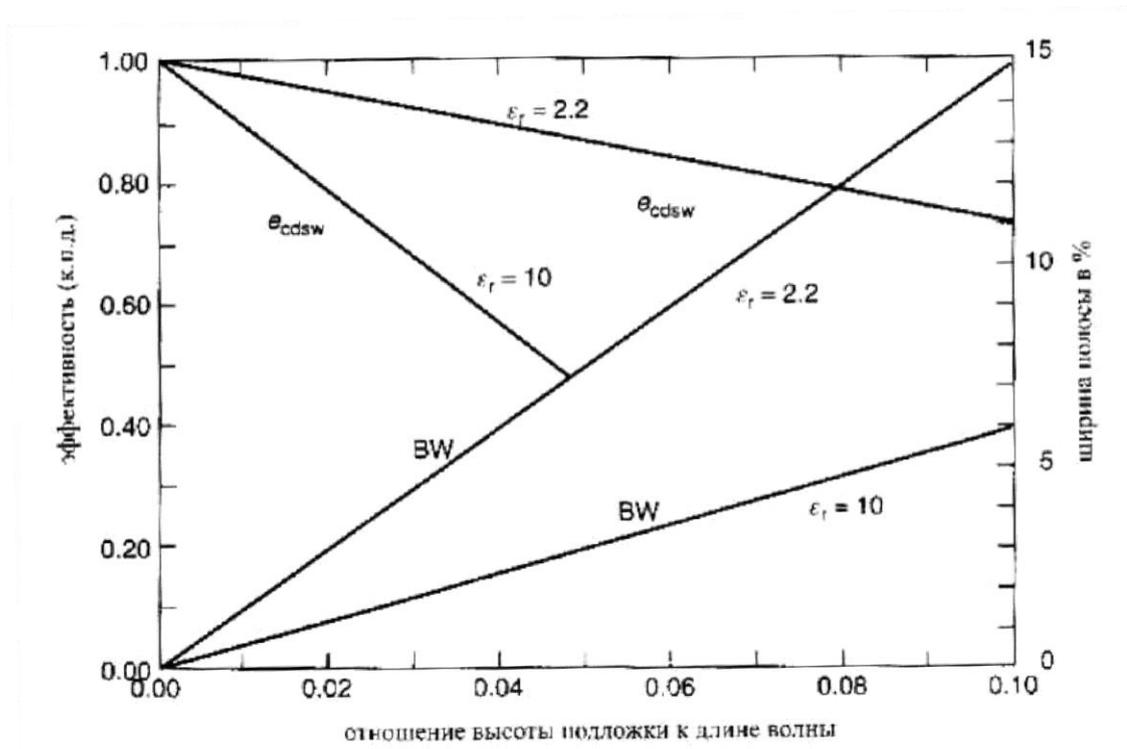


Рисунок 4.1.2. Эффективность и полоса частот микрополосковой антенны для подложек разной высоты ( $BW$  – полоса частот,  $\epsilon_{cdsw}$  – эффективность,  $\epsilon_r$  – относительная диэлектрическая проницаемость)

Большинство вышерассмотренных параметров показывают зависимость свойств подложки от рабочих характеристик микрополосковой антенны, состоящей из одного элемента. Однако одним из основных достоинств микрополосковых антенн является простота построения линейных и планарных решеток. Поэтому необходимо познакомиться еще с одним важным рабочим параметром - коэффициентом связи между элементами решетки. Этот коэффициент влияет на многие свойства антенны, например, на степень участия боковых сторон на излучение, и является необходимым при проектировании антенны.

Коэффициент связи между двумя соседними элементами определяется их относительным расположением. На рисунке 4.1.3 коэффициент взаимной связи между двумя элементами показан в виде функции от расстояния между ними в двух ортогональных плоскостях. Взаимная связь между элементами антенны осуществляется при помощи волн: пространственных,

поверхностных и утечек, возникающих вследствие действия полей вдоль границы раздела воздух-диэлектрик и перемещающихся между элементами. Для электрически толстых подложек на значение коэффициента связи сильно влияют поверхностные волны в плоскости  $E$ , особенно при значительном расстоянии между элементами [9, 10].

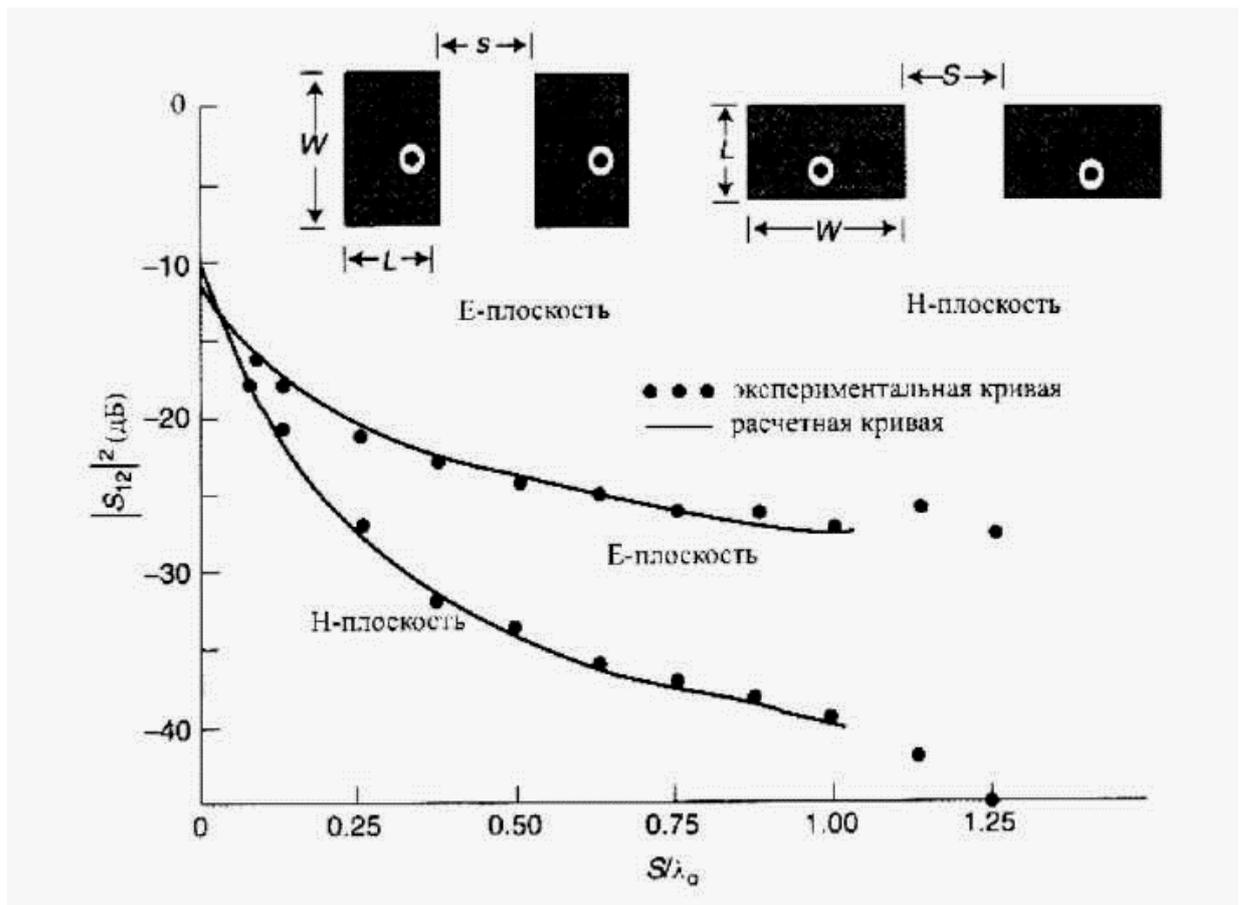


Рисунок 4.1.3 Коэффициент взаимной связи между двумя коаксиальными проводниками микрополосковой антенны в плоскостях  $E$  и  $H$

### Антенные решетки

Сканирование, т. е. перемещение луча антенны в пространстве, может осуществляться механическим, электромеханическим и чисто электрическим способами. При механическом способе сканирования осуществляется поворот всей конструкции антенны, что сильно ограничивает скорость

обзора пространства и требует больших энергетических затрат. При электромеханическом способе сканирования с помощью электромагнитов или электродвигателей осуществляется механическое перемещение одного или нескольких элементов антенны, что приводит к наклону эквифазной поверхности поля в неподвижном раскрыве. Классическим примером является управление положением луча зеркальной антенны при боковом смещении облучателя. Электромеханический способ обеспечивает лучшее быстродействие, так как движущиеся элементы имеют небольшую массу по сравнению с массой всей антенны. Однако ни механический, ни электромеханический способы сканирования не удовлетворяют современным требованиям к скорости обзора пространства и не дают возможности одновременно следить за перемещениями нескольких быстро движущихся объектов.

Наибольшую скорость обзора обеспечивает электрический способ сканирования. При этом способе амплитудно-фазовое распределение возбуждения в неподвижном раскрыве антенны регулируется с помощью электронно-управляемых устройств, например полупроводниковых или ферритовых фазовращателей и коммутаторов. Быстродействие сканирования здесь ограничивается инерционностью, обусловленной постоянными времени электрических цепей, причем эта инерция на несколько порядков меньше механической инерции в двух первых способах.

Электрическое сканирование реализуется в многоэлементных антенных решетках. Различают фазовое, амплитудное и частотное сканирование. В фазовом способе сканирования регулируются только фазовые сдвиги на входах отдельных излучателей решетки при почти не меняющемся амплитудном распределении. В амплитудном способе сканирования перемещение луча осуществляется переключением входов многолучевой антенной системы, т. е. происходит коммутация парциальных ДН. При частотном способе электрического сканирования управление фазовыми сдвигами элементов антенной решетки происходит при изменении только

одного параметра — частоты колебаний, что требует создания специальных частотно-зависимых схем возбуждения элементов решетки.

Принципы управления положением луча антенной решетки при изменении закона фазирования излучателей были известны еще в 20—30-х годах, однако практическая реализация сканирующих антенных решеток с электрическим управлением задержалась до 50—80-х годов. Именно в это время с возрастанием скоростей самолетов, появлением ракет и освоением космоса резко возросли требования к быстродействию радиолокационных средств: Решающее значение сыграло появление ЭВМ, без которых было бы немыслимо скоординировать работу многих сотен или даже тысяч излучателей сканирующей антенной решетки. Немаловажной предпосылкой реализации электрического сканирования явились также успехи в разработке быстродействующих полупроводниковых и ферритовых управляющих устройств.

Многоэлементность антенных устройств, в свою очередь, повлекла за собой расширение круга задач, решаемых радиотехническими системами, и вызвала появление ряда новых принципов в радиосвязи, радиолокации и радиоастрономии. Перечислим наиболее важные задачи, решаемые с помощью многоэлементных антенных решеток.

1. Электрическое сканирование в широком секторе углов.
2. Получение ДН заданной формы путем регулирования амплитуд и фаз возбуждения отдельных излучателей.
3. Возможность когерентного сложения в одном луче мощностей многих генераторов или усилителей мощности колебаний СВЧ для получения больших мощностей излучения, недостижимых в обычных антеннах из-за ограниченной электрической прочности.
4. Более полное извлечение информации из приходящих к антенне электромагнитных волн в результате применения сложных методов совместной параллельной обработки сигналов, принимаемых отдельными элементами антенной системы.

5. Возможность синфазного сложения сигналов, принимаемых системой крупных антенн, для получения очень больших эффективных поверхностей при радиоприеме, недостижимых в обычных антеннах из-за влияния неточностей изготовления.

6. Повышение надежности радиосистемы вследствие параллельного действия многих элементов. Выход из строя, скажем, 20% элементов антенной решетки не приводит к катастрофическому отказу радиосистемы, а лишь несколько ухудшает ее характеристики.

Практическая реализация управляемых антенных решеток осложняется рядом специфических трудностей. К числу мешающих факторов относятся: появление фазовых ошибок в раскрыве из-за неточности действия управляющих устройств, из-за дискретности фазирования, рассогласования и взаимосвязи элементов при сканировании; появление дополнительных потерь мощности СВЧ в управляющих устройствах; относительная узкополосность, связанная с возможностью появления побочных главных максимумов, и др. Немалые трудности проистекают из-за высокой начальной стоимости и сравнительно больших эксплуатационных расходов, связанных с периодическими проверками, подстройками и заменой отказавших элементов.

Из изложенного следует, что антенные решетки относятся к числу сложных радиотехнических систем, основанных на многих принципах теории антенн и устройств СВЧ и принципах теории информации. Современные антенные решетки характеризуются большим разнообразием областей применения (наземные и бортовые), различаются по числу элементов (от нескольких единиц до десятков тысяч), по форме раскрыва (плоские, выпуклые, кольцевые и т. д.), по диапазону (от коротких волн до волн оптического диапазона).

## **Фазированные антенные решетки**

Фазированные антенные решетки (ФАР) — это наиболее распространенный класс антенных решеток, позволяющий создавать сканирующие антенные системы как средних, так и очень больших электрических размеров. Различают активные и пассивные ФАР. В активных фазированных антенных решетках (АФАР) каждый элемент возбуждается от отдельного фазированного генератора или усилителя мощности, а также снабжается переключателем приема-передачи и каскадами, осуществляющими преобразование частоты и предварительное усиление принятых сигналов. Все перечисленные элементы образуют приемопередающий модуль АФАР-Модуль должен иметь небольшие поперечные размеры ( $0,6 — 0,7 \lambda$ ), допускающие его размещение в пределах участка площади раскрытия, приходящейся на один элемент решетки. Модули АФАР часто выполняют по технологии интегральных схем, на основе микрополосковых линий передачи и микрополосковых излучателей. Несомненными преимуществами АФАР являются высокая технологичность, надежность конструкции многоэлементной антенны и кардинальное сокращение длины трактов СВЧ между излучателями и приемопередающей аппаратурой.

В пассивных ФАР все излучатели возбуждаются от общего генератора (или работают на общий приемник). Поэтому неотъемлемой частью пассивной ФАР является распределитель мощности между элементами решетки.

### **Распределители в виде закрытого тракта.**

Разводка мощности СВЧ к излучателям решетки в распределителях этого типа осуществляется с помощью пассивных многополюсников, состоящих из отрезков линий передачи, тройников, направленных ответвителей и т. п. Различают распределители с последовательным и с параллельным питанием излучателей.

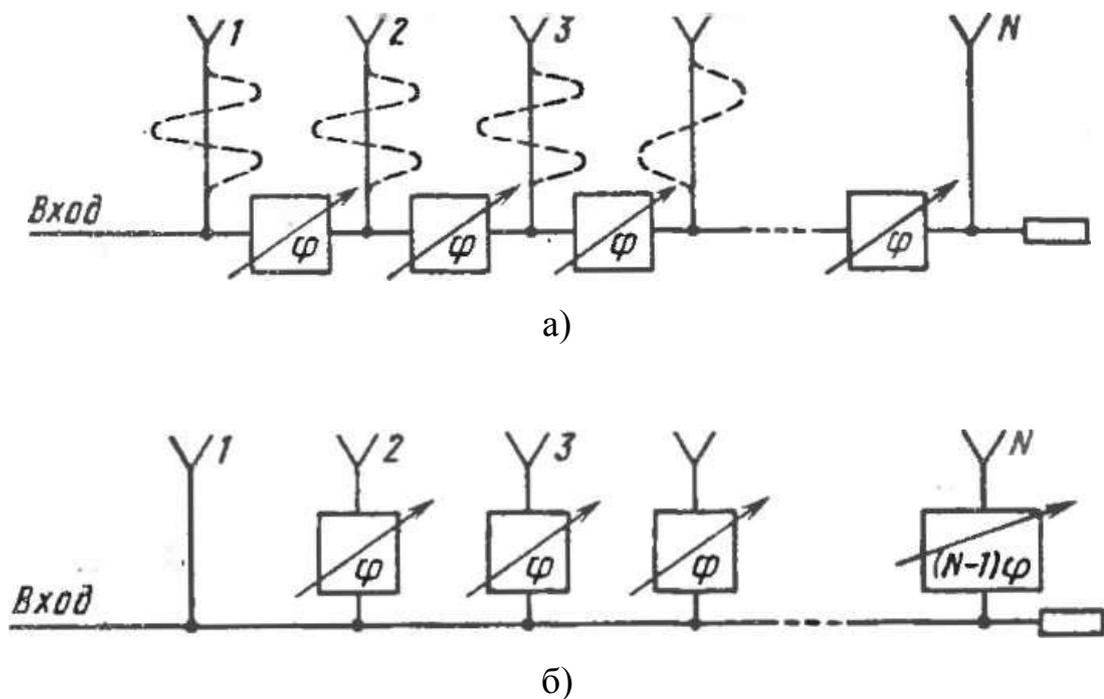


Рисунок 4.1.4 Схемы последовательного питания излучателей ФАР

Классическая схема последовательного питания линейной эквидистантной решетки показана на рисунке 4.1.4, а. Мощность к каждому излучателю ответвляется от главного тракта, и одинаковые проходные фазовращатели включаются в главный тракт между отводами к соседним излучателям. В качестве ответвляющих элементов могут использоваться реактивные тройники со слабой связью в боковое плечо, а также направленные ответвители с малой связью (развязанное плечо ответвителя замыкается на согласованную нагрузку). Схема компактна, все фазовращатели управляются по одному и тому же закону, так как для отклонения луча на определенный угол фазовый сдвиг между соседними излучателями должен быть одинаковым по длине решетки. В результате упрощается система управления фазовращателями. Однако последовательная схема имеет ряд существенных недостатков. Во-первых, происходит накопление и возрастание фазовых ошибок и потерь к концу решетки, в связи с чем допустимо использование только точных фазовращателей с очень малыми потерями. Во-вторых, через ближайший ко входу фазовращатель проходит почти вся излучаемая мощность и, таким образом, требуются

фазовращатели с повышенной электрической прочностью. В-третьих, электрическая длина путей сигналов от общего входа до каждого излучателя оказывается существенно различной, и это может приводить к нежелательному расфазированию решетки на краях рабочей полосы частот. Для выравнивания электрических длин в линии питания излучателей следует включать компенсирующие отрезки линий (штриховые линии на рисунок 4.1.4), что увеличивает размеры распределителя, а потому он уже не является компактным. Фазовращатели в последовательной схеме могут включаться в боковые отводы от главного тракта (рисунок 4.1.4, б), однако при этом теряется простота схемы управления.

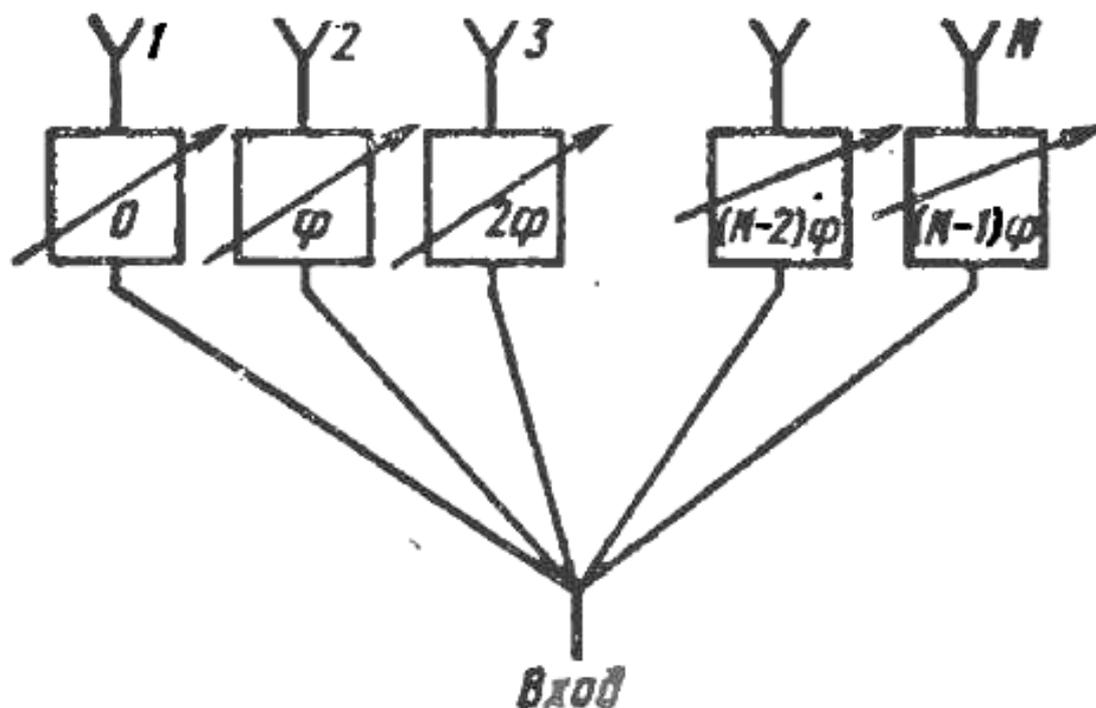


Рисунок 4.1.5 Схема параллельного питания излучателей ФАР

Параллельная схема питания  $N$ -элементной решетки показана на рисунок 4.1.5. Эта схема имеет ряд важных преимуществ. Во-первых, можно использовать сравнительно маломощные фазовращатели, так как через каждый из них проходит только  $1 / N$  излучаемой мощности. Во-вторых, общие потери мощности в управляющих устройствах определяются

ослаблением лишь одного фазовращателя, и поэтому можно использовать фазовращатели с ослаблением, достигающим 1,0—1,5 дБ. Важным преимуществом параллельной схемы является отсутствие накопления фазовых ошибок вдоль раскрыва и возможность выравнивания длины отдельных каналов для обеспечения широкополосности.

Недостатком параллельной схемы является сложность системы управления, так как фазовые сдвиги в каждом фазовращателе различны. Кроме того, имеются трудности хорошего согласования входа распределителя при одновременном делении мощности на много каналов.

Особым случаем схемы параллельного питания является показанная на рисунок 4.1.6, а двоично-этажная схема типа «елочка», в каждом узле которой происходит каскадное деление мощности на две части (возможны варианты схемы с каскадным делением и на большее число частей). В качестве делителей мощности в узлах «елочки» можно использовать простые тройники, мосты, кольцевые резистивные делители мощности. Положительным свойством «елочки» является равенство электрических длин всех каналов, а недостатком — некоторая громоздкость. Используя «елочку» можно упростить схему управления решеткой, если включить фазовращатели в каждый этаж (рисунок 4.1.6, б). В этом случае для получения линейного фазового распределения с шагом  $2\varphi$  между соседними излучателями все фазовращатели каждого этажа должны отрабатывать одинаковый фазовый сдвиг  $\varphi$  (с точностью до знака) и число управляющих сигналов уменьшается до числа этажей схемы.

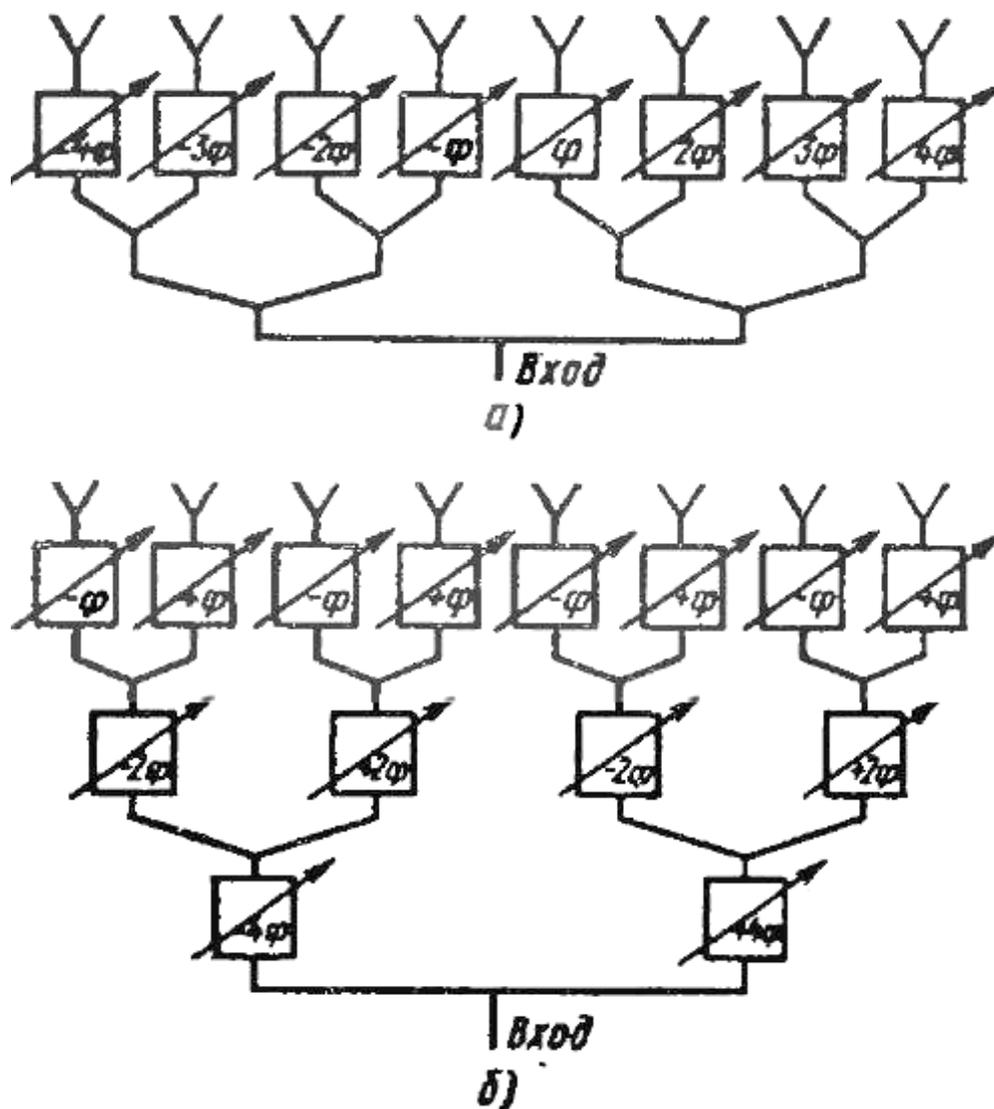


Рисунок 4.1.6 Двоично-этажная схема питания излучателей ФАР

При создании двумерных сканирующих антенных решеток возможны различные комбинации последовательных и параллельных схем питания, особенно если вся решетка предварительно разбита на подрешетки меньших размеров. При выборе той или иной схемы закрытого тракта вопросы определения допустимых ослаблений управляющих элементов, пропускаемой мощности, точности фазирования и допустимой сложности системы управления решают компромиссно. Неоспоримым преимуществом закрытых трактов является возможность равномерного распределения мощности между излучателями (или создание иного заданного амплитудного распределения) и

отсутствие паразитного неуправляемого излучения, присущего схемам оптического питания [12].

## 4.2 Рекомендации по выполнению работы

При выполнении лабораторной работы необходимо изучить принципы работы программного обеспечения *CST Microwave Studio* для автоматизированного проектирования микроволновых устройств..

Для каждого варианта данные задаются из таблицы 4.1

Таблица 4.1

№ варианта	Диэлектрическая проницаемость материала подложки $\epsilon$	Толщина подложки $h$ , мм	Рабочая частота $f_0$ , ГГц
1	2,2	1,5	4
2	3,8	1	6
3	9,8	0,5	8
4	2,2	1,5	8
5	3,8	1	10
6	9,8	0,5	4
7	2,2	1,5	6
8	3,8	1	10
9	9,8	0,5	12

## 4.3 Содержание отчета

Отчет о проделанной работе должен содержать следующие разделы:

Цель работы;

Краткая теория;

Результаты работы - графики зависимостей коэффициента ослабления от частоты для входа антенны, а также диаграмма направленности в полярных координатах для одиночного излучателя и антенной решетки.

Выводы по проделанной работе

#### 4.4 Контрольные вопросы

1. Что такое микрополосковая антенна?
2. Какой тип волны распространяется в коаксиальной линии?
3. Назовите основные преимущества использования антенной решетки?
4. Назовите принцип работы электрического сканирования пространства?
5. Назовите основные схемы питания ФАР?

#### 4.5 Расчетное задание

Рассчитайте геометрические размеры прямоугольной микрополосковой антенны, а также подводящей коаксиальной линии с сопротивлением 50 Ом.

В качестве материала диэлектрика в примере использован RT/duroid 5880 с диэлектрической проницаемостью 2,2, толщина подложки 1,588 мм, размер подложки 20x20 мм, размеры коаксиальной линии:

диаметр внутреннего проводника  $d_1 = 1$  мм;

диаметр внешнего проводника  $d_2 = 3,447$  мм;

Частота излучения антенны 10 ГГц.

## 4.6 Работа с программным обеспечением

1. По рассчитанным выше данным нарисуйте топологию микрополосковой антенны, задайте переменные для длины  $l$ , ширины  $W$ , толщины металлизации  $t$  ( $t=0.05\text{мм}$ ) прямоугольной антенны; толщины  $h$ , диэлектрической проницаемости  $\epsilon_{rs}$  подложки.

2. В качестве возбуждающей линии используйте коаксиальную линию с диаметром внутреннего проводника  $d1 = 1$  мм и диаметром внешнего проводника  $d2 = 3,447$  мм и заполнением из диэлектрика подложки. Для задания координат установки коаксиальной линии создайте переменные  $x = 0$ ,  $y = 0$ . В итоге получите структуру, изображенную на рисунке 4.6.1.

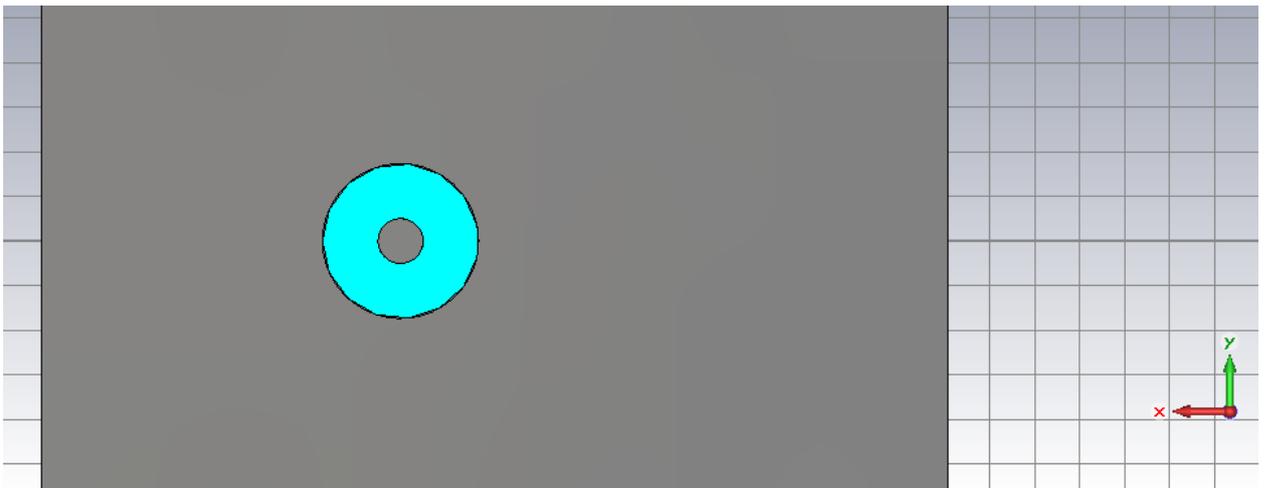


Рисунок 4.6.1

3. Задайте диапазон частот от 8 до 12 ГГц, окружающий материал воздух и граничные условия следующим образом:

По плоскости экрана – *Electric*, по плоскости антенны – *Open Add Space*.

**Важно:** для точного расчета необходимо при проектировании элемента решетки задать его граничные условия по осям  $X$  и  $Y$  как *Unit Cell*.

4. Установите волноводный порт в месте подключения коаксиальной линии.

5. Для расчета диаграммы направленности необходимо установить монитор поля, выбрав в качестве монитора *Farfield/RCS* на частоте 10 ГГц, как показано на рисунке 4.6.2.

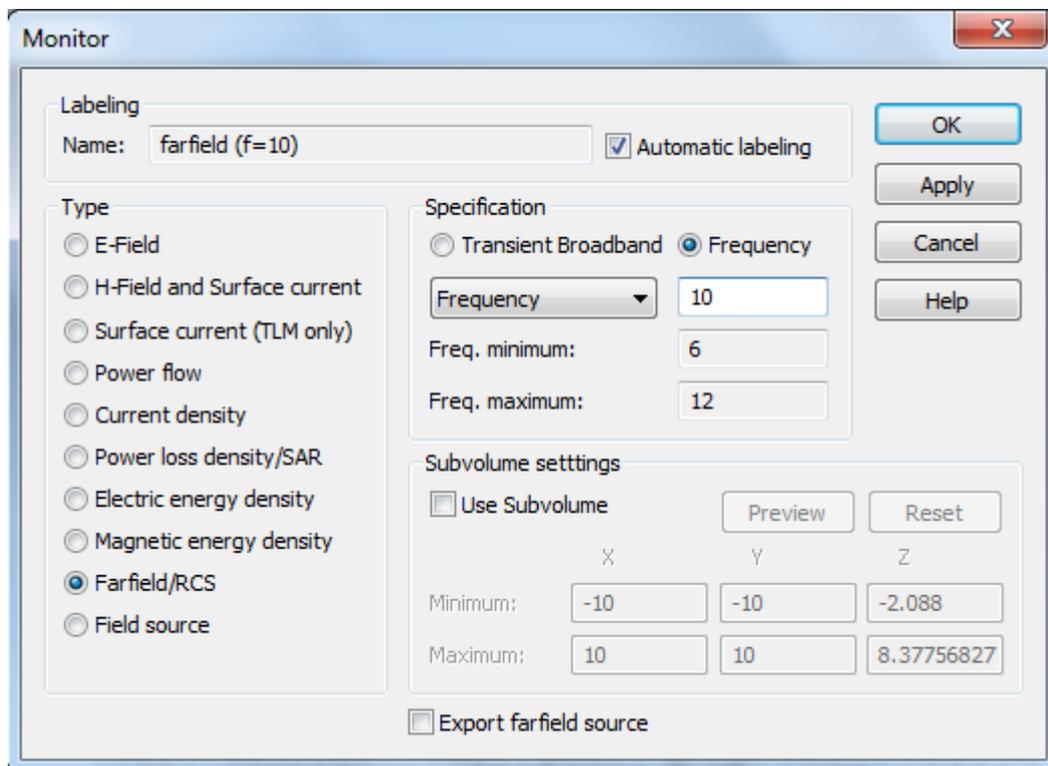


Рисунок 4.6.2

6. Так как моделируемый тип антенны является резонансным, выберете в качестве метода расчета частотный анализ (*Frequency Domain Solver*). Проведите анализ структуры.

7. После окончания расчета в каталоге *Farfields* дерева навигации появиться папка *Farfield (f = 10)* в которой расположена смоделированная диаграмма направленности. антенны (ДНА). В CST Microwave Studio ДНА может быть представлена в качестве трехмерного (рисунок 4.6.3), двухмерного распределения (рисунок 4.6.4), в полярных (рисунок 4.6.5) и в декартовых (рисунок 4.6.6) координатах. Переключение между режимами осуществляется выбором соответствующей иконки на вкладке *Farfield Plot* при выборе ДНА.

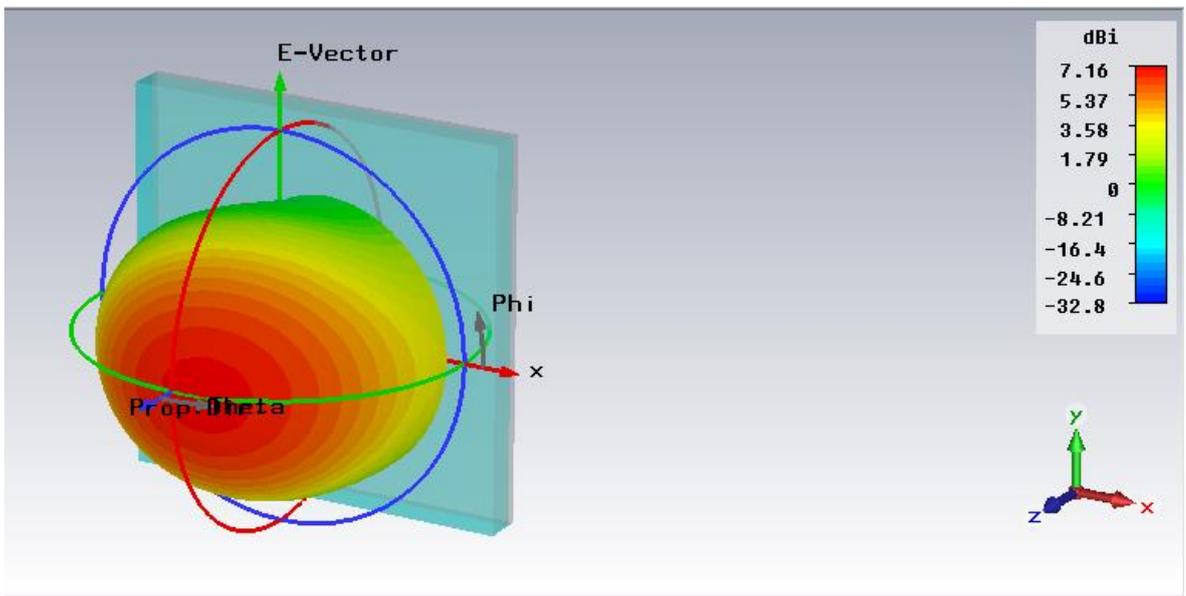


Рисунок 4.6.3

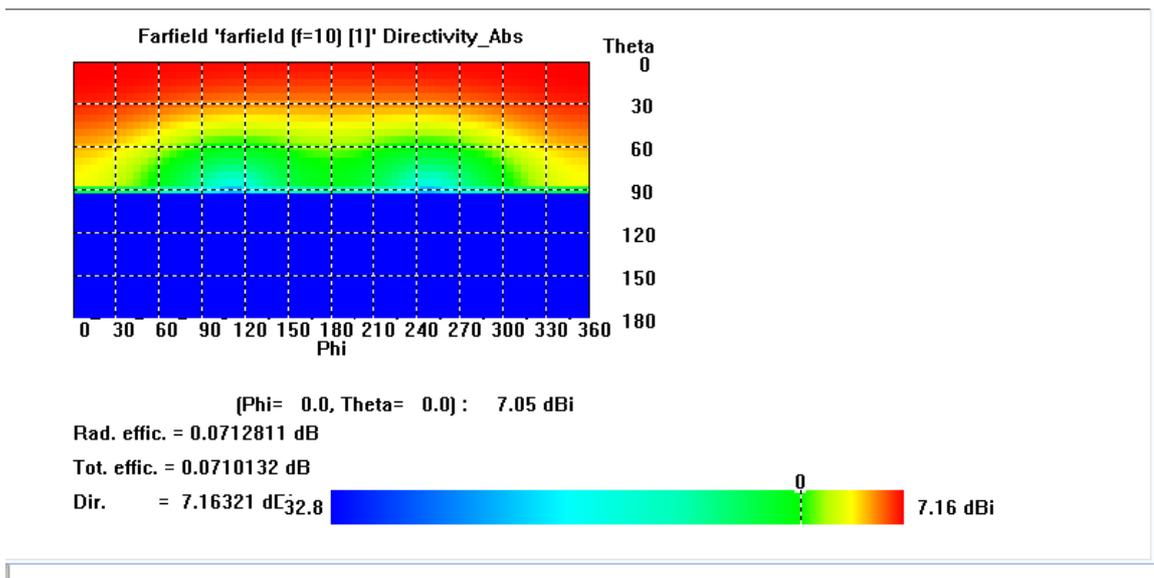


Рисунок 4.6.4

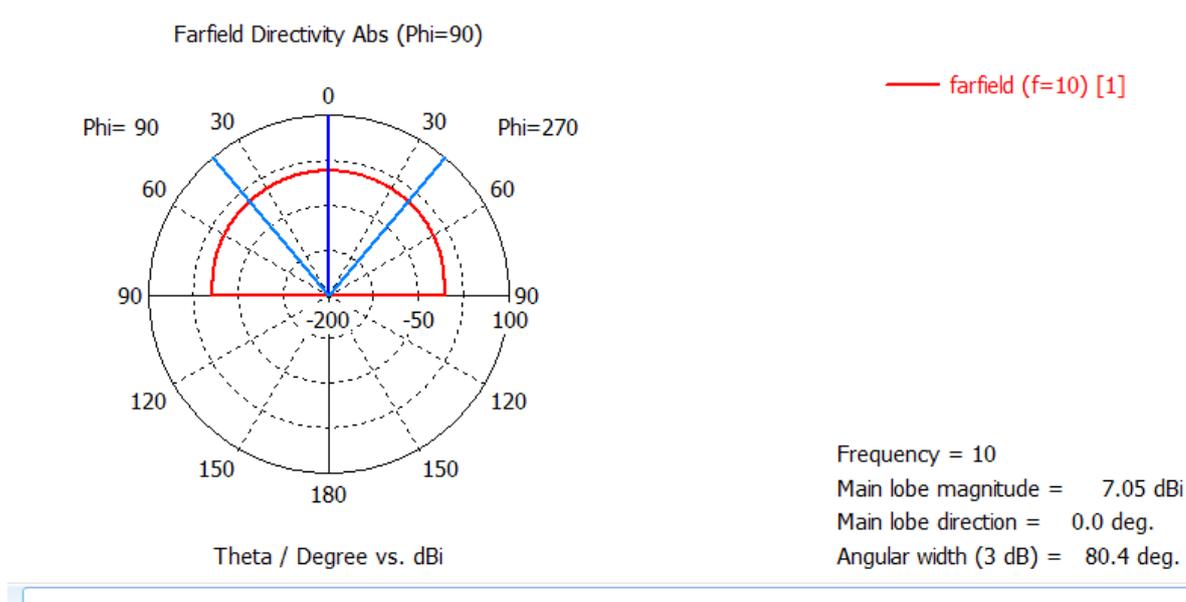


Рисунок 4.6.5

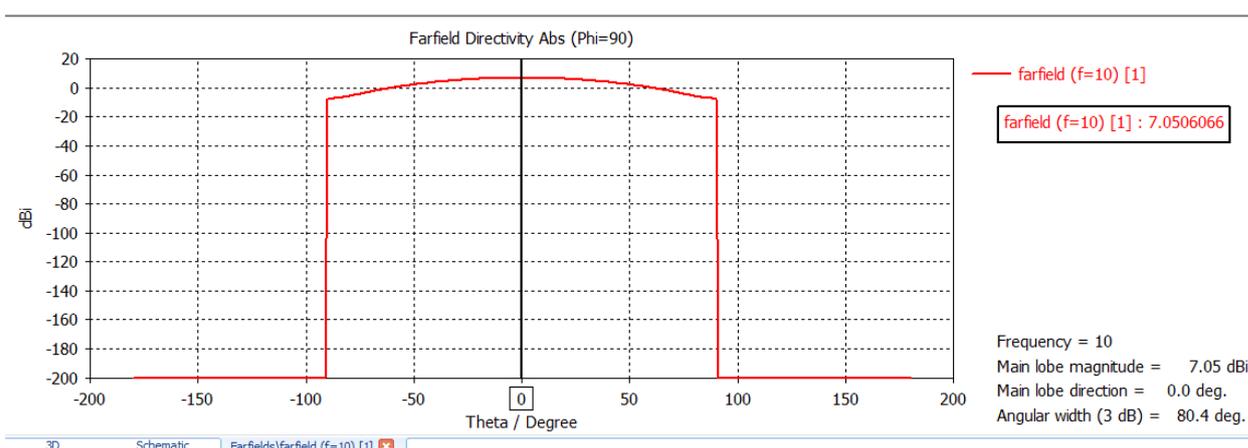


Рисунок 4.6.6

Убедитесь в правильности моделирования порта, путем сравнения изображения линий поля  $E$  и  $H$ , а также значения волнового сопротивления подводимой линии.

8. Рассмотрим смоделированный график зависимости  $S_{1,1}$  от частоты нашей модели антенны. Как мы видим, частота минимума коэффициента отражения от входа антенны несколько отличается от рассчитанной теоретически. Для того, чтобы добиться требуемой частоты излучения используем инструмент оптимизации параметров структуры. Для этого

необходимо перейти к настройкам частотного метода анализа структуры (*Frequency Domain Solver*).

В появившемся окне нажмите кнопку *Optimizer...*

Окно настроек оптимизации состоит из трех вкладок (рисунок 4.6.7):

- Настройки (*Settings*) для выбора метода оптимизации, оптимизируемых переменных;
- Цели (*Goals*) для задания необходимых условий оптимизации;
- Информация (*Info*) для предоставления информации о текущих параметрах оптимизации.

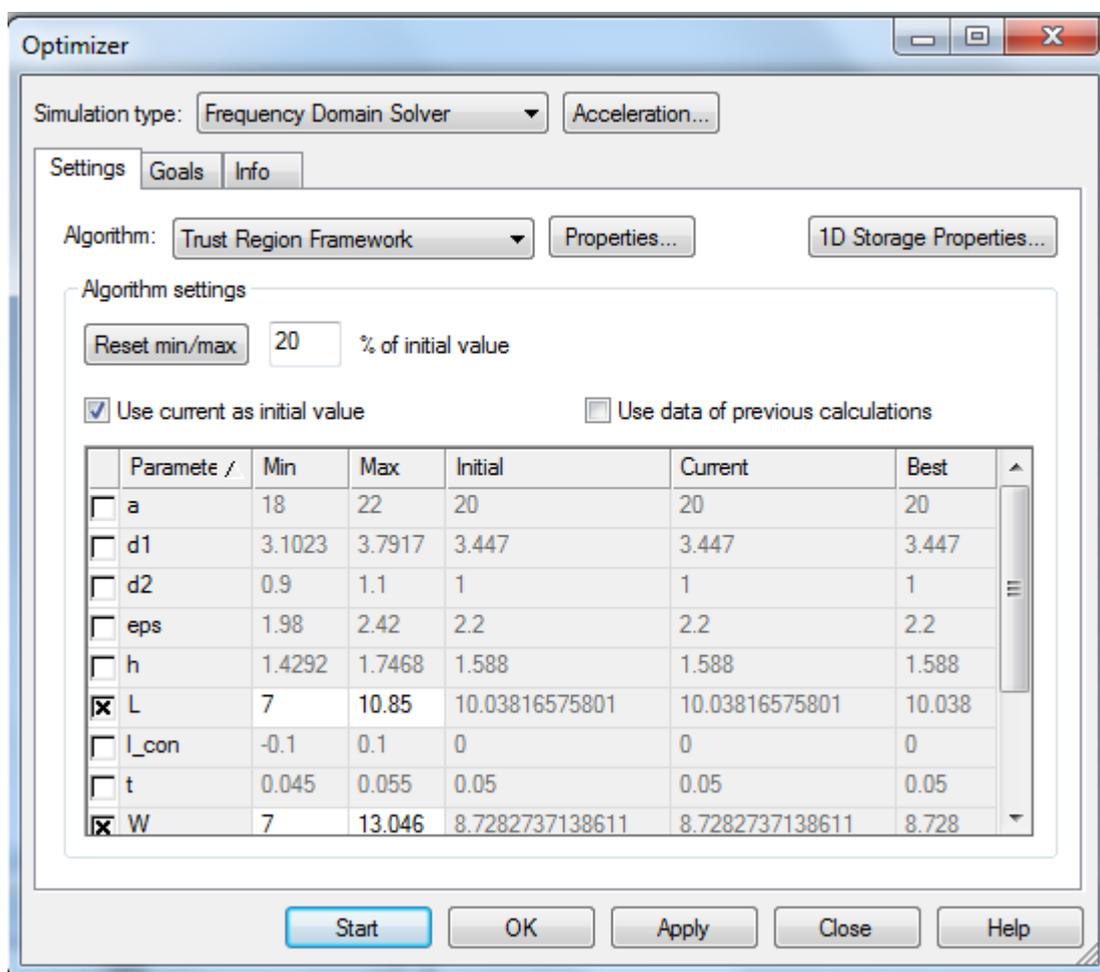


Рисунок 4.6.7

Выставим значения пределов оптимизации для интересующих нас переменных на вкладке *Settings* (для выбора переменной поставьте крестик слева от ее названия):

$L$  – от 7 до 11 мм;

$W$  – от 7 до 13 мм;

$x$  – от 0 до  $W/2$ .

На вкладке *Goals* необходимо задать цели оптимизации. Интересующий нас параметр это модуль коэффициента отражения от входа антенны  $S_{1,1}$ , значение которого должно быть меньше 40 дБ на частоте 10 ГГц. После добавления требуемой цели получим окно следующего вида, представленного на рисунке 4.6.8.

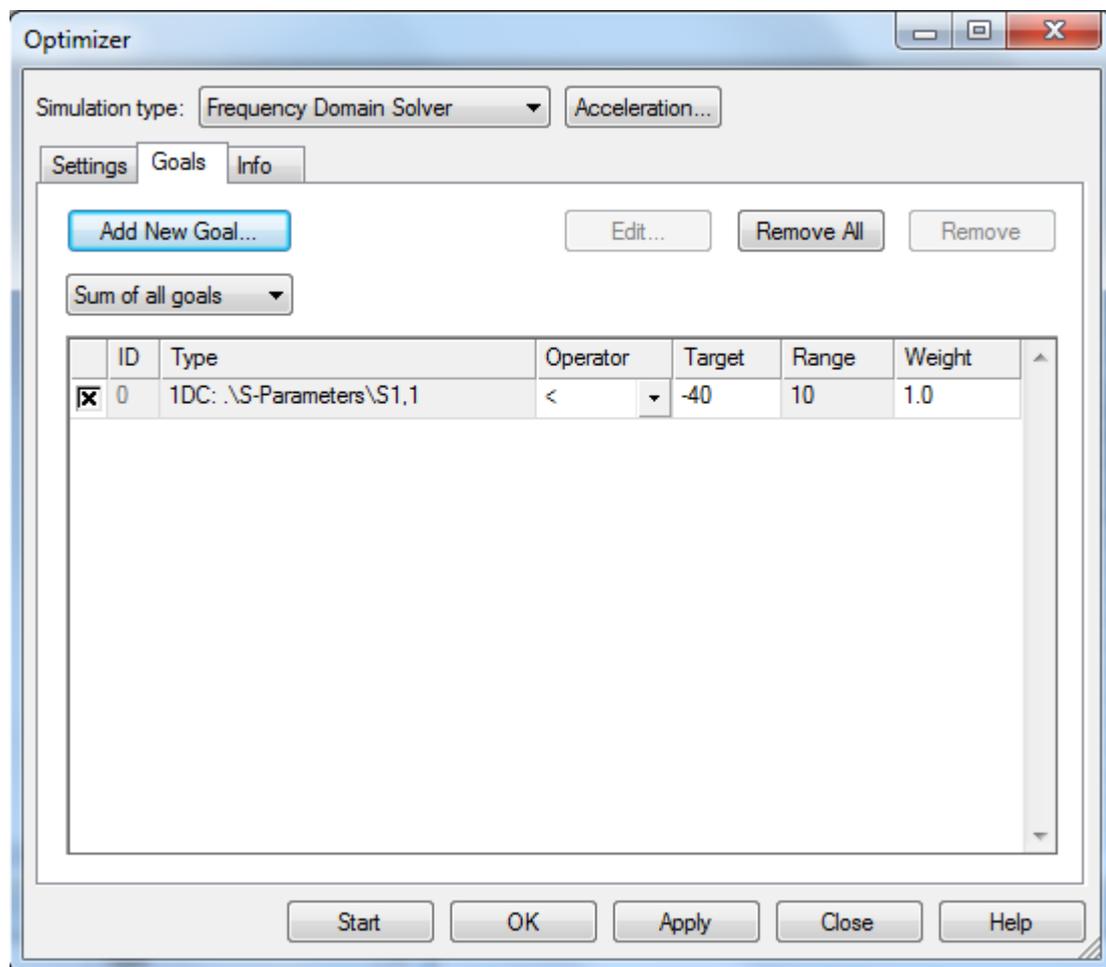


Рисунок 4.6.8

После нажатия кнопки *Start* начнется процесс подбора необходимых значений переменных для достижения поставленной цели. Все графики зависимостей интересующего параметра ( $S_{1,1}$ ) появятся в дереве навигации в папке *Tables* и имеет вид, представленный на рисунке 4.6.9. Для просмотра

значений переменных для конкретной кривой нажмите правой кнопкой мыши на графике и выберете пункт *Curve Info* (Информация о кривых). В появившемся окне можно получить интересующую информацию о всех кривых.

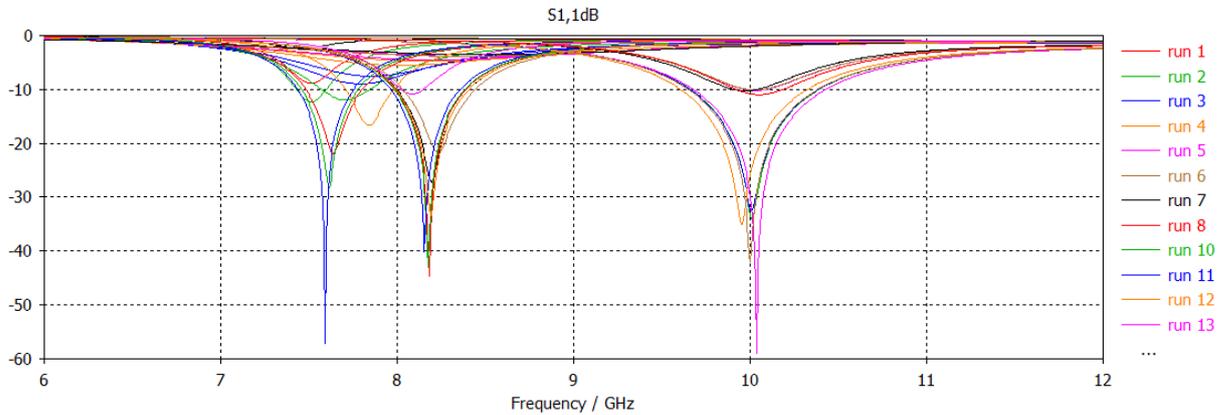


Рисунок 4.6.9

После получения значений переменных проведите анализ структуры для получения трехмерной диаграммы направленности антенны.

Микрополосковая антенна (МПА) обладает низкой направленностью. Для повышения коэффициента направленного действия (КНД) часто МПА объединяют в антенные решетки. Множитель направленности линейной антенной решетки вычисляется по формуле:[11].

$$F(\theta) = \frac{\sin u}{N \sin \frac{u}{N}}, \text{ где } u = \frac{Nkd}{2} \left( \sin \theta - \frac{\Delta\varphi}{kd} \right),$$

$N$  – количество излучателей в решетке,  $d$  – расстояние между излучателями,

$\theta$  – угол, отсчитываемый от перпендикуляра к оси решетки,

$\Delta\varphi$  – разность фаз колебаний смежных излучателей.

Изменение  $\Delta\varphi$  приводит к сканированию – перемещению максимума ДН. Шаг элементов в решетке выбирается в пределах условия:

$$(0,5 - 0,7)\lambda \tag{4.18}$$

Для реализации антенной решетки из набора элементарных излучателей, модель которого была получена ранее, существует несколько способов, которые подробно рассматриваются далее.

Первый способ – использование функции *Farfield array* на вкладке *Farfield plot* при выборе ДНА в дереве навигации. Этот способ доступен после полного анализа одного элемента решетки (микрополосковой антенны). При выборе данной функции открывается меню, представленное на рисунке 4.6.10.

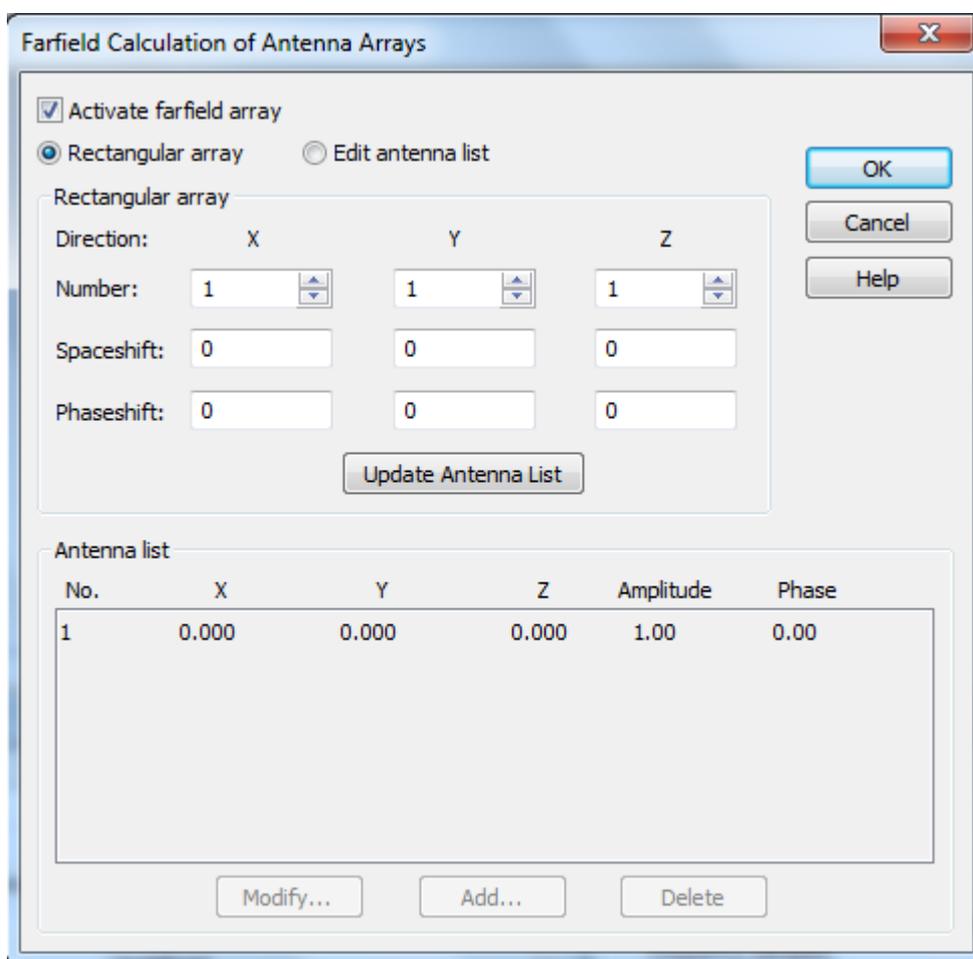


Рисунок 4.6.10

На рисунке 4.6.11 изображен принцип работы данной функции.

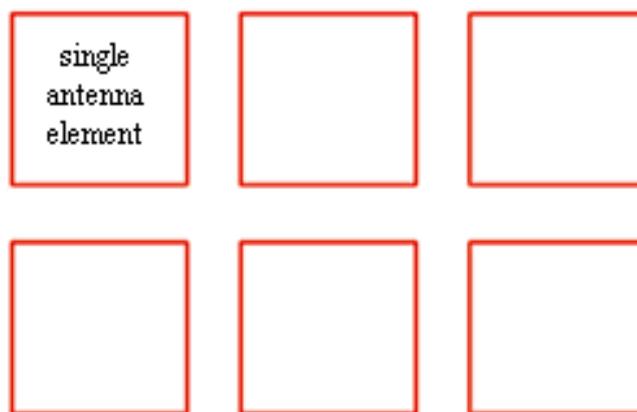


Рисунок 4.6.11

В таблице *Rectangular array* задается :

- *Number* – количество элементов решетки, расположенных вдоль осей  $X, Y, Z$ ;
- *Spaceshift* – расстояние между элементами;
- *Phaseshift* – сдвиг фаз между соседними элементами.

Все добавленные позиции при нажатии кнопки *Update antenna list* добавятся в таблице *Antenna list* снизу. Также можно задать положение элементов и их параметры вручную, если выбрать пункт *Edit antenna list*.

Выберем количество элементов по осям  $X - 5, Y - 5, Z - 1$ . Выберем расстояние между элементами согласно условию (4.18), например 20 мм и фазовый сдвиг равный нуль градусов. После этого диаграмма направленности антенной решетки примет вид, изображенный на рисунке 4.6.12.

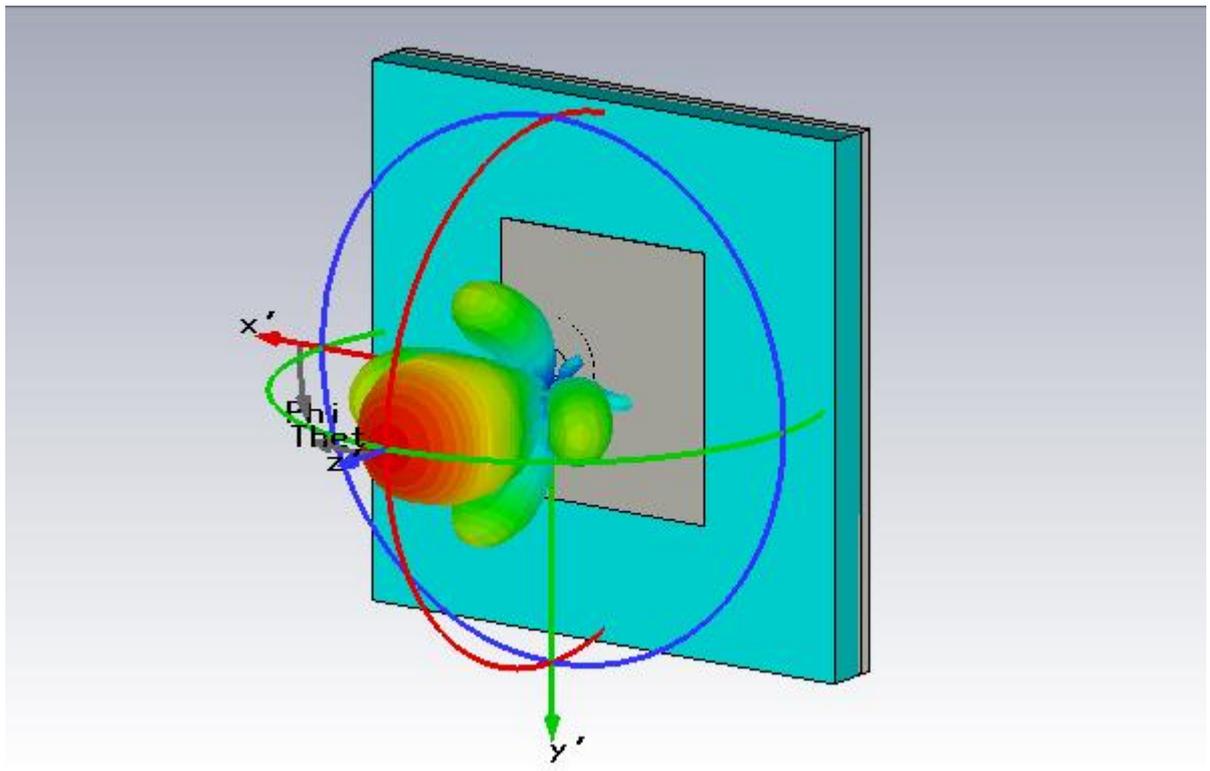


Рисунок 4.6.12

Второй способ – использование встроенного мастера – *Array Wizard* на вкладке *Home* в меню *Macros – Wizard*. Общий вид меню представлен на рисунке 4.6.13.

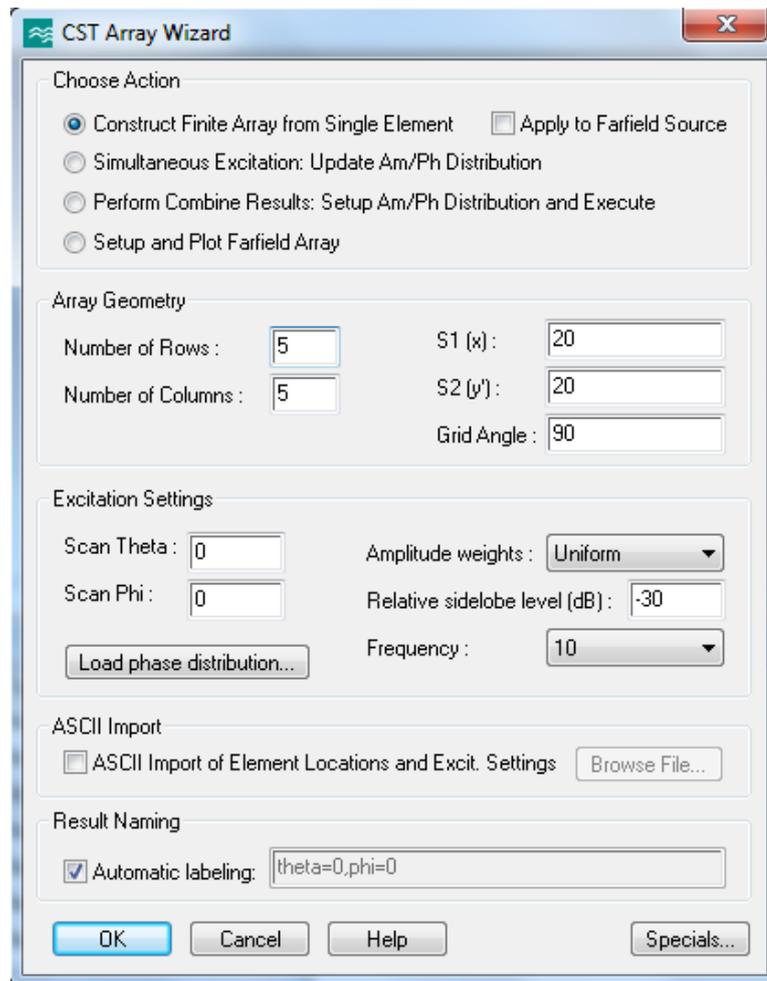


Рисунок 4.6.13

Основные параметры и принцип работы с мастером описанные в [2] представлены ниже.

Этот мастер может быть полезен при проектировании плоских антенных решеток. Поддерживаются различные операции:

1. Построение конечной решетки из одного элемента / элементарной ячейки;
2. Одновременное возбуждение элементов;
3. Выполнение обобщенных результатов;
4. Настройка и построение диаграммы направленности антенной решетки.

Следующие рисунки иллюстрируют некоторые возможности этого мастера.

При выборе первого пункта – *Construct Finite Array from Single Element* в рабочем поле будет создан массив из одиночных элементов, параметры которого были рассчитаны ранее. Рассмотрим параметры, задаваемые в данном меню:

*Number of Rows* – Количество «строк» в решетке (количество элементов по оси  $X$ ). Зададим 3.

*Number of Columns* – Количество «столбцов» в решетке (количество элементов по оси  $Y$ ). Зададим 3.

$S1(x)$ ,  $S2(y)$  – расстояние между элементами по осям  $X$  и  $Y$ , соответственно, например 20 мм.

*Grid Angle* – угол поворота сетки решетки. Для перпендикулярного расположения элементов зададим угол равный 90 градусов.

В итоге получим решетку, изображенную на рисунке 4.6.14.

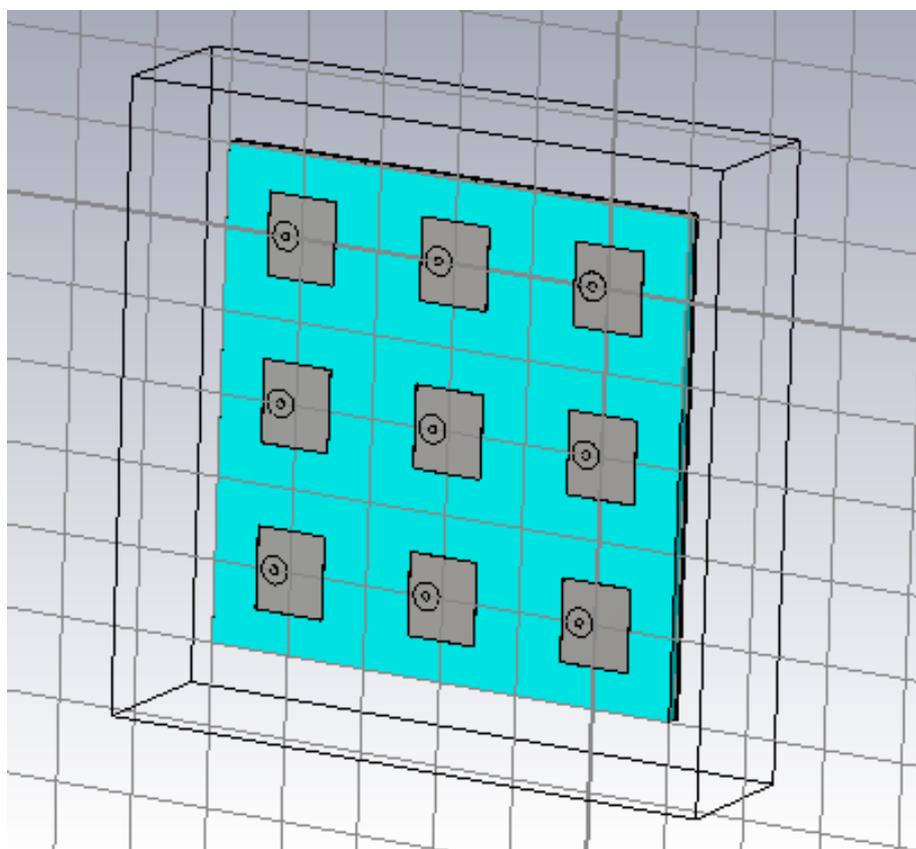


Рисунок 4.6.14

Проведем анализ новой построенной структуры. В итоге после расчета, в дереве навигации, рассмотрим рассчитанную диаграмму направленности антенной решетки (Рисунок 4.6.15).

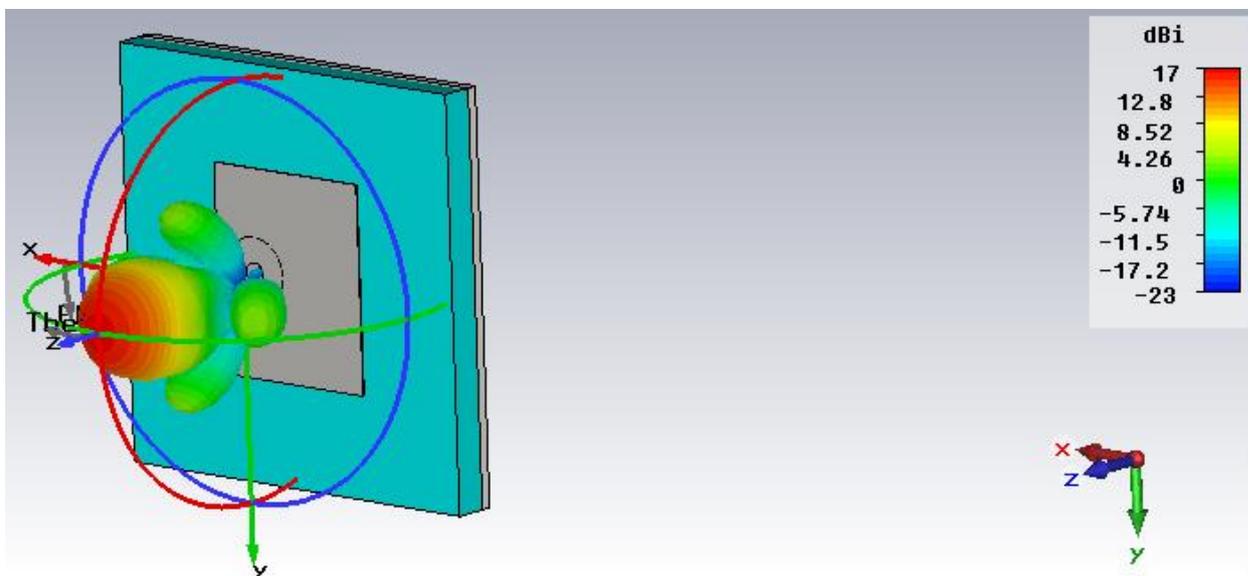


Рисунок 4.6.15

Как видно из рисунка 4.6.15, рассчитанная диаграмма направленности полной решетки, соответствует рассчитанной ранее.

Также можно получить результаты по первому способу используя пункт в мастере антенных решеток – *Setup and Plot Farfield Array*.

Для наглядного просмотра работы фазированной решетки вернемся к анализу отдельного элемента (Для этого отредактируем *History List*, то есть удалим все пункты после расчета единичного элемента). Далее, в меню *Farfield array* на вкладке *Farfield plot* выставим количество элементов по осям  $X$ ,  $Y$  равное 5. Изменяйте значение сдвига фаз по оси  $X$  от 0 до 180 градусов (при значении сдвига фаз по оси  $Y$  равное 0). Зафиксируйте полученные ДНА. На рисунке 4.6.16 изображена ДНА при сдвиге фаз по оси  $X$  равным 90 градусов.

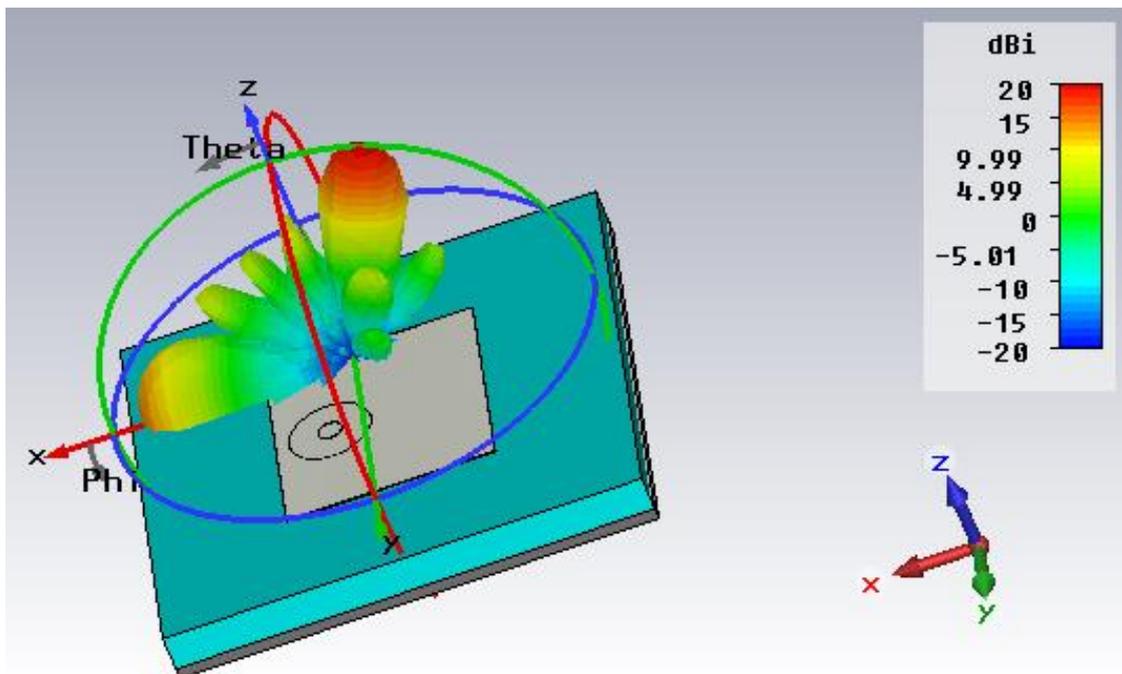


Рисунок 4.6.16

Затем изменяйте значение сдвига фаз по оси  $Y$  от 0 до 180 градусов (при значении сдвига фаз по оси  $X$  равное 0). Зафиксируйте полученные ДНА. На рисунке 4.6.17 изображена ДНА при сдвиге фаз по оси  $Y$  равным 90 градусов.

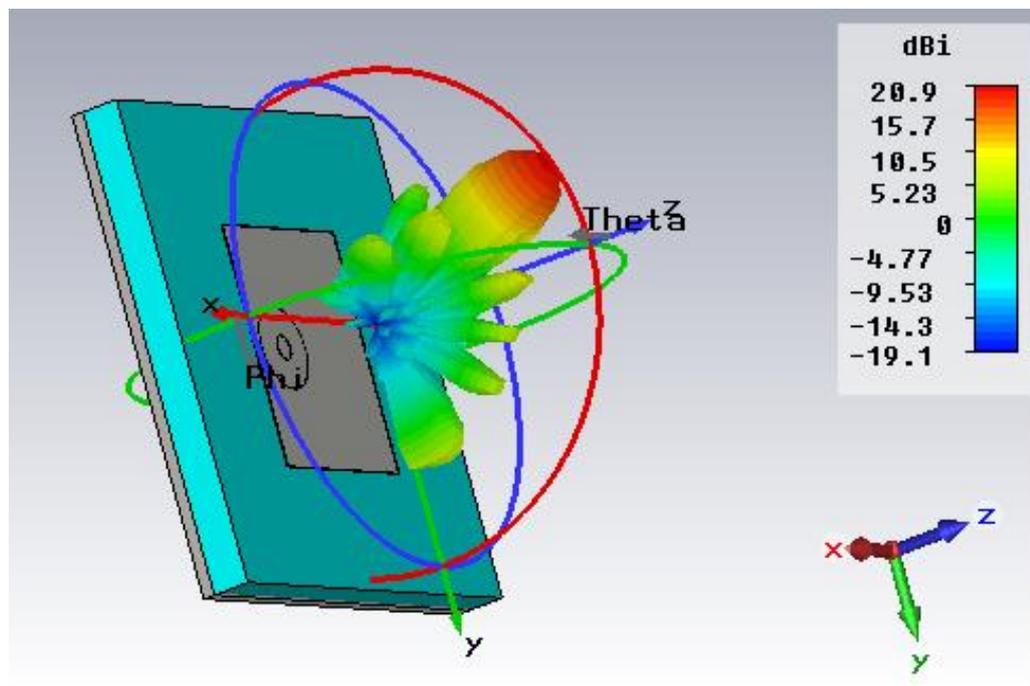


Рисунок 4.6.17

Далее выставьте значение сдвига фаз 90 градусов по обеим осям ( $X$  и  $Y$ ).  
Объясните полученные результаты.

## Список литературы

1. Волноводы и объемные резонаторы. Методические указания к решению задач по курсу “Электродинамика и распространение радиоволн”/ И.П. Соловьянова, С.Н. Шабунин. Екатеринбург: УГТУ, 1999. - 40 С.
2. CST Studio 2014 [Электронный ресурс]. – Computer Simulation Technology, 2014. 1 электрон. опт. диск (DVD-ROM).
3. Справочник по элементам волноводной техники / А. Л. Фельдштейн, Л. Р. Явич, В. П. Смирнов . – 2-е изд., перераб. и доп . – М. : Советское радио, 1967 . – 651 с.
4. Проектирование полосковых устройств СВЧ. – Учебное пособие. Ульяновск, 2001. – 123 С.
5. Малорацкий Л.Г., Явин Л.Р., Проектирование и расчет СВЧ-элементов на полосковых линиях. – М.: Сов. радио, 1972. – 232 с.
6. Заргано Г.Ф., Нойкин Ю.М., Толстолицкий С.И., Шевченко В.Н. учебно-методическое пособие к специальному лабораторному практикуму «Измерения на СВЧ» (специальность 013800 – радиофизика и электроника) Часть XXXIV прямоугольный резонатор: Ростов-на-Дону, 2008 – 34 С.
7. Handbook of microwave technology / edited by T. Koryu Ishii, v. 1. Components and devices, Academic press, inc., 1995, 735 p.
8. Заметки по применению Agilent, Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials (Основы измерения диэлектрических свойств материалов), номер публикации 5989-2589RURU, 2010
9. Лысенко И.Е. Курс лекций: «Компоненты микросистемной техники. Семестр 6» Лекция №27: «Микроантенны» [Электронный ресурс] // Дисциплина "физические основы микро- и наносистемной техники" URL: [http://fep.tti.sfedu.ru/russian/kes/subjects/kmst/lecture\\_27.doc](http://fep.tti.sfedu.ru/russian/kes/subjects/kmst/lecture_27.doc).
10. Balanis C. Antenna Theory, 3rd Edition, Wiley, 2005, 1073 p.
11. Системы автоматизированного проектирования СВЧ устройств: учебно-методическое пособие для практических занятий и самостоятельной работы [Электронный ресурс] / сост.: А. А. Ерохин, Е. А. Литинская, В. С.

Панько, Ю. П. Саломатов. – Электрон. дан. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2013.

12. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: Учеб. для радиотехнич. спец. вузов. – М.: Высш. шк., 1988. – 432 с.

**Учебное издание**

**Гошин Геннадий Георгиевич**  
**Трубачев Анатолий Андреевич**  
**Фатеев Алексей Викторович**

**Основы автоматизированного проектирования  
антенных систем**  
**Компьютерный лабораторный практикум**

Учебно-методическое пособие по лабораторным занятиям  
по дисциплине «Основы автоматизированного проектирования  
антенных систем»

Формат 60x84 1/16. Усл. печ. л.-----.

Тираж экз. Заказ-----.

Отпечатано в Томском государственном университете  
систем управления и радиоэлектроники.

634050, Томск, пр. Ленина, 40. Тел. (3822) 533018.