

Министерство образования и науки Российской Федерации
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

А.В. Фатеев

**Применение CST Microwave Studio
для расчета антенн и устройств СВЧ**

Учебное пособие

Рекомендовано Сибирским региональным отделением учебно-методического объединения высших учебных заведений РФ по образованию в области радиотехники, электроники, биомедицинской техники и автоматизации для межвузовского использования в качестве учебного пособия для студентов, обучающихся по направлениям подготовки специалистов «Радиоэлектронные системы и комплексы» и магистров «Радиотехника»

Томск
Издательство ТУСУРа
2017

УДК [621.396.029.6-047/56+621.396.67.001.2-52](075.8)

ББК 32.845-02я73+32.86-02я73

Ф273

Рецензенты:

Балзовский Е.В., канд. физ.-мат. наук, научный сотрудник
лаборатории высокочастотной электроники ИСЭ СО РАН

Саломатов Ю.П., канд. техн. наук, доцент, зав. кафедрой
радиотехники ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»

Фатеев, Алексей Викторович

Ф273 Применение CST Microwave Studio для расчета антенн и устройств СВЧ: учеб. пособие / А.В. Фатеев. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2017. – 115 с.

ISBN 978-5-86889-778-8

Излагаются основы работы с системой электродинамического проектирования CST Microwave Studio. Приведены примеры моделирования антенн и устройств СВЧ. Рассмотрены особенности обработки результатов проектирования.

Для студентов технических вузов, обучающихся по направлениям подготовки специалистов «Радиоэлектронные системы и комплексы» и магистров «Радиотехника».

УДК [621.396.029.6-047/56+621.396.67.001.2-52](075.8)

ББК 32.845-02я73+32.86-02я73

ISBN 978-5-86889-778-8

© Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники, 2017

© Фатеев А.В., 2017

Введение

В настоящее время многие разработчики антенн и устройств СВЧ используют специализированные системы электродинамического проектирования. В основе работы подобных программных продуктов лежит численное решение уравнений Максвелла в интегральной или дифференциальной форме. Используемый метод решения, несомненно, влияет на эффективность и точность, с которой могут быть смоделированы те или иные высокочастотные компоненты и устройства.

Учебное пособие состоит из семи разделов. Первый раздел даёт общее представление о пользовательском интерфейсе программы. Во втором разделе описаны основные инструменты для создания модели устройства и настройки программы. Последующие разделы посвящены расчету антенн и устройств СВЧ, в них приведены возможности постобработки результатов, которые дают наглядное представление о работе устройства и распространении электромагнитных полей в нем.

Цель учебного пособия – дать студентам основные понятия из области моделирования техники антенн и устройств СВЧ, помочь овладеть инструментами расчета и принципами построения антенных систем. Современному радиоспециалисту необходимо ориентироваться в этих вопросах, обладать знаниями о возможностях современных систем электродинамического моделирования, уметь правильно создавать модели, рассчитывать и проектировать устройства СВЧ.

1. Описание CST Microwave Studio

1.1. О программе

CST Microwave Studio является одним из пакетов программ от CST Studio Suite:

✓ CST MICROWAVE STUDIO является программой для трехмерного электромагнитного моделирования различных устройств СВЧ – от волноводов и антенн до оптических элементов. Программа позволяет решить задачу несколькими методами и дает высокую точность расчета. Диапазон длин волн, в котором программа наиболее эффективно работает, – от коротковолнового до нанометрового;

✓ CST EM STUDIO представляет инструмент анализа и проектирования статических и низкочастотных структур. Области применения – соленоиды, трансформаторы, задачи электромагнитной совместимости, генераторы, электромеханические измерительные головки, моторы, датчики и экранирующие конструкции. Имеется возможность анализа электро- и магнитостатических полей, вихревых и поверхностных токов;

✓ CST PARTICLE STUDIO является пакетом для проектирования и анализа трехмерных электронных пушек, катодных лучевых трубок, магнетронов. Он включает несколько программных продуктов, моделирующих движущиеся носители зарядов, а также учитывает температурные процессы;

✓ CST PCB STUDIO – пакет для исследования распространения радиосигналов в печатных платах, в том числе для решения задач электромагнитной совместимости (EMC) и электромагнитных помех (EMI);

✓ CST MPHYSICS STUDIO – специализированный пакет для термодинамического и механического моделирования;

✓ CST CABLE STUDIO – специализированный пакет для моделирования электромагнитных эффектов в кабелях, позволяющий оптимизировать вес и размер одиночных проводов, витых пар, а также сложных жгутов с неограниченным числом проводников. Программа позволяет оценивать напряжения в разных точках кабелей, токи через определенные проводники,

S-параметры, импедансы, а также взаимные наводки проводников друг на друга;

✓ CST BOARDCHECK – специализированный пакет, позволяющий выполнять импорт проектов печатных плат из различных систем проектирования и выявлять в них возможные проблемы электромагнитной совместимости по набору заданных ограничений;

✓ CST DESIGN STUDIO – универсальная платформа для управления всем процессом разработки сложной системы, начиная с электрических компонентов и заканчивая радиосистемой. Она позволяет проводить косимуляцию проекта, рассчитанного всеми пакетами CST Studio.

В основе программы CST Microwave Studio лежит разработанный компанией CST метод аппроксимации для идеальных граничных условий (РВА), удачно дополняющий хорошо зарекомендовавший себя метод определенных интегралов (FI), работающий во временной области. В любом методе, связанном с моделированием конечных элементов, все поверхности разбиваются на небольшие элементы. Если модель СВЧ-устройства задана только прямыми плоскостями, то число анализируемых элементов разбиения невелико и расчет проводится относительно быстро. При использовании криволинейных поверхностей для их аппроксимации требуется намного большее количество элементов разбиения, что приводит к значительным временным затратам при анализе. Комбинация методов РВА и FI, предложенная компанией CST, позволила быстро решать задачи моделирования сложных СВЧ-устройств с криволинейными поверхностями.

Типичными устройствами, моделируемыми с помощью пакета CST Microwave Studio, являются:

✓ волноводные и микрополосковые направленные ответвители;

✓ мощности;

✓ делители и сумматоры мощности;

✓ волноводные, микрополосковые и диэлектрические фильтры;

✓ одно- и многослойные микрополосковые структуры;

- ✓ различные линии передачи;
- ✓ коаксиальные и многовыводные соединители;
- ✓ коаксиально-волноводные и коаксиально-полосковые переходы;
- ✓ оптические волноводы и коммутаторы;
- ✓ различные типы антенн – рупорные, спиральные, планарные.

Основные характеристики пакета CST Microwave Studio:

- ✓ расчет S-параметров в широком диапазоне частот;
- ✓ мощный встроенный язык написания макросов VBA, поддержка технологии связывания и встраивания объектов (OLE);
- ✓ быстрое и точное решение во временной области, полученное с помощью метода определенных интегралов;
- ✓ значительное увеличение производительности в результате использования метода аппроксимации для идеальных граничных условий;
- ✓ построение анализируемой структуры на базе ACIS;
- ✓ импорт и экспорт структур в форматах SAT, IGET и STL;
- ✓ различные режимы возбуждения структуры с помощью внешних и внутренних портов;
- ✓ расчет собственных мод портов;
- ✓ автоматический расчет импедансов портов;
- ✓ анимационное отображение полей;
- ✓ отображение полученных результатов по мере выполнения расчета;
- ✓ мощный оптимизатор;
- ✓ расчет поля антенн в дальней зоне (двух- и трехмерное представление поля, усиление, расчет угловой ширины основного и боковых лепестков диаграммы направленности).

1.2. Основные действия и настройки для создания САД-модели

При открытии программа CST Studio Suite позволяет выбрать два варианта запуска необходимого пакета (рисунок 1).

Вариант 1. Воспользоваться мастером конфигурации. Для этого необходимо выбрать *Create Project* (рисунок 2) и, следуя подсказкам, задать предустановки и выбрать наиболее подходящий метод расчета.

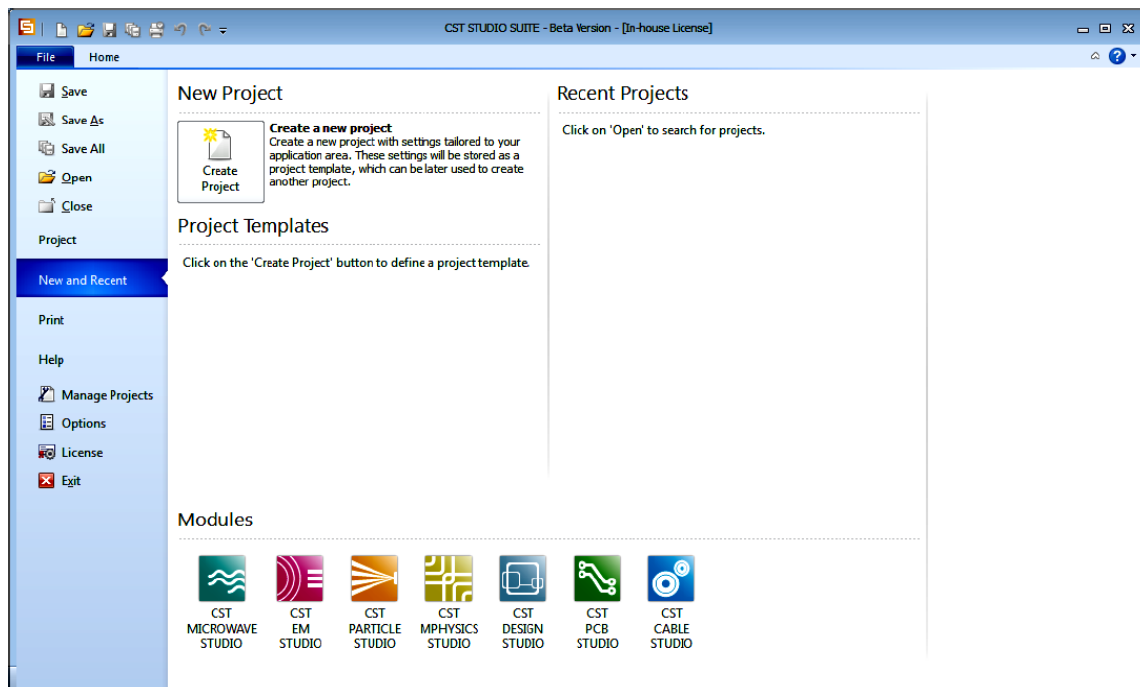


Рисунок 1. Интерфейс программы CST Studio Suite

Create a new template

Choose an application area and then select one of the workflows:

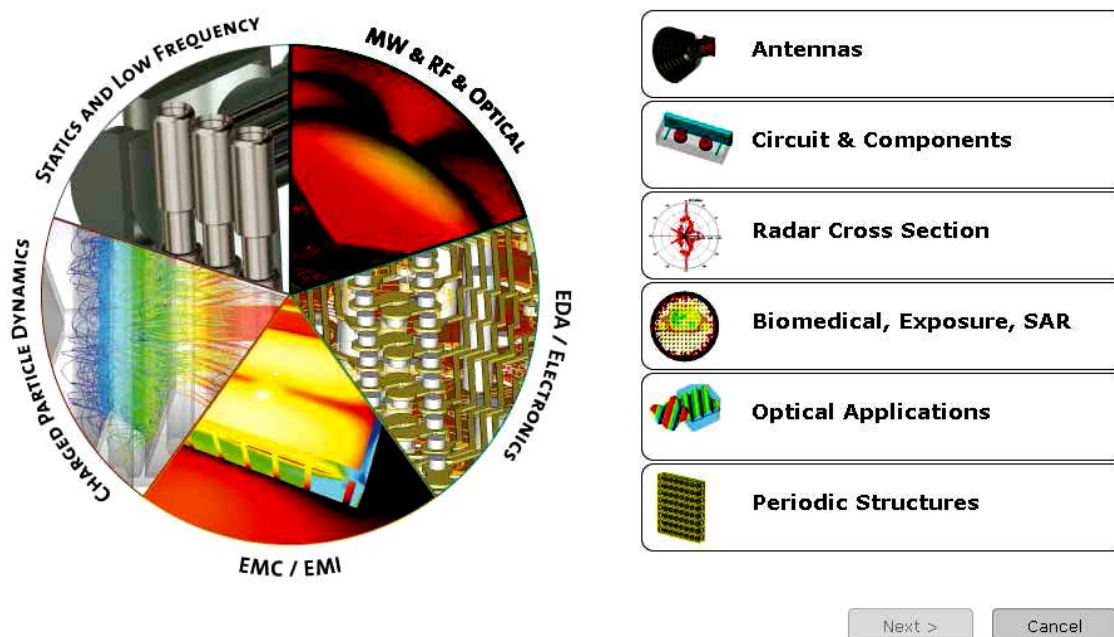


Рисунок 2. Окно мастера конфигурации

Вариант 2. Выбрать модуль CST Microwave Studio.

Основной интерфейс программы состоит из нескольких окон:

Navigation Tree – дерево проекта;

Ribbon – элементы управления;

Drawing Plan – окно отображения САД-модели или результатов расчета;

Parameter list – окно параметров объектов;

Messages and progress – окно сообщений.

На рисунке 3 представлено изображение главного окна CST Microwave Studio.

Как можно заметить, интерфейс CST Microwave Studio (MWS) не отличается от интерфейсов любых других САД-программ, с помощью которых можно создавать 3D-модели объектов.

Элементы управления разбиты на тематические вкладки (рисунк 4) для последовательного управления всем интерфейсом программы.

Вкладки выстроены в логическую последовательность работы с проектом: базовые (*Home*), создание объектов (*Modeling*), настройки для расчета (*Simulation*), постобработка результатов расчета (*Post Processing*) и настройка отображения объектов (*View*).

Начало проектирования в MWS связано с базовыми настройками вкладки *Home*. Здесь необходимо установить множители размерностей (*Units*) для частоты, длины и времени. Например, гигагерцы, миллиметры и наносекунды или килоггерцы, сантиметры, миллисекунды. Далее следует выбрать один из описанных ниже методов расчета (*Setup Solver*) [1]

✓ *Transient Solver* – метод расчета, основанный на методе конечных разностей во временной области (*FDTD*), позволяет провести расчет проектируемого устройства в широком диапазоне частот после расчета единственной переходной характеристики (в отличие от частотного метода, который требует анализ во многих частотных точках). Этот метод очень эффективен для расчета многих СВЧ-устройств, переходов, линий передачи, антенн (рисунк 5) и т.д.

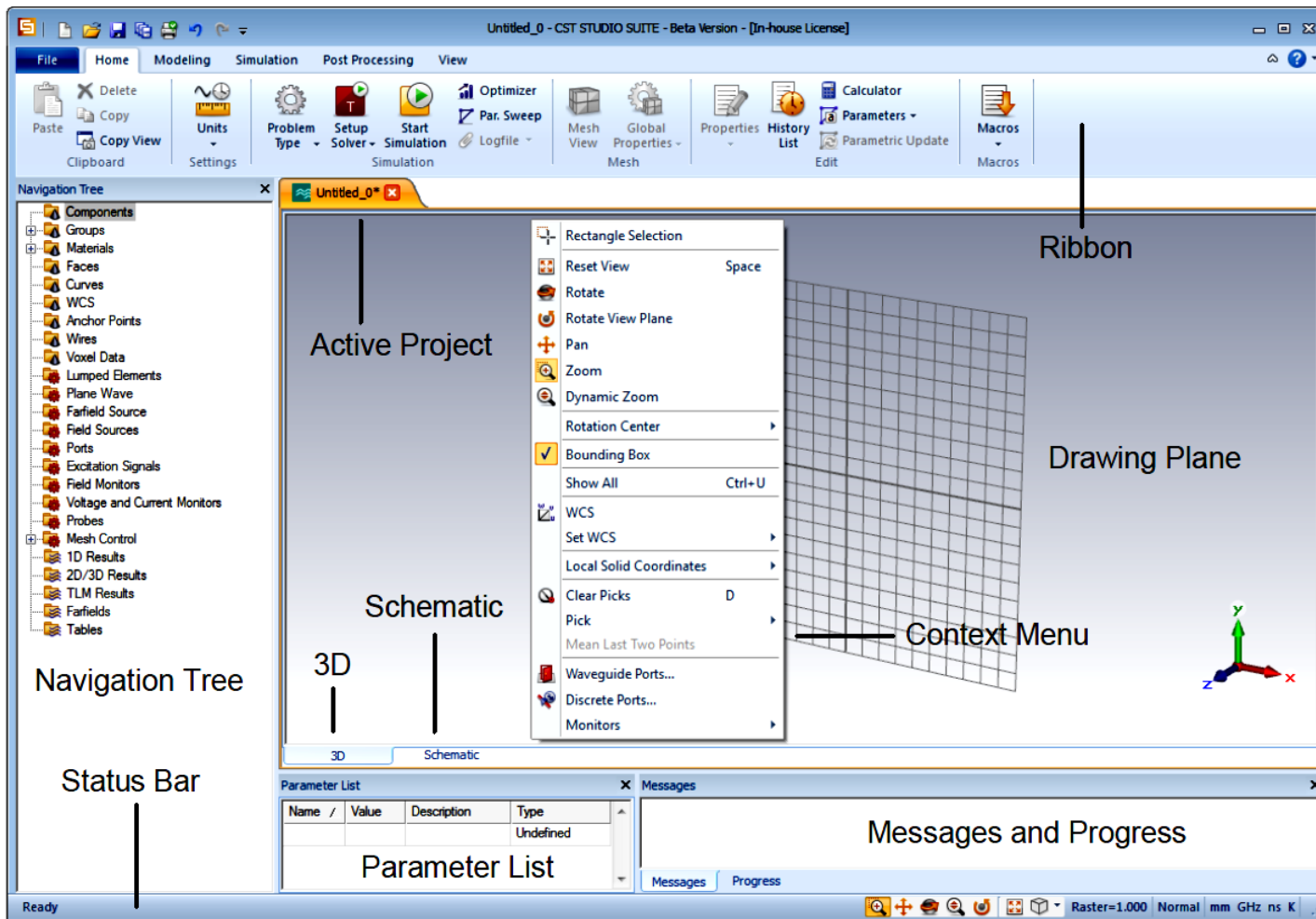


Рисунок 3. Интерфейс программы CST Microwave Studio

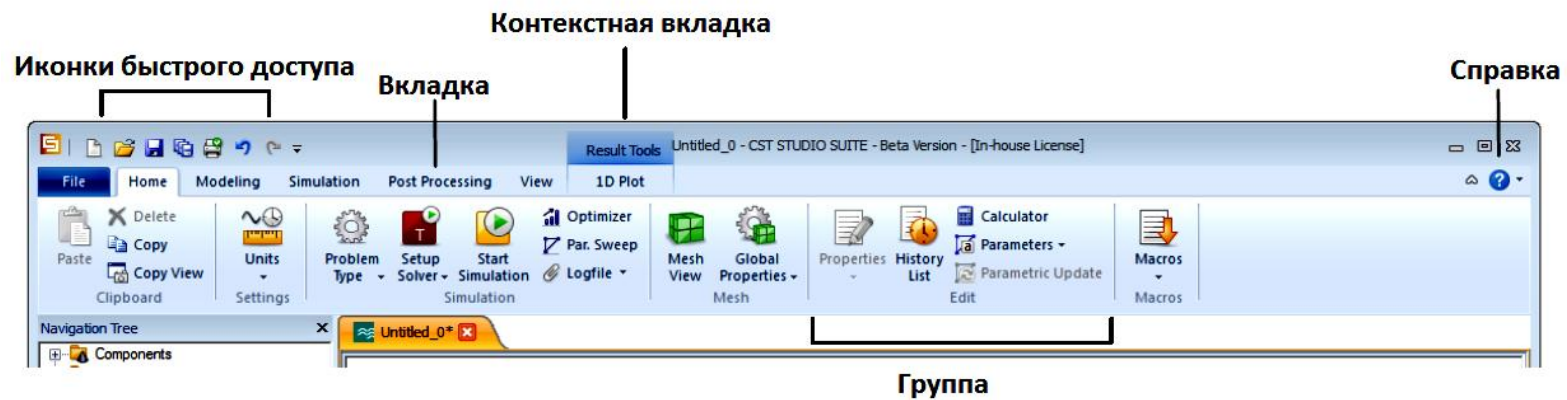


Рисунок 4. Элементы управления

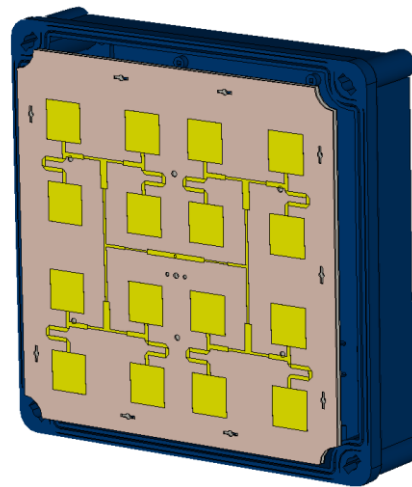


Рисунок 5. Пример антенной решетки

Очень важная особенность решения во временной области – пропорциональная зависимость требуемых вычислительных ресурсов от размеров структуры. Решение во временной области может стать неэффективным из-за медленно спадающих во времени сигналов-откликов или в случае низкочастотных задач, когда размер структуры намного меньше длины волны.

✓ *Frequency Solver* – метод расчета, основанный на методе конечных разностей (*FEM*), позволяет проводить расчеты резонансных устройств, периодических сред, сред с потерями, объектов со сложной формой поверхности, невзаимных устройств (рисунок 6) и т.д.

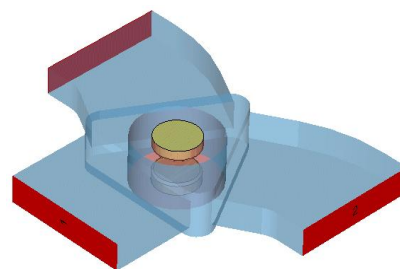


Рисунок 6. Модель волноводного циркулятора

✓ *Eigenmode Solver* основан на двух методах: 1) расширенном методе подпространств Крылова (*ASK*), позволяющем наиболее быстро находить собственные моды резонансных экранированных структур без потерь; 2) методе Якоби – Девидсона (*JDM*), позволяющем находить собственные моды и собственные добротности резонансных экранированных структур с потерями (рисунок 7).

✓ *Integral Equation Solver* – метод расчета, основанный на методе интегральных уравнений, используется для решения задач оптимизации эффективной поверхности рассеивания (ЭПР) летательных аппаратов и кораблей, проблем электромагнитной совместимости радиотехнических систем с учетом влияния корпуса аппарата на эффективность связи. Оба этих направления характеризуются электрическими размерами аппаратов, которые, как правило, составляют сотни длин волн, что позволяет выполнить электродинамический анализ трехмерных структур больших электрических размеров (рисунок 8).

Следующим шагом проектирования в MWS является создание объектов устройства с помощью вкладки *Modeling*.

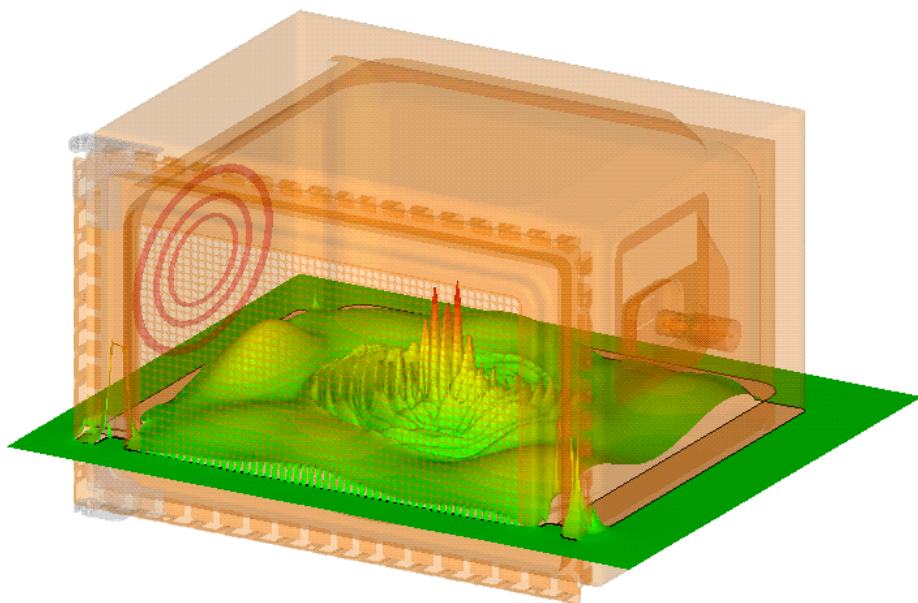


Рисунок 7. Модель микроволновой печи с распределением электрического поля на резонансной частоте

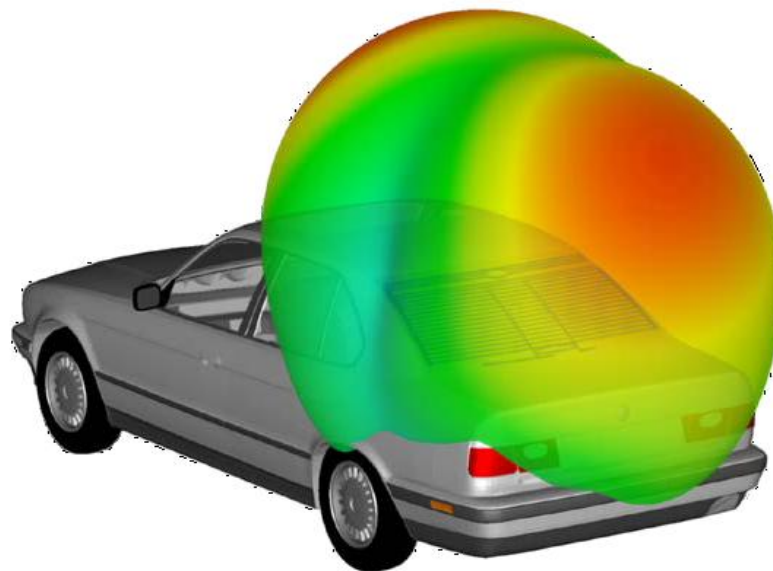


Рисунок 8. Модель автомобиля с диаграммой направленности коротковолновой антенны

1.3. Создание объектов

Модель устройства в MWS можно создать несколькими способами.

1. Готовая модель из сторонней CAD-программы (например, AutoCAD) импортируется с помощью команды *Import*. Список поддерживаемых форматов приведен на рисунке 9.

2. Составную модель получают из комбинации элементов стандартной формы (рисунок 10).

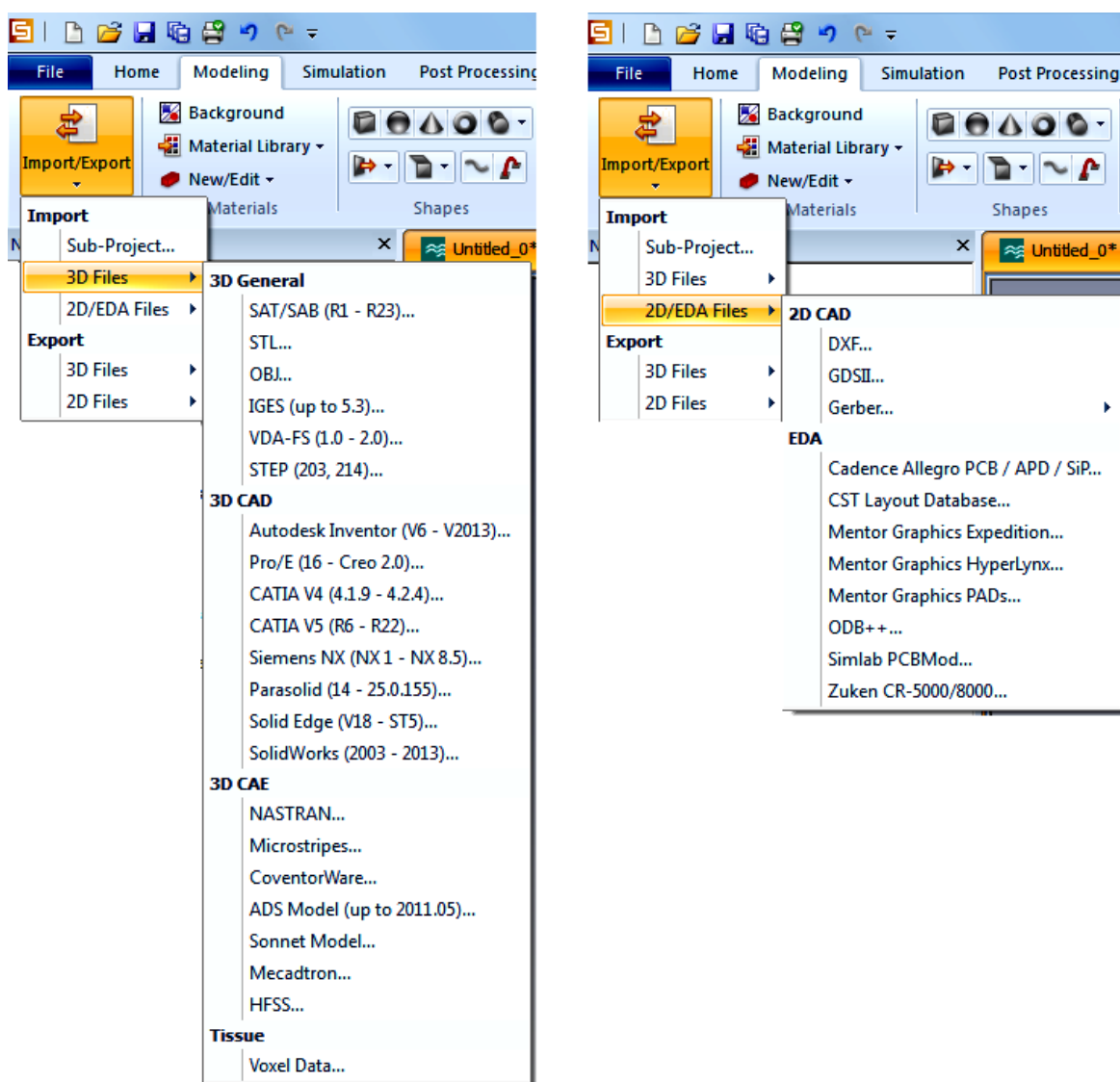


Рисунок 9. Импорт моделей

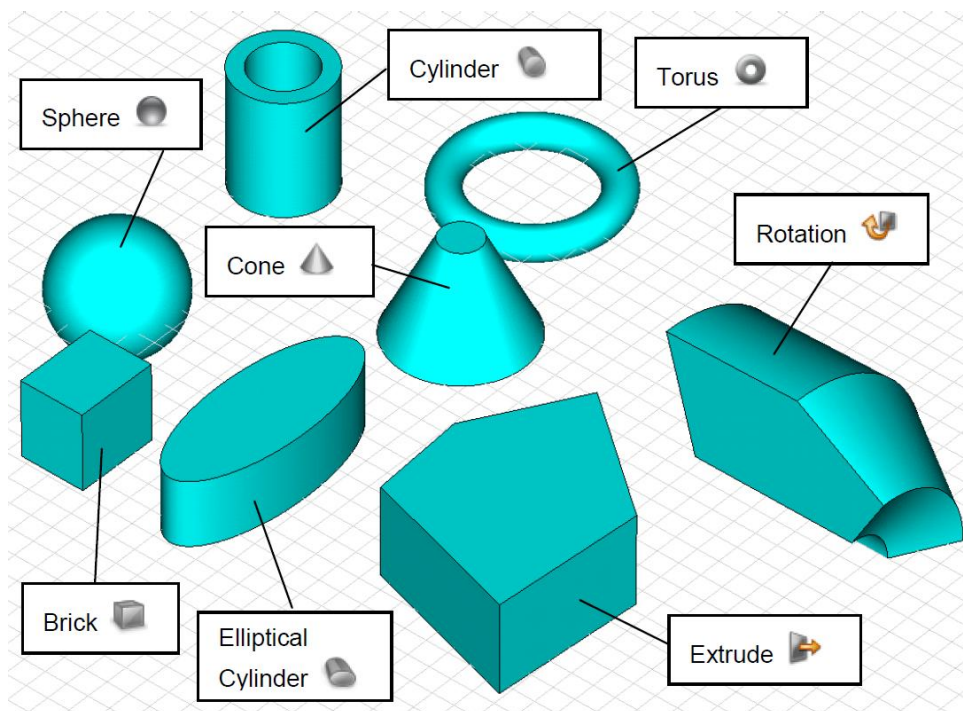


Рисунок 10. Элементы стандартной формы

3. При необходимости можно создать сложные объекты криволинейной формы на основе описания аналитической функции, к примеру экспоненциальный волноводный переход или параболическую антенну. Для этого используется группа элементов *Curves* (рисунок 11).

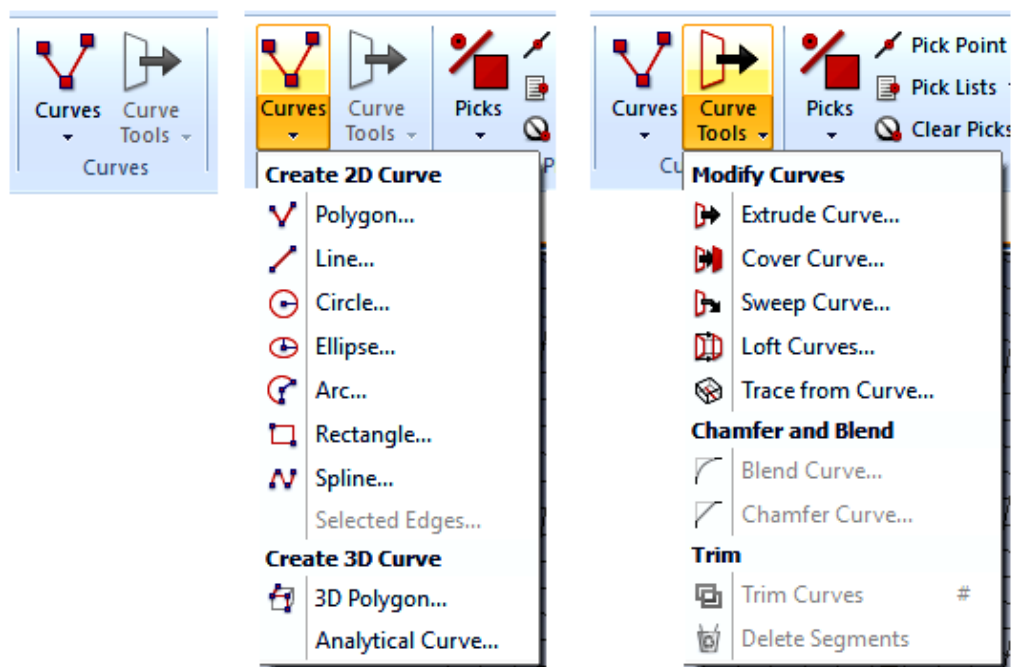


Рисунок 11. Элементы группы *Curves*

1.4. Свойства объектов

Создание объекта осуществляется путем выбора формы и вызова его свойств нажатием кнопки *Esc* на клавиатуре (рисунок 12).

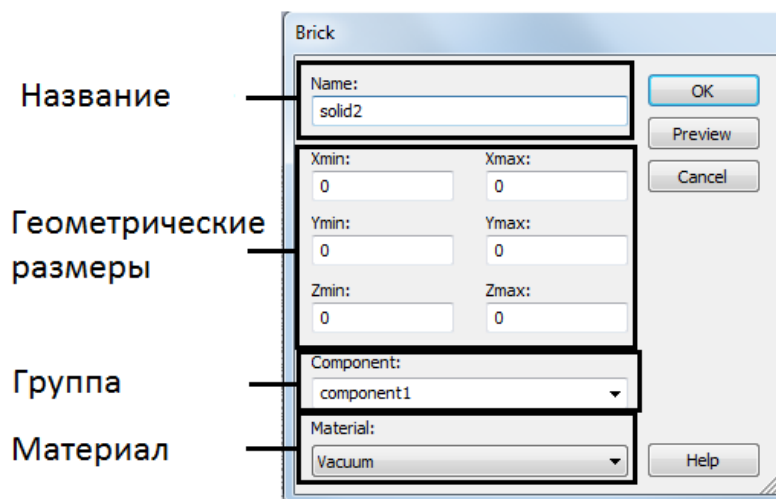


Рисунок 12. Окно свойств объекта

В окне свойств объекта задается название объекта. По умолчанию присваиваются названия *solid1*, *solid2* и т.д. Затем задаются геометрические размеры с учетом множителя размерности длины, который был задан во вкладке *Home->Units* – принадлежность группе объектов. Принадлежность объектов к группе позволяет структурировать сложную конструкцию и оптимизировать время работы с проектом. В заключение необходимо задать, из какого материала будет выполнен объект. По умолчанию присваивается материал *Vacuum* с параметрами относительной диэлектрической и магнитной проницаемости, равными 1. В падающем меню можно выбрать материал *PEC* (идеальный проводник), загрузить из библиотеки материалов или создать новый материал. Также присутствуют кнопки предпросмотра, справки, отмены операции и подтверждения создания операции.

Для изменения названия или материала объекта необходимо выделить его, а затем выполнить команду *Edit* (правой кнопкой мыши) – *Rename* или *Change Material*.

1.5. Свойства материалов

При выборе команды *Создание нового материала* (*New material*) появляется окно, где можно задать имя, тип материала, цвет и прозрачность (рисунок 13). Дополнительно к электрическим свойствам можно задать температурные, механические и физические свойства материала.

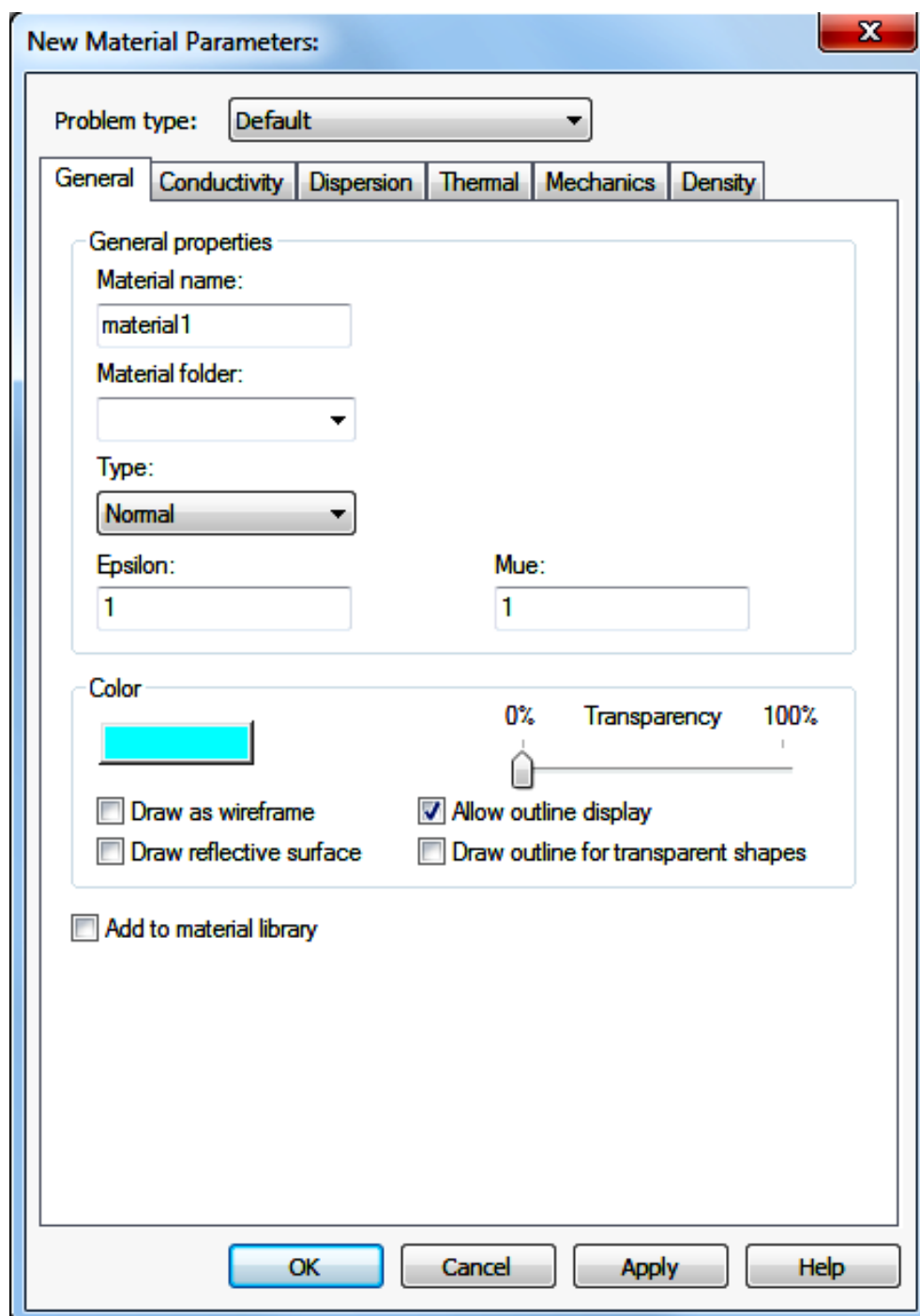


Рисунок 13. Окно свойств материала
Настройки материала разделены на типы:

Type PEC (Perfect electrically conducting) – идеальный проводник с возможностью задания свойств покрытия идеального проводника;

Type Normal – изотропный материал, для которого задаются относительные магнитные и диэлектрические проницаемости. Дополнительно можно задать свойства проводимости и дисперсии;

Type Anisotropic – анизотропный материал с аналогичными *Type Normal* настройками;

Type Lossy metal – металл с потерями, для которого задаются электрическая проводимость и магнитная проницаемость. Дополнительно можно указать покрытие материала. Рекомендуется использовать такой тип материала на высоких частотах для учета скин-эффекта;

Type Nonlinear – тип материала с нелинейной относительной магнитной проницаемостью, определяемой таблично заданной зависимостью напряженности магнитной индукции от магнитного поля. Рекомендуется использовать такой тип материала на низких частотах;

Type Corrugated wall – гофрированный материал, применяется в случае сокращения детализации поверхности создаваемого объекта. В большинстве случаев точное решение электромагнитного поля в области гофрирования не требуется, тогда достаточно заменить гофрированную конструкцию объекта на однородную с соответствующим материалом. При этом можно учесть потери в металле на гофрированной поверхности;

Type Ohmic sheet – тип материала, описывающий поверхностное сопротивление. Здесь можно задавать как активную, так и реактивную часть поверхностного сопротивления с размерностью Ом/квadrat;

Type Surface impedance (table) – табличное задание зависимости активного и реактивного поверхностного сопротивления от частоты;

Type Thin panel – листовый материал, состоящий из одного или нескольких слоев. Задается указанием толщины и материала

каждого составляющего слоя. Материалы слоев могут быть дисперсионными и иметь высокую проводимость;

Type Wire mesh – сетка из тонкой проволоки, которая используется для экранирования;

Type Shielded cable – экранирующий материал в виде оплетки коаксиального кабеля;

Type Temp. dependent – аналогичен типу *Normal* с дополнительными зависимостями по температуре.

1.6. Преобразование объекта

Когда модель имеет симметрию или состоит из подобных себе объектов, можно упростить построение, воспользовавшись функцией *Transform*. Для этого необходимо выделить объект и нажать правой кнопкой мыши, затем выбрать пункт *Transform*.

В появившемся окне (рисунок 14) можно выбрать один из видов преобразования:

Translate – смещение объекта в заданном направлении;

Scale (масштабирование). Это преобразование дает возможность изменять масштаб объектов вдоль осей координат. Допускается задавать разные коэффициенты масштабирования для разных осей;

Rotate (вращение) – поворот фигуры вокруг осей координат на заданный угол. Данный пункт позволяет задавать центр вращения в специальном поле *Origin*. Центр вращения может быть определен автоматически как геометрический центр фигуры или задан в виде точки с конкретными координатами. Угол поворота относительно конкретной оси вращения задается в соответствующем данной оси поле. Например, если задать угол поворота 45 градусов для оси *Y* и 0 градусов для осей *X* и *Z*, то система повернет объект на 45 градусов только вокруг оси *Y*;

Mirror (зеркальное отображение). Это преобразование позволяет зеркально отображать фигуру относительно заданной плоскости. Точка на плоскости зеркального отображения задается в поле *Origin*, вектор нормали плоскости задается в поле *Mirror plane normal*.

Для любого из указанных преобразований существует возможность сохранить исходный объект, для чего необходимо включить опцию *Copy*. Кроме того, в поле *Repetition factor* можно задать число повторений выполненного преобразования. Таким образом, при включенной опции *Copy* и определенном числе повторений каждый раз будет создаваться новый объект.

Имя нового объекта или объектов будет сохраняться как имя исходного объекта с добавкой «_X», где X – порядковый номер преобразованного нового объекта. Если включить опцию *Unite*, то все преобразованные объекты, включая исходный, могут объединиться в один объект в дереве проекта.

Также можно присвоить преобразованному объекту другой материал или переместить его в другую группу объектов дерева проекта.

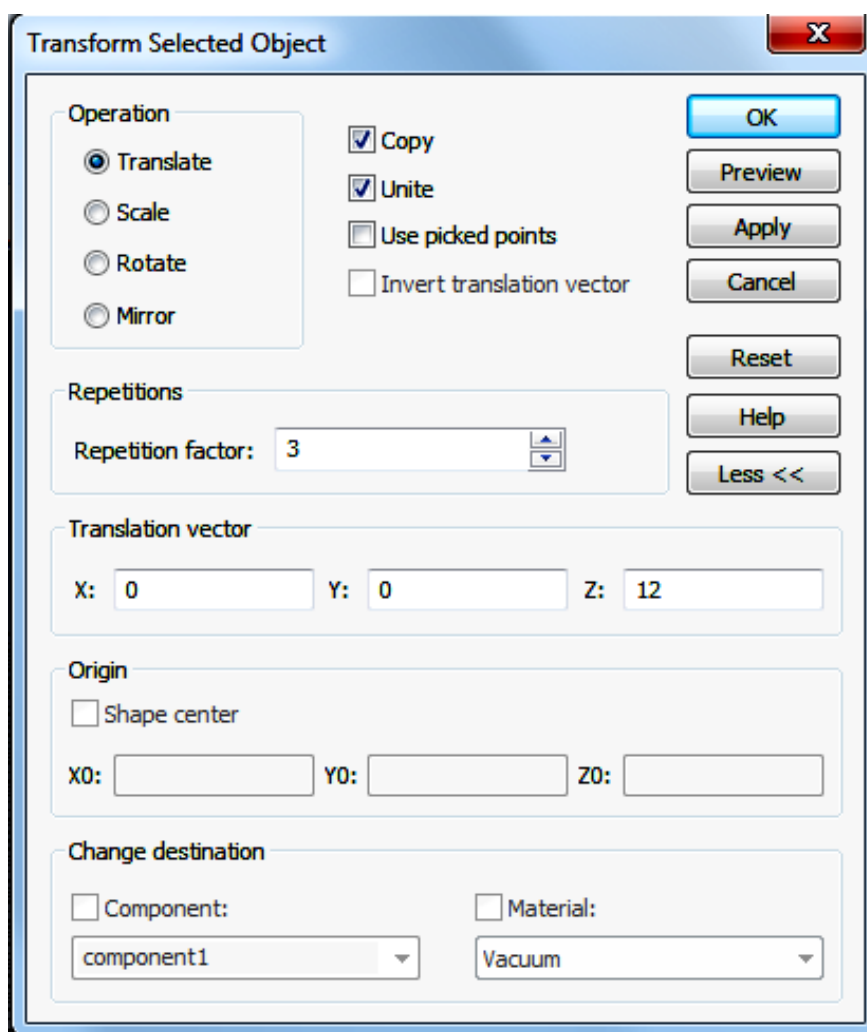


Рисунок 14. Окно преобразования объекта

1.7. Привязки объекта

Очень часто в процессе построения объектов требуется привязка к какой-либо точке ребра или грани соседних объектов. Для этого используется команда из группы *Picks* вкладки *Modeling* (рисунок 15).

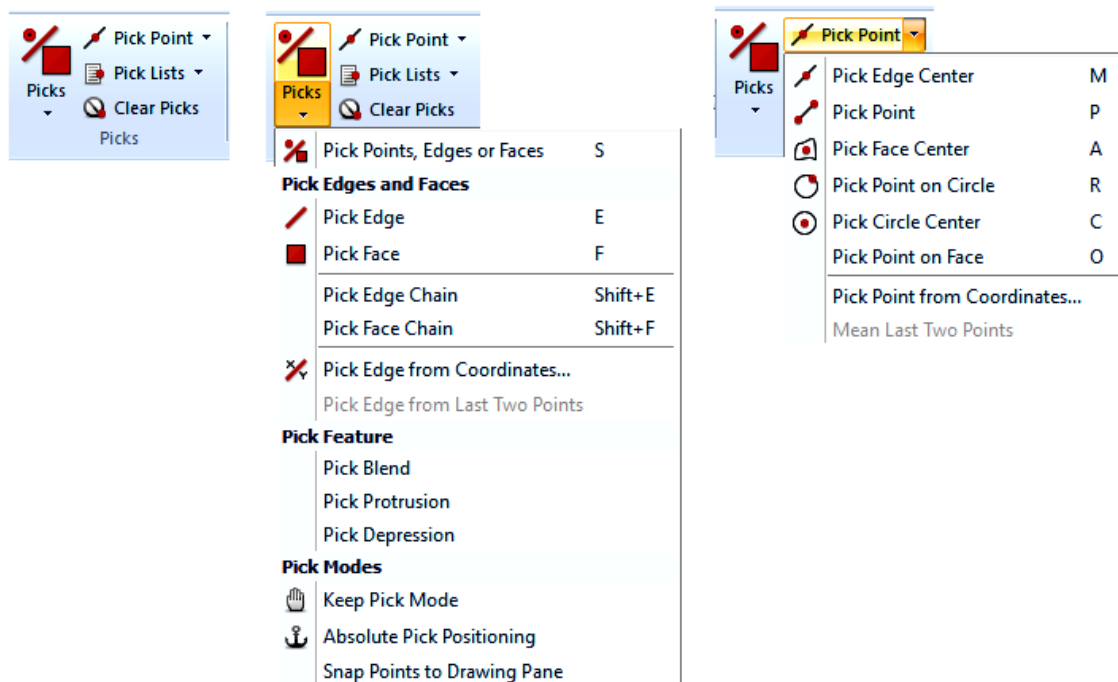


Рисунок 15. Меню *Picks*

Группа *Picks* содержит команды:

Pick edge end points (P) – привязка к крайним точкам ребра. Дополнительно при выборе двух точек в правом нижнем углу окна отображения модели появляются координаты этих точек, а также рассчитывается расстояние между ними;

Pick edge mid points (M) – привязка к середине ребра;

Pick circle centers (C) – привязка к центру окружности. Окружность не обязательно должна быть неразрывной;

Pick points on circles (R) – привязка к произвольной точке на окружности. Эта операция полезна при построении радиуса окружности объекта в случае его интерактивного создания;

Pick face centers (A) – привязка к центральной точке выбранной грани;

Pick edges (E) – привязка к ребру объекта;

Pick faces (F) – привязка к плоскости грани объекта;

Pick edge chain (Shift+E) – привязка к выбранному ребру и ребру, прилегающему к нему. Если выбранное ребро будет являться границей раздела двух граней, то необходимо выбрать нужную грань;

Pick face chain (Shift+F) – выделяется указанная и остальные грани, прилежащие к ней.

Ранее выбранные точки, ребра или грани могут быть отменены выбором команды *Clear picks* или клавишей *D*.

1.8. Примеры использования привязок

Одно из самых распространенных действий с использованием привязок – это закругление и сопряжение элементов ребер. Рассмотрим на примере модели параллелепипеда (рисунок 16). Для этого установим привязку к его ребрам командой *Pick edge chain*.

В группе *Tools* из вкладки *Modeling* выберем одну из команд меню *Blend* (рисунок 17).

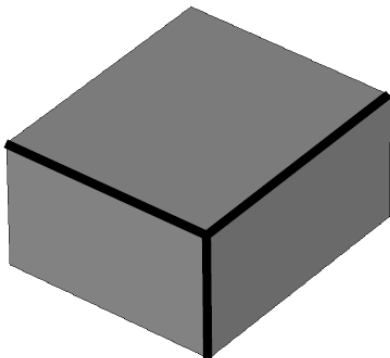


Рисунок 16. Выделение ребер объекта

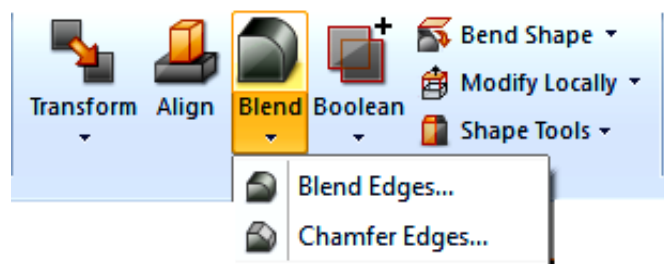


Рисунок 17. Меню *Blend*

Команда *Chamfer Edges* позволяет добавить фаски объекту с заданным размером (рисунок 18,а). Команда *Blend edges* позволяет добавить скругление с заданным радиусом (рисунок 18,б).

Использование привязки к граням объекта позволяет выполнять такие операции, как выдавливание, создание плавных пере-

ходов и полых объектов. Создадим цилиндр и выберем его переднюю грань (рисунок 19).

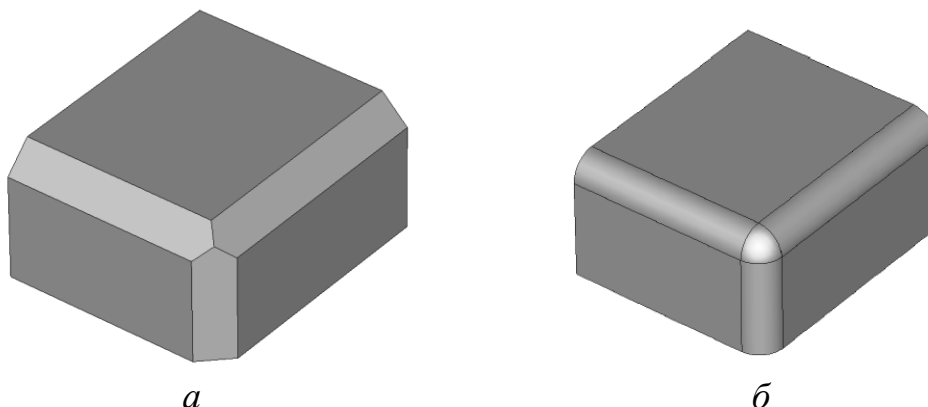


Рисунок 18. Выполнение операций меню *Blend*:
a – снятие фаски; *б* – скругление

В группе *Shapes* из вкладки *Modeling* выберем одну из команд меню *Extrusions* (рисунок 20).

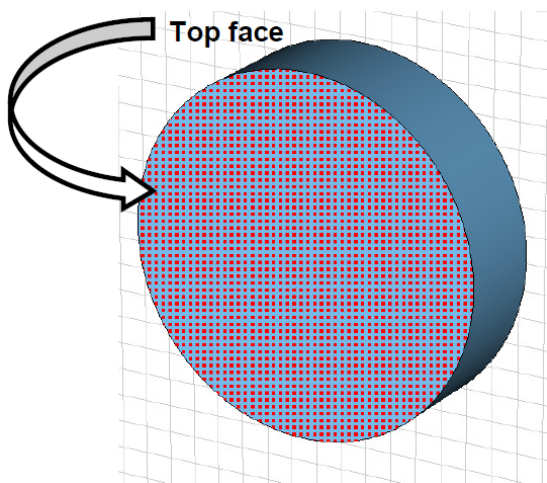


Рисунок 19. Выделение грани объекта

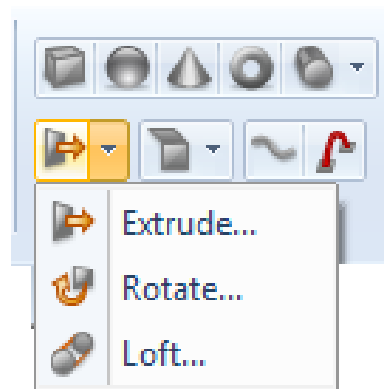


Рисунок 20. Меню *Extrusions*

Команда *Extrude* позволяет выполнить операцию выдавливания нового объекта вдоль нормали выделенной грани на заданную высоту (рисунок 21,*a*). Команда *Rotate* позволяет выдавить объект из выделенной грани вдоль сектора окружности, для которой потребуется дополнительно задать ось вращения (рисунок 21,*б*). Ось вращения может быть выделенное необходимое ребро объекта либо линия, образованная заданием координат двух точек.

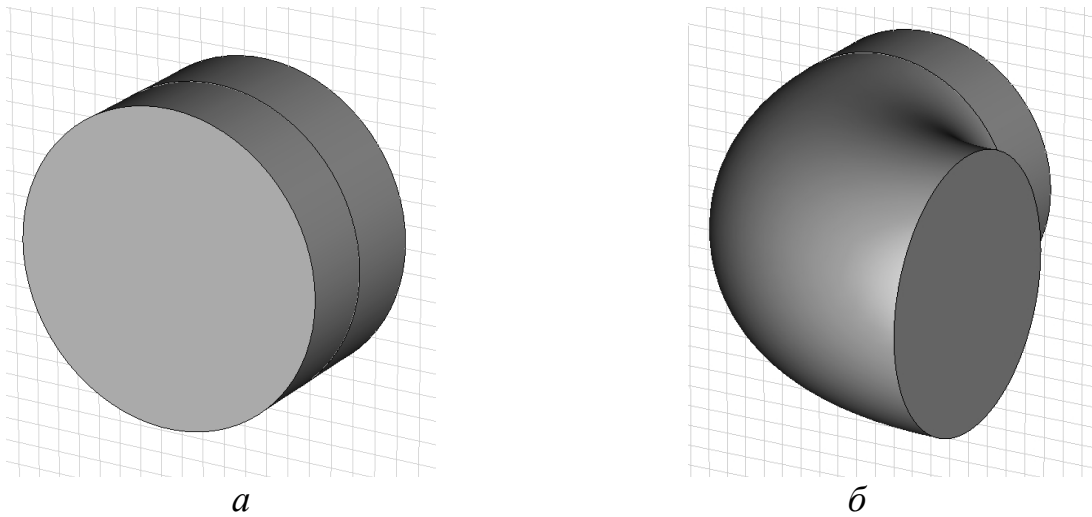


Рисунок 21. Выполнение операций меню *Extrusions*:
a – выдавливание вдоль нормали; *б* – выдавливание
 вдоль сектора окружности

Для создания плавного перехода между двумя объектами необходимо сформировать два объекта разных размеров и выделить у них смежные грани (рисунок 22).

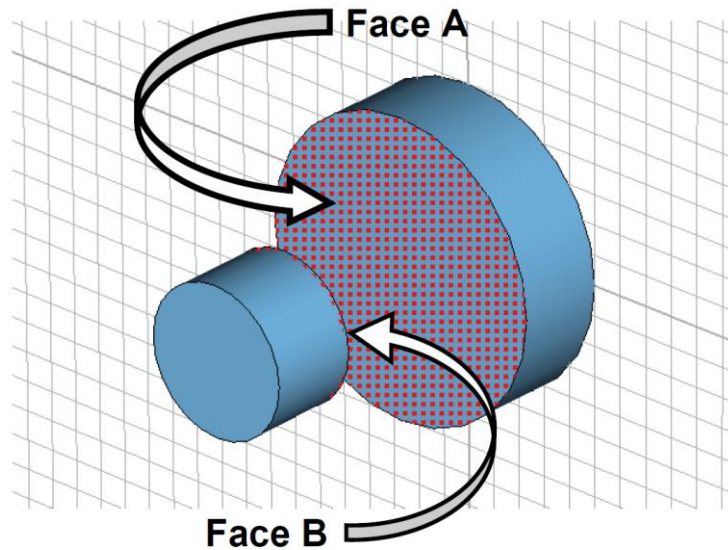


Рисунок 22. Выделение граней у двух объектов

Команда *Loft* позволяет выполнить плавный переход от одной выделенной грани к другой. Используя параметр *Smoothnees* в окне настроек команды *Loft*, можно выбрать наиболее подходящую форму перехода.

В результате модель должна быть похожа на изображение, представленное на рисунке 23.

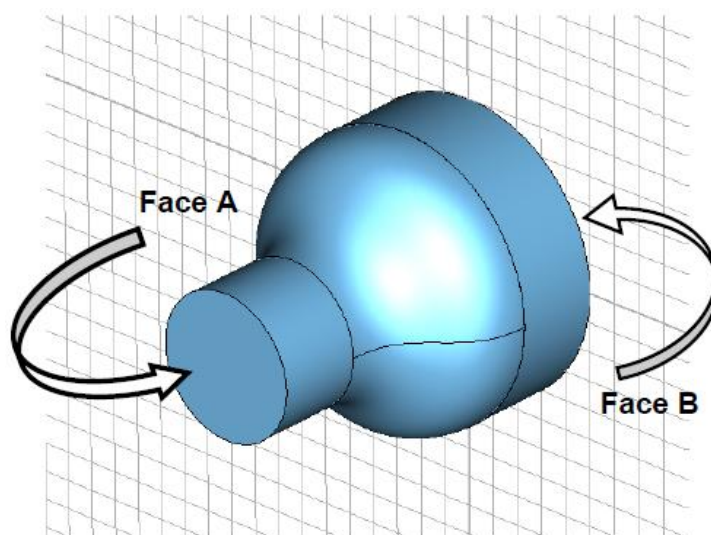


Рисунок 23. Плавный переход между двумя объектами

Совместим все три объекта в один, выделяя последовательно каждую форму при нажатой клавише *Ctrl* и выполняя в заключение команду *Add* из меню *Boolean*. С помощью команды *Shell solid or thicken sheet tool* (рисунок 24) можно на основе выделенного объекта создать полый объект с заданной толщиной стенки (рисунок 25).

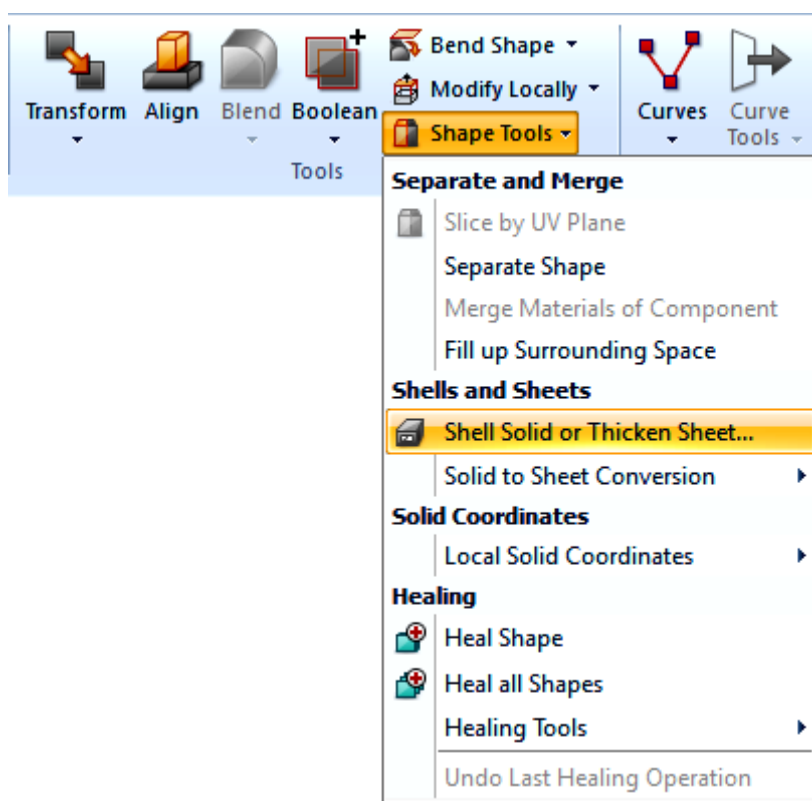


Рисунок 24. Меню *Shape tools*

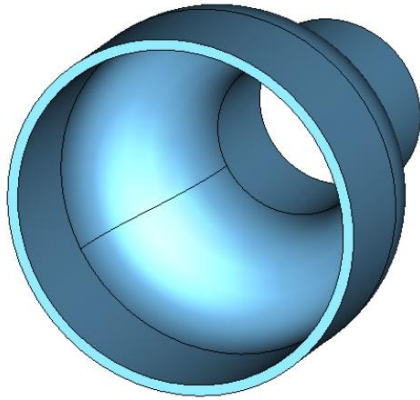


Рисунок 25. Полый объект

Полученная в итоге преобразований форма объекта может быть представлена как согласованный переход между двумя волноводами круглого сечения или антенна, возбуждаемая круглым волноводом.

1.9. Использование кривых

Когда необходимо создать более сложную форму объекта, например спираль или изогнутый по определенному математическому закону проводник в пространстве, используется инструмент *Curves* (кривые). Он находится в группе *Curves* вкладки *Modeling* (рисунок 26).

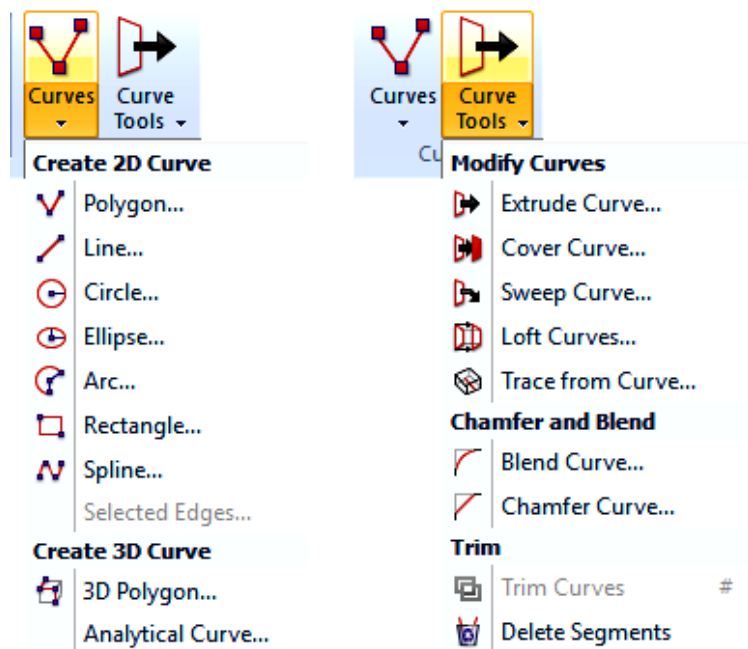


Рисунок 26. Меню *Curves*

В качестве примера создадим объект в виде спирали. Для этого выберем команду *Analytical Curve...*, далее заполним поля, как показано на рисунке 27.

После подтверждения операции в окне отображения объектов появится линия в форме спирали. Для получения проводника конечного диаметра и с заданными свойствами материала необходимо создать у основания спирали вспомогательный контур окружности заданного диаметра с помощью команды *Circle* меню *Curves* (рисунок 28).

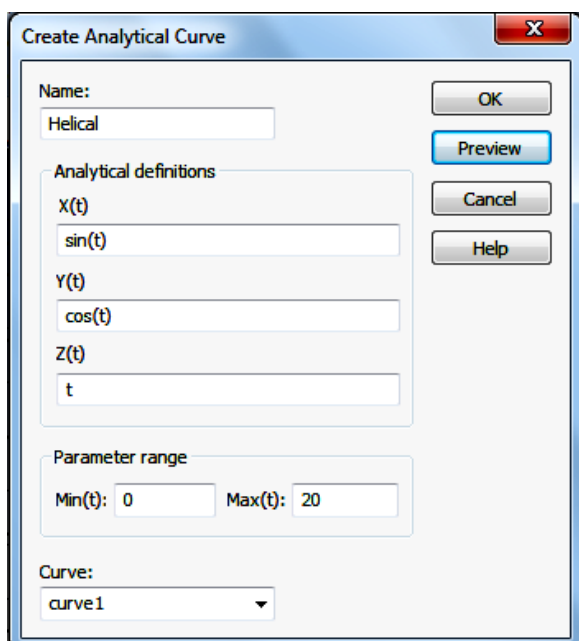


Рисунок 27. Окно создания контура на основе аналитических формул

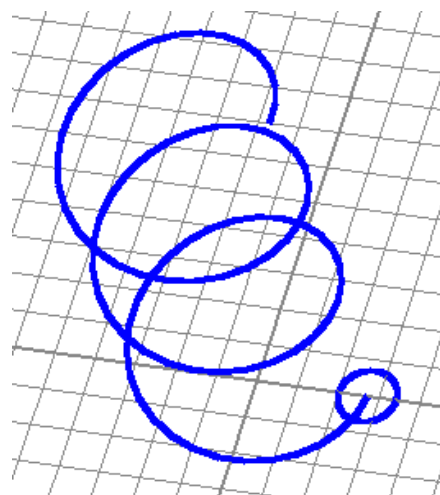


Рисунок 28. Контур окружности и спирали

Команда *Sweep Curve* меню *Curve Tools* позволяет создать объект, выдавив контур одной кривой вдоль другой. Для этого после вызова команды *Sweep Curve* необходимо выбрать контур окружности для выдавливания, а затем выбрать контур спирали в качестве оси, вдоль которой будет проводиться операция выдавливания. После выбора контуров появится окно свойств нового объекта, в котором необходимо выбрать название и материал (рисунок 29).

В итоге получим проводник в форме спирали, который может быть использован для моделирования спиральной антенны (рисунок 30).

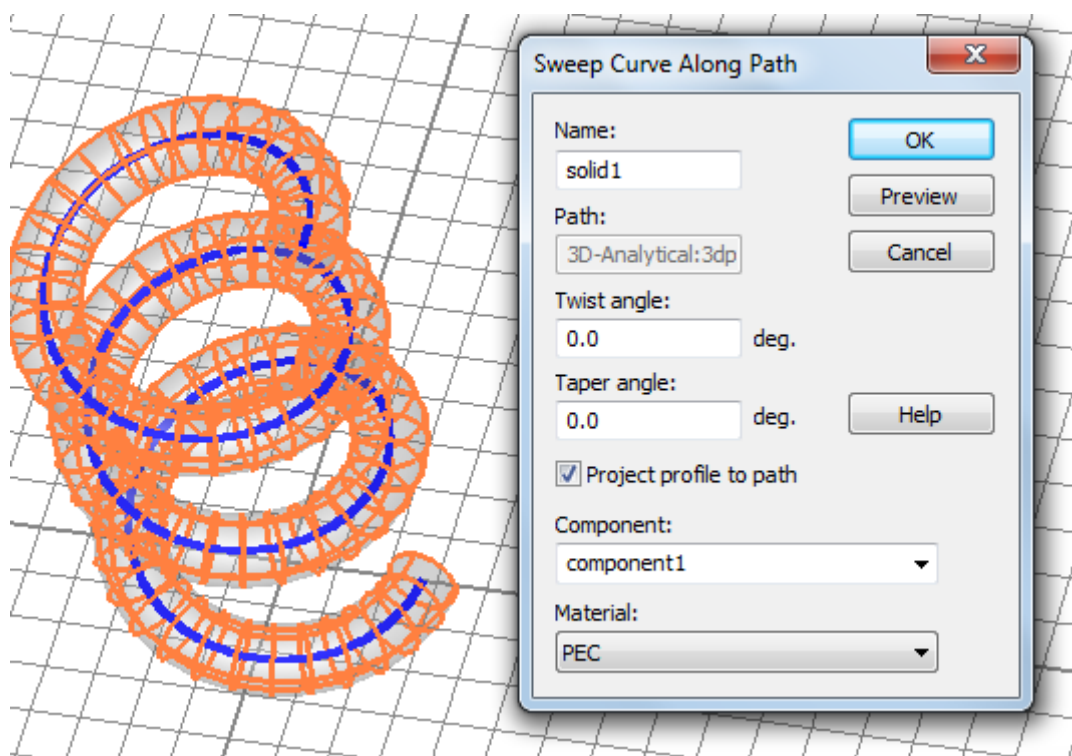


Рисунок 29. Окно создания проводника в форме спирали

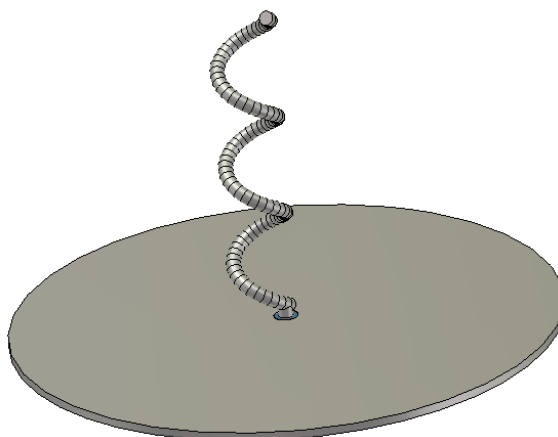


Рисунок 30. Модель спиральной антенны

Во втором примере создадим плоский проводник для микрополосковой линии передачи. Для этого необходимо создать необходимую кривую с помощью инструментов меню *Curve* (рисунок 31).

Команда *Trace from Curve* меню *Curve Tools* позволяет создавать плоский объект на основе заданного контура (рисунок 32).

Для этого после вызова команды *Trace from Curve* необходимо выбрать созданную кривую, после чего появится окно

свойств нового объекта, в котором необходимо выбрать его название (*Name*), толщину вдоль оси *Z* *Thickness* (если задать отрицательное значение, то выдавливание будет совершено в обратном направлении оси *Z*), ширину (*Width*) и материал (*Material*), как показано на рисунке 33. В начале или в конце можно скруглить, выбрав соответствующую ячейку *Start* или *End*.

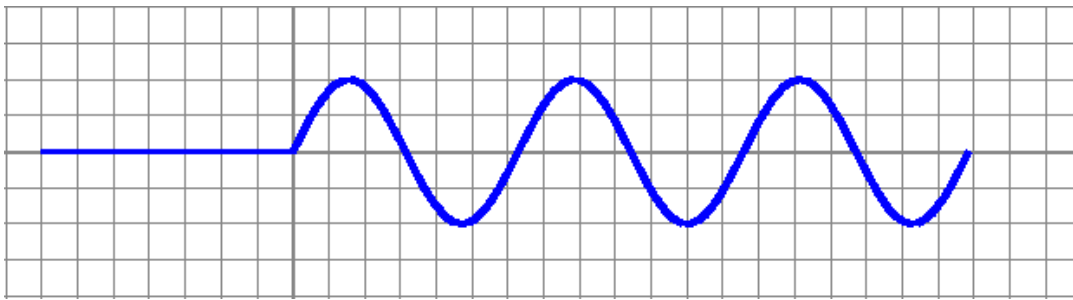


Рисунок 31. Пример кривой

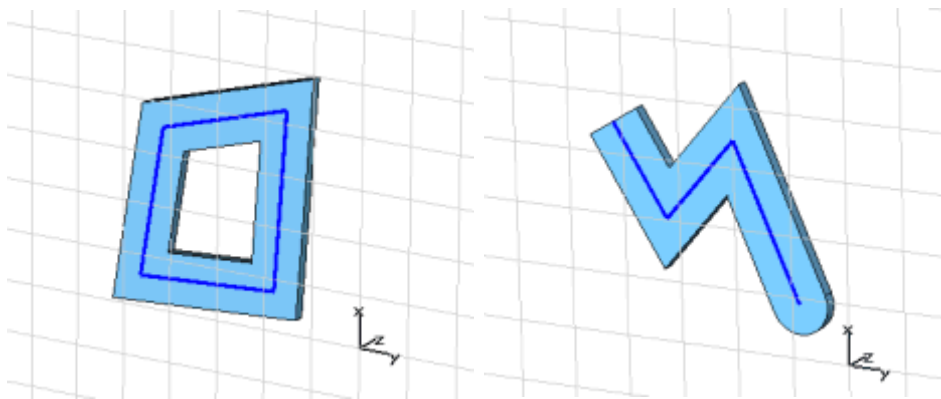


Рисунок 32. Замкнутый и разомкнутый контуры и объекты на их основе

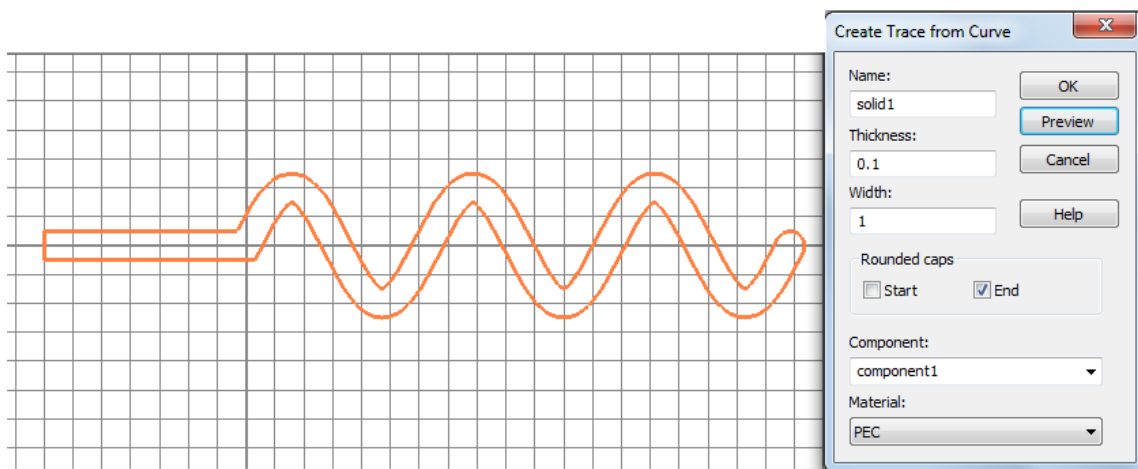


Рисунок 33. Окно свойств нового объекта

В итоге получим объект плоского проводника на основе заданного контура, который может быть использован для моделирования микрополосковой антенны (рисунок 34).

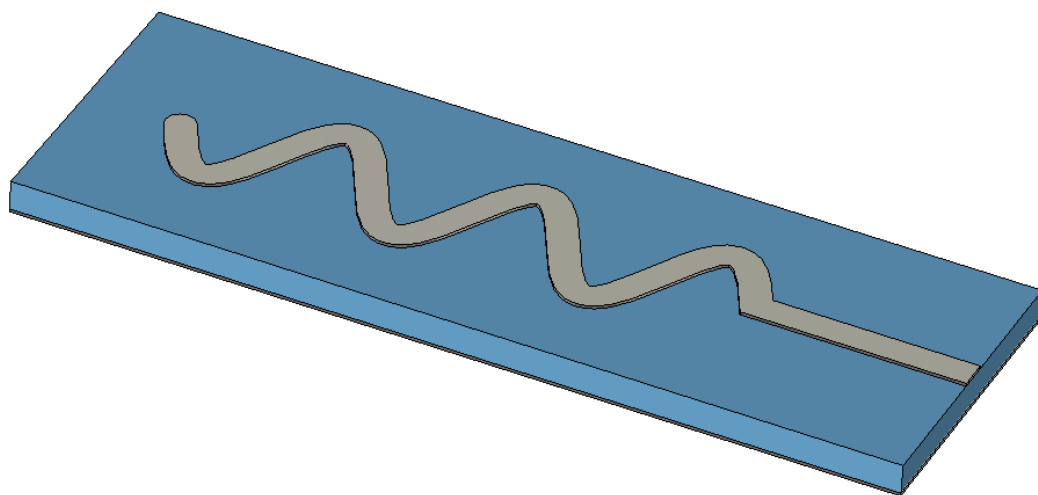


Рисунок 34. Модель микрополосковой антенны

2. Настройки для электромагнитного расчета

2.1. Использование настроек

Настройки и запуск электродинамического расчета модели устройства, состоящего из созданных или подгруженных объектов, осуществляются во вкладке *Simulation*.

Первая группа параметров *Settings* дает возможность последовательно выставить настройки для расчета.

✓ *Frequency* – задание частотного диапазона, в котором будет проводиться расчет. От выбора диапазона частот зависит время расчета. При использовании линий передачи с дисперсией рекомендуется задавать нижнюю граничную частоту больше или равной критической частоте волны основного типа.

✓ *Background* – задание типа материала, который будет заполнять все окружающее пространство, а также незаполненное объектами пространство внутри модели (рисунок 35). Для численного решения интегрального метода расчета распределения электромагнитного поля внутри модели вся модель ограничивается описанным прямоугольным параллелепипедом (рисунок 36).

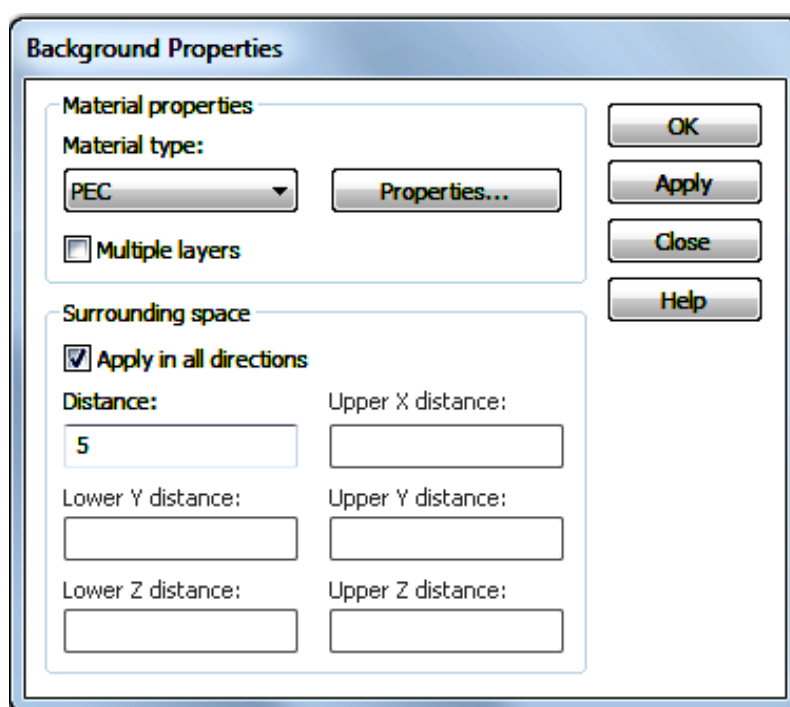


Рисунок 35. Окно настроек *Background*

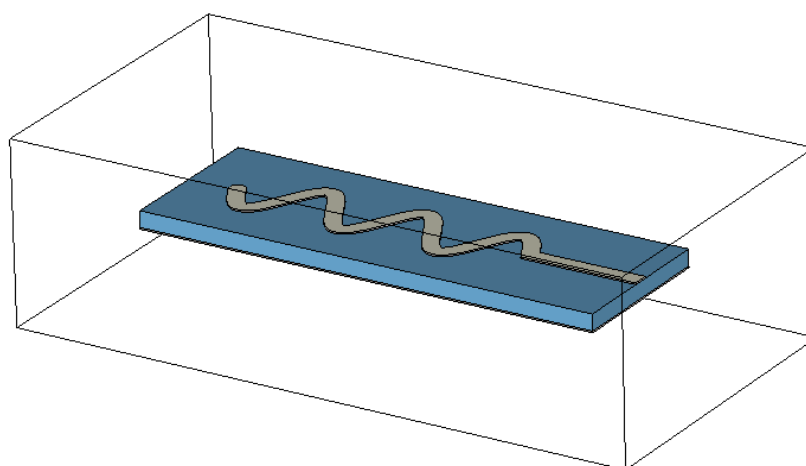


Рисунок 36. Границы моделирования устройства

Из предлагаемых типов материалов можно выбрать однородные, такие как идеальный проводник, металл с потерями, магнито-диэлектрик или температурозависимый материал. Кроме этого, есть возможность задать слоистую неоднородную среду, например для моделирования работы устройства внутри человека, где есть слой мышц, жира, кожи и т.д. Дополнительно можно задать увеличение размеров границ моделирования по каждому направлению в поле *Surrounding space*.

Для экранированных устройств следует создавать модель без экранирующего материала, так как в дальнейшем в настройках можно назначить, что вокруг модели будет идеальный проводник. Например, для коаксиального кабеля достаточно создать объекты центрального проводника и изолятора, а внешняя оплетка будет представлять собой окружающий материал *PEC*.

Для излучающих устройств следует выбирать тип материала *Normal*, тогда все незаполненные места в модели будут заполняться средой с относительными магнитной и диэлектрической проницаемостями, равными единице.

По умолчанию используется материал *PEC*.

✓ *Boundaries* – задание граничных условий моделирования (рисунок 37).

На выбор предлагается 7 типов:

Electric – идеальная электрическая стенка – все тангенциальные составляющие электрического поля равны нулю и нормальные составляющие магнитного поля устанавливаются равными нулю;

Magnetic – идеальная магнитная стенка, на которой все тангенциальные компоненты магнитного поля и нормальные компоненты электрического поля устанавливаются равными нулю;

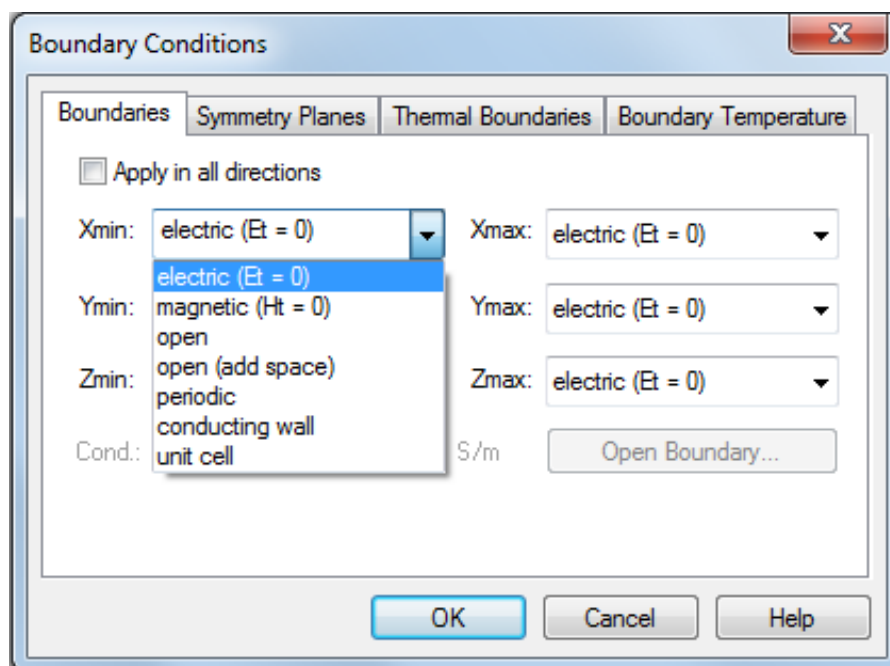


Рисунок 37. Окно граничных условий

Open (PML) – открытое пространство – волны проходят через границу с минимальным отражением;

Open (add space) – граничное условие, такое же как *Open (PML)*, но добавляется некоторое дополнительное пространство для расчета дальнего поля. Эта опция рекомендуется для антенных задач;

Periodic – периодические граничные условия. Связывают две противоположные границы с фазовым сдвигом, равным нулю, так что область расчета будет периодически расширяться в соответствующем направлении. Таким образом, необходимо, чтобы обе границы всегда касались друг друга, это показывает, что они периодически повторяются. Модели антенн с периодическими границами позволяют рассчитать изменение ближнего поля вокруг одной антенны;

Conducting Wall – металлические стенки с потерями;

Unit cell – упрощенный вариант периодических граничных условий. Он может применяться только в плоскости XY, тем не

менее позволяет применить не ортогональную сетку, что приводит к уменьшению размеров и снижению времени на расчет.

При настройке проекта для экранированных устройств следует присваивать каждой грани электрическую стенку (*electric*), для которой тангенциальная составляющая электрического поля равна нулю.

При настройке проекта для излучающих устройств следует присваивать каждой грани параметр открытого пространства (*open*). Если необходимо рассчитывать поле излучения в дальней зоне, то следует присваивать каждой грани параметр открытого пространства с добавкой (*open add space*).

По умолчанию используется электрическая стенка.

Для упрощения расчета модели возможно задание плоскостей симметрии. Для этого необходимо выбрать вкладку *Symmetry Planes* в диалоговом окне граничных условий. Такие настройки применимы для геометрически симметричных моделей. Зная распределение поля в модели, можно установить электрическую или магнитную плоскость симметрии в месте, где соответствующее поле не имеет никакой касательной составляющей к соответствующей плоскости.

Следует заметить, что каждая установленная плоскость симметрии сокращает время расчета в два раза.

2.1. Назначение портов устройства

Для вычисления S-параметров требуется определение портов, через которые проходит входная и выходная мощность. Для этого необходимо установить привязки к устройству, на котором должен находиться вход и выход модели.

Существует два типа портов: волноводный *Waveguide Port* и дискретный *Discrete Port* (рисунок 36). Волноводный порт имитирует бесконечно длинный волновод, подключенный к устройству и имеющий идеальное согласование со входом.

Рассмотрим пример назначения порта для микрополосковой линии передачи. Этот тип линии требует моделирования воздуха над микрополосковой линией. Размер порта является очень важным фактором. С одной стороны, порт должен быть достаточно

большим, чтобы пропустить значительную часть квази-ТЕМ-волны к микрополосковой линии. С другой стороны, размер порта не должен быть излишне большим, поскольку это может привести к появлению волн высших порядков.

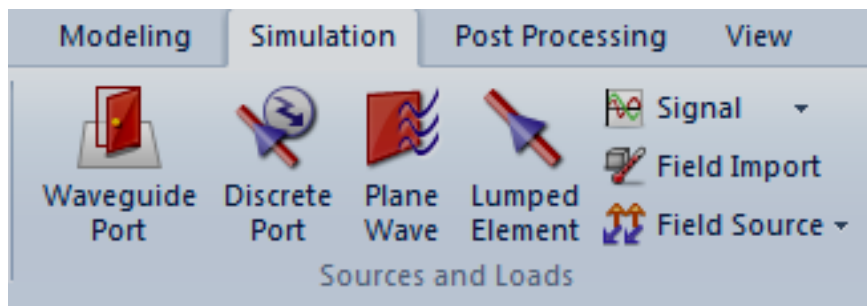
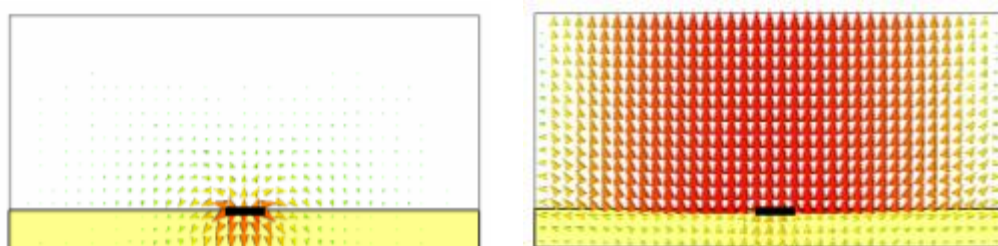


Рисунок 38. Группа источников и нагрузок вкладки *Simulation*

Режим основной волны микрополосковой линии и режим высших типов волн показаны на рисунке 39.



Поле основной волны

Поле волны высшего порядка

Рисунок 39. Распределение поля в сечении микрополосковой линии

Чем больше порт, тем меньше критическая частота основного типа волны. Таким образом, размер порта должен выбираться достаточно малым, чтобы высшие типы волн не могли распространяться.

Рекомендуемые размеры порта приведены на рисунке 40.

Рекомендуется выбирать значение параметра k 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-ТЕМ-волны). Размер порта можно быстро проверить по визуализации распространения E - и/или

H-области моды. Если поле резко отсекается границей порта, его размер должен быть увеличен, и наоборот.

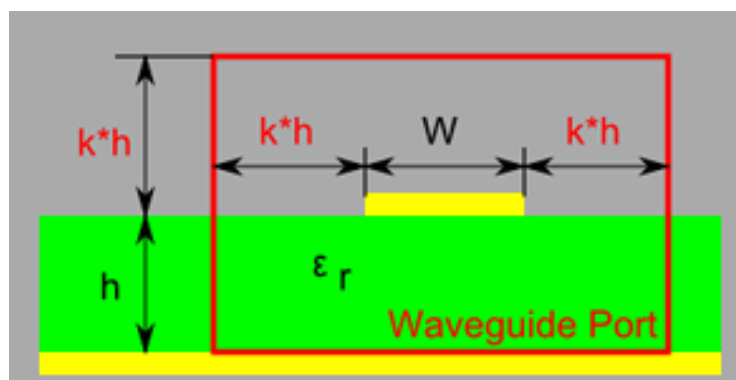
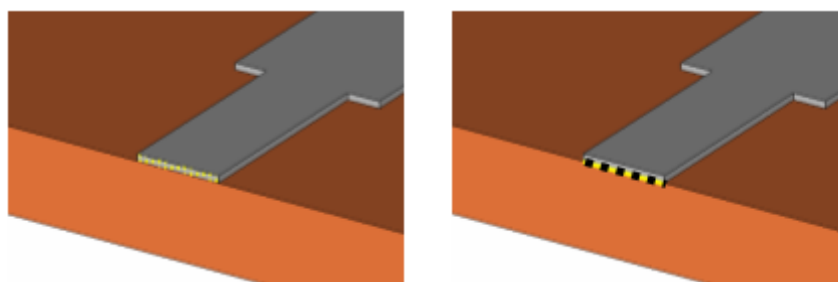


Рисунок 40. Размеры волноводного порта

Более надежный вариант – оценка коэффициента k по схожести кривой линии импеданса в разумных пределах, например 3–15.

Удобный способ создания порта – использование привязок. Для этого необходимо установить привязку к грани или ребру полоскового проводника, расположенного на поверхности диэлектрической подложки (рисунок 41).



Привязка к грани

Привязка к ребру

Рисунок 41. Варианты привязок

Затем следует выбрать команду *Waveguide Port* и в появившемся окне ввести коэффициенты (рисунок 42).

Использование волноводных портов повышает точность моделирования, однако использование дискретных портов иногда бывает намного удобнее. Дискретный порт состоит из источника тока с внутренним сопротивлением и двух полюсов, которые могут быть подключены к устройству. Он используется как

источник питающей точки антенны или как завершение линии передачи на очень низких частотах.

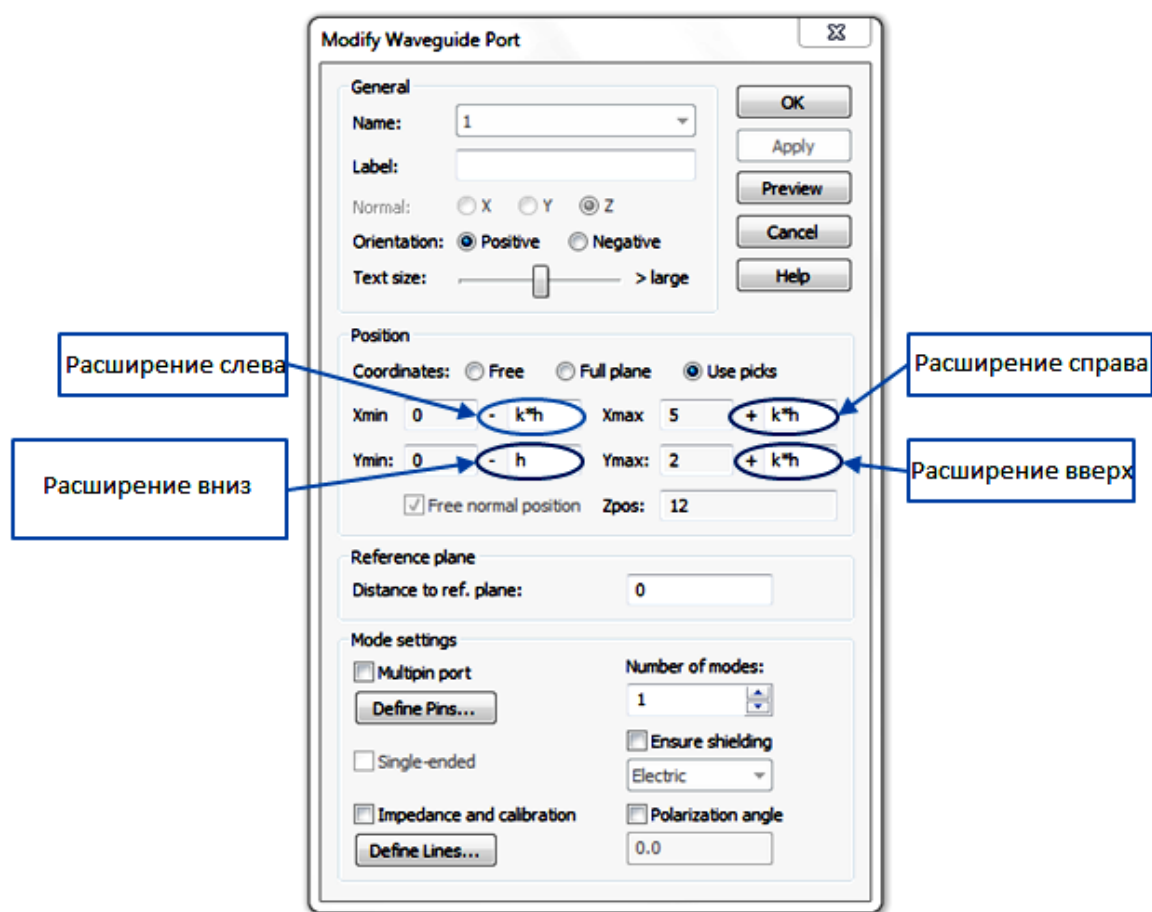


Рисунок 42. Окно настроек волноводного порта

На высоких частотах (например, длина порта больше, чем одна десятая длины волны) полученные S-параметры могут отличаться от рассчитанных при использовании волноводного порта. Это происходит из-за неправильного согласования порта и структуры.

Как и волноводный порт, дискретный порт подключается с помощью привязок. Например, необходимо оценить работу V-образного вибратора. Для этого создадим два цилиндрических проводника необходимых размеров, установим привязки в точки питания антенны и вызовем команду *Discrete Port* (рисунок 43).

В окне *Discrete Port* зададим внутреннее сопротивление порта (*Impedance*) и при необходимости – номер. Дополнительно можно задать обратное направление протекания тока (*Invert direction*).

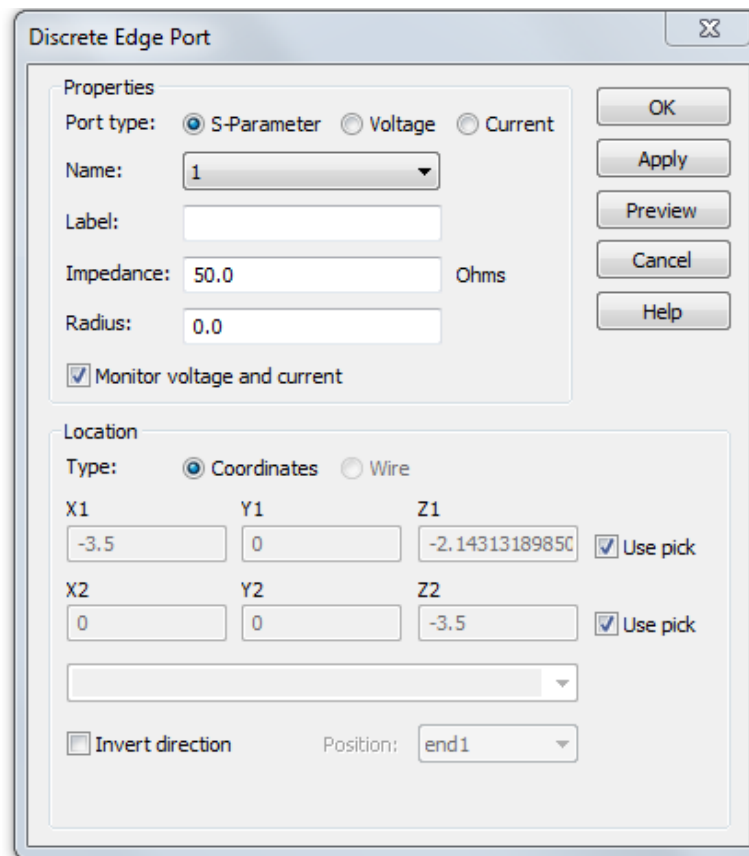
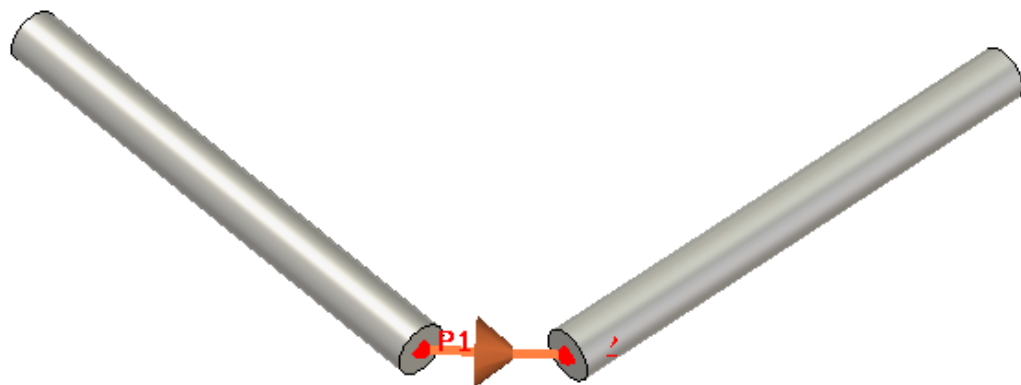


Рисунок 43. Окно настройки *Discrete Port*

2.3. Разбиение сетки

В любом методе, связанном с конечными элементами, все объекты разбиваются на небольшие элементы. Если модель СВЧ-устройства задана только прямыми плоскостями, то число анализируемых элементов разбиения невелико и расчет проводится относительно быстро. При использовании в СВЧ-устройствах криволинейных поверхностей для их аппроксимации требуется намного большее количество элементов разбиения, что приводит к значительным временным затратам при анализе. Настройки для разбиения сетки находятся в группе *Mesh* вкладки *Simulation* (рисунк 44).

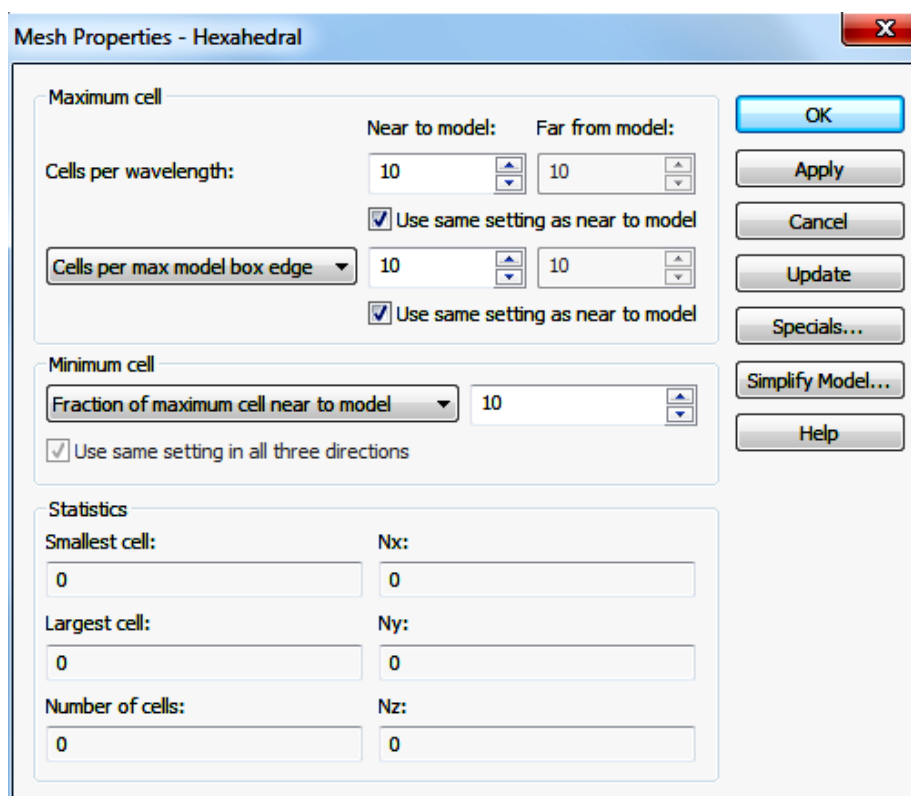


Рисунок 44. Окно настройки разбиения сетки

Параметр *Cell per wavelength* определяет количество ячеек сетки для пространственной выборки с наименьшей длиной волны (самая высокая частота), рекомендуется минимум 10. Увеличение значения этого параметра приведет к увеличению общего количества ячеек сетки, особенно в случае электрически больших задач.

Параметр *Cell per max model box edge* определяет минимальное число ячеек сетки по диагонали наименьшей грани объекта. Этот параметр особенно важен для электрически малых задач, в которых параметр *Cell per wavelength* не имеет хорошего контроля над сеткой. Чтобы понять это, рассмотрим пример с электрически малым объемом: 10 см^3 , заполнен диэлектриком и моделируется на частоте 200 МГц (что соответствует длине волны 150 см). Описанная выше настройка может привести к ячейке сетки через каждые 15 см, что явно недостаточно для дискретизации заданного объема. В этом случае сетка управляется параметром *Cell per max model box edge*. Таким образом, возрастание этого параметра увеличивает общее количество ячеек сетки, особенно для электрически небольших задач.

Параметр *Fraction of maximum cell near to model* определяет допустимое соотношение между наибольшим и наименьшим размерами ячейки сетки в модели. Самый большой размер ячейки определяется наименьшей длиной волны и количеством разбиений на длину волны, увеличивая этот параметр, можно уменьшить размер минимальной ячейки сетки. Таким образом, увеличение этого значения имеет два противоположных эффекта: 1) мелкие структурные особенности в модели будут правильно разбиты; 2) общее количество ячеек сетки будет увеличиваться. В качестве альтернативного варианта можно задать минимальный размер ячейки сетки. Эта функция полезна, когда есть точное значение наименьшего размера элемента в модели, который должен быть разбит.

3. Пример моделирования коаксиально-волноводного перехода

Соединение коаксиальной линии с прямоугольным волноводом преобразует волну типа T в коаксиальной линии в волны типа H или E в прямоугольном волноводе. Для возбуждения волны основного типа H_{10} в прямоугольный волновод вводится штырь, который перпендикулярен широкой стенке волновода. Штырь является продолжением центрального проводника коаксиальной линии и служит антенной, излучающей электромагнитную энергию в волновод или принимающей ее из волновода.

Обычно штырь расположен относительно широкой стенки волновода на расстоянии $x = a/2$ (рисунок 45).

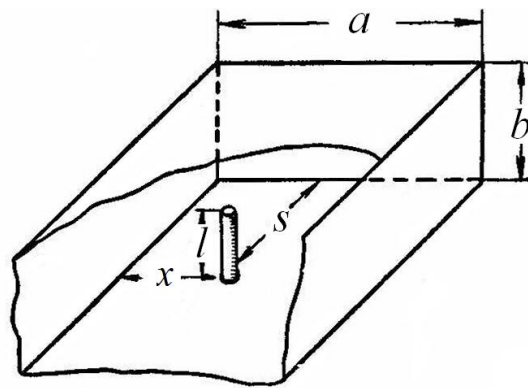


Рисунок 45. Эскиз коаксиально-волноводного перехода

Расчет возбуждающего штыря проводится на центральной частоте диапазона. Длина волны, распространяющейся в коаксиальном тракте, при этой частоте будет

$$\lambda = \frac{c}{f_{\text{ср}}}, \quad (1)$$

где c – скорость света в вакууме. Расстояние от штыря до короткозамыкающей плоскости волновода определяется соотношением

$$s = \frac{\lambda}{4}, \quad (2)$$

где λ – длина волны в волноводе. Длина штыря определяется выражением

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \arccos\left(1 - \frac{2\pi \cdot h_d}{\lambda}\right), \quad (3)$$

где h_d – действующая высота штыря в волноводе:

$$h_d = \sqrt{\frac{Z_\phi ab}{2Z_B \sin^2\left(\frac{\pi}{a}x\right) \sin^2\left(\frac{\pi}{\lambda}s\right)}}, \quad (4)$$

где $x=a/2$ – положение штыря на широкой стенке волновода; Z_ϕ – сопротивление подводимой коаксиальной линии;

$$Z_B = \frac{60\pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}} \frac{b}{a} \quad \text{– волновое сопротивление волны } H_{10}; \lambda \text{ –}$$

длина волны в коаксиальном тракте; $\lambda_{кр}$ – критическая длина волны. Для волны основного типа H_{10} критическая длина волны $\lambda_{кр} = 2a$.

На основе формул (1)–(4) создадим модель перехода с коаксиального тракта сечением 3,5/1,52 мм на волноводный с поперечными размерами 23×10 мм с воздушным заполнением. Средняя частота работы такого перехода составляет 10 ГГц, что соответствует длине волны $\lambda = 3$ см.

При открытии программы *CST MWS* вначале зададим множители размерности *Units* во вкладке *Home*: геометрические размеры в миллиметрах, а частоту в гигагерцах. Далее выберем вкладку *Modeling* и с помощью стандартных инструментов создадим параметризированный объект параллелепипеда *Brick* с поперечными размерами $a = 23$, $b = 10$ и длиной 3λ , который будет являться заполнителем волновода из материала *Air* из библиотеки материалов. После заполнения полей в окне настроек объекта *Brick* (рисунок 46) необходимо нажать кнопку *Preview* для предпросмотра заданного объекта и задать значения в дополнительном окне.

После этого необходимо добавить в модель перехода коаксиальную линию. Для этого создадим два объекта: 1) диэлектрический наполнитель с наружным диаметром $D_{outer} = 3,5$, внутренним диаметром $D_{inner} = 1,52$ и длиной $\lambda/2$, центральный проводник коаксиальной линии диаметром D_{inner} ; 2) штырь внутри волновода как его продолжение длиной $l = 5,1$, которая вычислена по формуле (3). Выберем элемент *Cylinder* и заполним поля в его свойствах, как показано на рисунках 47 и 48.

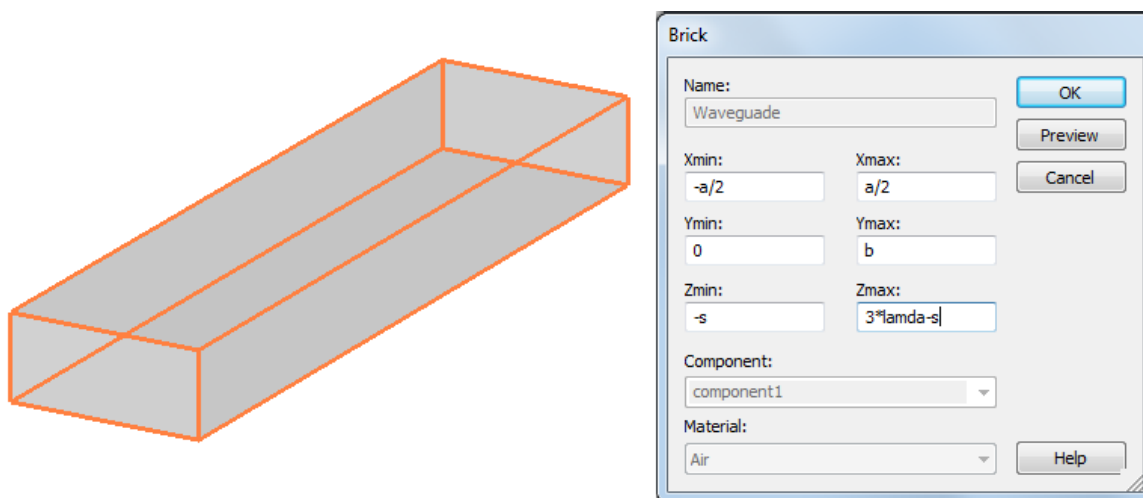


Рисунок 46. Окно настроек объекта *Brick*

В настройках по умолчанию выберем в свойствах настроек *Background* тип материала, который будет заполнять все окружающее пространство, а также не заполненное объектами пространство внутри модели. Это будет идеальный проводник (*PEC*). Следовательно, нет необходимости создавать корпус для модели коаксиально-волноводного перехода.

В итоге в дереве проекта должно отображаться в строке *Component* три объекта и в строке *Materials* три материала (рисунок 49). Нажав двойным щелчком левой кнопки мыши на компонент или материал в дереве проекта, можно открыть окно их свойств.

Для удобного представления всех объектов модели можно в свойствах материала *Air* установить свойства прозрачности 50 % (рисунок 50).

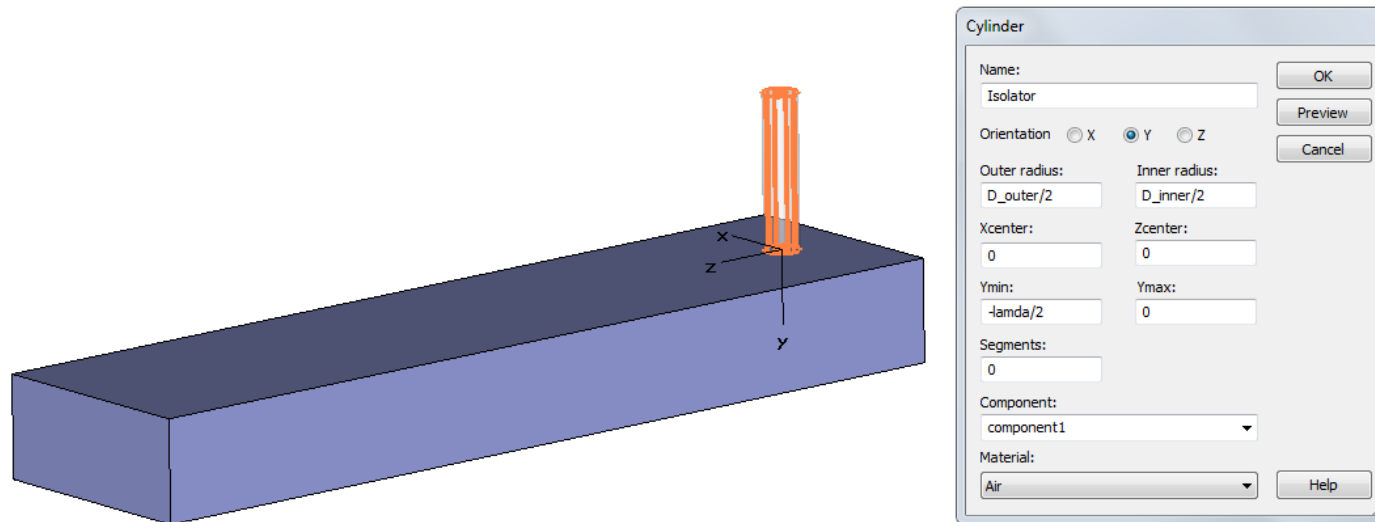


Рисунок 47. Окно настроек объекта диэлектрического заполнителя

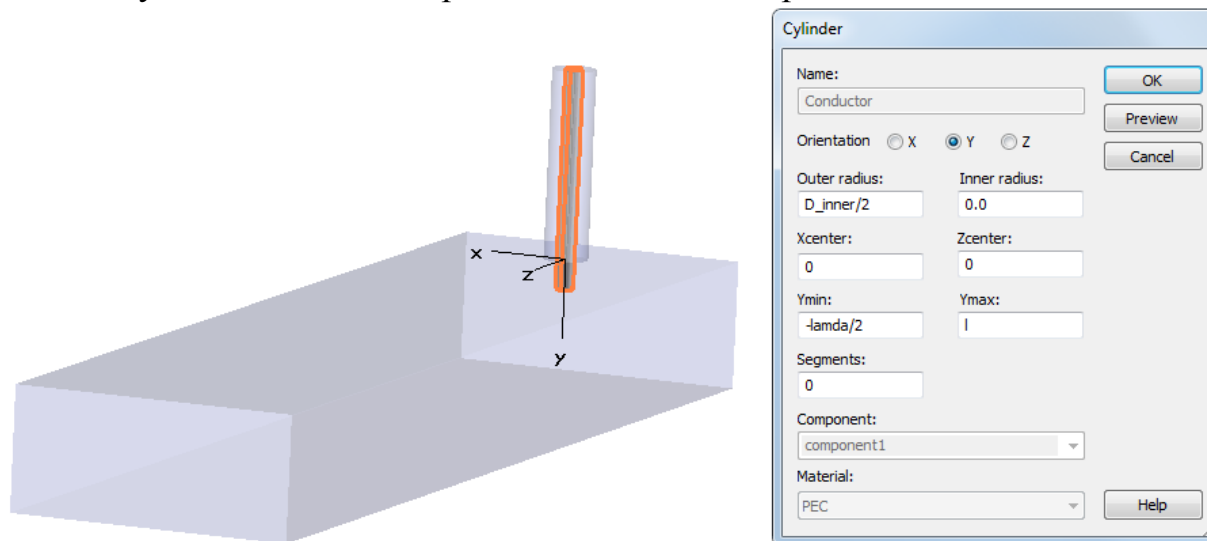


Рисунок 48. Окно настроек центрального проводника коаксиальной линии и штыря

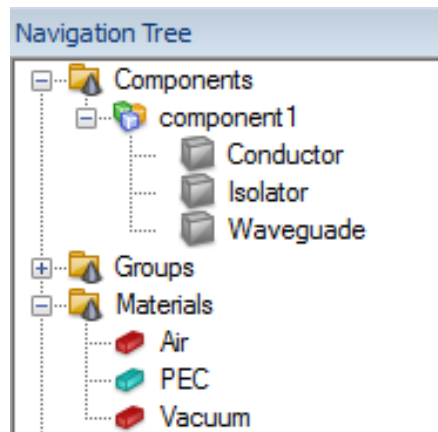


Рисунок 49. Окно дерева проекта

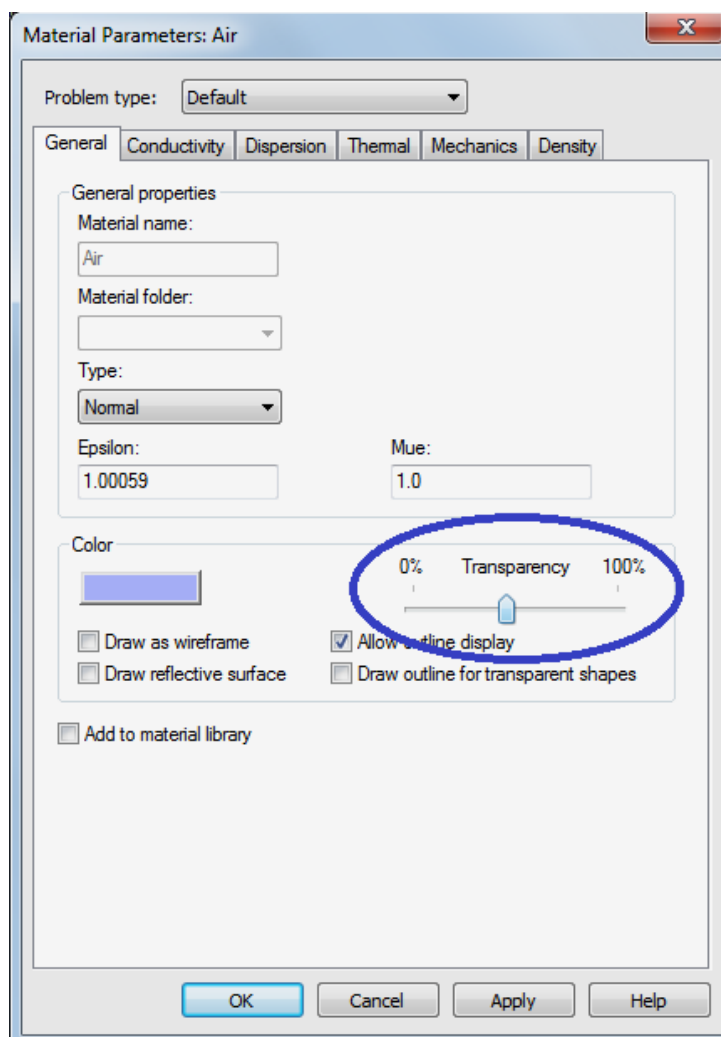


Рисунок 50. Окно свойств материала *Air*

С помощью инструмента привязок *Picks* можно провести проверку размеров модели. Например, установим привязки к крайним точкам сечения волновода, в результате внизу окна отображения модели появится информация об их координатах: раз-

ность координат по оси X составляет 10, а по оси Y – 23 (рисунок 51). Полученные значения соответствуют заданным параметрам a и b , которые отображены в окне параметров объектов. При необходимости можно изменить значение любого параметра. Для подтверждения операции построения модели с новыми значениями параметров необходимо нажать клавишу F7. Если при построении объекта неправильно ввели параметр, то окно свойств объекта можно вызвать через дерево проекта либо, выделив нужный объект, нажать правой кнопкой мыши и выбрать строчку *Properties...*

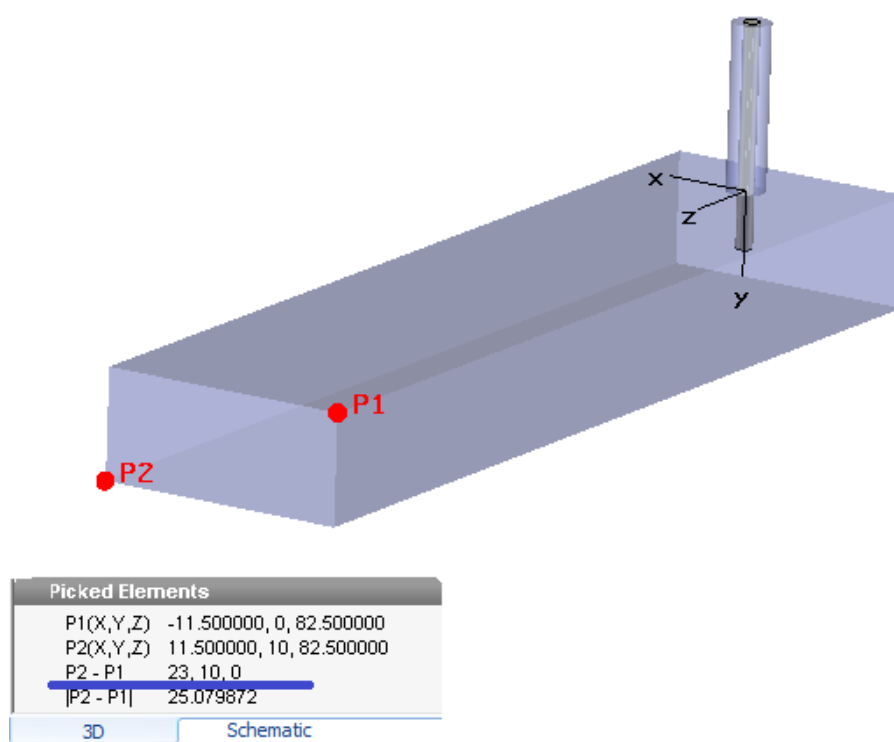


Рисунок 51. Точки привязок к модели перехода и их параметры

Убедившись, что модель создана правильно, во вкладке *Simulation* зададим диапазон частот от 9 до 11 ГГц. В качестве граничных условий оставим параметры по умолчанию (электрическая стенка). Так как модель перехода симметрична относительно плоскости YZ , то зададим для нее плоскость магнитной симметрии (рисунок 52). Это позволит сократить количество разбиений сетки и время расчета. Для обозначения входов волноводной и коаксиальной линий установим волноводные порты, как показано на рис. 53.

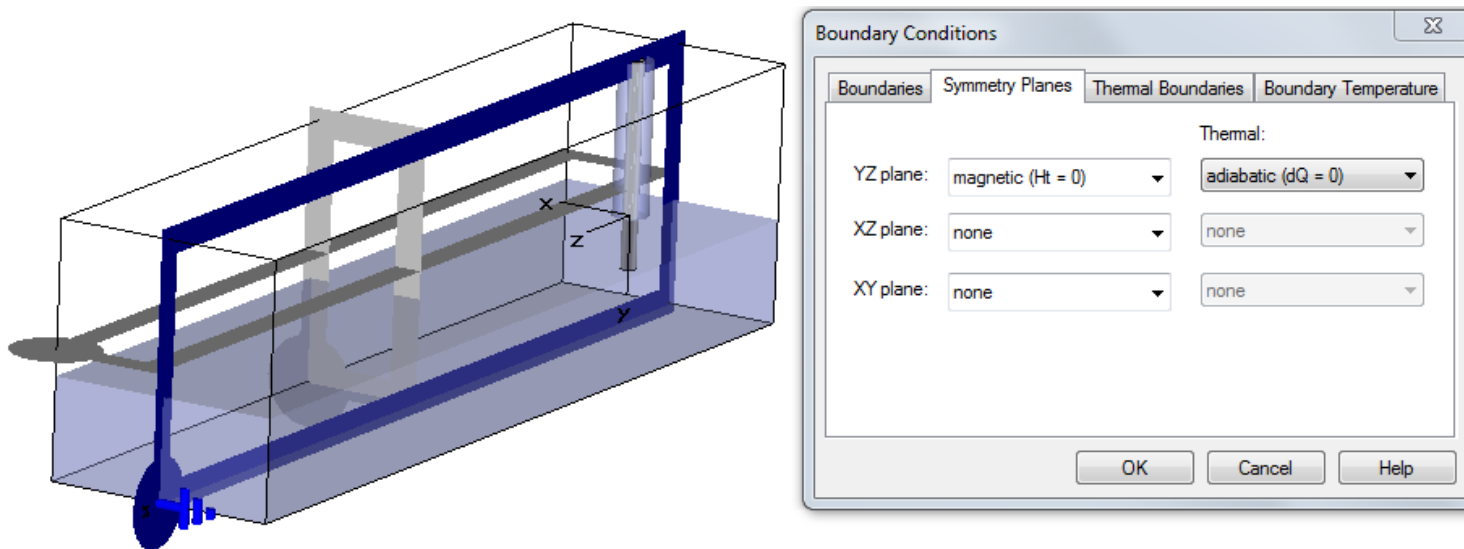


Рисунок 52. Настройки симметрии модели



Рисунок 53. Модель перехода с портами

Далее необходимо проверить разбиение сетки. Место заполнения коаксиальной линии воздухом является наименьшим для данной модели. При стандартных параметрах сетки, как видно из рисунка 54, количество ячеек, которое находится между центральным проводником и экраном, равно единице. Такое количество внесет большую погрешность в результаты моделирования.

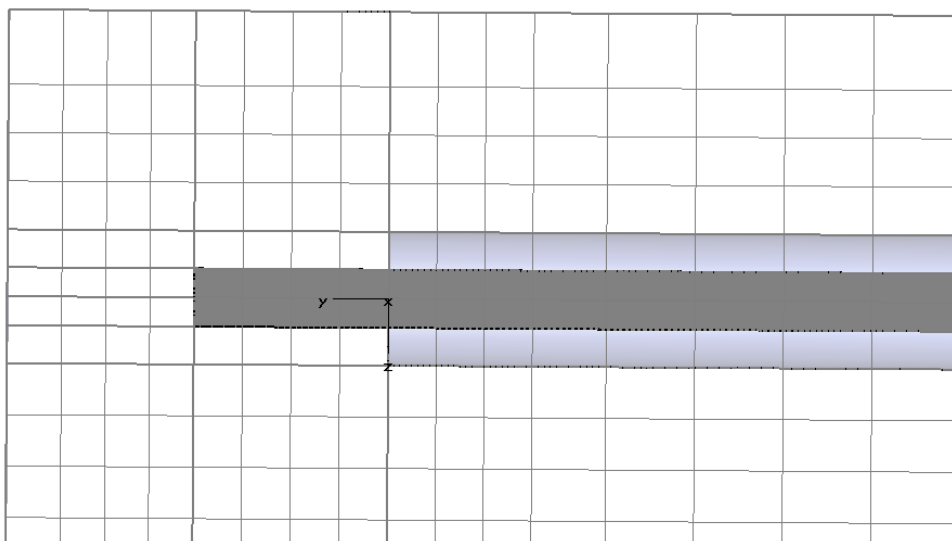


Рисунок 54. Стандартное разбиение сетки

Разбиение регулярного отрезка волновода не является критичным, и если увеличивать глобальные параметры сетки, то это приведет к возрастанию числа разбиений сетки для всей модели, хотя в данном случае есть необходимость повысить количество разбиений в отдельной области. Для этого существуют локальные настройки для каждого объекта. Выделив объект *Conductor* и нажав правую кнопку мыши, необходимо выбрать строчку *Local Mesh Properties...* В появившемся окне настроек локального разбиения сетки можно воспользоваться двумя вариантами (рисунок 55). Первый вариант позволяет увеличить в заданное количество раз сетку в пределах границ (*Use local volume refinement factor*) и вокруг границ (*Use local edge refinement factor*) объекта. Во втором варианте можно задать размер шага сетки разбиения в пределах границ объекта ($Dx/Dy/Dz$) и расстояние, на которое будет продолжаться разбиение с заданным шагом, начиная от границ объекта (*Extend x/y/z range*).

Зададим значения для первого варианта, как показано на рисунке 55.

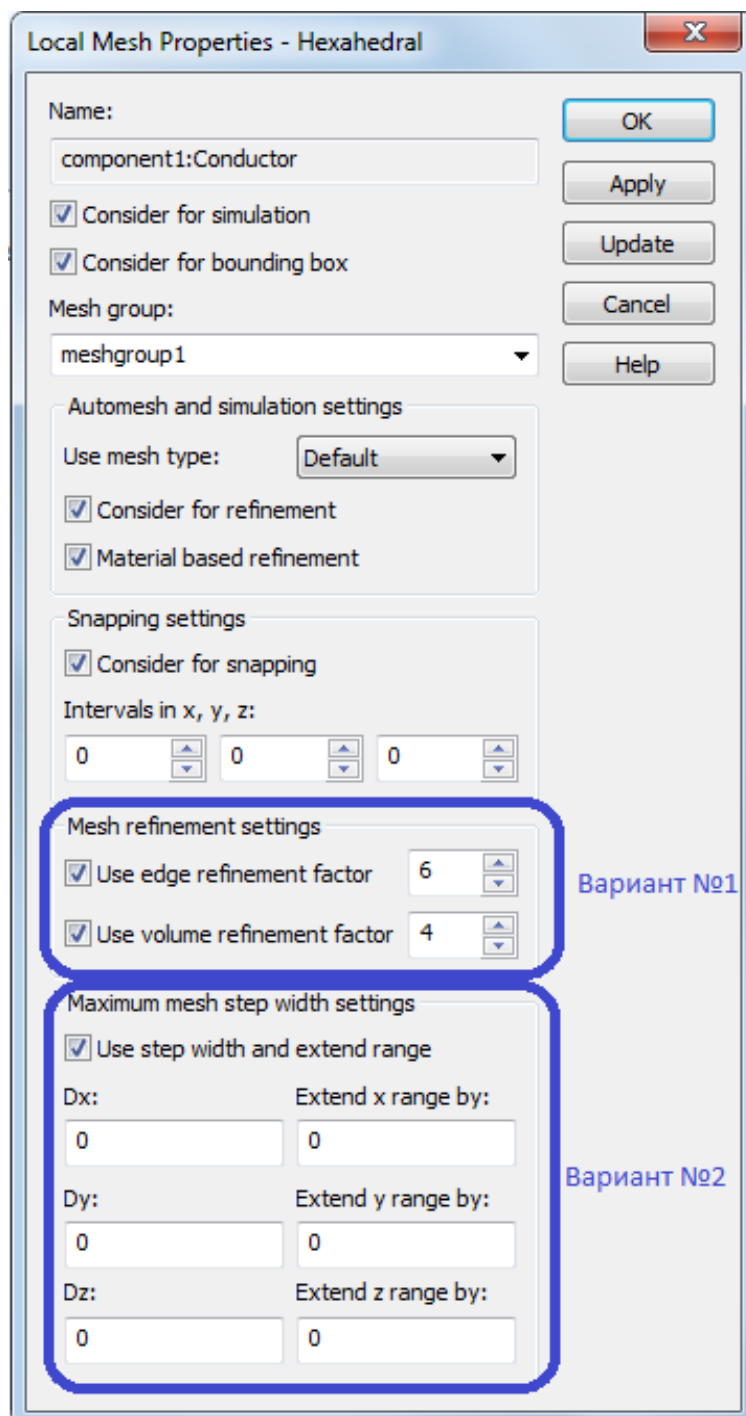


Рисунок 55. Окно настроек локального разбиения сетки

В результате получим разбиение сетки, которое приведено на рисунке 56.

Параметры сетки сохраняются в профиль настроек сетки *Mesh Group*. По умолчанию название профиля *meshgroup1*. Это

удобно использовать, когда необходимо задать нескольким объектам одни и те же параметры локального разбиения сетки.

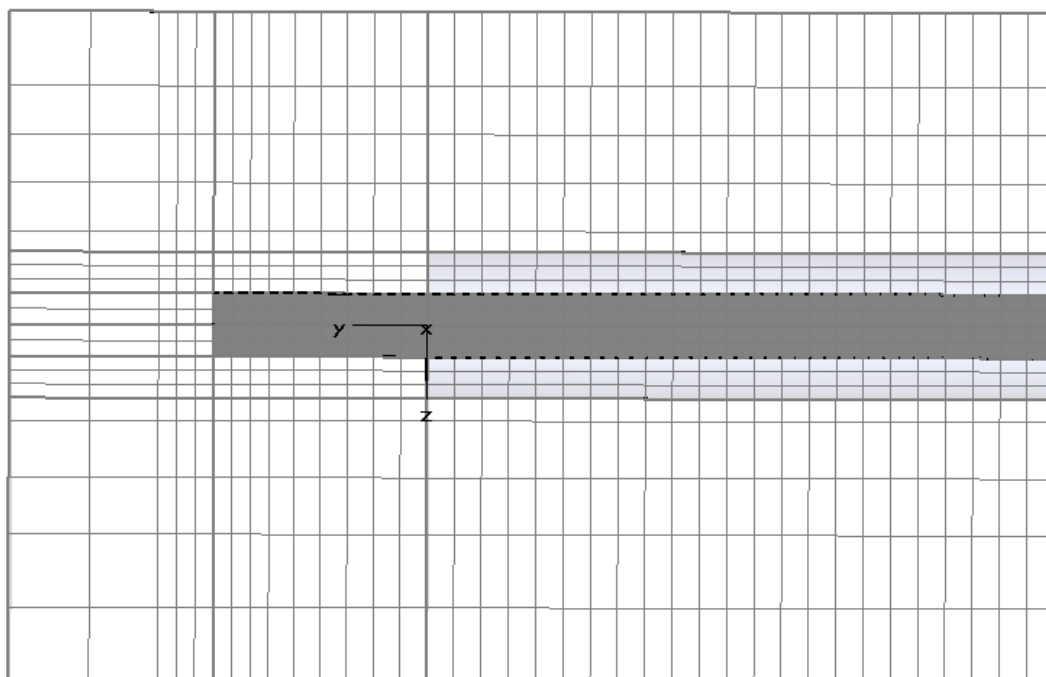


Рисунок 56. Локальное разбиение сетки проводника

CST Microwave Studio позволяет рассчитывать распределение электромагнитных полей в модели. Однако сохранение полей во всем заданном диапазоне частот требует большого объема памяти. Поэтому расчет проводится на заданных частотных точках. Такие выборки поля называются мониторами. Для этого необходимо выбрать команду *Field Monitors* вкладки *Simulation*, в которой можно задать виды рассчитываемых полей (рисунок 57).

В появившемся окне зададим тип поля E для частоты 10 ГГц и применим настройки, затем выберем поле H . Все установленные мониторы будут перечислены в папке *Monitors* дерева проекта, в которой можно будет отредактировать настройки каждого. Также можно задать для каждого типа монитора несколько частот, для этого необходимо вместо параметра *Frequency* выбрать *Step with* или *Sample*.

Следующий шаг моделирования перехода – настройка параметров расчета. Выберем команду *Setup solver* вкладки *Simulation* и в появившемся окне (рисунок 58) зададим в поле *Source type*

параметр *Port 1*. Это означает, что расчет будет проводиться только относительно первого порта.

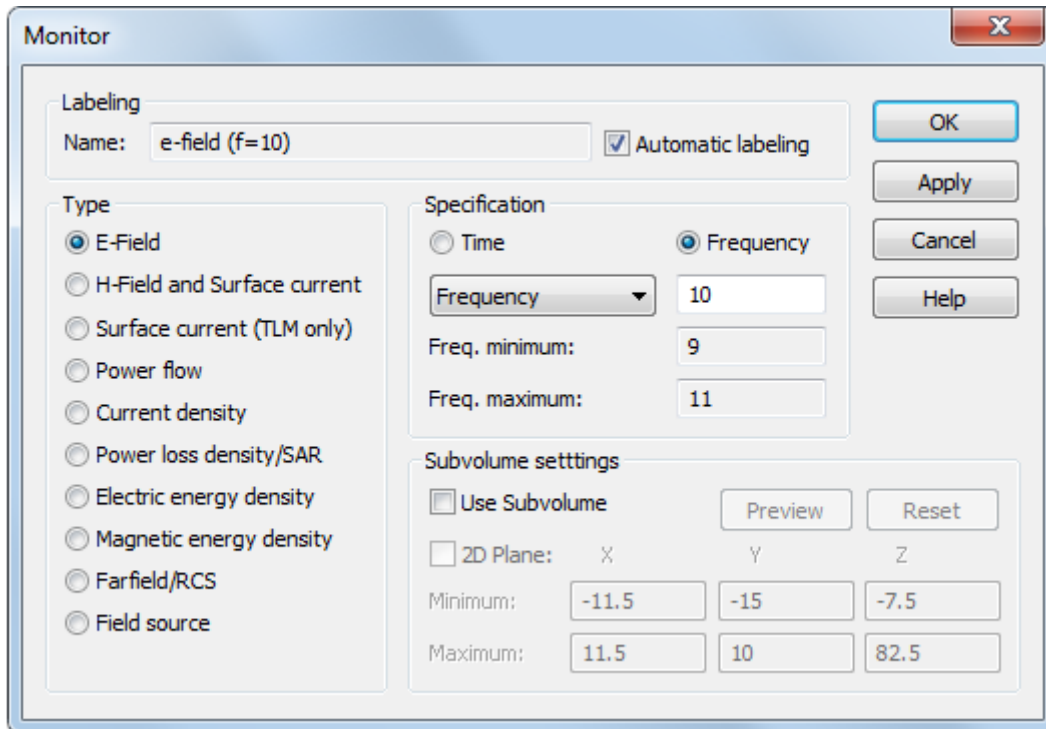


Рисунок 57. Окно настроек мониторов полей

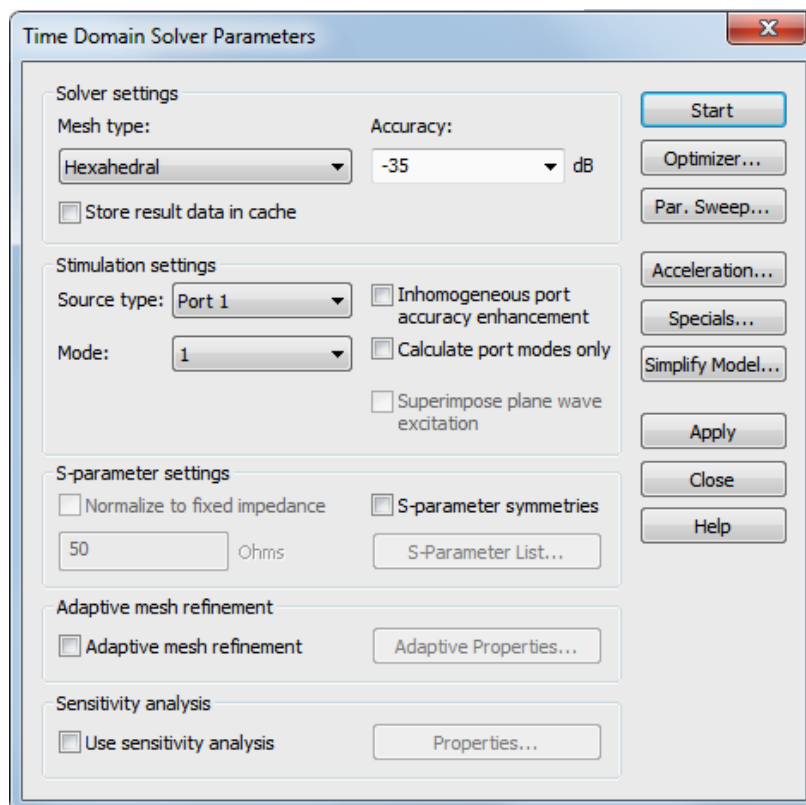


Рисунок 58. Окно настроек параметров расчета

Для начала расчета необходимо нажать кнопку *Start*.

Результаты моделирования находятся в папке *ID Result*. В *Port Signal* приведены временные характеристики падающего ($i1$), отраженного ($o1,1$) и прошедшего ($o2,1$) сигналов (рисунок 59).

Для отображения одной из характеристик можно выделить ее с помощью мыши на графике либо в папке *Port Signal*. Дополнительно появляется вкладка с инструментами *ID Plot* (рисунок 60), в которую можно добавить маркеры отображения координат выбранной характеристики, аннотацию или изменить цвет, шрифт и параметры осей графика.

Для просмотра S-параметров необходимо выбрать соответствующую папку дерева проекта. Рассчитанные S-параметры автоматически нормированы к импедансу порта. Из рисунка 61 видно, что коэффициент отражения ниже минус 8 дБ, что мало подходит для практических применений. Это связано с тем, что используемые формулы (1) – (4) не учитывают диаметр штыря в волноводе.

Для поиска минимального значения модуля коэффициента отражения можно воспользоваться функцией перебора параметров (*Parameter sweep*) в настройках расчетного модуля. Добавим новую последовательность (*New Sequence*) и зададим перебор двух параметров (*New parameter*): l в диапазоне 4–6 мм и s в диапазоне 5–8 мм (рисунок 62). Также необходимо выбрать характеристику для отображения результатов перебора, нажав кнопку *Result Template...* В нашем случае модуль S_{11} измеряется в децибелах.

Полученные результаты будут сохраняться в папке *Tables* дерева проектов, откуда можно выбрать необходимую характеристику модуля коэффициента отражения (рисунок 63).

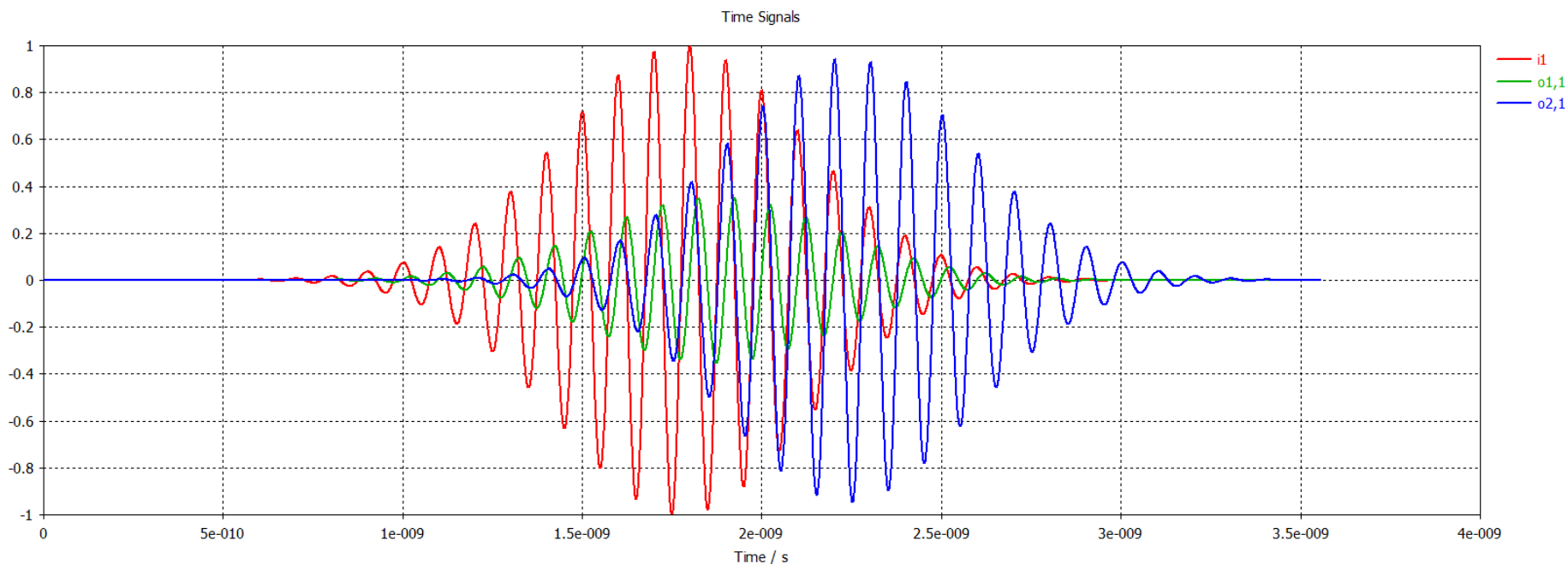


Рисунок 59. Временная зависимость падающего ($i1$), отраженного ($o1,1$) и прошедшего ($o2,1$) сигналов

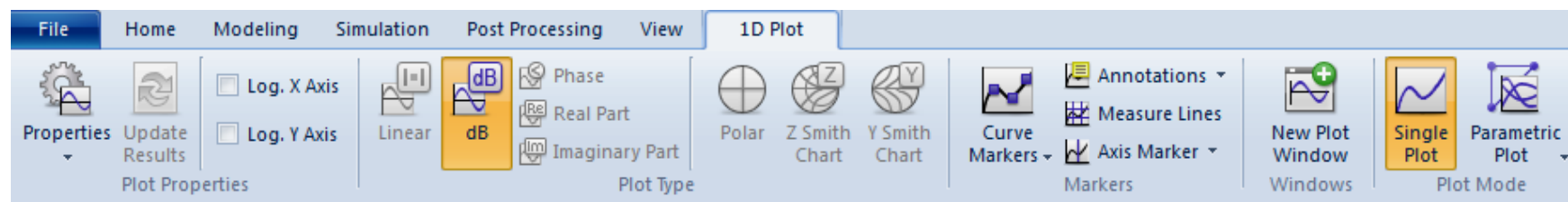


Рисунок 60. Вкладка $1D Plot$ на панели инструментов

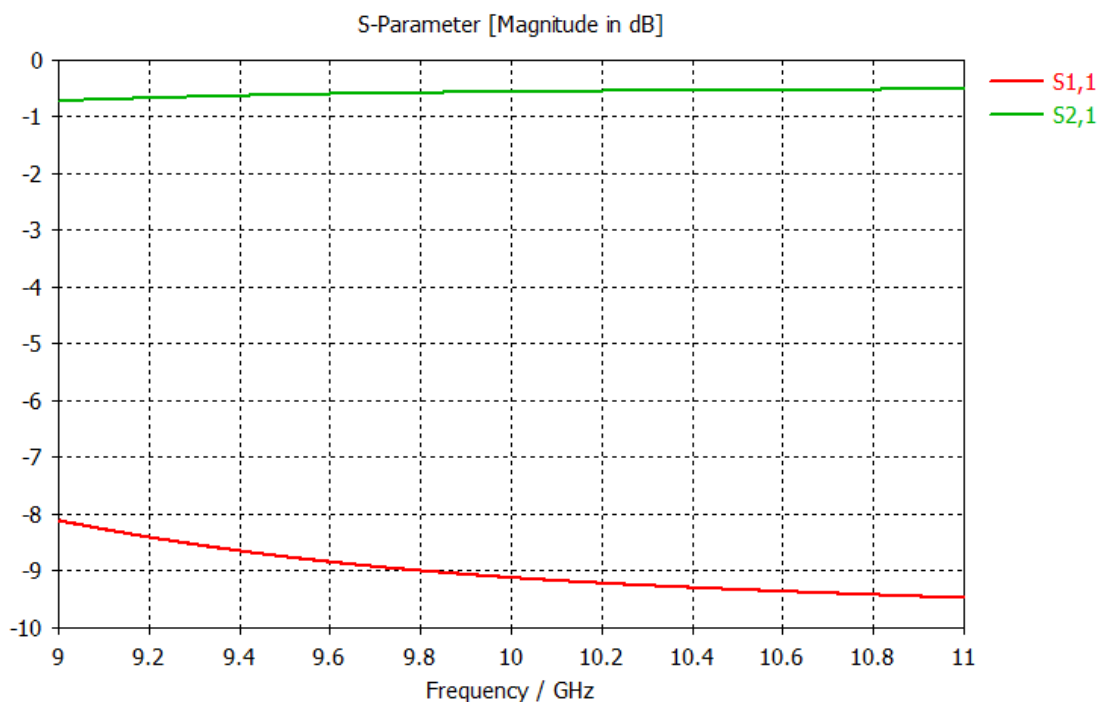


Рисунок 61. Рассчитанные S-параметры

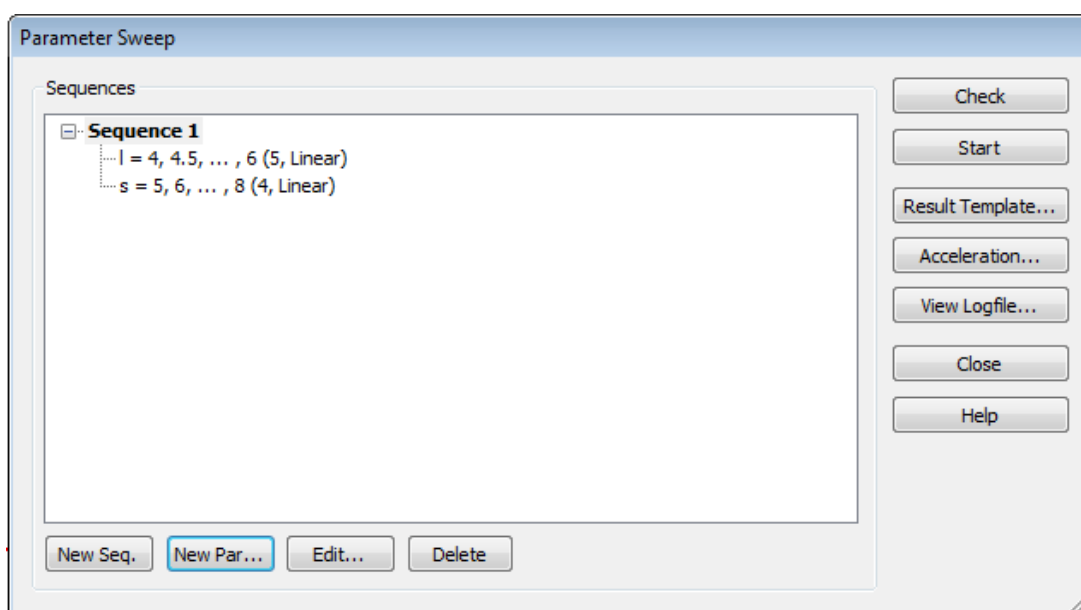


Рисунок 62. Окно настроек перебора параметров

Для отображения, какие параметры соответствуют данной характеристике, необходимо выбрать строчку *Curve Info...* из меню, нажав правую кнопку мыши. В нашем случае выделенной характеристике соответствуют параметры $l = 6$ мм, $s = 5,5$ мм.

Введем полученные значения в лист параметров, обновим модель и запустим расчет. Рассчитанные S-параметры представлены на рисунке 64.

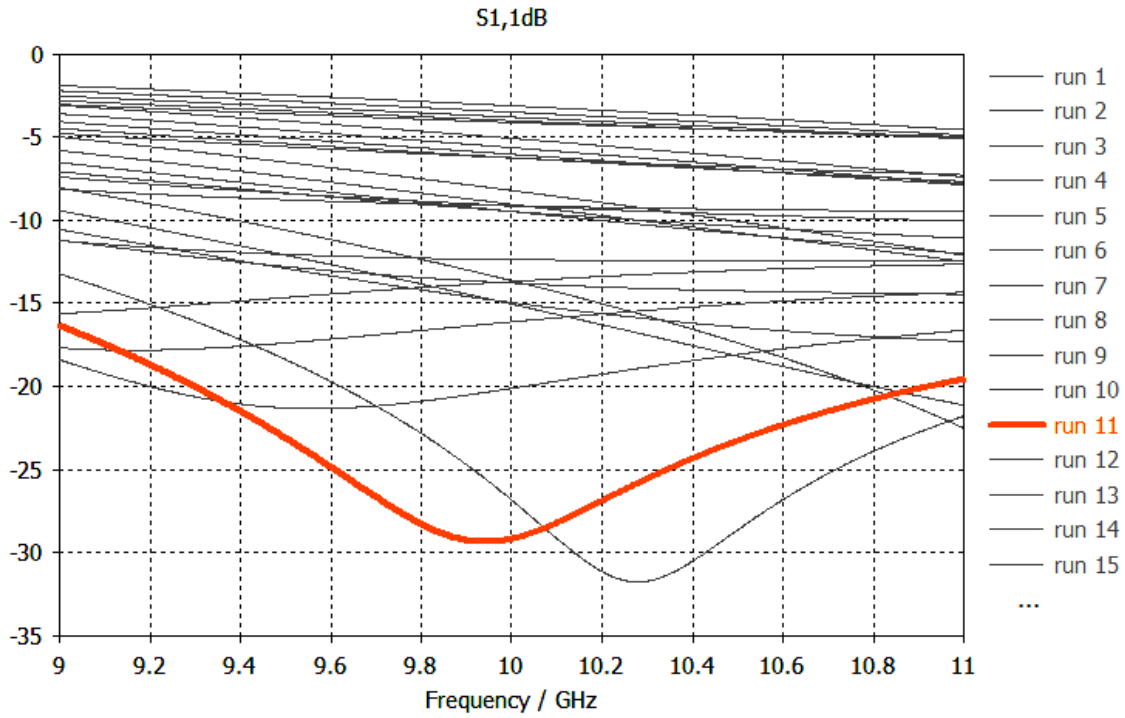


Рисунок 63. Частотные зависимости модуля коэффициента отражения для параметров l и s

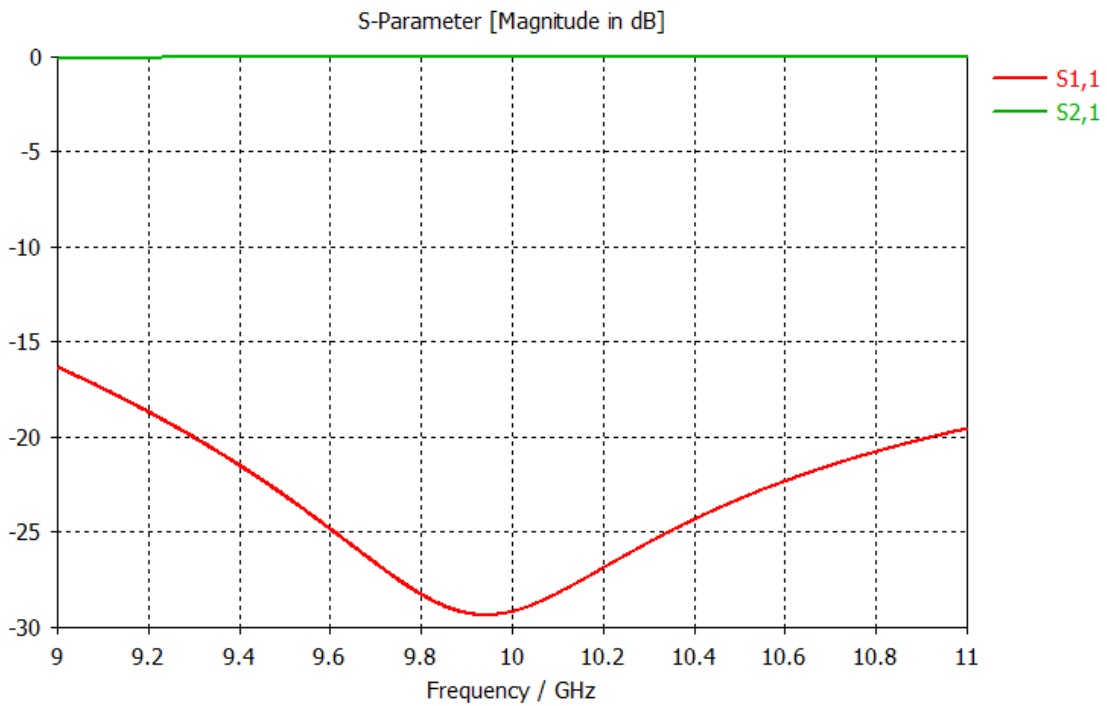


Рисунок 64. Частотная зависимость модулей коэффициентов передачи и отражения

Комплексное входное сопротивление первого порта можно проанализировать на диаграмме Вольперта – Смита, режим отображения *Z Smith Chart* (рисунок 65).

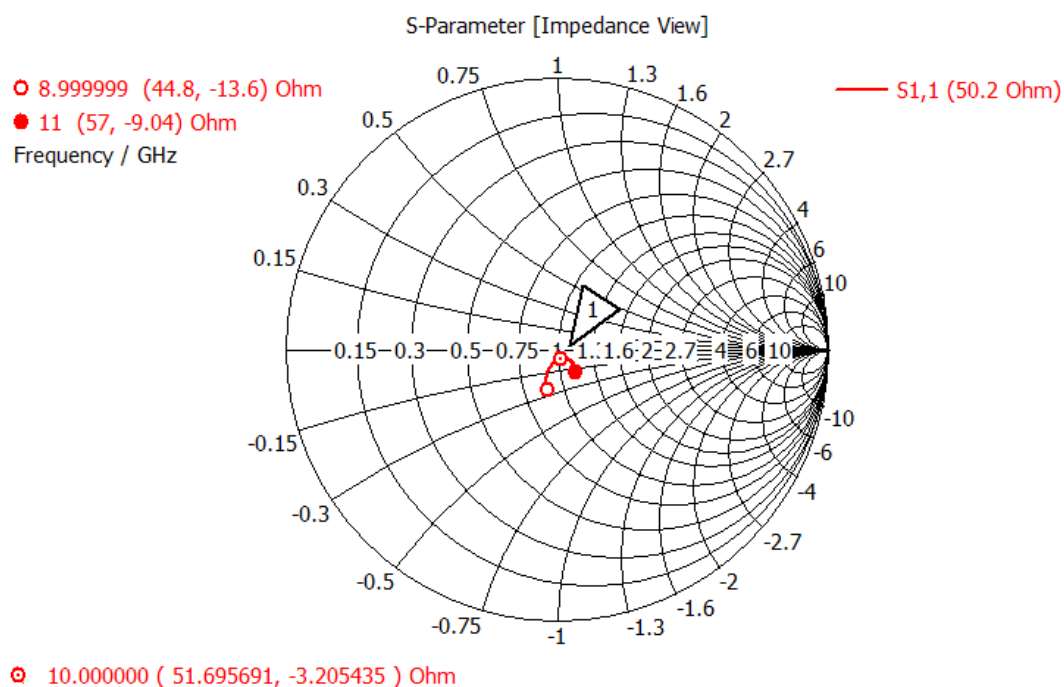


Рисунок 65. Диаграмма Вольперта – Смита

Из рисунке 65 видно, что входное сопротивление имеет емкостной характер, и при необходимости в модель можно добавить индуктивную настроечную диафрагму.

Кроме S-параметров, в папке *2D/3D Results* дерева проекта можно получить информацию о картине поля в сечении портов и распределении полей *E* и *H* внутри перехода.

Раскрыв папку *Port Modes* дерева проекта и выделив папку с названием *e1* для первого порта, получим распределение поля *E* и информацию о параметрах волны (рисунок 66).

По результатам расчета для первого порта:

- ✓ тип волны, распространяющейся вдоль коаксиальной линии, – ТЕМ;
- ✓ постоянная распространения волны (*Beta*) равна 209,6 м⁻¹;
- ✓ волновое сопротивление линии передачи (*Line Imp.*) – 50,2 Ом.

Если развернуть папку каждого из полей, то можно посмотреть покомпонентное распределение.

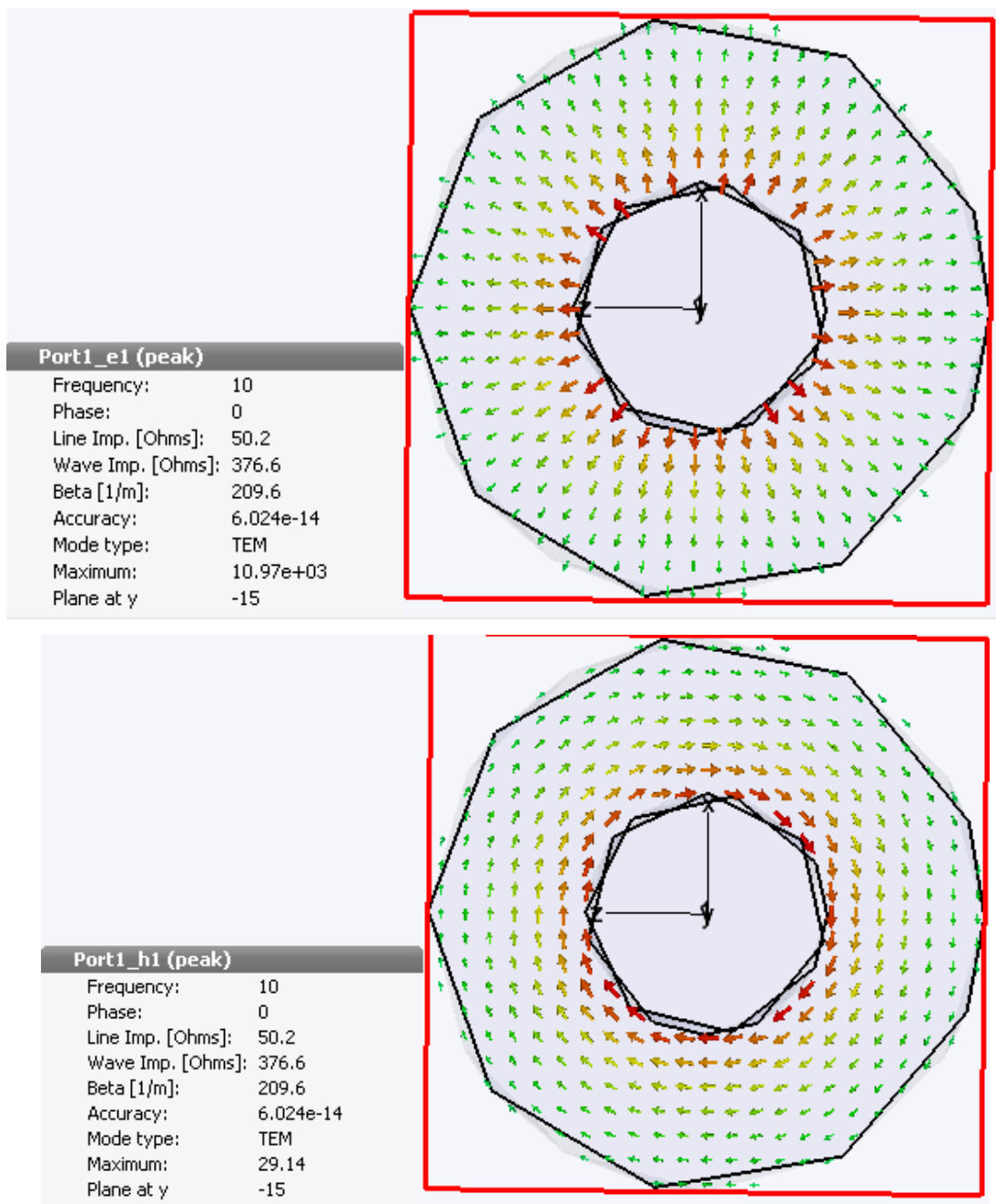


Рисунок 66. Распределение электрического и магнитного полей на первом порту

Для второго порта распределение поля представлено на рисунке 67.

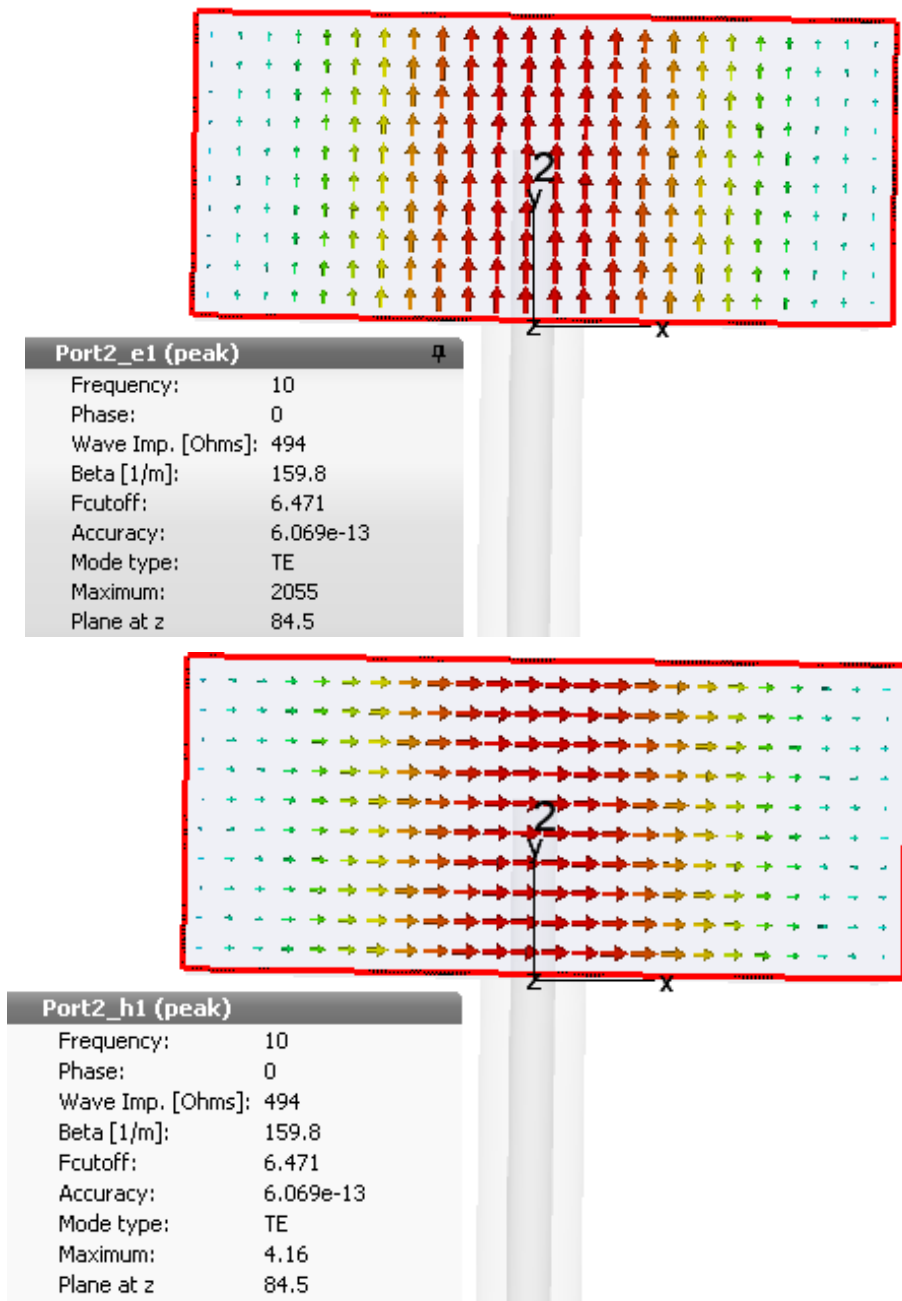


Рисунок 67. Распределение электрического и магнитного полей на втором порту

Для второго порта:

- ✓ тип волны, распространяющейся вдоль коаксиальной линии, – TE;
- ✓ постоянная распространения волны ($Beta$) равна $159,8 \text{ м}^{-1}$;
- ✓ волновое сопротивление линии передачи ($Wave Imp.$) – 494 Ом.

Просмотр распределения полей E и H внутри устройства позволяет наглядно представить физику его работы. Выбирая папку

H – *Field* дерева проекта, можно наблюдать векторное распределение поля H внутри перехода (рисунок 68).

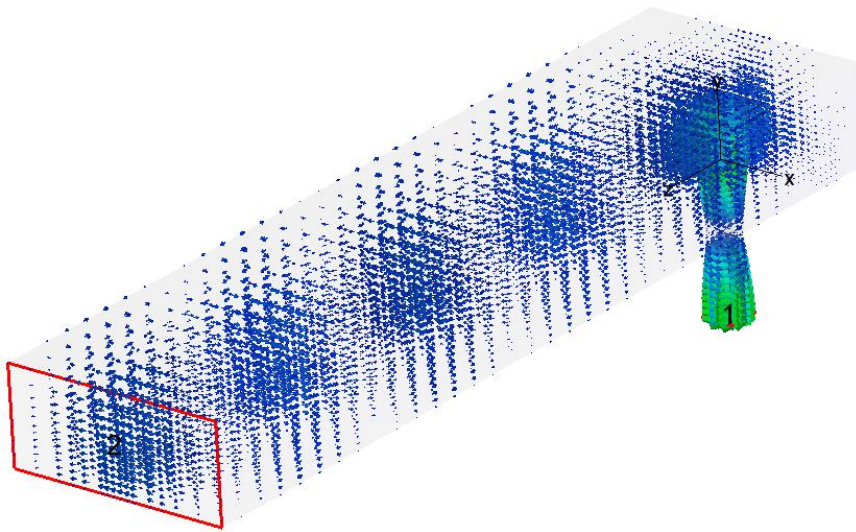


Рисунок 68. Распределение поле H внутри перехода

Инструмент *Animate fields* на вкладке *2D/3D Plot* (рисунок 69) позволяет запустить анимационный процесс отображения поля. Используя инструмент *3D fields on 2D plane*, можно просматривать распределение поля в сечении (рисунок 70).

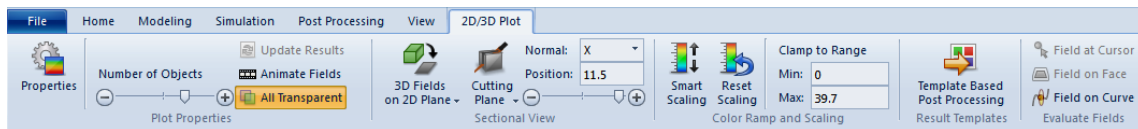


Рисунок 69. Вкладка *2D/3D Plot* на панели инструментов

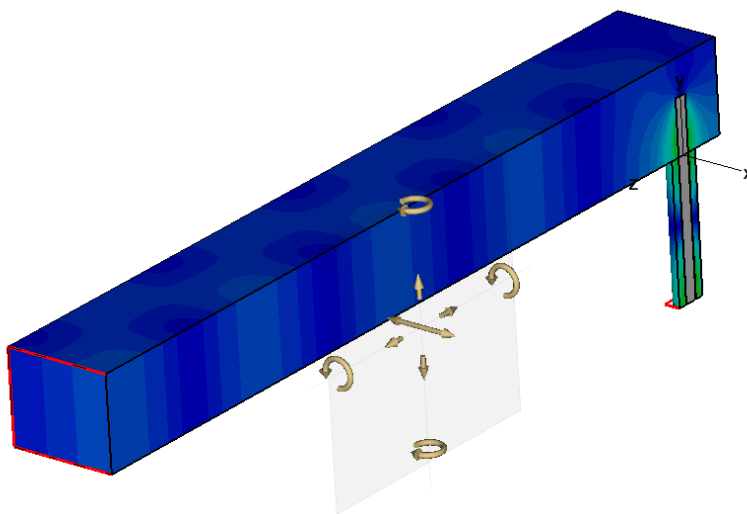


Рисунок 70. Распределение поля H в продольном сечении перехода

4. Расчет E -секториальной антенны

Секториальные рупоры получаются путем плавного расширения одной из стенок прямоугольного волновода. Если расширение прямоугольного волновода происходит в плоскости H , рупор называется H -плоскостным (рисунок 71,*а*); если в плоскости E , то E -плоскостным (рисунок 71,*б*). Во всех рупорных антеннах происходит плавная трансформация структуры поля волноводных типов волн в поле пространственных волн.

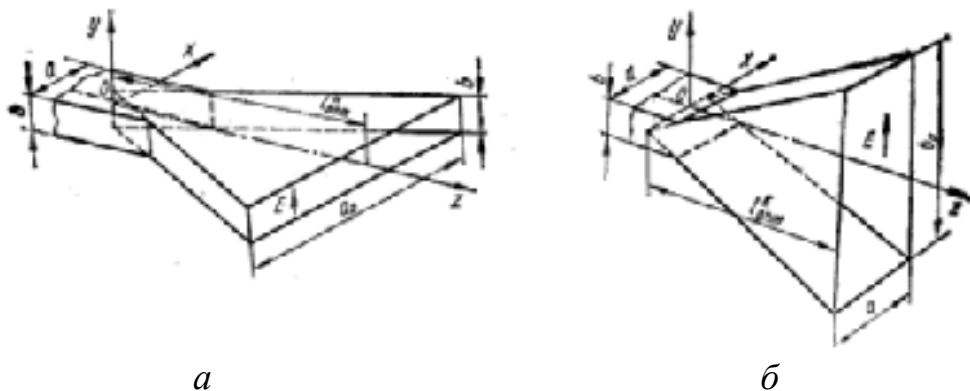


Рисунок 71. Типы секториальных антенн

Внутри рупора распространяется цилиндрическая волна с постоянной фазовой скоростью. Амплитудное распределение в плоскости E близко к равноамплитудному, а фазовое – квадратичное. В плоскости H амплитудное распределение косинусоидальное, а фазовое – постоянное.

В магнитной плоскости диаграмма направленности (ДН) рупора представляет собой функцию кардиоиды. В электрической плоскости ширина ДН меньше, чем в магнитной плоскости, и зависит от размеров раскрыва. При постоянной длине рупора L^E с увеличением размера его раскрыва b_p главный лепесток ДН вначале сужается, так как увеличивается волновой размер апертуры, а фазовые ошибки невелики. Дальнейшее увеличение размера раскрыва, как и в H -плоскостном рупоре, вызывает расширение ДН и рост уровня боковых лепестков. Это связано с большой фазовой ошибкой на краю рупора. Поскольку поле к краю E -плоскостного рупора почти не спадает, то фазовая ошиб-

ка в E -плоскостном рупоре оказывает большее влияние на ДН, чем в H -плоскостном.

Размеры оптимального E -плоскостного секториального рупора связаны между собой соотношением

$$L_{\text{опт}}^E = b_p^2 / (2\lambda), \quad (5)$$

где b_p – высота рупора.

Ширина ДН такого рупора оценивается по формулам

$$2\theta_{0,5}^H \cong 68^\circ \lambda / a, \quad 2\theta_{0,5}^E \cong 53^\circ \lambda / b_p. \quad (6)$$

На волноводный выход коаксиально-волноводного перехода нагрузим E -секторальную антенну. Зададим параметр $b_p = 6b$.

Если подставить значения в формулу (5), то $L_{\text{опт}}^E = 60$ мм.

Выделим объекты *Isolator* и *Waveguide* и объединим их в один объект с помощью операции *Boolean* → *Add* из вкладки *Modeling* (рисунок 72).

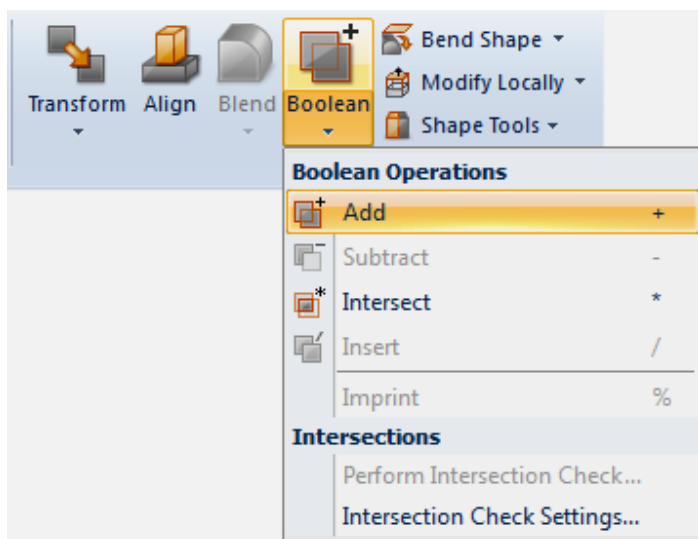


Рисунок 72. Меню *Boolean*

В папке *Components* в дереве проекта останутся два объекта, как показано на рисунке 73.

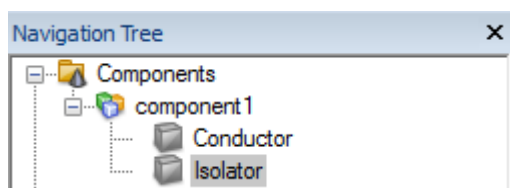


Рисунок 73. Меню дерева проекта

Зададим поверхность раскрыва рупора размером $a \times b_p$ на расстоянии $L_{\text{опт}}^E$ от перехода (рисунок 74).

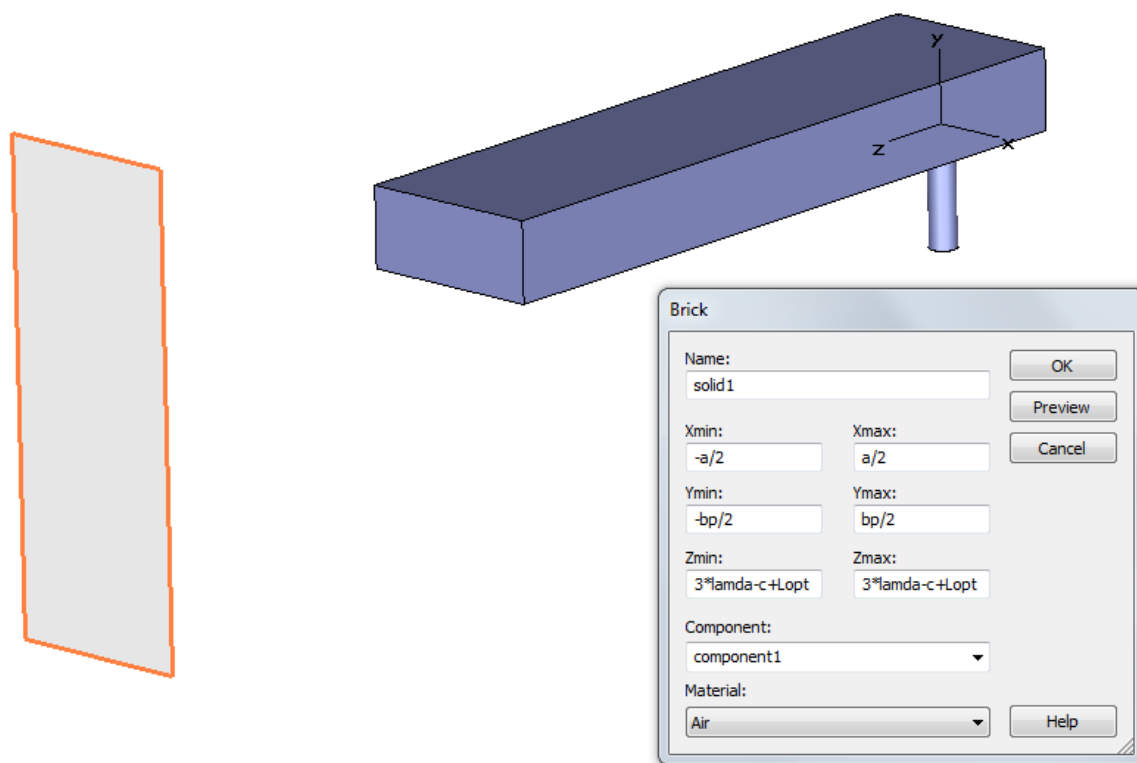


Рисунок 74. Задание поверхности раскрыва рупора

Удалим порт № 2. С помощью команды *Loft* выполним плавный переход от созданной поверхности раскрыва рупора до коаксиально-волноводного перехода (рисунок 75). Объединим все объекты из материала *Air*.

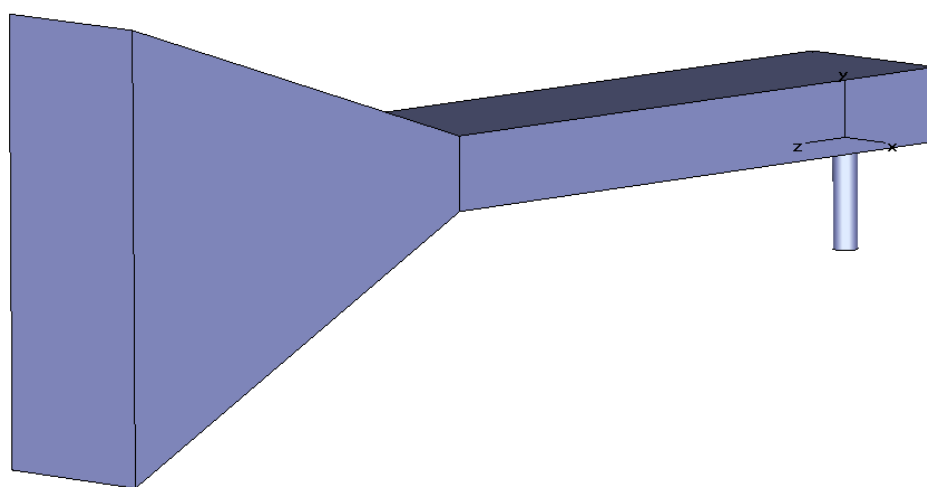


Рисунок 75. Модель *E*-секториального рупора без корпуса

Создадим корпус E -секториального рупора: зададим привязки к граням рупора в местах, где установлен порт и плоскость раскрыва рупора, воспользуемся командой *Shell solid or thicken sheet tool* (см. рисунок 24) для формирования полого объекта вне объема с толщиной стенок 1 мм, как показано на рисунке 76.

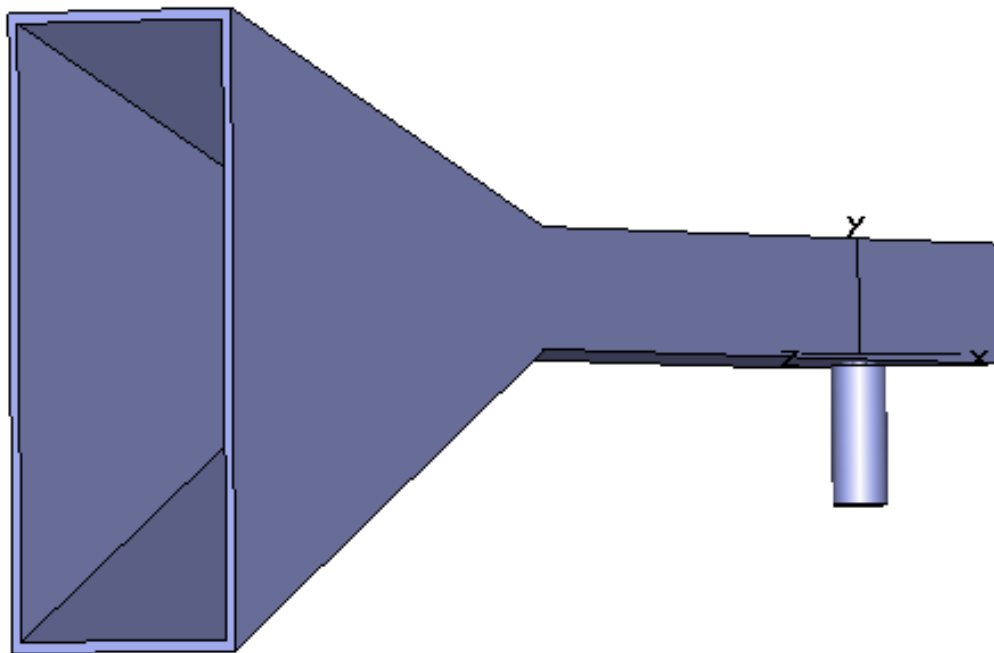


Рисунок 76. Модель корпуса рупора

Для изменения материала корпуса на *PEC* следует выделить правой кнопкой мыши объект и выбрать пункт *Change Material*.

В настройках *Background* необходимо изменить материал на *Normal* и в *Boundaries* установить границу *open (add space)*, так как антенна должна находиться в свободном пространстве.

Для расчета ДН антенны следует установить монитор на центральной частоте с пометкой *Farfield/RCS* и запустить программу на расчет.

По результатам расчета модуль коэффициента отражения стал больше на 8 дБ (рисунок 77).

В папке *2D/3D Results* дерева проекта можно запустить анимацию распределения поля внутри антенны и на раскрыве (рисунок 78).

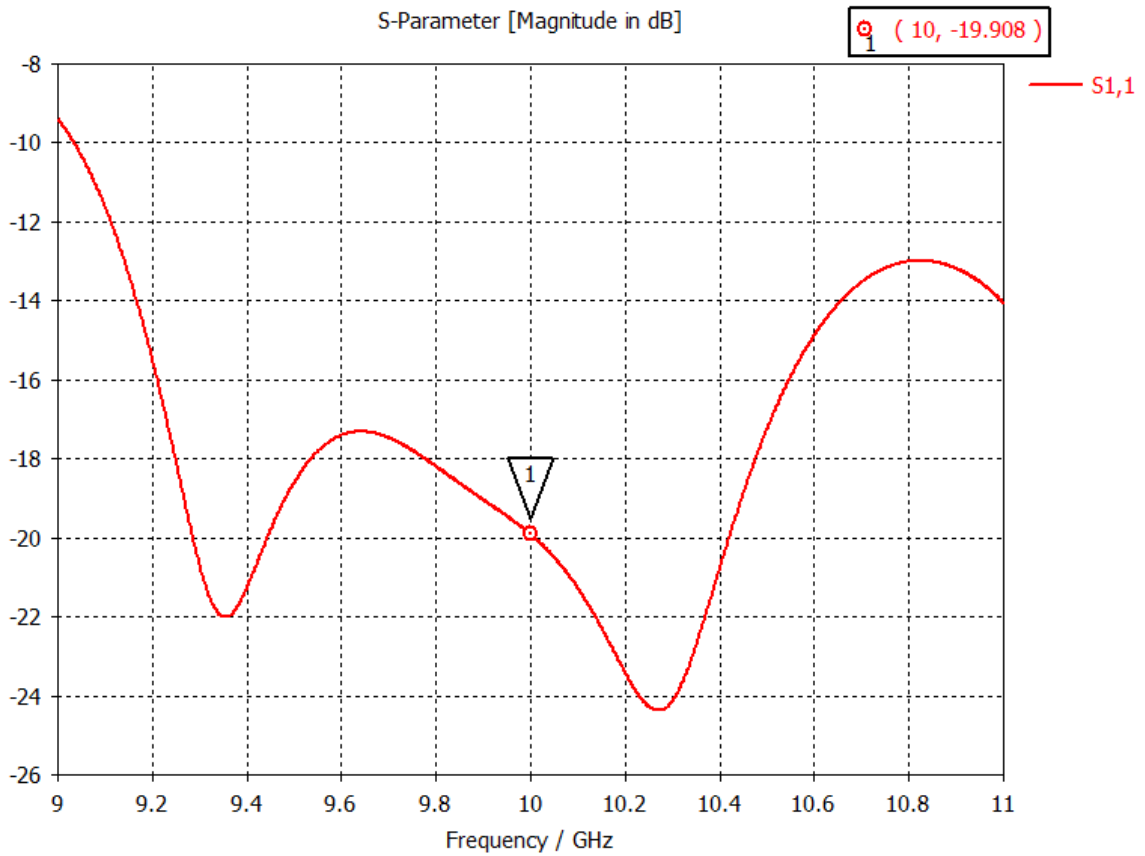


Рисунок 77. Частотная зависимость модуля коэффициента отражения

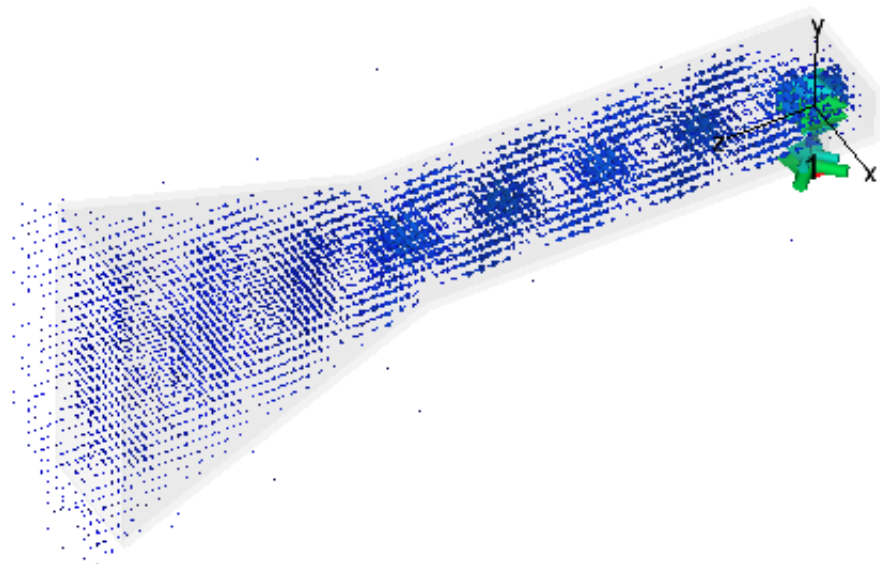


Рисунок 78. Распределение H -поля в E -секториальном рупоре

В папке *Farfield* дерева проекта находятся данные о параметрах излучения антенны:

Theta – модуль компонента электрического поля E_θ ;

Phi – модуль компонента электрического поля E_φ ;

Theta Phase – аргумент компонента электрического поля E_θ ;

Phi Phase – аргумент компонента электрического поля E_φ ;

Radial – радиальный компонент электрического поля E_R ;

Abs – абсолютная величина электрического поля, рассчитываемая как

$$E_{\text{Abs}} = \sqrt{E_\theta^2 + E_\varphi^2 + E_R^2}, \quad (7)$$

или с аппроксимацией дальнего поля

$$E_{\text{Abs}} = \sqrt{E_\theta^2 + E_\varphi^2}; \quad (8)$$

Axial ratio – осевое отношение, а именно отношение большой оси поляризационного эллипса к малой оси (коэффициент эллиптичности)

$$AR = \sqrt{\frac{|E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2 + |E_\theta^2 + E_\varphi^2|}{|E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2 - |E_\theta^2 + E_\varphi^2|}}; \quad (9)$$

Left polarization – величина, оценивающая часть круговой поляризации дальнего поля, имеющей направление против часовой стрелки:

$$E_{\text{left}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(\text{Re}(E_T) + \text{Im}(E_P))^2 + (\text{Im}(E_T) - \text{Re}(E_P))^2}; \quad (10)$$

Right polarization – величина, оценивающая часть круговой поляризации дальнего поля, имеющей направление по часовой стрелке:

$$E_{\text{right}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(\text{Re}(E_T) + \text{Im}(E_P))^2 + (\text{Re}(E_T) - \text{Im}(E_P))^2}. \quad (11)$$

Если установить курсор на строке *Abs*, в окне отображения результатов появится рассчитанная объемная ДН рупора в децибелах (рисунок 79). Слева внизу будет выведена дополнительная информация о ДН: частота, коэффициент направленного действия (КНД) относительно изотропного излучателя и т.д.

Также появится дополнительная вкладка *Farfield Plot* панели инструментов (рисунок 80), на которой представлены основные инструменты по отображению графиков.

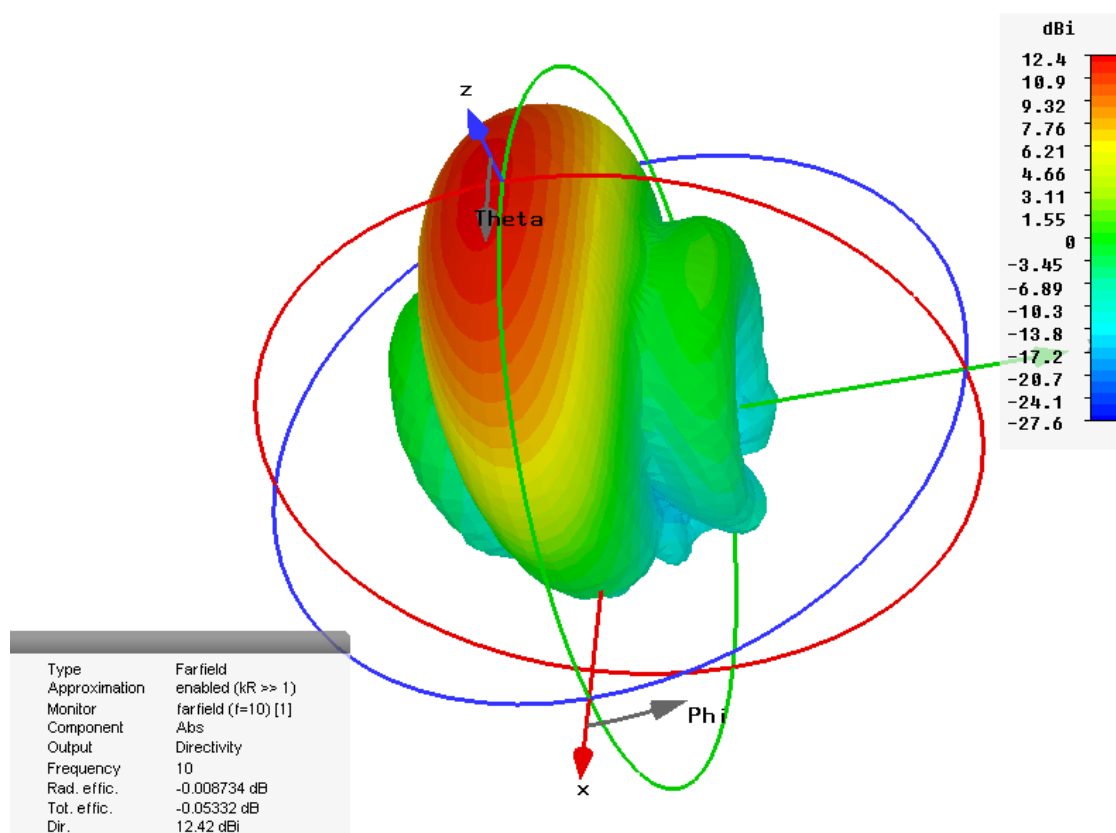


Рисунок 79. Объемная ДН *E*-секториального рупора

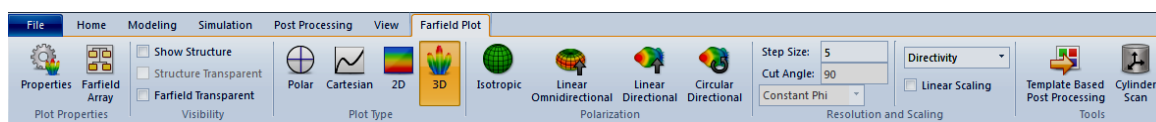


Рисунок 80. Вкладка *Farfield Plot*

Например, отобразить модель антенны (*Show Structure*) и сделать полупрозрачную ДН (рисунок 81) или отобразить в полярных координатах сечение ДН (рисунок 82).

На рисунке 82 дополнительно отображается:

- ✓ частота *Frequency*;
- ✓ уровень главного максимума *Main lobe magnitude*;
- ✓ направление главного лепестка ДН *Main lobe direction*;
- ✓ ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ *Angular width (3 dB)*;
- ✓ уровень боковых лепестков (УБЛ) *Side lobe level*.

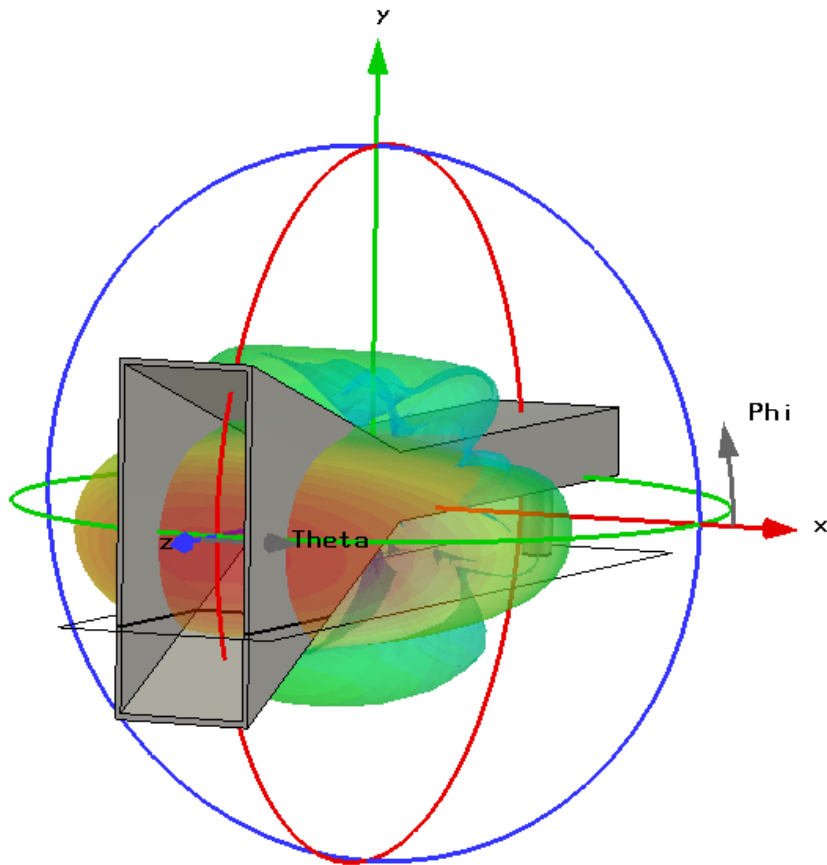


Рисунок 81. Объемная модель антенны с ДН

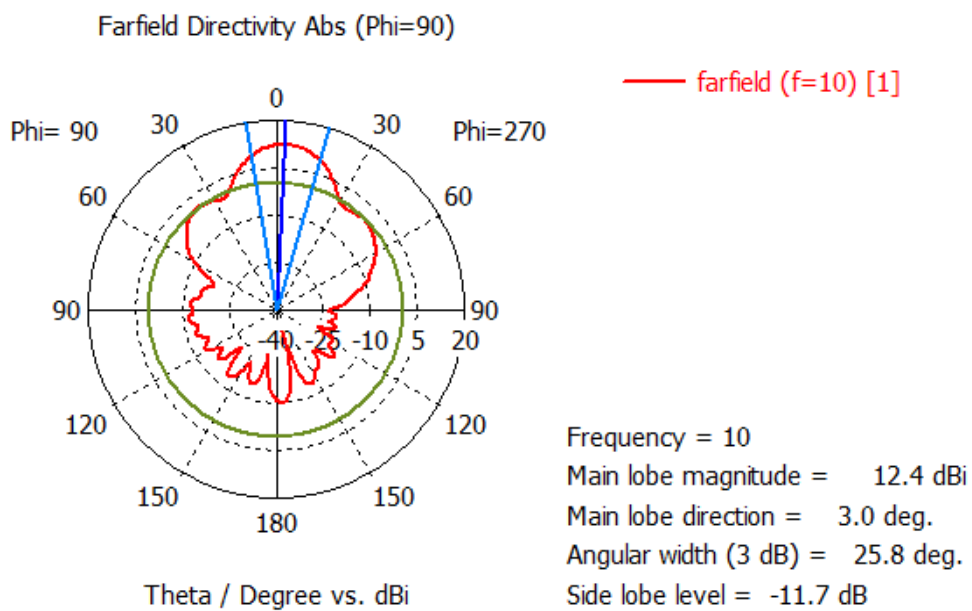


Рисунок 82. Сечение ДН в плоскости угла θ и $\varphi=90^\circ$

В свойствах отображения *Properties* можно выбрать вкладку *Phase Center* (рисунок 83) для расчета и выведения координат фазового центра (рисунок 84).

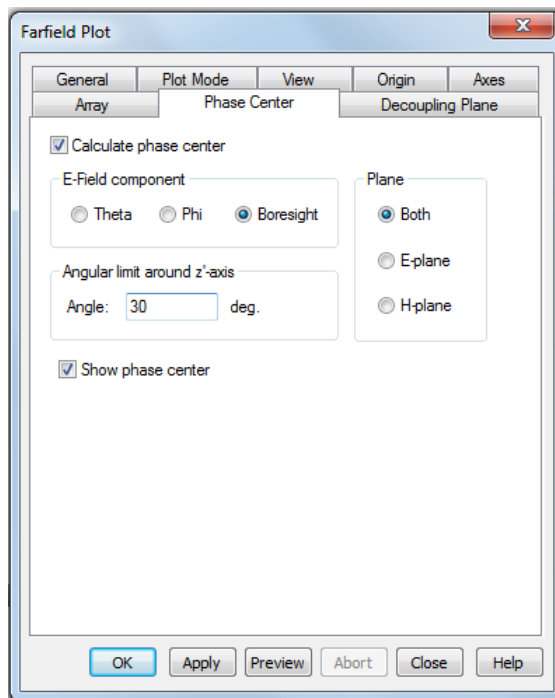
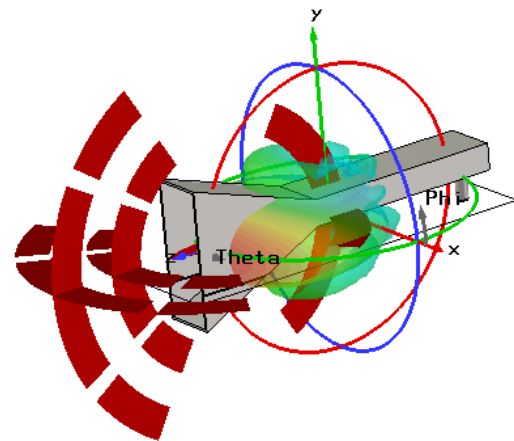


Рисунок 83. Окно настройки расчета фазового центра антенны



Type	Farfield
Approximation	enabled ($KR \gg 1$)
Monitor	farfield (f=10) [1]
Component	Abs
Output	Directivity
Frequency	10
Rad. effic.	-0.008734 dB
Tot. effic.	-0.05332 dB
Dir	12.42 dBi
Phase center	(0, 0.985023, 120.835) Sigma 29.7911

Рисунок 84. Отображение в программе координат фазового центра

Во вкладке *Plot mode* (рисунок 85) в свойствах отображения *Properties* содержатся следующие характеристики:

- ✓ *Directivity* – КНД антенны при нормировке к общей мощности излучения;
- ✓ *Gain (IEEE)* – коэффициент усиления (КУ) антенны, нормированный к общей входной мощности;
- ✓ *Realized Gain* – коэффициент усиления с учетом потерь на рассогласование, равно $\text{Gain} \cdot (1 - |S_{11}|^2)$;
- ✓ *RCS (sm)* – эффективная поверхность рассеяния в единицах измерения длины в квадрате;
- ✓ *RCS (sw)* – эффективная поверхность рассеяния в единицах измерения длины волны в квадрате;
- ✓ *E-Field* – величина *E*-поля в дальней зоне на заданном (*Reference*) расстоянии;
- ✓ *H-Field* – величина *H*-поля в дальней зоне на заданном расстоянии;
- ✓ *Power pattern* – величина мощности в дальней зоне на заданном расстоянии;

- ✓ *Maximum = 0 dB* – график поля в дальней зоне с максимумом 0 дБ;
- ✓ *Linear scaling* – линейный график выводимых характеристик;
- ✓ *Log. range [dB]* – размерность в децибелах;
- ✓ *dBV/m, dBA/m, dBW/m² / ...* – установка логарифмических единиц, т.е. если выбрано dBmV/m, то для *E*-поля = 0,001 V/m получаем 0 dBmV/m;
- ✓ *Inverted IEEE axial ratio* – график осевого отношения по стандарту IEEE;
- ✓ *Reference distance* – установка радиуса виртуальной сферы, на которой будет рассчитано поле в дальней зоне. Это доступно для ДН по *E*-полю, *H*-полю и для мощности;
- ✓ *Maximum plot value frame* – способ выбора максимума графика в дальней зоне;
- ✓ *Use automatically determined variable plot maximum* – автоматическое определение максимума графика. Максимальное значение пересчитывается для каждого типа графика поля в дальней зоне;
- ✓ *Normalize farfield plots to fixed maximum value* – нормировка графиков поля в дальней зоне по их максимальным значениям.

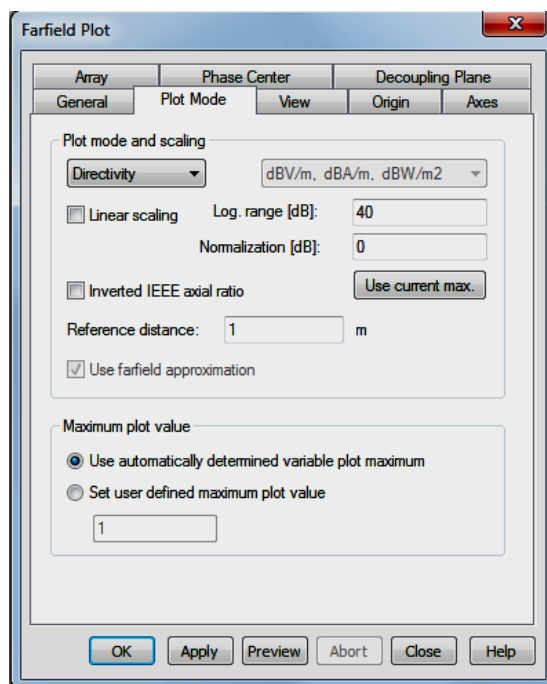


Рисунок 85. Окно настроек отображения характеристик излучения

5. Пример моделирования антенной решетки

Размещение элементов в антенной решетке (АР) описывают с помощью координатных систем, в узлах сетки которых располагаются отдельные элементы. Так как размещение элементов в плоских и выпуклых решетках может быть эквидистантным, неэквидистантным, разреженным по определенному закону или случайным, то для его описания используют различные ортогональные и неортогональные системы координат. На практике размещение элементов в решетке ограничивается следующими основными факторами: возникновением дифракционных максимумов; допустимым УБЛ и падением КУ антенны; конструкцией отдельных элементов и всего полотна; устройствами возбуждения элементов и управления лучом. Наиболее распространены эквидистантные решетки, у которых все элементы размещаются с постоянным шагом по каждой координате плоского раскрытия или в отдельных ее частях – модулях. Наряду с эквидистантными применяются неэквидистантные решетки, у которых подбором расстояний между элементами удается расширить сектор сканирования и полосу рабочих частот, сократить число элементов по сравнению с эквидистантными решетками.

Наибольшее распространение получили линейные и плоские фазированные антенные решетки (ФАР). Большинство плоских ФАР состоит из идентичных элементов, расположенных в узлах плоской координатной сетки. На рисунке 86 показаны прямоугольная и треугольная (гексагональная) сетки.

При размещении элементов в узлах плоской координатной сетки синфазное сложение полей отдельных элементов решетки возможно не только в направлении главного максимума ДН, но и в других направлениях. В этом случае, помимо главного максимума, существуют еще и дифракционные максимумы, пространственная ориентация которых зависит от расстояния между элементами. При уменьшении этого расстояния число дифракционных максимумов, находящихся в области действительных углов, снижается. Для нормальной работы решетки необходимо,

чтобы в области действительных углов находился один главный максимум, а дифракционные отсутствовали.

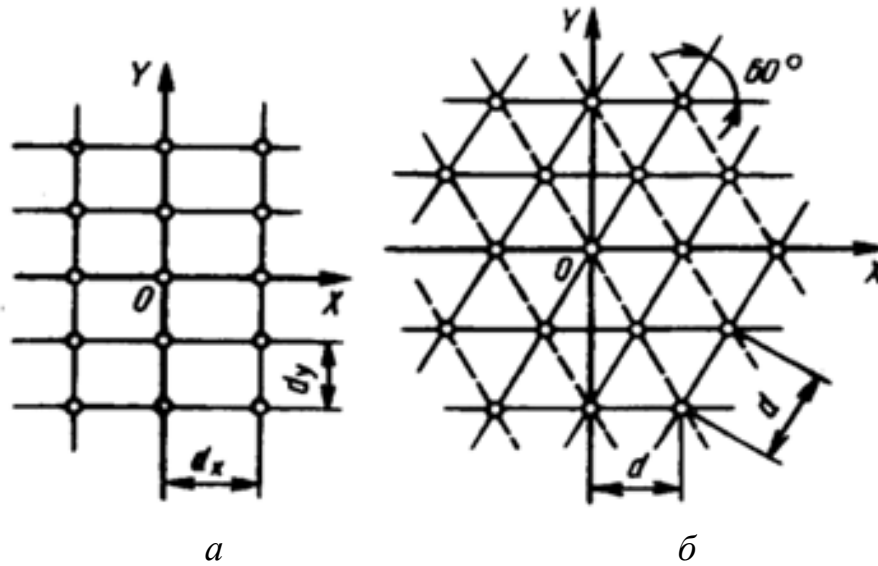


Рисунок 86. Схемы размещения элементов в плоской ФАР:
a – прямоугольная; *б* – гексагональная

Первый способ устранения дифракционных максимумов заключается в ограничении шага решетки. При использовании прямоугольной сетки дифракционные максимумы отсутствуют, если расстояния между элементами в направлении координатных осей удовлетворяют условиям

$$d_x/\lambda \leq 1/(1 + \sin \theta_{x\max}); \quad d_y/\lambda \leq 1/(1 + \sin \theta_{y\max}), \quad (12)$$

где λ – длина волны; $\theta_{x\max}$, $\theta_{y\max}$ – максимальные углы отклонения луча в плоскостях zox и zoy от нормали к решетке, совпадающей с осью z .

Для гексагональной сетки соответствующее условие имеет вид

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{1}{1 + \sin \theta_{\max}}, \quad (13)$$

где θ_{\max} – максимальное отклонение луча от нормали к решетке. Например, если $\theta_{\max} = 45^\circ$, то для прямоугольной и гексагональной сеток получаем $d_x = d_y = 0,58\lambda$ и $d = 0,68\lambda$. Таким образом, использование треугольной сетки позволяет увеличить расстояние между излучателями и уменьшить их число примерно на

13 % по сравнению с числом элементов в решётке с прямоугольной сеткой.

Условия (12), (13) не учитывают направленных свойств элементов и определяют предельные расстояния в решетке изотропных излучателей. При ограниченном секторе сканирования использование направленных элементов позволяет увеличить расстояние между ними по сравнению с определяемым по формулам (12), (13) и тем самым уменьшить их общее число. Действительно, если вне сектора сканирования ДН элемента равна нулю или близка к нему (рисунок 87), то можно допустить существование дифракционных максимумов в области действительных углов, увеличив расстояние между элементами по сравнению с (12), (13) и потребовав при этом, чтобы при всех перемещениях луча дифракционные максимумы не попадали в сектор сканирования. Поскольку характеристика направленности решетки получается перемножением ДН излучателя и множителя решетки, то дифракционные максимумы окажутся подавленными, так как они умножатся на малые или нулевые значения ДН излучателя. В этом заключается второй способ устранения дифракционных максимумов.

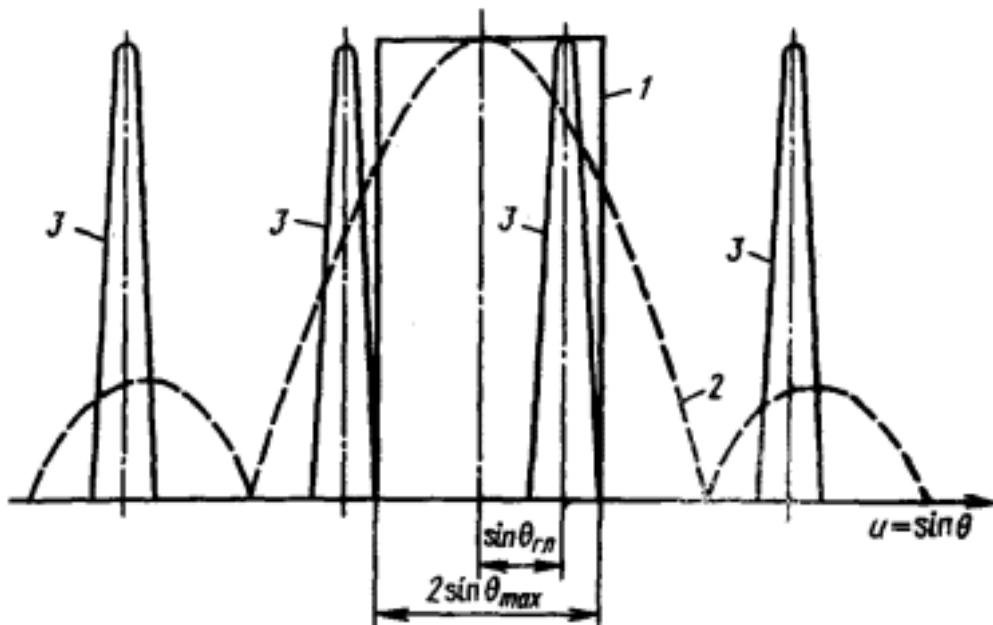


Рисунок 87. Диаграммы направленности идеального (1), реального (2) излучателей и максимумы множителя направленности решетки (3)

Для подавления дифракционных максимумов используется третий способ – неэквидистантное расположение излучателей по раскрытию ФАР. Он является самым предпочтительным, поскольку для его реализации требуется относительно небольшое число слабонаправленных излучателей, которые размещают в узлах сетки по случайному закону. Расстояние между узлами обычно не превышает $0,5\lambda$.

Если число узлов в квадратной решетке $N \times N = N^2$, а число элементов M , то ее КНД будет

$$D = MD_{\text{эл}}. \quad (14)$$

Для КНД плоского синфазного раскрытия той же площади с постоянным амплитудным распределением в излучателях имеем

$$D_0 = 4\pi \frac{S}{\lambda^2} = \frac{4\pi}{\lambda^2} N^2 (0,5\lambda)^2 = \pi N^2. \quad (15)$$

Отношение D/D_0 есть коэффициент использования поверхности (КИП). Обычно у слабонаправленных элементов $D_{\text{эл}} \approx 3-4$. Тогда КИП неэквидистантной решетки будет

$$v \approx M/N^2. \quad (16)$$

Для разреженных решеток с $M \ll N^2$ КИП довольно мал и может снижаться до 0,1. Снижение КИП связано с малым, но почти равномерно распределенным фоном боковых лепестков. Такие разреженные решетки применяются в радиоастрономии.

Если используются направленные элементы, то при сканировании выигрыш в их количестве для треугольной и прямоугольной сеток по сравнению с решеткой изотропных элементов составляет

$$N_{\text{изотр}}/N = (1 + \sin \theta_{\text{max}})^2 / 4 \sin^2 \theta_{\text{max}}. \quad (17)$$

Однако создать элемент, ДН которого быстро спадает за пределами сектора сканирования, практически невозможно. ДН реальных элементов отличаются от идеальной прямоугольной (см. рисунок 87). Поэтому число элементов в реальных сканирующих решетках всегда больше минимально возможного.

Если ширина диаграммы направленности ФАР не превышает 1° , а сектор сканирования в обеих главных плоскостях меньше 10° , то необходимую направленность можно получить, объеди-

нив обычные слабонаправленные элементы в группы, которые называются подрешетками или модулями. Элементы каждой подрешетки возбуждаются синфазно и формируют ДН, максимум которой ориентирован в направлении нормали к плоскости решетки. Фазы в каждой из подрешеток, которые можно рассматривать как отдельные элементы ФАР, при сканировании изменяются с помощью фазовращателей. Относительные размеры подрешеток выбирают в соответствии с заданным сектором сканирования и допустимым уровнем дифракционных максимумов. Так как форма ДН подрешетки отличается от идеальной прямоугольной, то при определении размеров подрешетки необходимо учитывать допустимый уровень дифракционных максимумов, которые при сканировании находятся в пределах главного лепестка ДН подрешеток.

В линейных решетках при отклонении луча от нормали вводят понятие эквивалентной длины решетки

$$L_{\text{экв}} = Nd \cos \theta_{\text{max}}, \quad (18)$$

где θ_{max} – направление максимума излучения ФАР.

При увеличении сектора сканирования $L_{\text{экв}}$ уменьшается, а ширина ДН растет. Можно считать, что в двумерной плоской решетке при отклонении луча в какой-либо плоскости от направления нормали к раскрытию ширина ДН изменяется тоже только в данной плоскости. Это утверждение тем точнее, чем больше размеры решетки, в частности для решеток, длина которых больше 10λ . При отклонении луча в главных плоскостях zox и zoy от нормали к плоскости прямоугольной решетки можно ввести понятие эквивалентного размера и эквивалентной площади решетки:

$$L_{x\text{экв}} = N_x d_x \cos \theta_{\text{max}} \quad (\text{плоскость } zox); \quad (19)$$

$$L_{y\text{экв}} = N_y d_y \cos \theta_{\text{max}} \quad (\text{плоскость } zoy); \quad (20)$$

$$S_{\text{экв}} = S \cos \theta_{\text{max}}, \quad (21)$$

где N_x , N_y – число строк и столбцов, образованных излучателями решетки и параллельных осям x и y прямоугольной системы координат; $S_{\text{экв}}$ и S – эквивалентная и геометрическая площади раскрытия.

Таким образом, эквивалентные размеры АР равны проекциям геометрических размеров на плоскость, перпендикулярную направлению главного максимума. Формулы (18)–(21) приближенные, их точность тем выше, чем меньше ширина луча, т. е. чем больше относительные размеры решетки.

Создадим модель линейной АР на основе рассчитанного в четвертом разделе E -секториального рупора вдоль H -плоскости. Существует несколько способов моделирования АР из набора излучателей.

Первый способ – использование вкладки *Farfield Array* во вкладке *Farfield Plot* (рисунок 88).

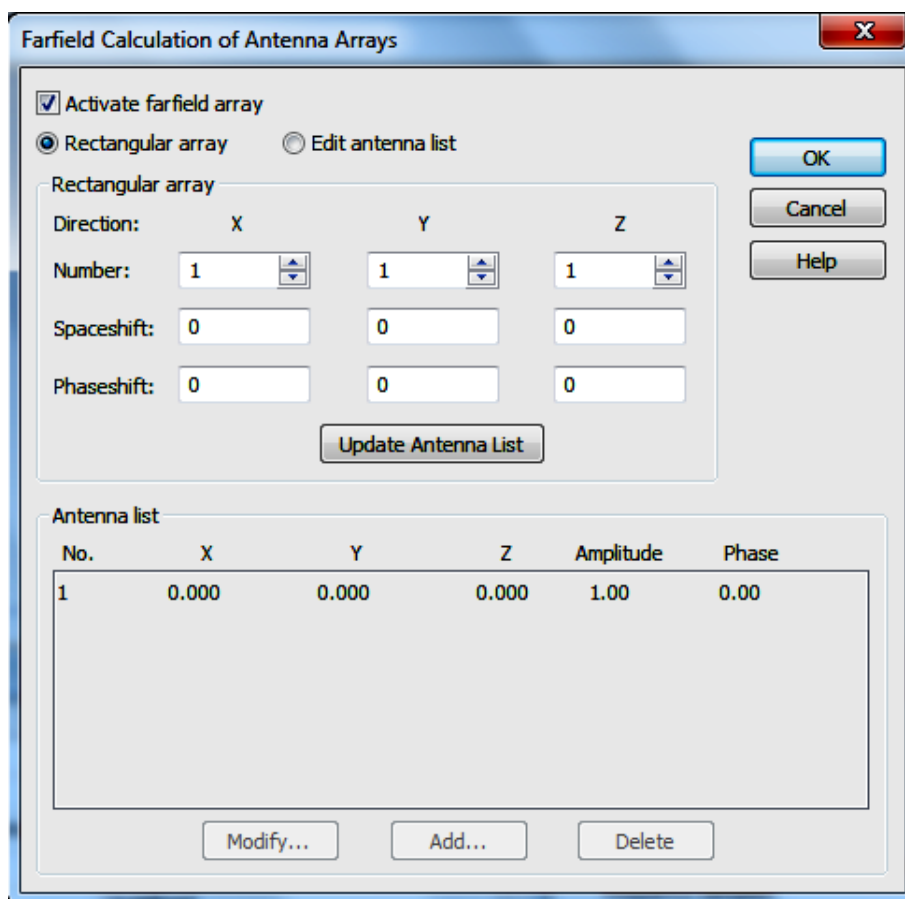


Рисунок 88. Окно настроек антенной решетки

При выборе *Rectangular array* можно задать:

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

Все введенные параметры при нажатии кнопки *Update antenna list* автоматически добавляются в таблицу *Antenna list* снизу. Также можно задать положение элементов и их параметры вручную, если выбрать пункт *Edit antenna list*.

Далее следует задать количество элементов по осям: $X - 5$, $Y - 1$, $Z - 1$, выбрать расстояние между элементами 24 мм и фазовый сдвиг 0° (синфазное возбуждение элементов), после применить введенные параметры. Ширина ДН будет меняться в H -плоскости. На рисунке 89 приведено сравнение ДН в H -плоскости для одного элемента и АР.

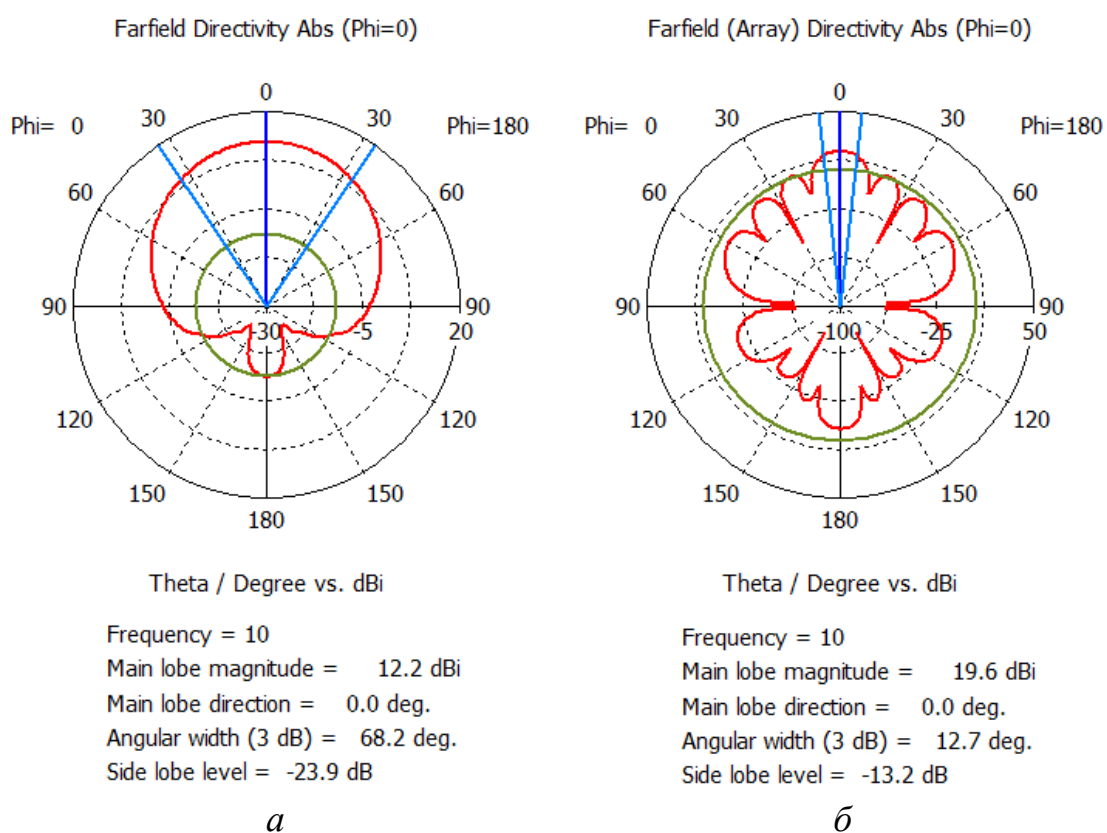


Рисунок 89. Диаграммы направленности в H -плоскости для одного элемента АР (*a*) и для синфазной линейной АР из 5 элементов (*б*)

Для примера зададим фазовый сдвиг 45° , тогда программа автоматически задаст изменение фазы по линейному закону (рисунок 90) и ДН в H -плоскости будет наклонена вправо на 13° (рисунок 91).

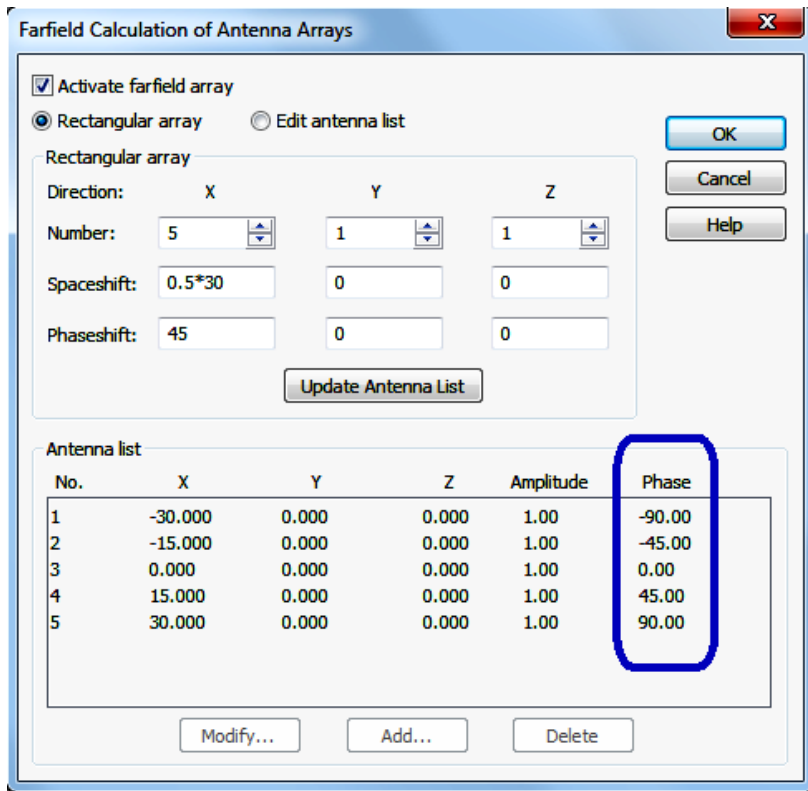
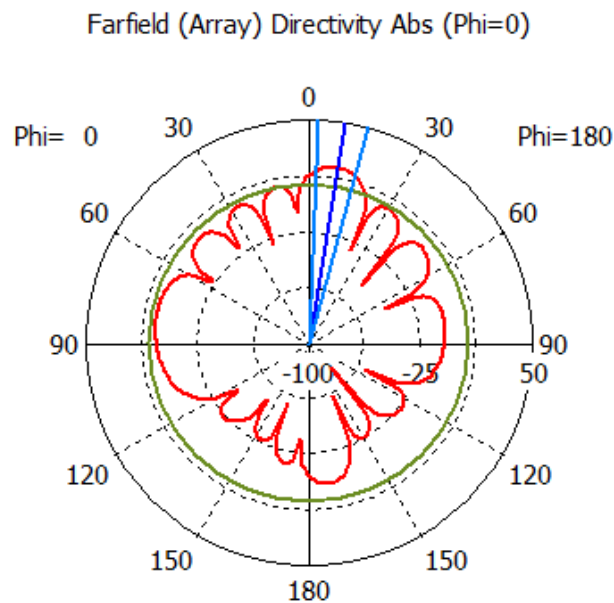


Рисунок 90. Окно настроек АР



Theta / Degree vs. dBi

Frequency = 10

Main lobe magnitude = 19.3 dBi

Main lobe direction = 9.0 deg.

Angular width (3 dB) = 12.8 deg.

Side lobe level = -12.2 dB

Рисунок 91. Диаграмма направленности в H -плоскости для АР с линейным фазовым распределением

Используя *Edit antenna list*, можно вручную задать количество элементов, их положение, амплитуду и фазу.

Второй способ моделирования АР из набора излучателей – использование встроенного макроса *Array Wizard* на вкладке *Home* в меню *Macros* → *Wizard*. Общий вид меню представлен на рисунке 92.

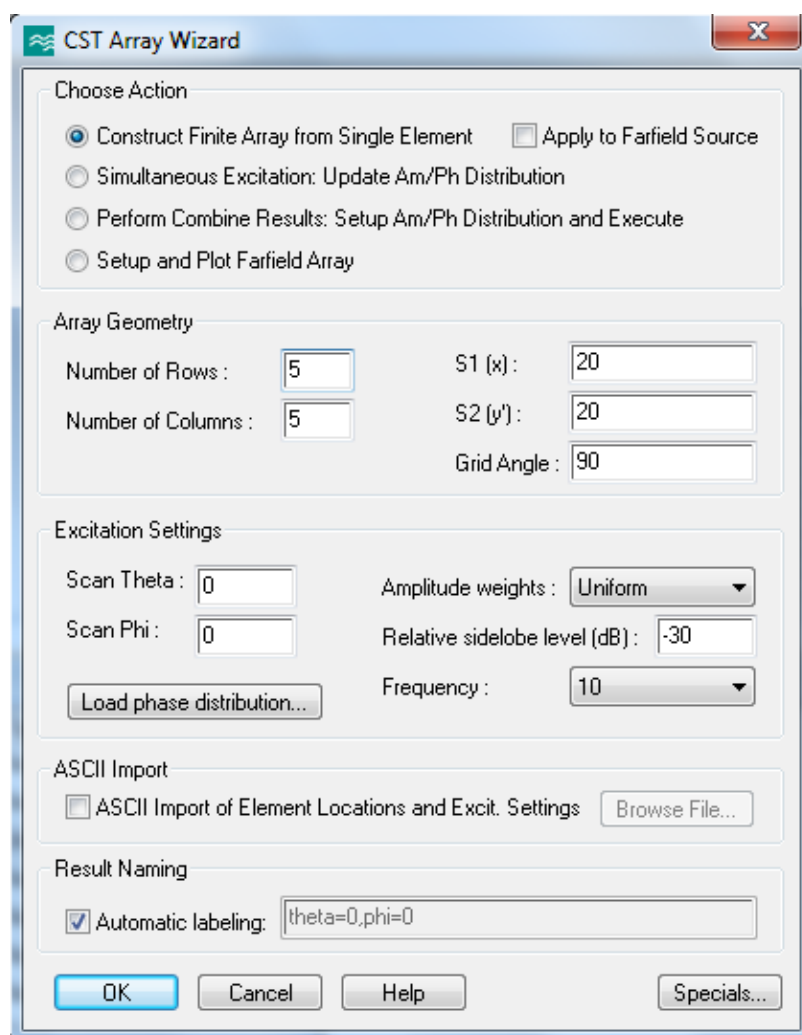


Рисунок 92. Окно макроса *Array Wizard*

Макрос позволяет создавать модель плоской АР из модели элемента решетки, задавать амплитудно-фазовое распределение для полученной АР, выполнять комбинацию результатов расчета, задавать настройки для отображения характеристик излучения.

В поле *Array Geometry* задаются:

✓ *Number of Rows* – количество «строк» в решетке (количество элементов по оси *X*);

- ✓ *Number of Columns* – количество «столбцов» в решетке (количество элементов по оси Y);
- ✓ $S1(x)$, $S2(y)$ – расстояние между элементами по осям X и Y ;
- ✓ *Grid Angle* – угол поворота сетки решетки. Для перпендикулярного расположения элементов угол равен 90° .

В поле *Excitation Settings* задаются:

- ✓ *Scan Theta/Phi* – сканирование по углам θ и φ ;
- ✓ *Amplitude width* – выбор распределения амплитуды;
- ✓ *Relative sidelobe level (dB)* – уровень боковых лепестков;
- ✓ *Frequency* – выбор частоты;
- ✓ *Load phase distribution* – загрузка из файла фазового распределения.

Для сравнения расчетов, полученных с помощью инструмента *Farfield Array*, создадим модель АР с помощью макроса *Array Wizard* (рисунок 93).

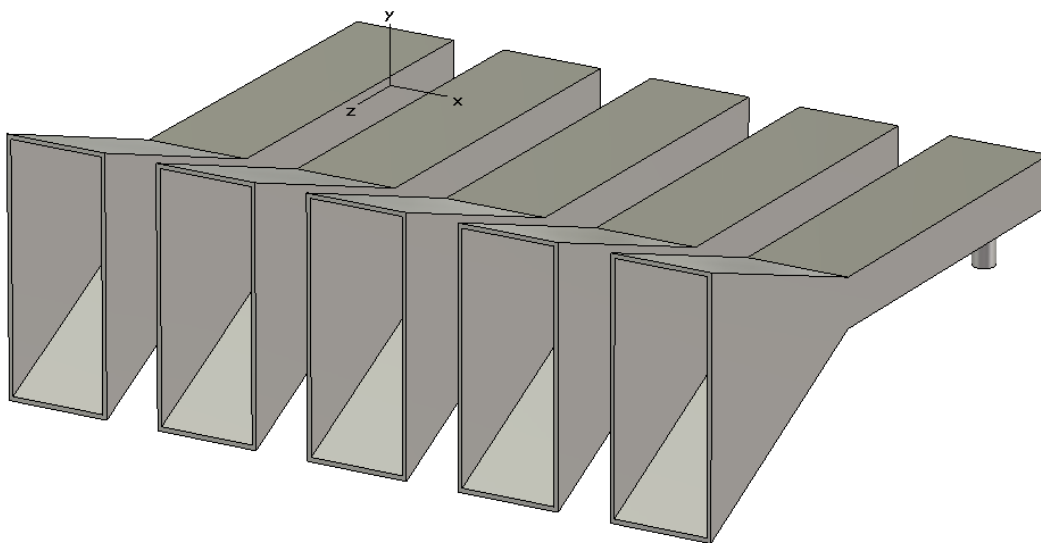


Рисунок 93. Модель антенной решетки

В настройках *T-solver* необходимо задать одновременное возбуждение всех портов, для этого в поле *Source type* выбираем *Selection -> Excitation List* (рисунок 94).

После расчета в папке *1D-Result* дерева проекта появится папка *F-parameter*, в которой будут находиться результаты вычислений коэффициентов отражения и передачи АР при условии, что все порты возбуждались равноамплитудно и синфазно. То

есть эти параметры позволяют учесть взаимное влияние элементов решетки.

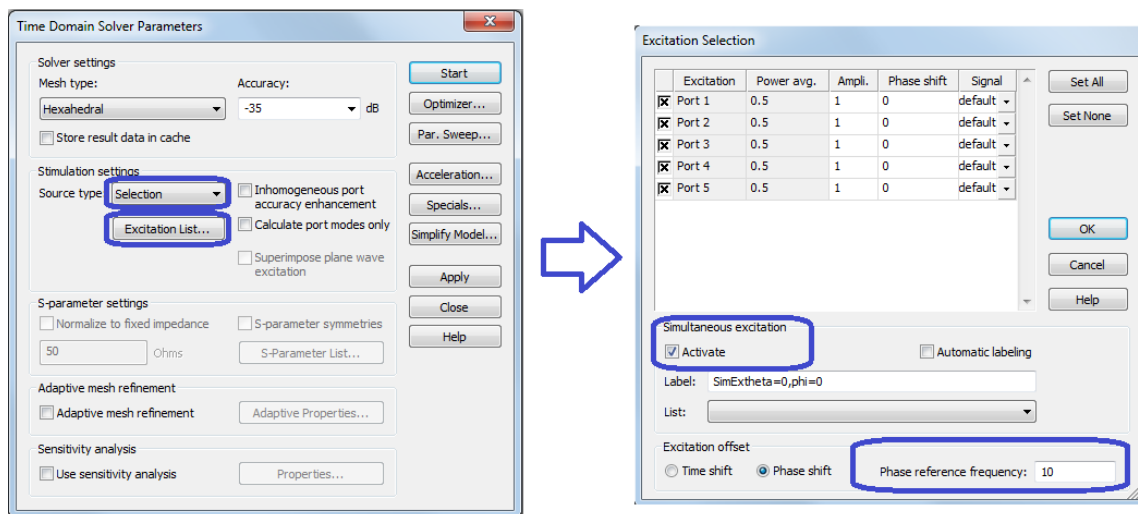


Рисунок 94. Настройка параметров *T-solver*

На рисунке 95 видно, что модуль коэффициента отражения для каждого из входов решетки различен и на центральной частоте ниже, чем у одного элемента решетки.

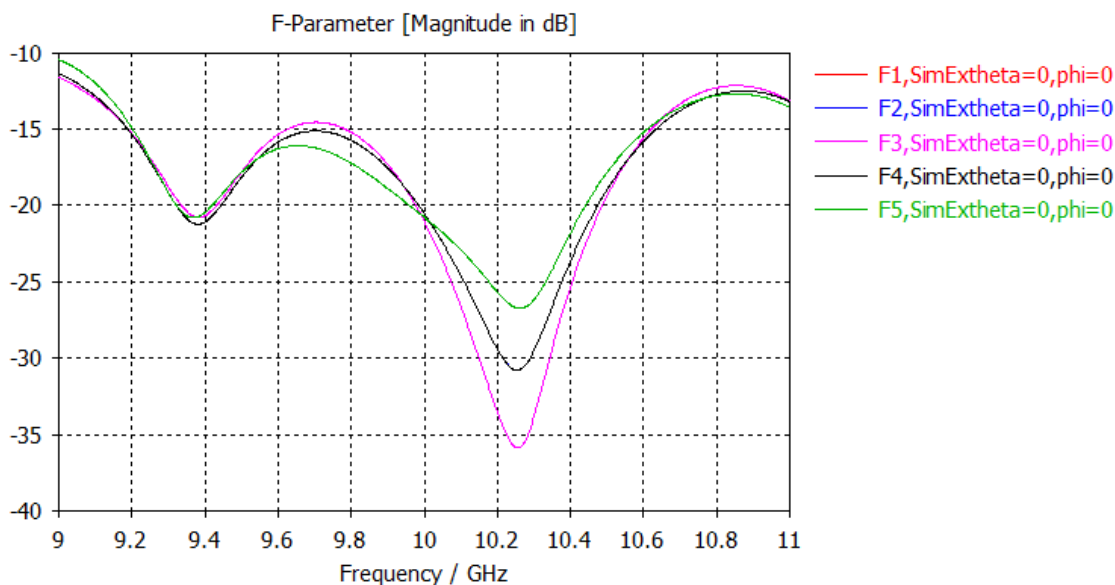


Рисунок 95. Частотная зависимость модулей коэффициента отражения AP

Диаграмма направленности антенной решетки незначительно изменилась относительно предыдущего расчета (рисунок 96).

Расчет антенной решетки с помощью инструмента *Farfield Array* позволяет провести быструю оценку ее диаграммы направленности, но такой способ не всегда точен при задании большой решетки и анализе сканирования луча.

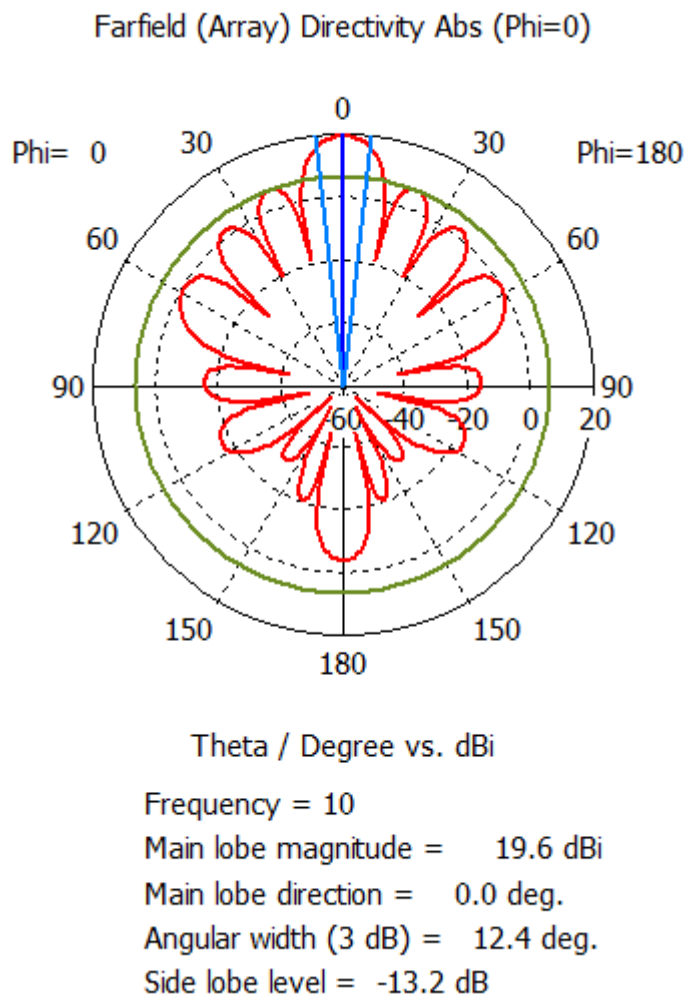


Рисунок 96. Диаграмма направленности в *H*-плоскости для АР с линейными фазовыми искажениями

Модель АР, рассчитываемая с помощью макроса *Array Wizard*, позволяет учесть взаимное влияние элементов решетки, но время расчета увеличивается с ростом числа элементов.

Точность расчета зависит от настроек программы. При этом полезно учитывать следующие рекомендации.

✓ В настройках *T-solver* параметр *Accuracy* задавать «-40 dB». Например, для широкого диапазона частот (0–3 ГГц) или низкого уровня излучения «-60 dB». После расчета можно контролировать параметр *Accuracy*, как показано на рисунке 97.

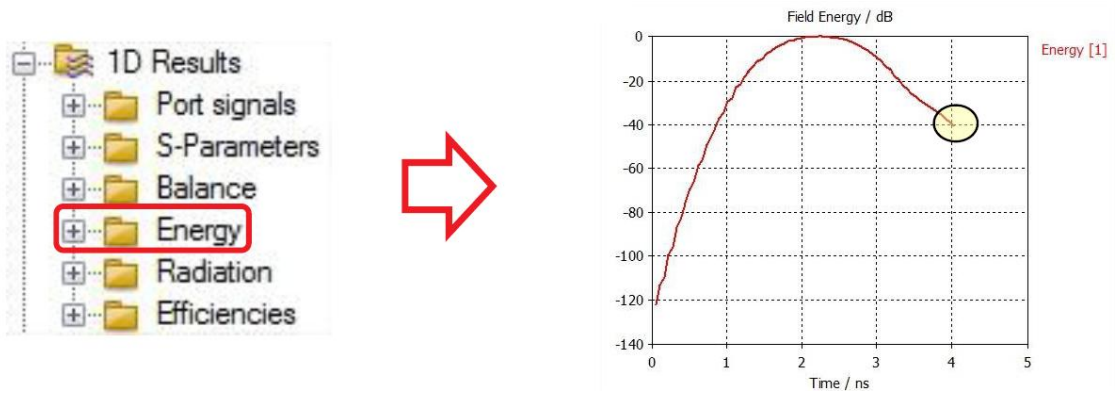


Рисунок 97. Контроль параметра *Accuracy*

✓ В настройках *Boundaries* для открытого пространства *Open Boundary* (рисунок 98) необходимо выставлять долю длины волны $\lambda/8$ для центральной частоты диапазона. Если центральная частота значительно отличается от нижней частоты диапазона, то следует задать в параметре *At Frequency* значение, близкое к нижней частоте диапазона.

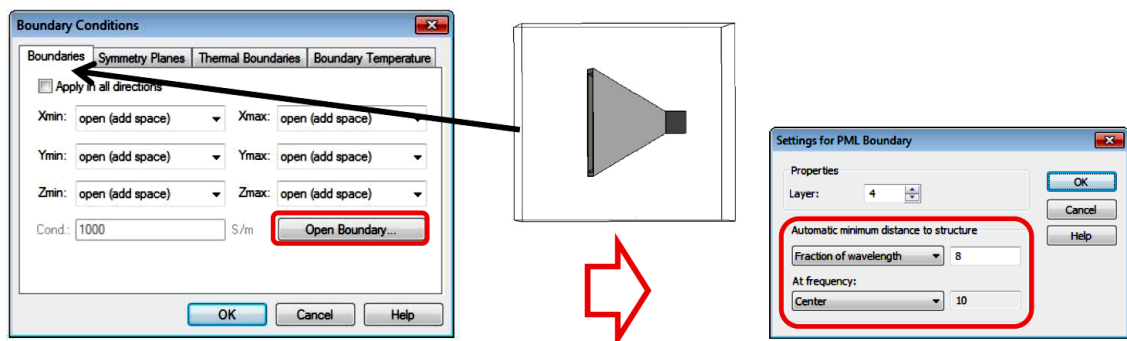
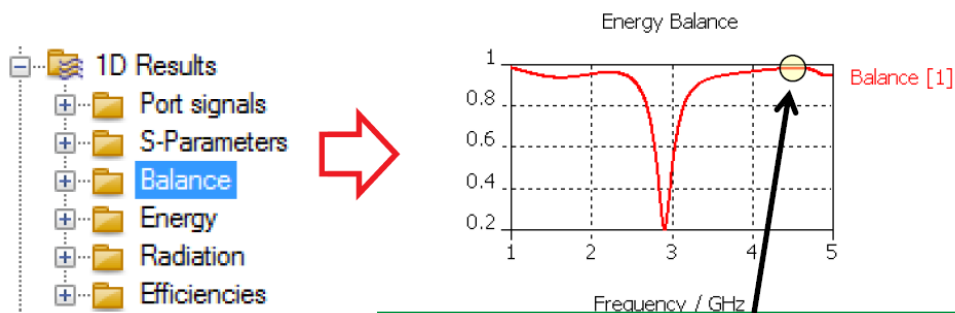


Рисунок 98. Задание параметра *At Frequency*

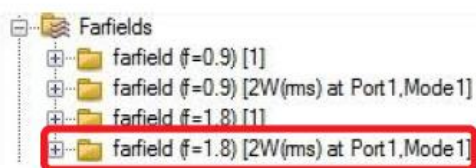
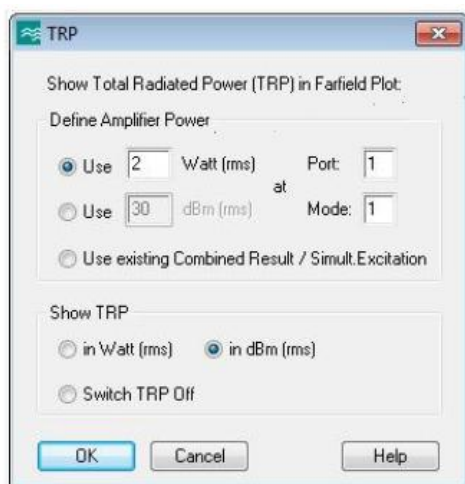
✓ Погрешность вычисления значения поля в дальней зоне увеличивается, если баланс *S*-параметров близок к 1 (рисунок 99). Это означает, что мощность, поступающая на вход антенны, не излучается, а уходит обратно или в соседний порт.

Мощность излучения можно вычислить дополнительно, используя макрос *Results -> Farfield -> Show Total Radiated Power (TRP)* (рисунок 100).



На 4.5 ГГц значения полей в дальней зоне могут быть неточными.

Рисунок 99. Контроль мощности излучения



Type	Farfield
Approximation	enabled (kR >> 1)
Monitor	farfield (f=1.8) [1[2,0]]
Component	Abs
Output	Directivity
Frequency	1.8
Rad. effic.	0.02345 dB
Tot. effic.	1.150 dB
TRP [dBmW,rms]	31.85
Dir.	3.686 dBi

Рисунок 100. Дополнительное вычисление мощности излучения

6. Моделирование резонатора

Создадим модель объемного резонатора цилиндрической формы из материала *Air* (рисунок 101). Корпус резонатора отсутствует в модели, так как в настройках *Background* установлен материал *PEC*.

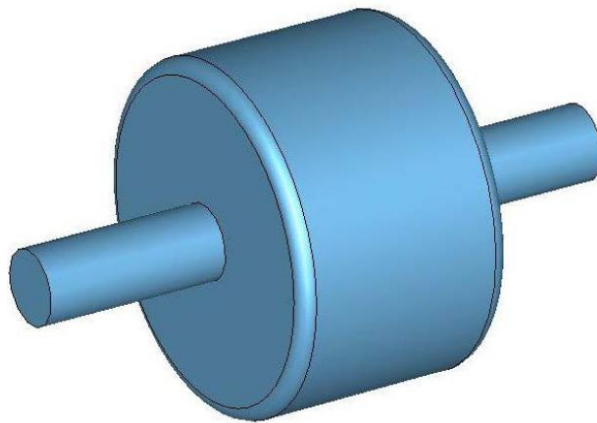


Рисунок 101. Модель объемного резонатора

CST Microwave Studio позволяет находить собственные моды и собственные добротности резонансных экранированных структур с потерями посредством настроек *Eigenmode Solver*. В настройках *Eigenmode Solver* необходимо выбрать тетраэдральную сетку, количество типов волн (*Modes*) для поиска и приблизительную частоту (*Frequencies above*), как показано на рисунке 102.

Для резонатора длиной 40 мм и диаметром 23 мм резонансная частота составила 30,96 ГГц. В папке *2D/3D Results* дерева проекта можно видеть структуру электромагнитного поля. Для расчета собственной добротности резонатора на вкладке *Post Processing* следует выбрать пункт *Loss and Q* – расчет потерь и добротности резонатора (рисунок 103). После задания проводимости корпуса резонатора проводится расчет. В той же вкладке следует выбрать *Thermal losses* для расчета потерь на тепло.

Зная распределение электромагнитного поля и потери в резонаторе, можно рассчитать, как сместится резонансная частота из-за расширения материала корпуса вследствие его нагрева. Для этого воспользуемся вкладкой *Schematic* (рисунок 104).

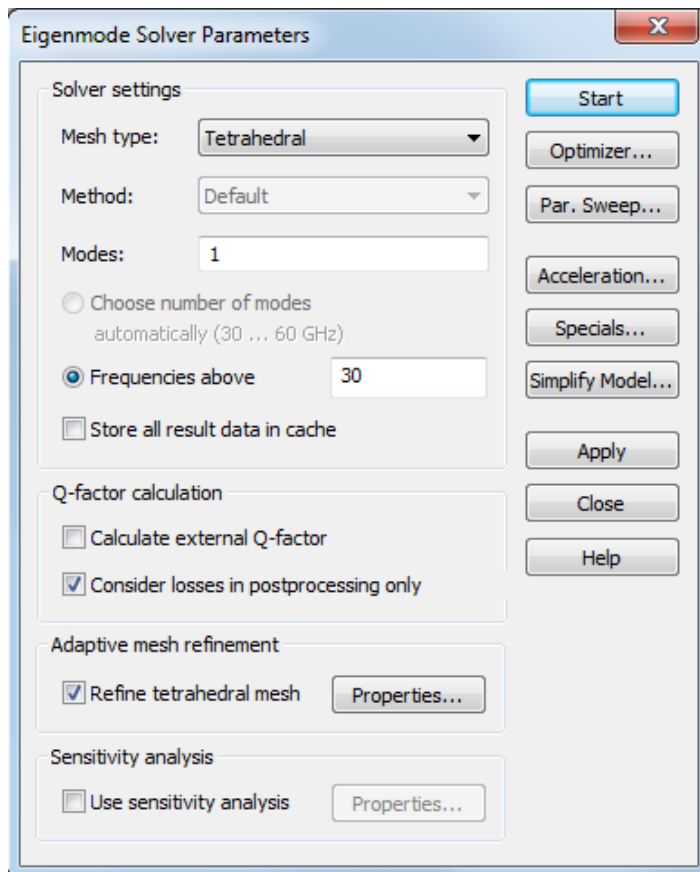


Рисунок 102. Окно настроек *Eigenmode Solver*

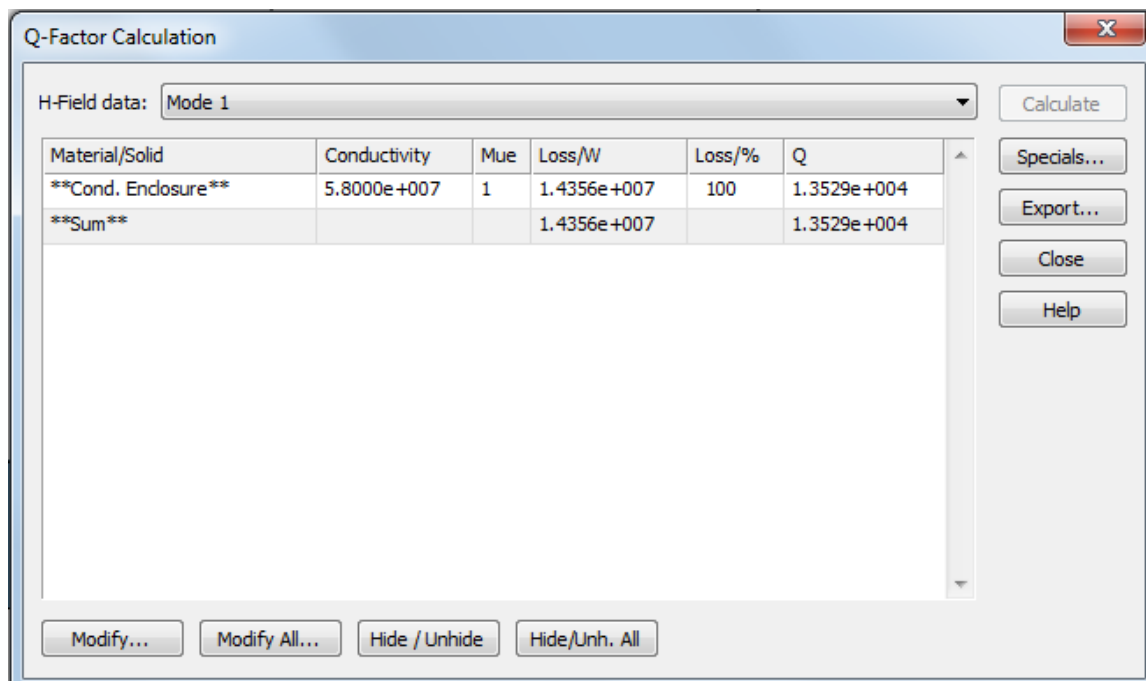


Рисунок 103. Окно расчета потерь и добротности резонатора

Создадим новый проект для расчета распределения температуры. С этой целью на панели управления во вкладке *Home* нуж-

но выбрать *All Blocks as 3D Model* (рисунок 105). В появившемся окне (рисунок 106) в поле *Project type* выбрать *CST MPHYSICS STUDIO*, *Solver type* – *Thermal Stationary*, *Reference model for global settings* – *Blok MWSSHEM1*. Нажав на кнопку *Select*, необходимо отменить все настройки предыдущего проекта.

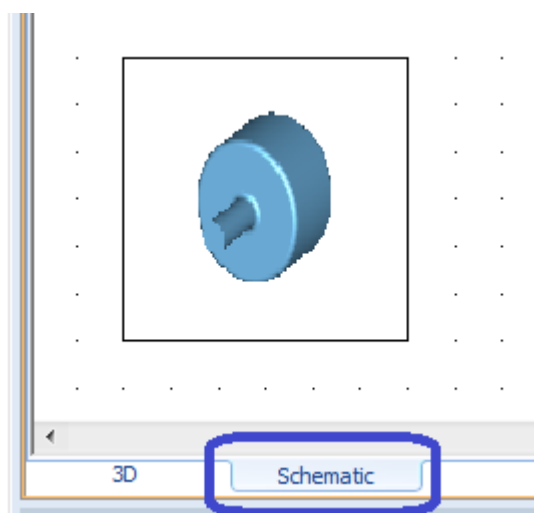


Рисунок 104. Вкладка *Schematic*

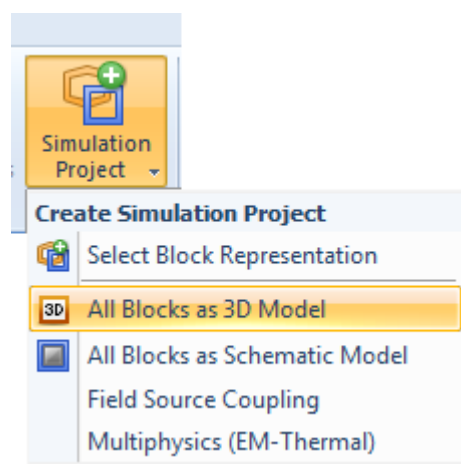


Рисунок 105. Меню *Simulation Project*

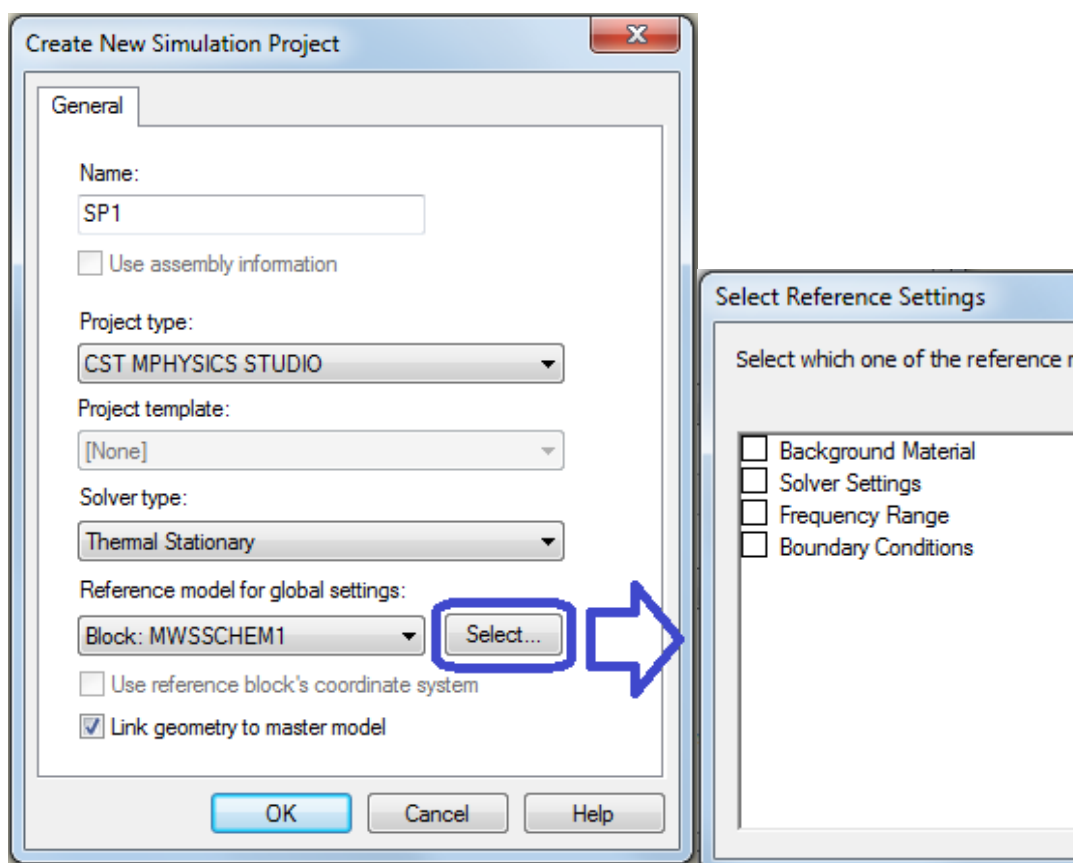


Рисунок 106. Окно настроек нового проекта

В новом проекте необходимо изменить параметры, как показано на рисунках 107 и 108:

✓ *Background* – выбрать материал *Normal* и в его свойствах добавить параметры во вкладке *Thermal*, а также увеличить дистанцию окружающего пространства;

✓ *Boundaries* – выбрать две плоскости симметрии *Adiabatic*.

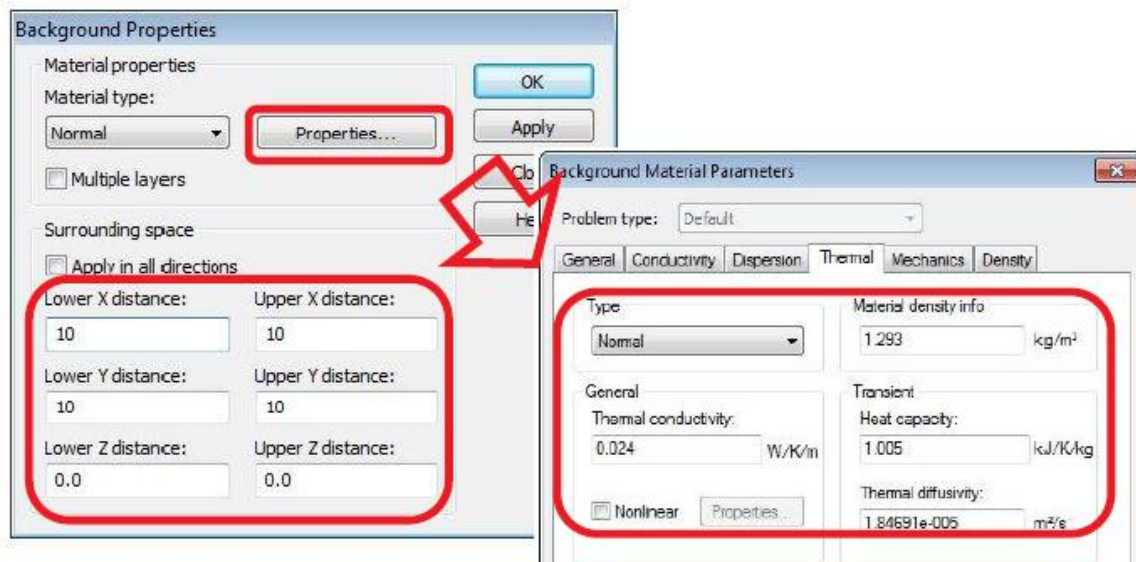


Рисунок 107. Настройки *Background*

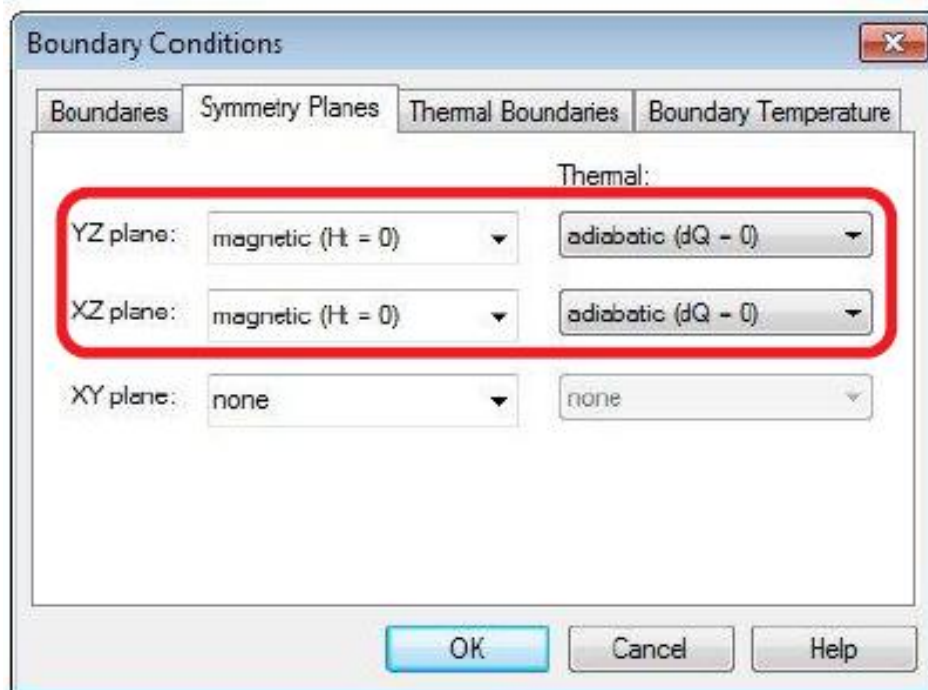


Рисунок 108. Настройки плоскости симметрии

Далее надо добавить в модель корпус резонатора для учета температурного расширения и выделить грани, как показано на рисунке 109, применив команду *Shell solid or thicken sheet tool*. Затем следует заменить материал на *Copper* из библиотеки материалов (рисунок 110).

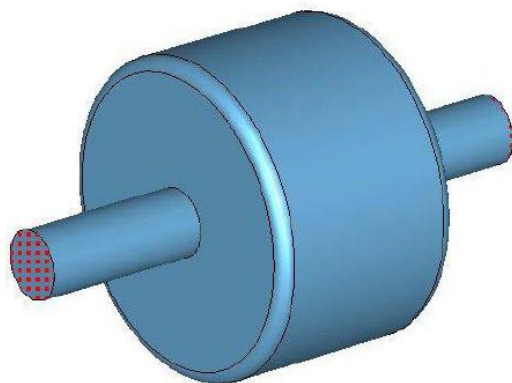
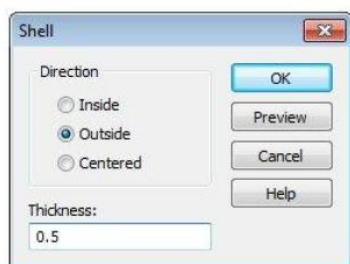


Рисунок 109. Выбор граней резонатора

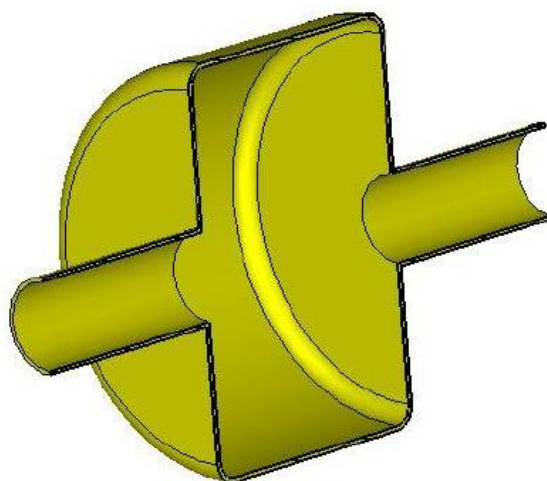


Рисунок 110. Модель корпуса резонатора

Для расчета распределения температуры в резонаторе необходимо загрузить результаты моделирования распределения электромагнитного поля и потерь на тепло. Для этого следует выбрать во вкладке *Simulation -> Thermal losses*, в появившемся окне (рисунок 111) в поле *Project* выбрать название проекта, созданного в *Microwave Studio*. Параметр *Power scaling factor* – коэффициент, который масштабирует среднеквадратичные (*rms*) потери мощности выбранного поля, но не его амплитуду. Если потери рассчитываются из *Microwave Studio*, то коэффициент масштабирования нужно умножить на два, потому что результаты *Microwave Studio* масштабируются к пиковому значению мощности 1 Вт.

Запуск расчета выполняется командой *Solver setup* (рисунок 112), где задана начальная температура (*Ambient temperature*) 273,1 К, относительно которой проводится расчет.

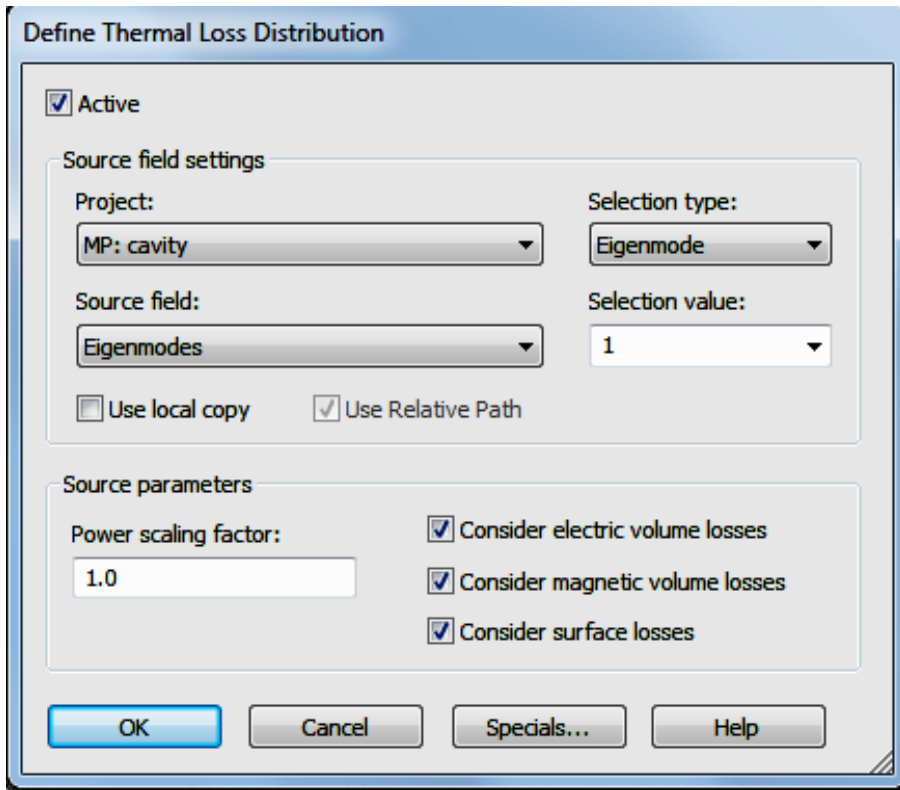


Рисунок 111. Настройка *Thermal Loss Distribution*

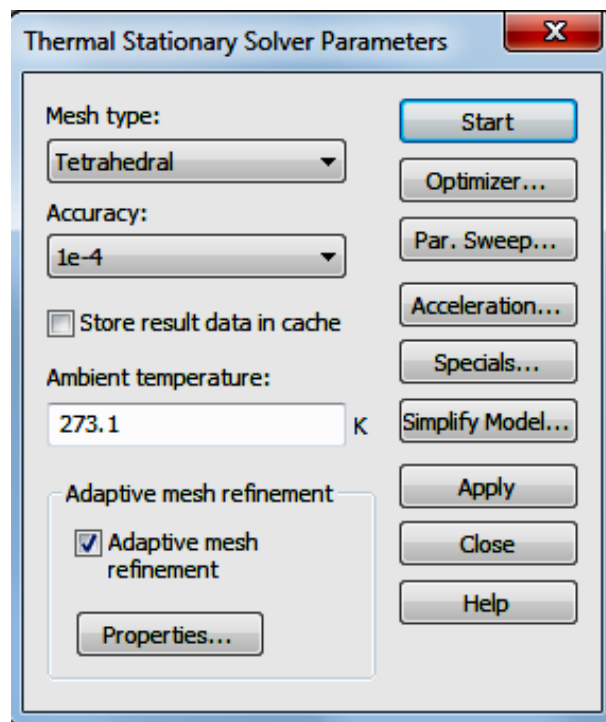


Рисунок 112. Настройки *Thermal Stationary Solver*

В результате моделирования получается распределение температуры, показанное на рисунке 113.

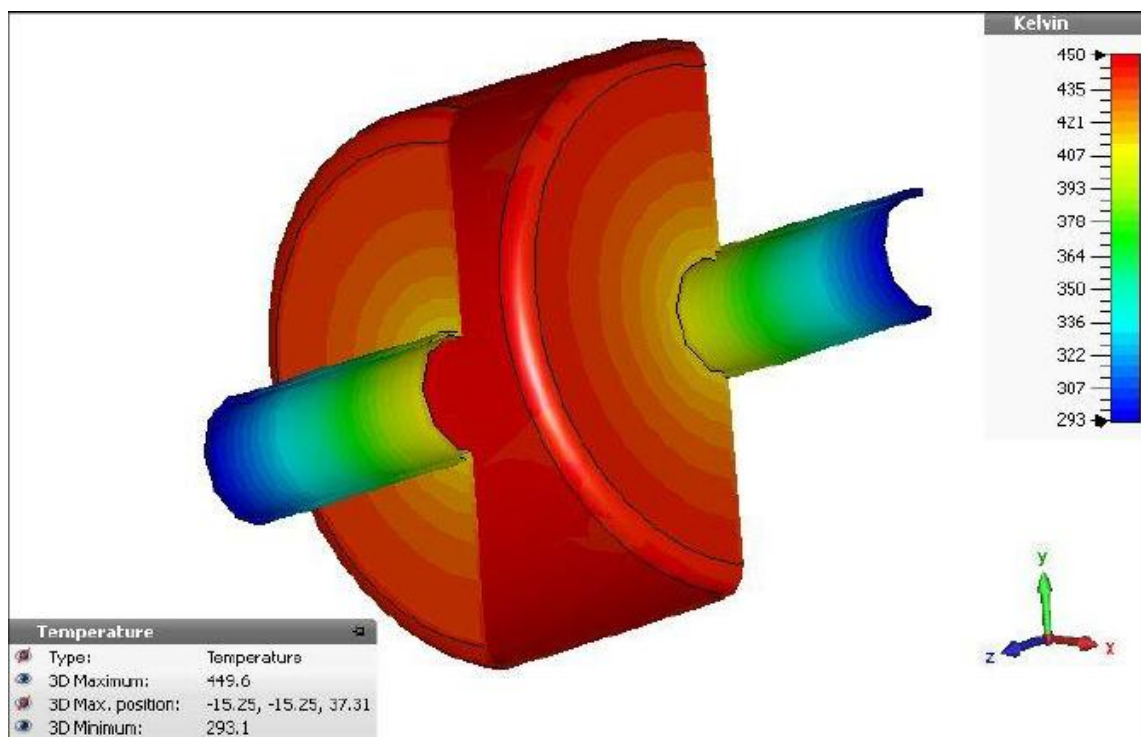


Рисунок 113. Распределение температуры в резонаторе

На основе полученных данных о распределении температуры рассчитаем изменение геометрии корпуса резонатора, связанное с расширением материала при его нагреве.

Для создания нового проекта необходимо воспользоваться меню во вкладке *Schematic* основного проекта *Microwave Studio* (см. рисунки 104, 105). В появившемся окне настроек проекта (рисунок 114) в поле *Project type* надо выбрать *CST MPHYSICS STUDIO*, *Solver type* – *Structural Mechanics*, *Reference model for global settings* – *SP: SP1* (название проекта по расчету температуры).

С помощью команды *Displacement Boundary*, которая находится во вкладке *Simulation* (рисунок 115), в новом проекте можно зафиксировать модель резонатора вдоль оси *z*. Далее следует выбрать торцы резонатора, как показано на рисунке 116, нажати-ем кнопки *Enter* на клавиатуре.

В качестве источника деформации необходимо загрузить распределение температуры из проекта по расчету температуры.

Для этого следует выбрать *Field Import* во вкладке *Simulation* (см. рисунок 115) и задать параметры, как показано на рисунке 117.

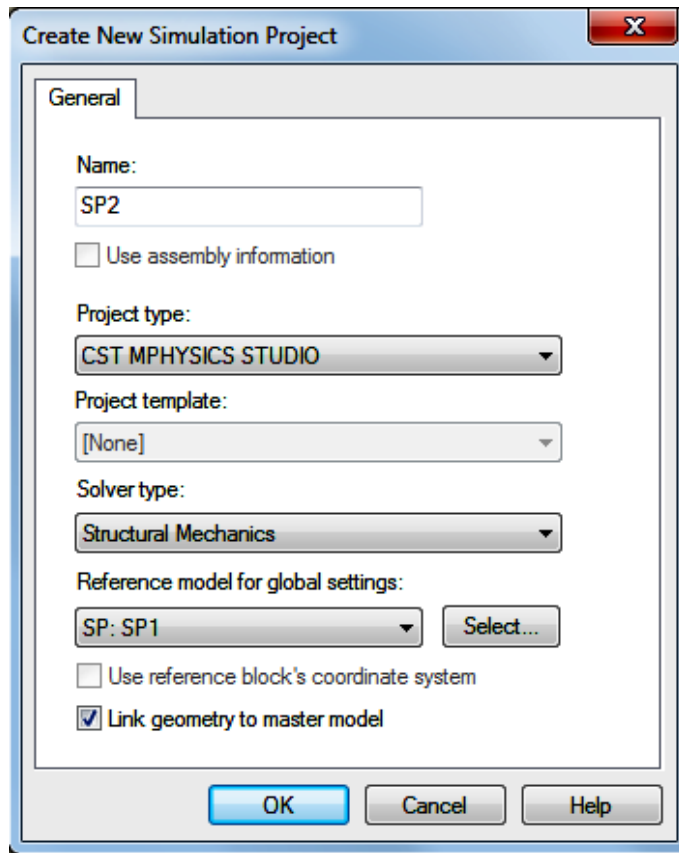


Рисунок 114. Окно настройки нового проекта

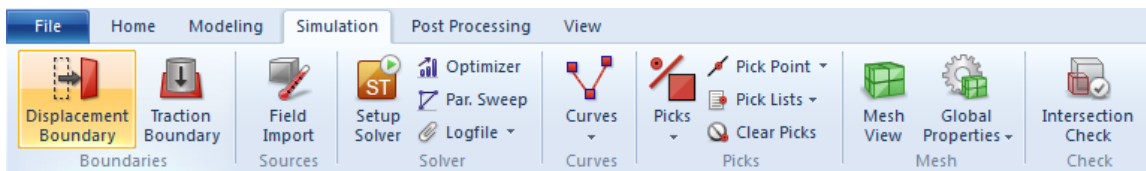


Рисунок 115. Инструменты вкладки *Simulation*

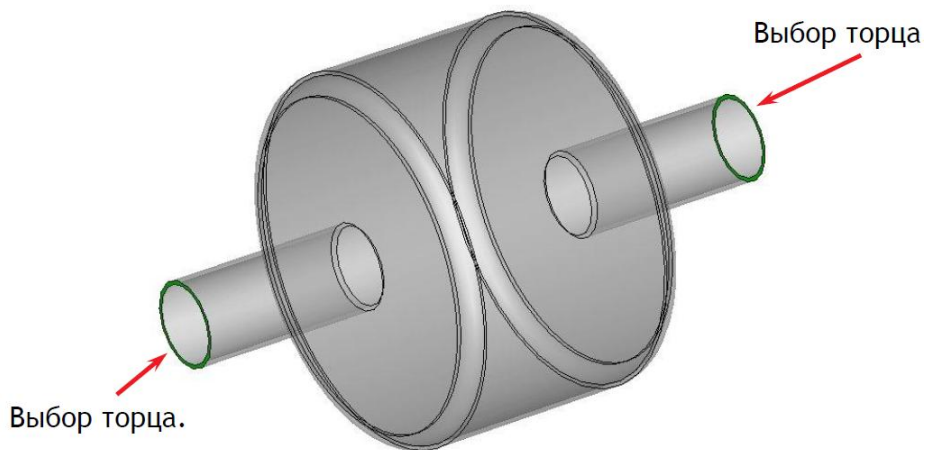


Рисунок 116. Выбор торцов резонатора

В настройках *Mechanical Solver* в поле *Field Source* необходимо проверить, что поле температуры активно (рисунок 118).

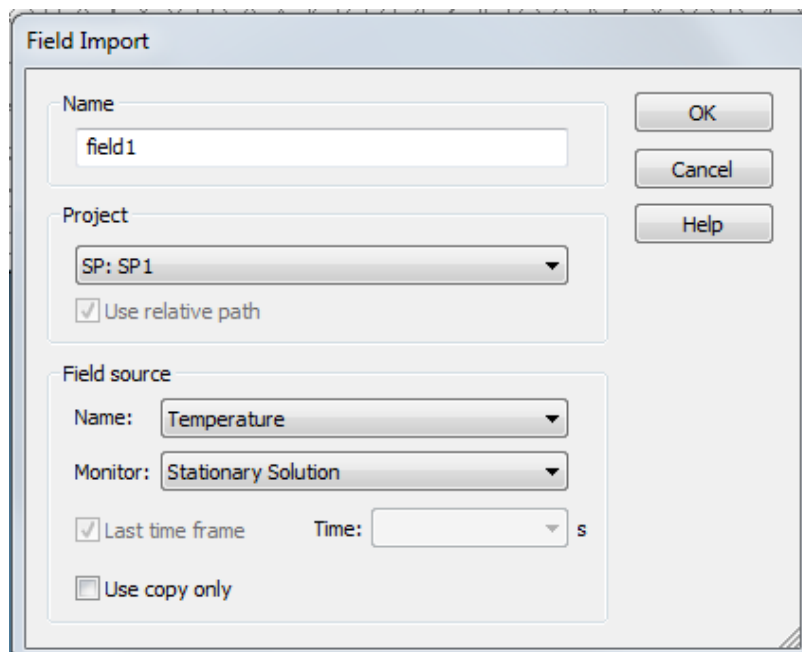


Рисунок 117. Окно *Field Import*

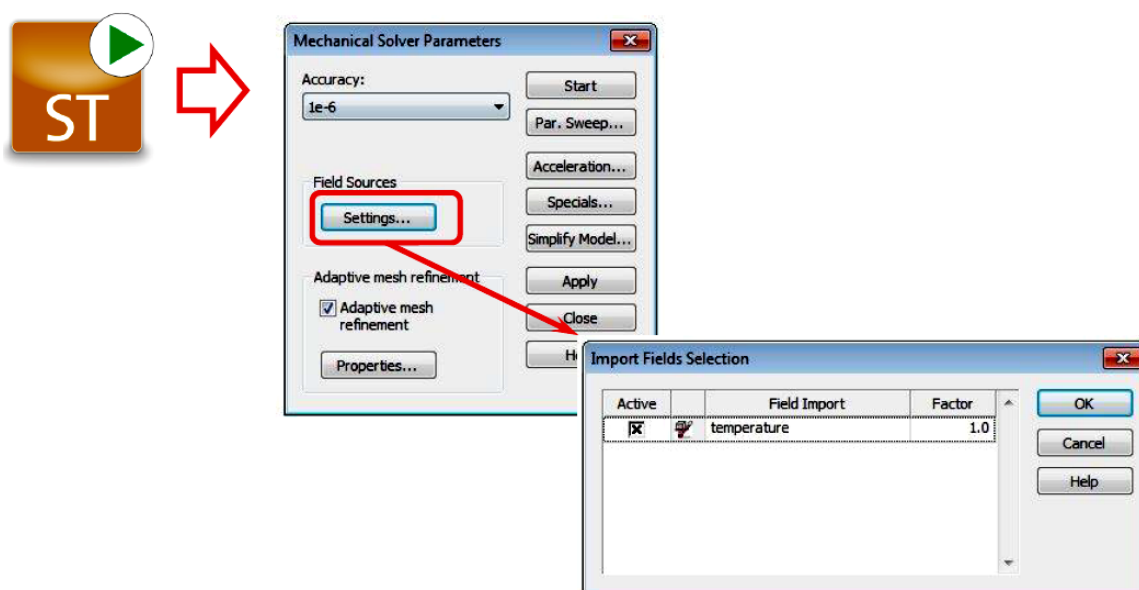


Рисунок 118. Настройки *Mechanical Solver*

Результаты расчета находятся в дереве проекта, папка *2D/3D Results->Displacement->Displacement Mesh*. Используя инструмент *Mesh Deformation Plot* (рисунок 119), можно посмотреть, как будет изменяться геометрия корпуса резонатора (рисунок 120).

Теперь, когда известно, как изменилась геометрия объемно-го резонатора, следует рассчитать новую резонансную частоту.

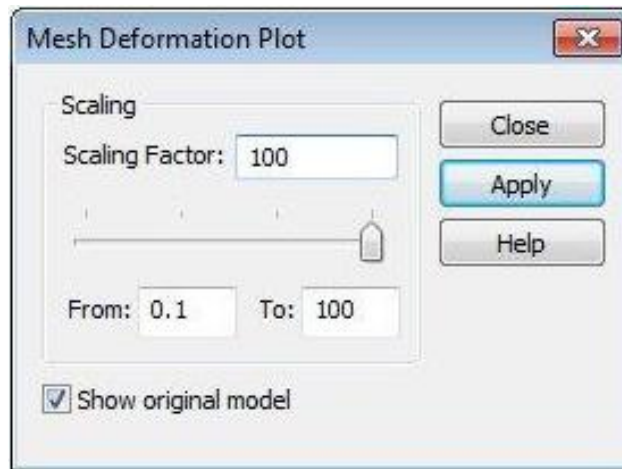


Рисунок 119. Окно отображения *Mesh Deformation*

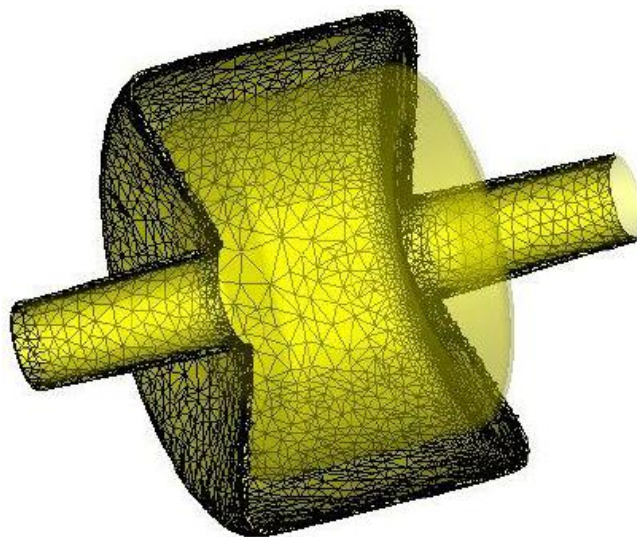


Рисунок 120. Деформированная модель резонатора

Соответственно создадим новый проект, используя меню во вкладке *Schematic* основного проекта *Microwave Studio* (см. рисунки 104, 105). В появившемся окне настроек проекта (рисунок 121) в поле *Project type* выберем *CST MICROWAVE STUDIO*, *Solver type* – *Enginemode*, *Reference model for global settings* – *Blok MWSSHEM1* (название проекта по расчету электромагнитных полей).

В созданный проект необходимо загрузить рассчитанную деформацию корпуса резонатора с помощью команды *Field Import* во вкладке *Simulation*.

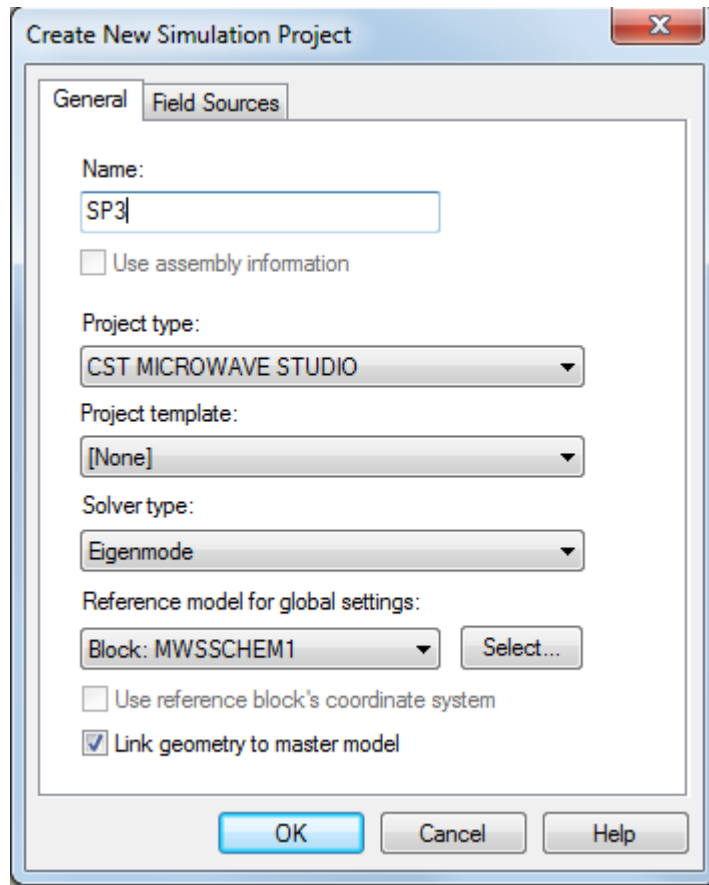


Рисунок 121. Параметры нового проекта

Затем в поле *Project* (рисунок 122) нужно выбрать название проекта по расчету деформации и кнопку *Ok*.

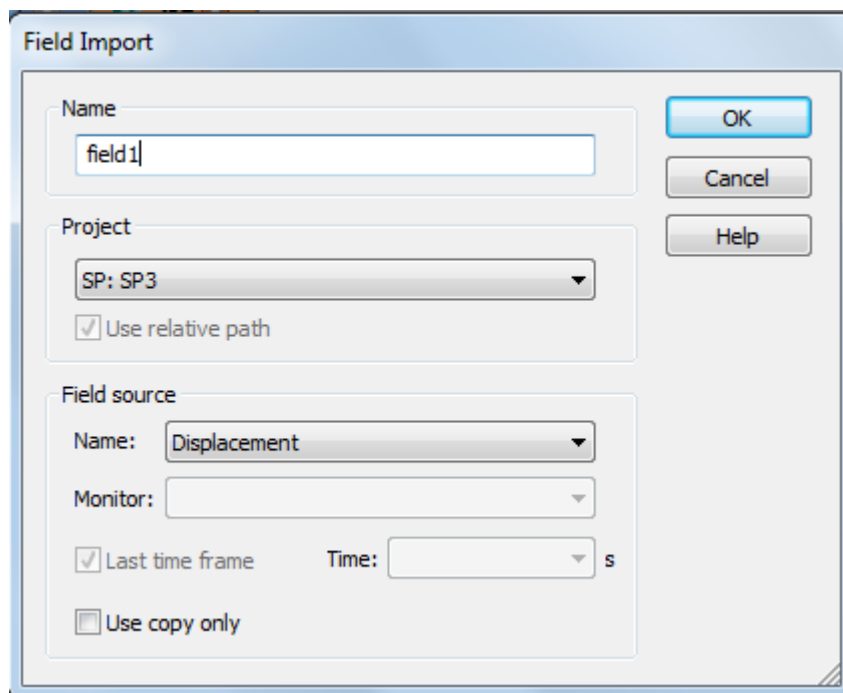


Рисунок 122. Окно *Field Import*

Выбрав *Solver setup*, необходимо активировать *Use Sensitivity analysis* (рисунок 123). В свойствах *Sensitivity analysis* следует выбрать строчку с загруженными данными (рисунок 124). *Sensitivity analysis* (анализ чувствительности модели) позволяет рассчитывать отклонения характеристик модели по заданным допускам геометрических параметров.

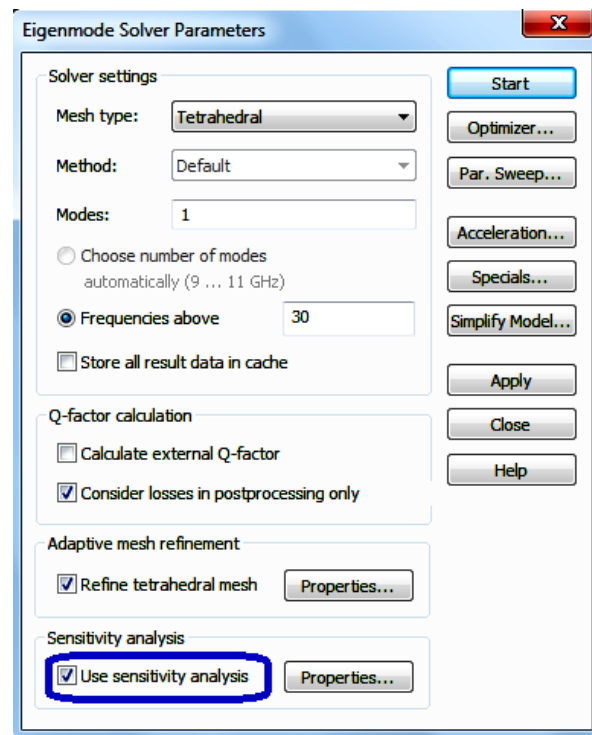


Рисунок 123. Окно *Eigenmode Solver*

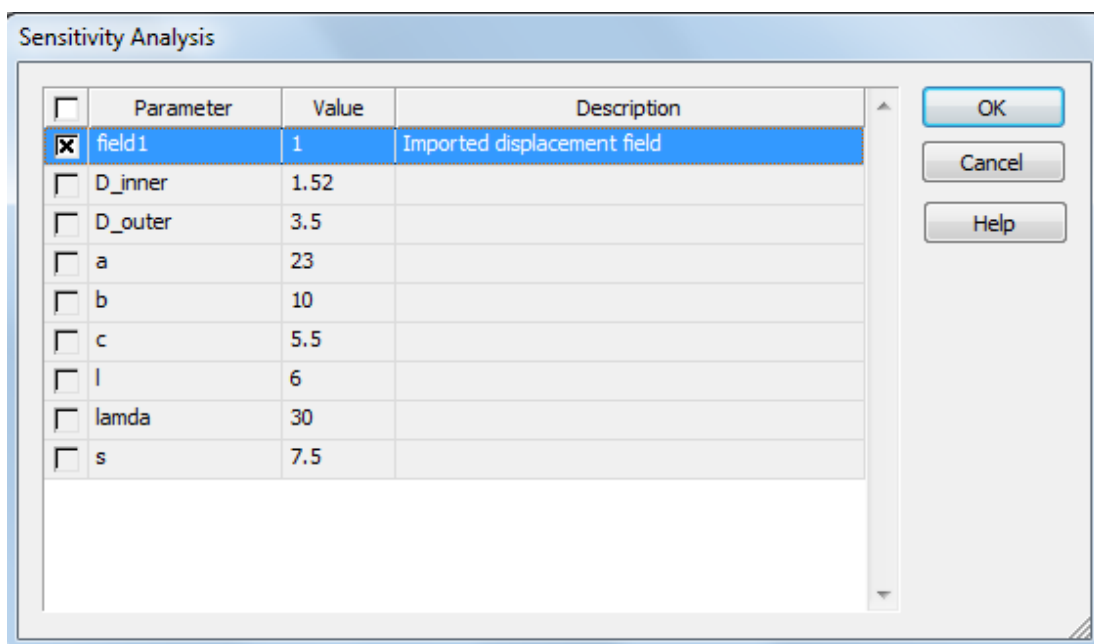


Рисунок 124. Окно *Sensitivity Analysis*

По окончании расчета появится текстовая информация, в которой будет указано, насколько изменилась резонансная частота (рисунок 125).

Sensitivity analysis results:

Design parameter "Deformed_geometry"			
Mode	Frequency	Derivative of frequency	Est. displ. frequ.
1	0.5023708 GHz	-0.001495131 GHz	0.5008757 GHz

Solver Statistics:

	Peak memory used (kB)	Free physical memory (kB)	
		At begin	Minimum
Solver start	16132	1109416	1109308
Sol.eigenm.probl.	99104	1092556	1079680
Solver run total	134980	1109248	1040324

Рисунок 125. Результаты расчета *Sensitivity Analysis*

Рассмотренный пример показывает возможности программы рассчитывать электромагнитные поля на основе введенных геометрических размеров, а также учитывать влияние электромагнитных полей на геометрию устройства, что позволяет изучить физику происходящих внутри устройства процессов. Вместо использования *Enginemode Solver* можно проводить расчет другим методом, анализируя частотные, временные и другие характеристики.

7. Моделирование делителя мощности

Проведем расчет активного делителя мощности (ДМ) на четыре выхода (рисунок 126).

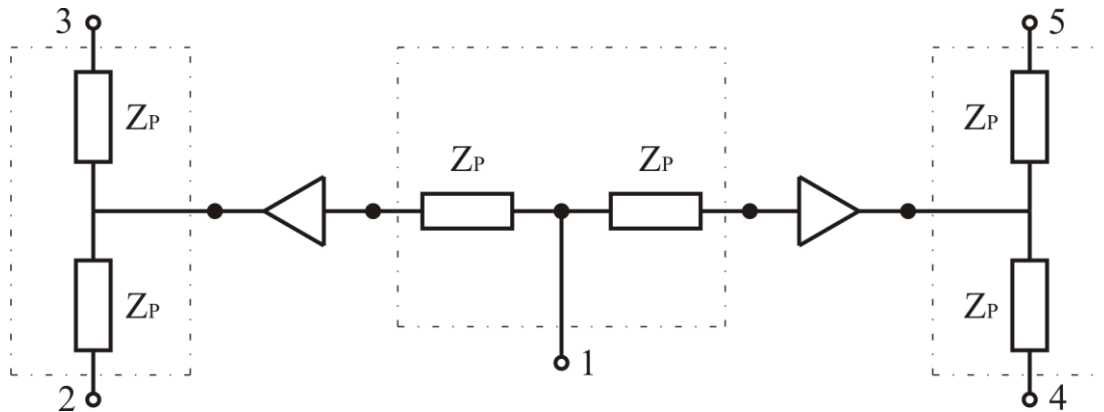
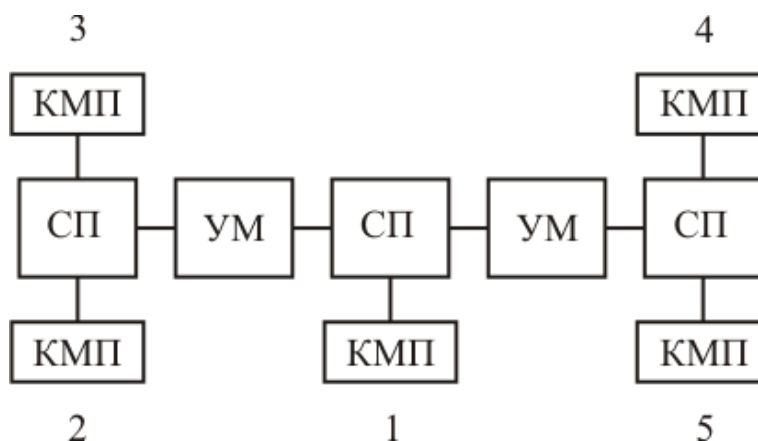


Рисунок 126. Схема делителя мощности

Реализацию ДМ можно представить в виде нескольких микрополосковых плат, соединенных между собой проволочными перемычками. В качестве подводящих линий используется коаксиальный тракт, поэтому необходимо на входном и выходных плечах ДМ выполнить коаксиально-микрополосковый переход (КМП). Структурная схема делителя представлена на рисунке 127.



СП – сплиттер на два выхода, УМ – усилитель мощности,
 КМП – коаксиально-микрополосковый переход,
 1 – входное плечо, 2–5 – выходные плечи

Рисунок 127. Структурная схема делителя мощности

Моделирование ДМ начинается с расчета платы. На рисунке 128 приведена эквивалентная схема и топология микрополосковой платы ДМ.

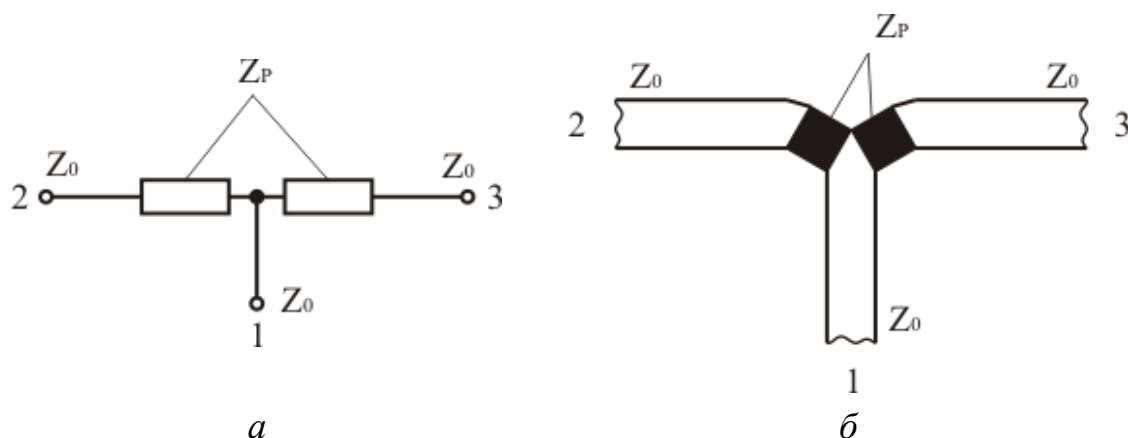


Рисунок 128. Делитель мощности на два выхода:
а – эквивалентная схема; *б* – топология микрополосковой платы

Эквивалентные схемы для расчета входного и выходного сопротивления плеч ДМ показаны на рисунке 129.

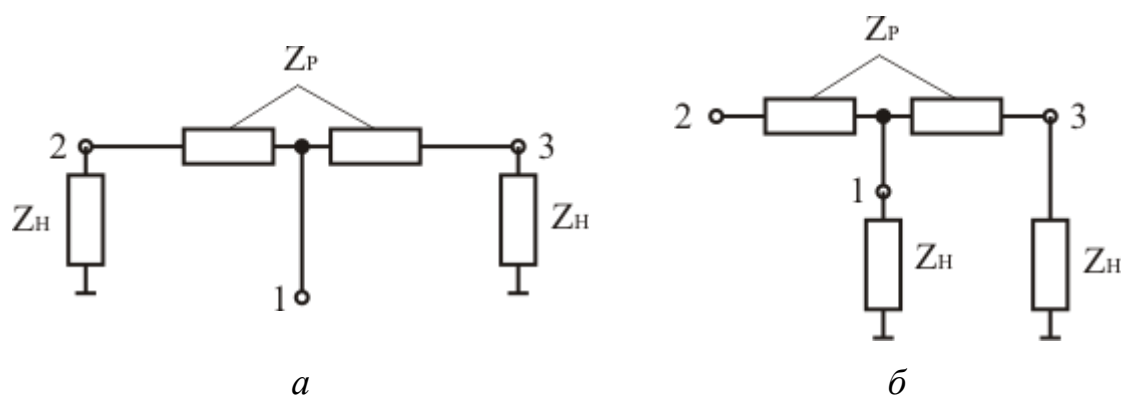


Рисунок 129. Эквивалентные схемы ДМ:
а – для входного плеча; *б* – для выходного плеча

Сопротивление резисторов $Z_p = 50$ Ом, сопротивление согласованной нагрузки $Z_H = 50$ Ом.

Рассмотрим свойства представленной структуры. Для этого необходимо рассчитать эквивалентные сопротивления для каждого плеча делителя. Эквивалентное сопротивление для входного плеча

$$Z_{\text{ЭКВ}} = \frac{Z_p + Z_H}{2} = 50 \text{ Ом.}$$

Эквивалентное сопротивление для выходного плеча

$$Z_{\text{экв}} = Z_0 + \frac{Z_{\text{н}}(Z_{\text{р}} + Z_{\text{н}})}{2Z_{\text{н}} + Z_{\text{р}}} = 83,33 \text{ Ом.}$$

Как видно из расчетов, входное плечо полностью согласовано с волновым сопротивлением подводящего тракта, а выходные плечи рассогласованные. Делитель мощности будет иметь следующие значения матрицы рассеяния:

$$\begin{aligned} |S_{11}| = 0; \quad |S_{22}| = |S_{33}| = 0,25; \quad |S_{21}| = |S_{31}| = 0,5 \text{ (-6 дБ);} \\ |S_{22}| = |S_{32}| = 0,25 \text{ (-12 дБ).} \end{aligned}$$

Коэффициент стоячей волны (КСВ) для входного плеча

$$\text{КСВ}_{\text{вх}} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} = 1.$$

Коэффициент стоячей волны для выходных плеч

$$\text{КСВ}_{\text{вых}} = \frac{1 + |S_{22}|}{1 - |S_{22}|} = 1,67.$$

Далее следует рассчитать параметры микрополосковой линии. Волновое сопротивление линии определяется ее геометрией и электромагнитными свойствами материала подложки:

$$Z_{\text{В}} = 314 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{1 - h_{\text{п}}/h_{\text{р}}}{1 + W_{\text{п}}/h_{\text{р}}} \text{ при } W_{\text{п}}/h_{\text{р}} < 2; \quad (22)$$

$$Z_{\text{В}} = 314 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{1}{1 + W_{\text{п}}/h_{\text{р}}} \frac{1}{1 - h_{\text{п}}/h_{\text{р}}} \text{ при } W_{\text{п}}/h_{\text{р}} > 2, \quad (23)$$

где $W_{\text{п}}$ – ширина центрального проводника; $h_{\text{п}}$ – толщина центрального проводника; $h_{\text{р}}$ – толщина подложки; ε – диэлектрическая проницаемость; μ – магнитная проницаемость материала подложки.

В качестве материала подложки используем поликор, у которого $\varepsilon = 9,9$, $\mu = 1$. Пусть толщина подложки $h_{\text{р}} = 254$ мкм, толщина центрального проводника $h_{\text{п}} = 10$ мкм.

С помощью формулы (22) можно рассчитать ширину центрального проводника:

$$W_{\Pi} = \left[314 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{1 - h_{\Pi}/h_p}{Z_B} - 1 \right] \cdot h_p =$$

$$= \left[314 \cdot \sqrt{\frac{1}{9,9}} \cdot \frac{1 - 0,01/0,254}{50} - 1 \right] \cdot 0,254 = 0,23.$$

На рисунке 130 представлена микрополосковая линия с указанными на ней размерами.

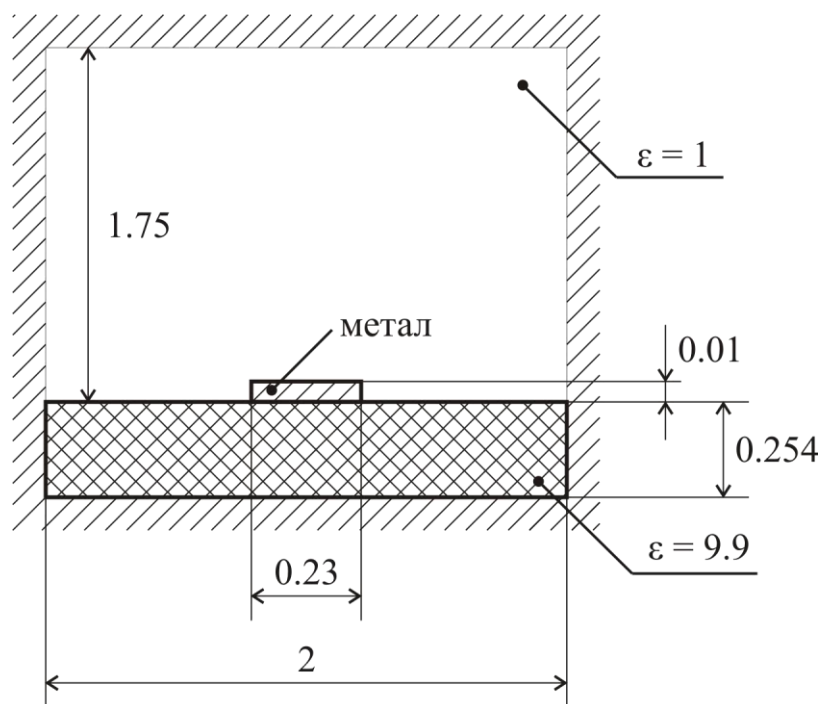


Рисунок 130. Размеры микрополосковой линии, мм

Теперь создадим модель ДМ в CST Microwave Studio. Для моделирования резистивного слоя используем материал с поверхностным сопротивлением 50 Ом/квadrat. На рисунке 131 резистивный слой показан черным цветом.

Частотные характеристики ДМ приведены на рисунках 132 и 133.

Основным недостатком схемы ДМ является рассогласование выходных плеч. Добавим в эквивалентную схему ДМ сопротивление Z_k (рисунок 134).

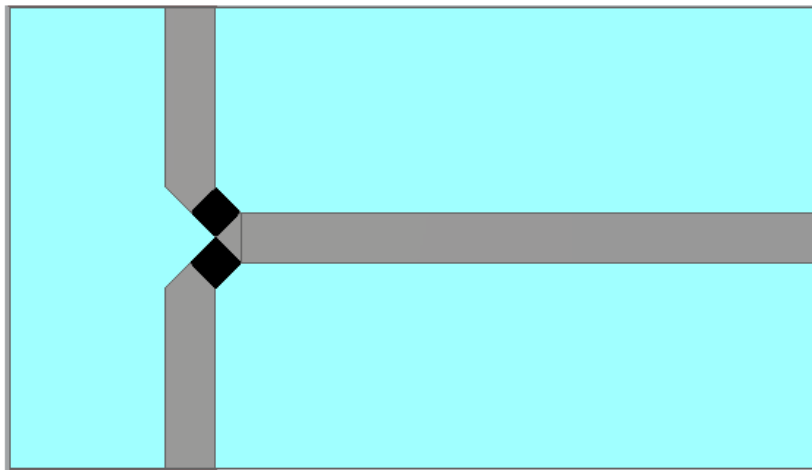


Рисунок 131. Топология модели ДМ

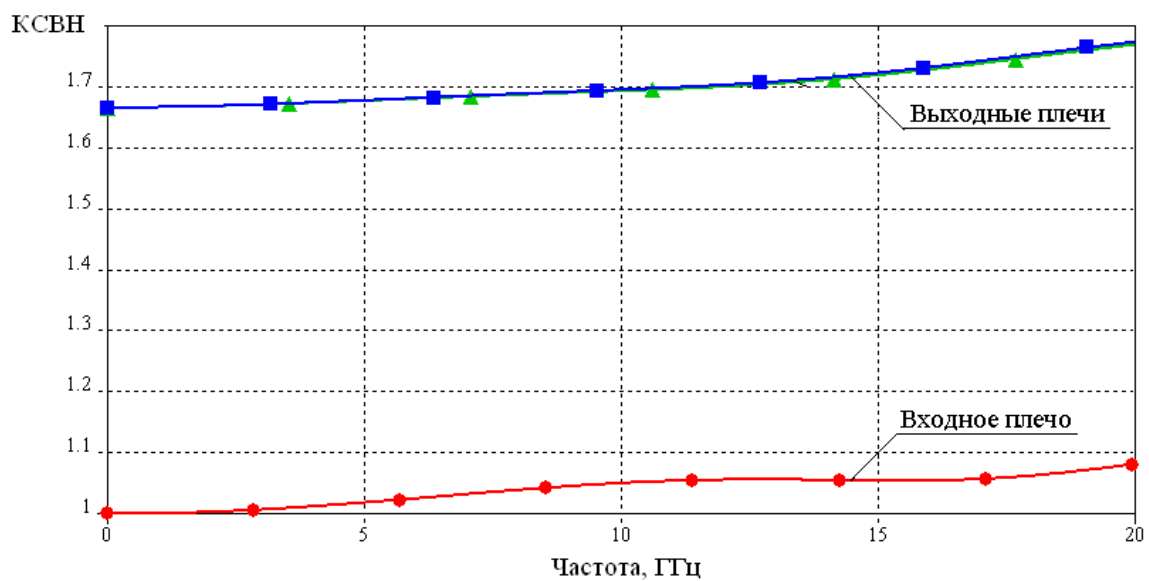


Рисунок 132. Частотная зависимость КСВН

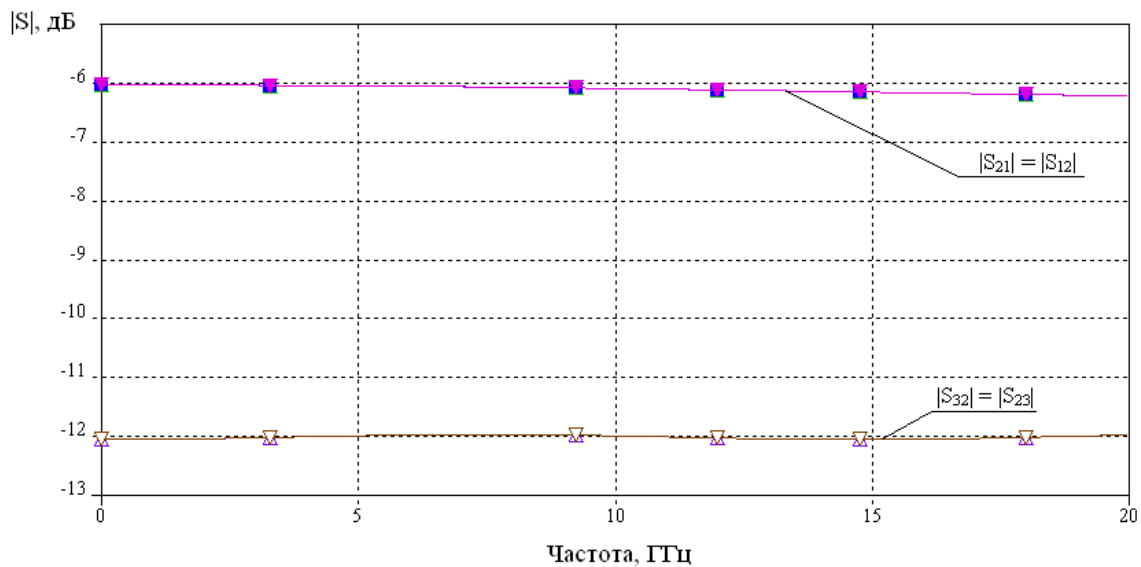


Рисунок 133. Частотная зависимость модулей коэффициентов передачи

Значение сопротивления Z_K определяется из условия оптимального согласования выходных плеч (волновое сопротивление подводящей линии должно равняться эквивалентному сопротивлению выходного плеча):

$$Z_K = \frac{Z_0 \cdot Z_{\text{ЭКВ}}}{Z_{\text{ЭКВ}} - Z_0} = 125 \text{ Ом.}$$

В приведенной формуле $Z_{\text{ЭКВ}}$ – эквивалентное сопротивление выходного плеча без дополнительных резисторов, равное 83,33 Ом, а Z_0 – волновое сопротивление подводящей линии, равное 50 Ом.

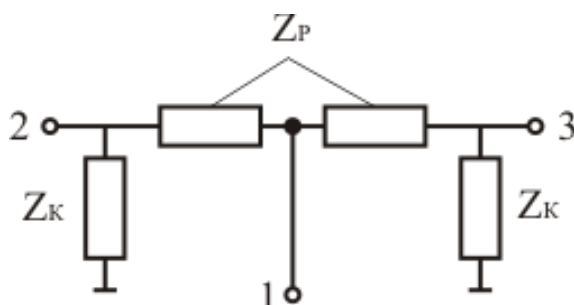


Рисунок 134. Эквивалентная схема ДМ

Данная схема ДМ будет иметь следующие параметры:

- ✓ эквивалентное сопротивление для входного плеча $Z_{\text{ЭКВ}} = 42,86 \text{ Ом};$
- ✓ эквивалентное сопротивление для выходного плеча $Z_{\text{ЭКВ}} = 50 \text{ Ом};$
- ✓ коэффициент отражения для входного плеча $|S_{11}| = 0,08;$
- ✓ коэффициент отражения для выходных плеч $|S_{22}| = |S_{33}| = 0;$
- ✓ переходное ослабление $|S_{21}| = |S_{31}| = 0,38 \text{ (-8,4 дБ)};$
- ✓ развязка между выходными плечами $|S_{23}| = |S_{32}| = 0,15 \text{ (-16 дБ)}.$

Топология модели ДМ приведена на рисунке 135, а частотная зависимость КСВ и модулей коэффициентов передачи – на рисунках 136, 137.

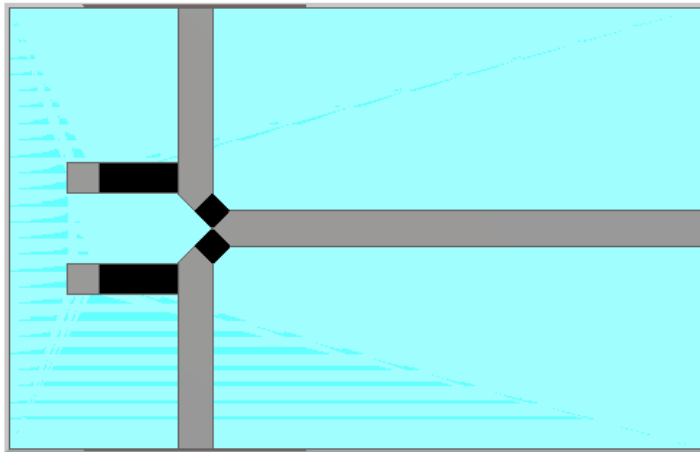


Рисунок 135. Топология модели ДМ с дополнительными резисторами

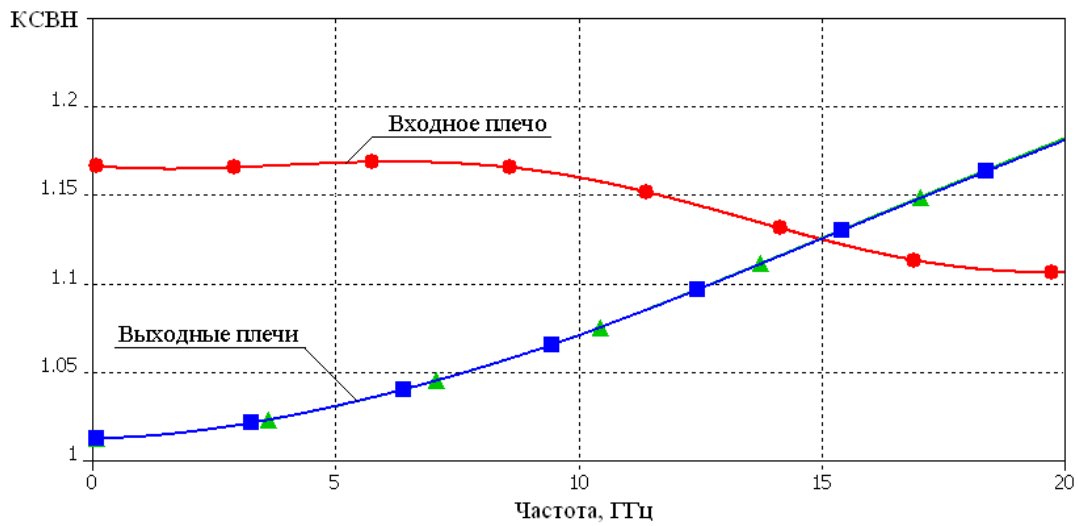


Рисунок 136. Частотная зависимость КСВН

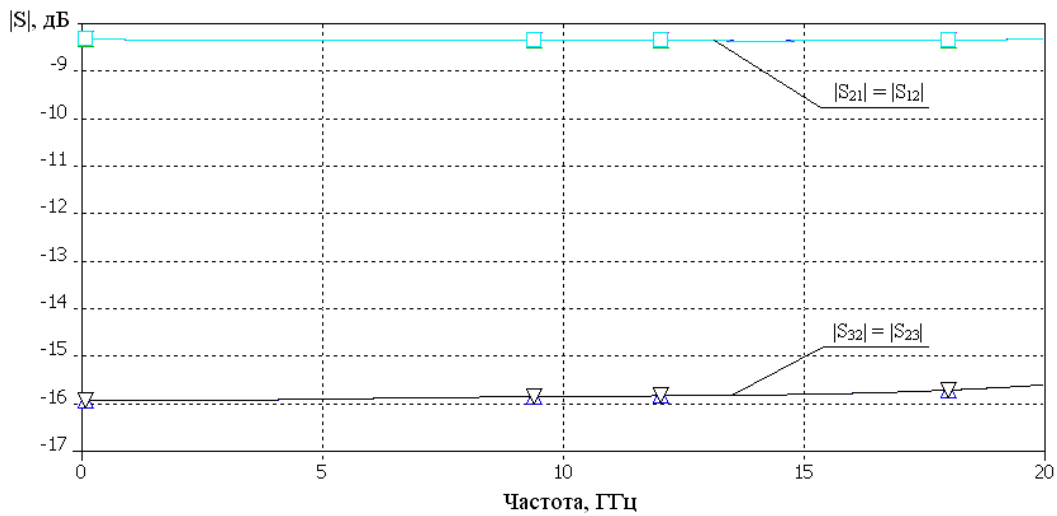


Рисунок 137. Частотная зависимость модулей коэффициентов передачи

На рисунках 136, 137 видно, что ослабление увеличивается на 2 дБ, но при этом согласование выходных плеч ДМ улучшается.

Так как делитель будет состоять из нескольких микрополосковых плат, то необходимо рассмотреть способ соединения двух плат между собой.

Для соединения двух плат применим проволочные перемычки диаметром 20 мкм. Модель соединения двух микрополосковых линий с одинаковыми диэлектрическими проницаемостями приведена на рисунке 138.

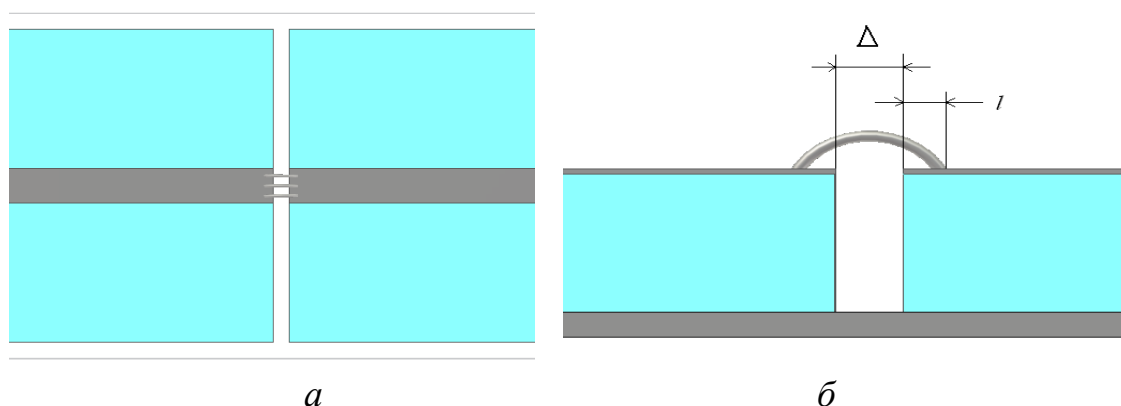


Рисунок 138. Модель соединения двух микрополосковых линий:
a – вид сверху; *б* – вид сбоку

На рисунке 138 Δ – технологический зазор, l – расстояние от края подложки до точки контакта с центральным проводником микрополосковой линии.

Минимальное значение коэффициента отражения в диапазоне частот от 0 до 20 ГГц можно получить, когда установлены три перемычки, отстоящие друг от друга на расстоянии 75 мкм, $l = 50$ мкм. Частотная зависимость КСВ перехода между линиями приведена на рисунке 139.

Выходной ДМ на два выхода частично отличается от входного. Выходные плечи ДМ параллельны друг другу (рисунок 140).

Так как поворот микрополосковой линии на 90° представляет собой неоднородность, приводящую к увеличению коэффициента отражения, то для уменьшения влияния этой неоднородности выполним поворот в виде скругления с радиусом R .

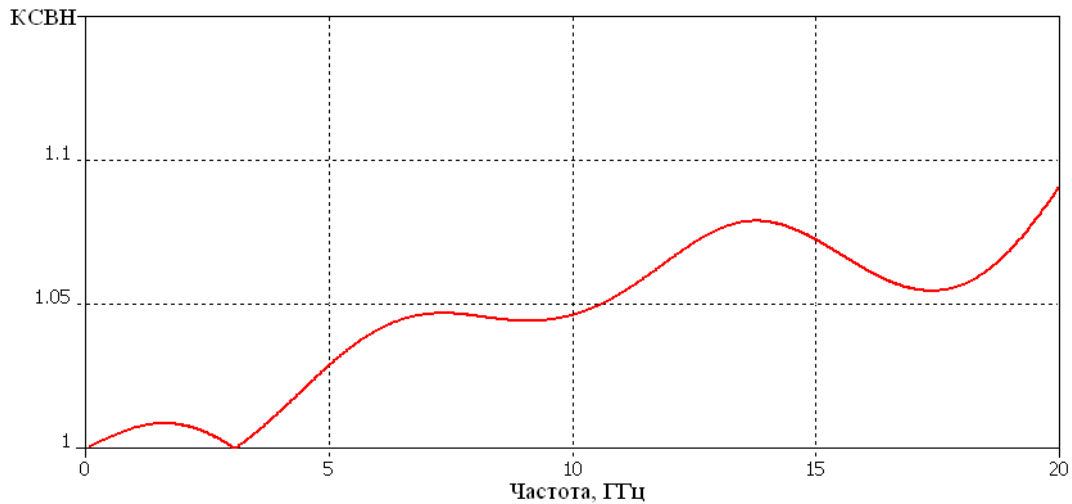


Рисунок 139. Частотная зависимость КСВН перехода

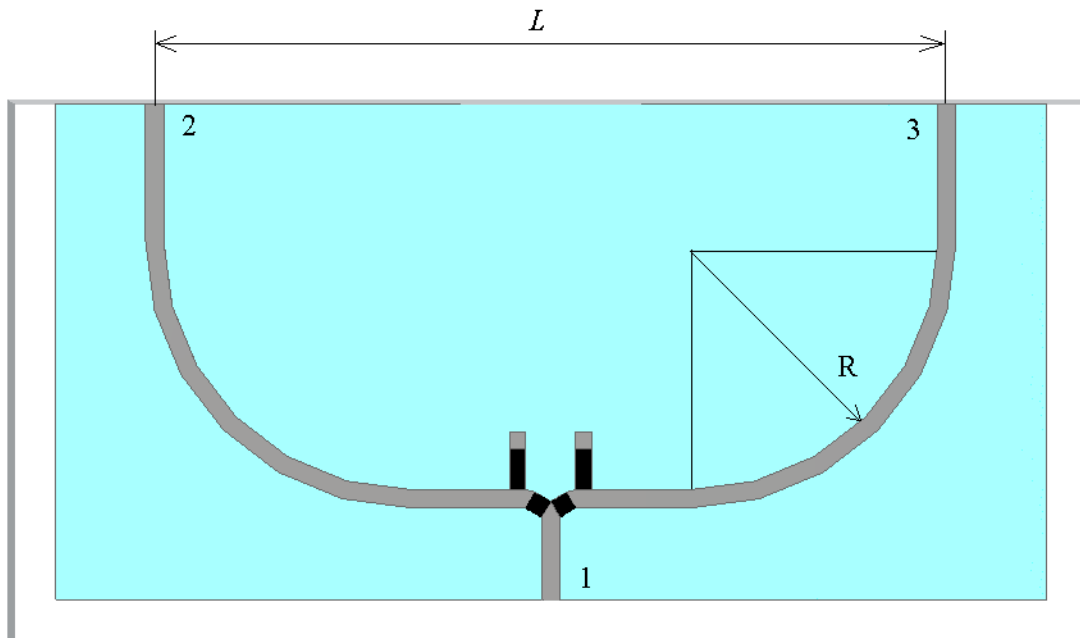


Рисунок 140. Топология выходного ДМ на два выхода

Расстояние L между выходными плечами 2 и 3 должно быть больше 11 мм. Такое минимальное расстояние обусловлено размерами подводящих коаксиальных соединителей. Подложка ДМ при соблюдении указанного условия будет иметь большие габаритные размеры. Исходя из этого и с учетом хрупкости материала подложки разобьем ее на три платы (рисунок 141).

На рисунках 142, 143 приведены частотные зависимости КСВ и модулей коэффициентов передачи ДМ.

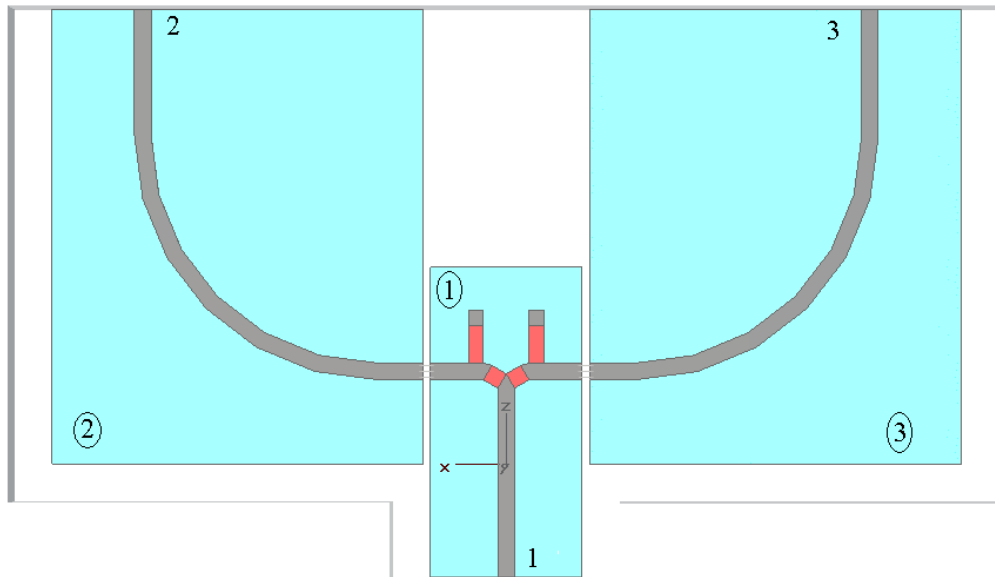


Рисунок 141. Модель выходного ДМ на два выхода

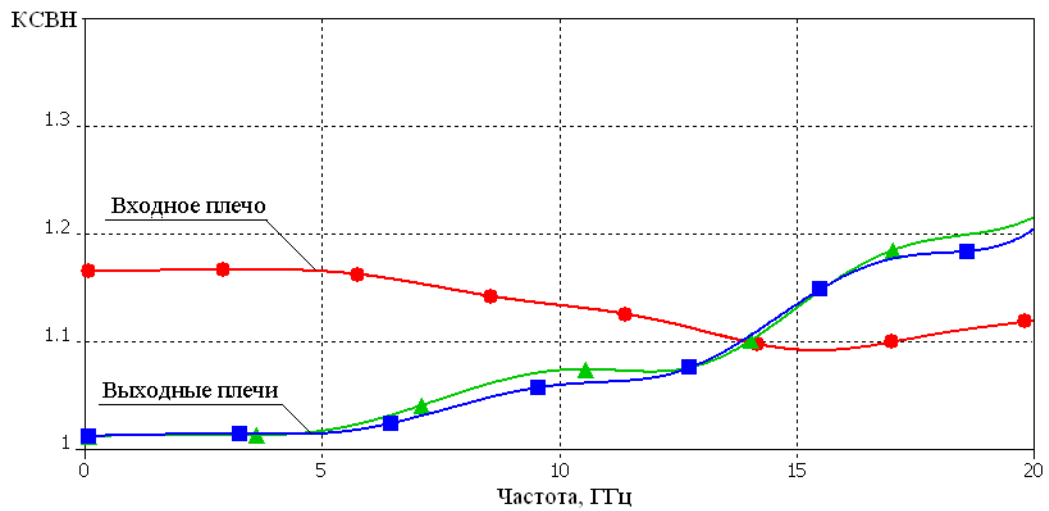


Рисунок 142. Частотная зависимость КСВН

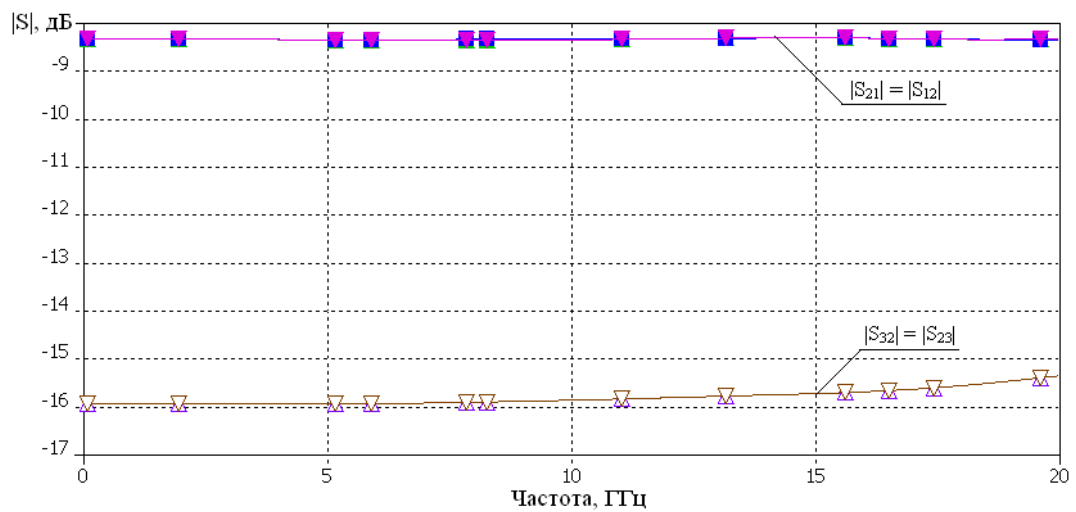


Рисунок 143. Частотная зависимость модулей коэффициентов передачи

Для обеспечения согласования микрополосковой топологии ДМ с коаксиальными разъемами в рабочем диапазоне частот используем модель коаксиально-полоскового перехода, представленную на рисунке 144. Частотная зависимость КСВ приведена на рисунке 145.

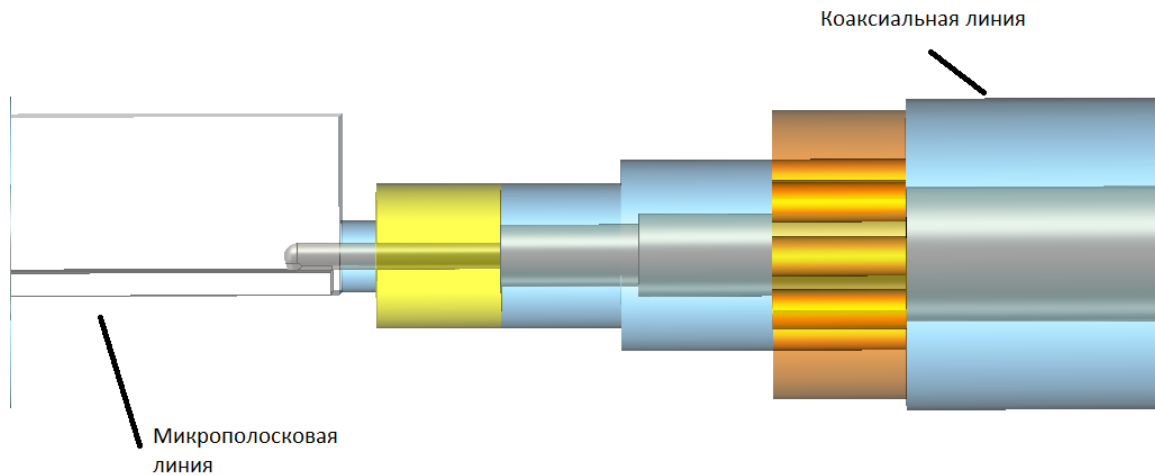


Рисунок 144. Модель коаксиально-микрополоскового перехода

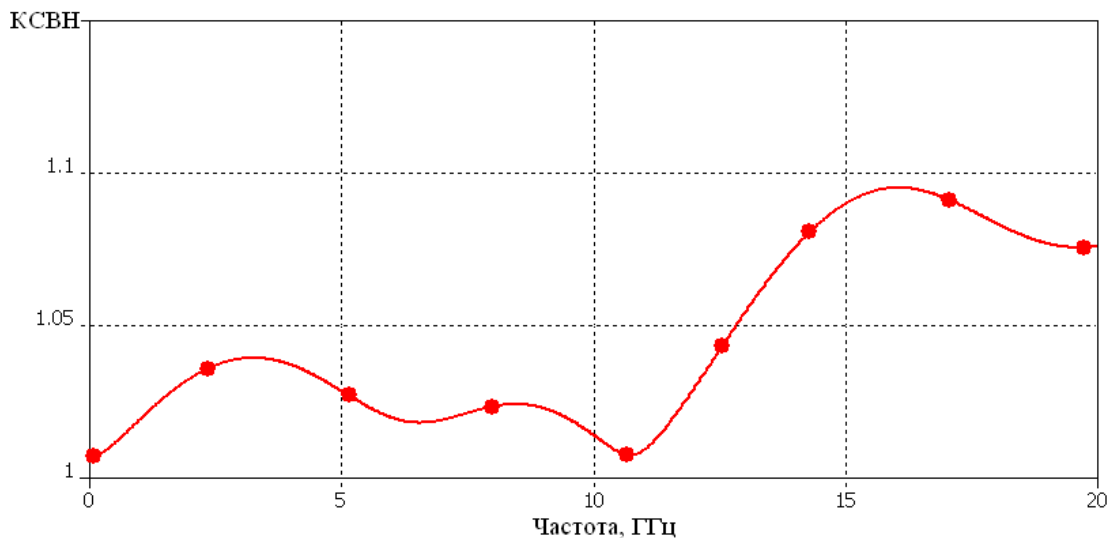


Рисунок 145. Частотная зависимость КСВ перехода

Теперь следует добавить коаксиально-полосковые переходы в модели входного и выходного ДМ, как показано на рисунках 146, 147.

Для компенсации потерь в делителе необходимо выбрать усилитель и провести моделирование устройства в целом. Суммарное ослабление, которое дают два ДМ, соединенных после-

довательно, равно 16 дБ, поэтому коэффициент усиления усилителя должен быть 13–17 дБ.

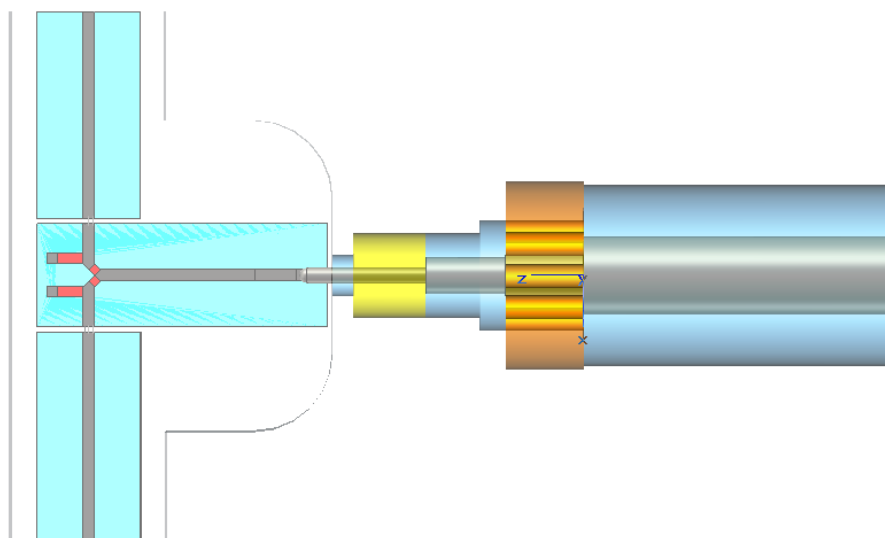


Рисунок 146. Модель входного ДМ на два выхода

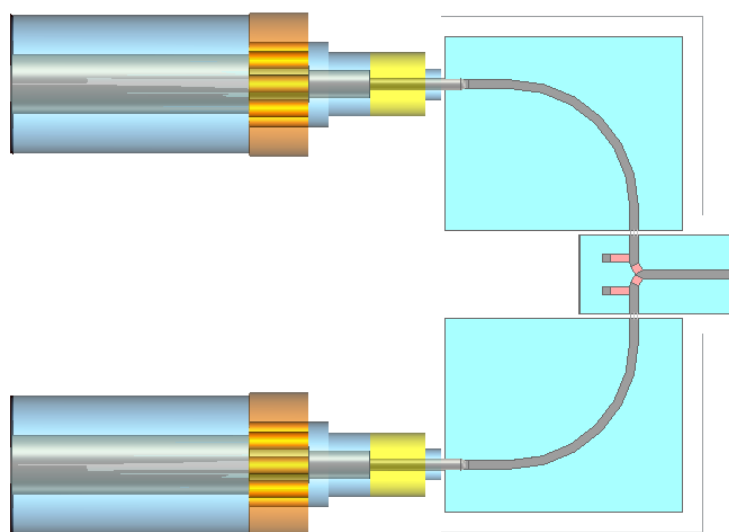


Рисунок 147. Модель выходного ДМ на два выхода

Наиболее подходящим по частотному диапазону, коэффициенту усиления и габаритным размерам является усилитель фирмы Hittite НМС 460. Усилитель выполнен в виде монолитной СВЧ интегральной схемы из арсенида галлия и имеет диапазон рабочих частот от постоянного тока до 20 ГГц. Из-за малых габаритных размеров он широко применяется в телекоммуникационных системах, спутниковой связи и измерительной аппаратуре. На рисунке 148 приведена функциональная схема усилителя.

Основные характеристики усилителя:

- ✓ усиление.....14 дБ на 10 ГГц;
- ✓ уровень шумов2,5 дБ на 10 ГГц;
- ✓ напряжение питания+8 В;
- ✓ потребляемый ток60 мА;
- ✓ входное и выходное сопротивление50 Ом;
- ✓ габаритные размеры.....3,12×1,63×0,1 мм.

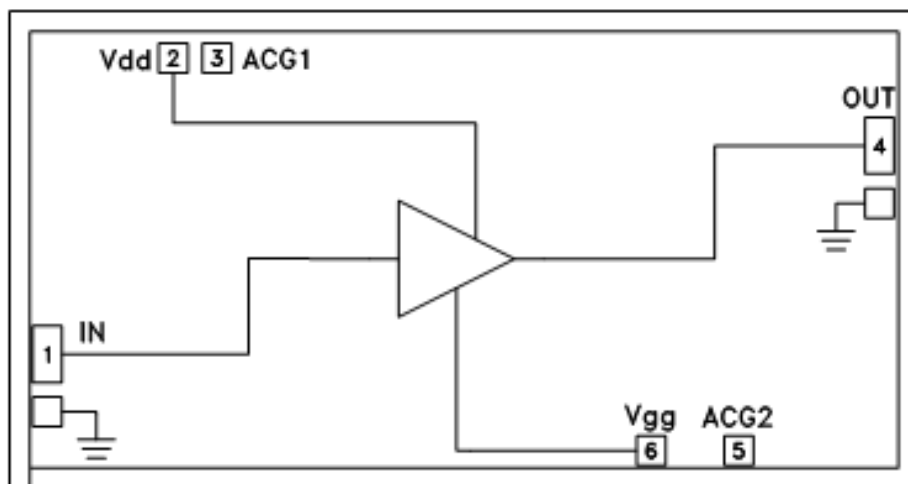


Рисунок 148. Функциональная схема усилителя HMC 460

Производитель рекомендует применять усилитель в пятидесятиомных микрополосковых линиях с толщиной подложки 128 мкм и 254 мкм. Способ подключения усилителя показан на рисунке 149.

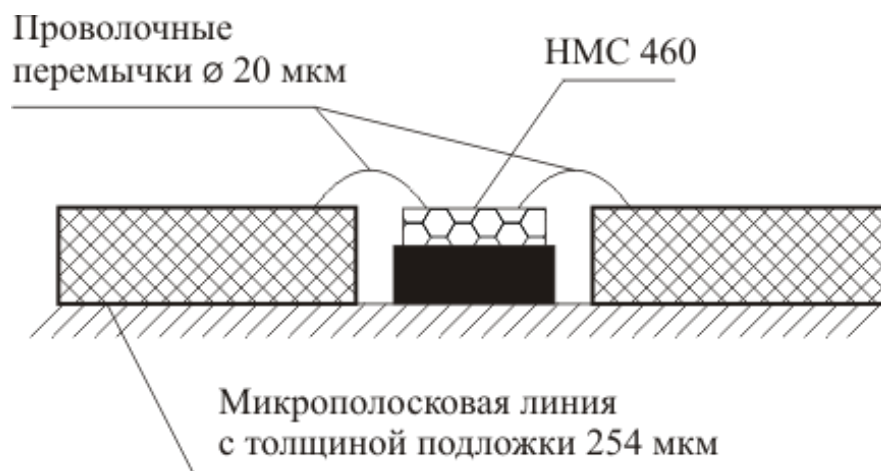


Рисунок 149. Способ подключения усилителя

Контакт между усилителем и микрополосковой линией выполняется с помощью проволочных перемычек диаметром 20 мкм.

Общую модель активного ДМ создадим в CST Design Studio. Все компоненты устройства, в том числе и модели, рассчитанные в CST Microwave Studio, представляются в виде функциональных узлов. Для вычисления характеристик устройства программа оперирует S-параметрами функциональных узлов, соединенных между собой. Файл с S-параметрами усилителя загружен с официального сайта фирмы Hittite. На рисунке 150 приведена частотная зависимость модулей коэффициентов отражения и передачи усилителя.

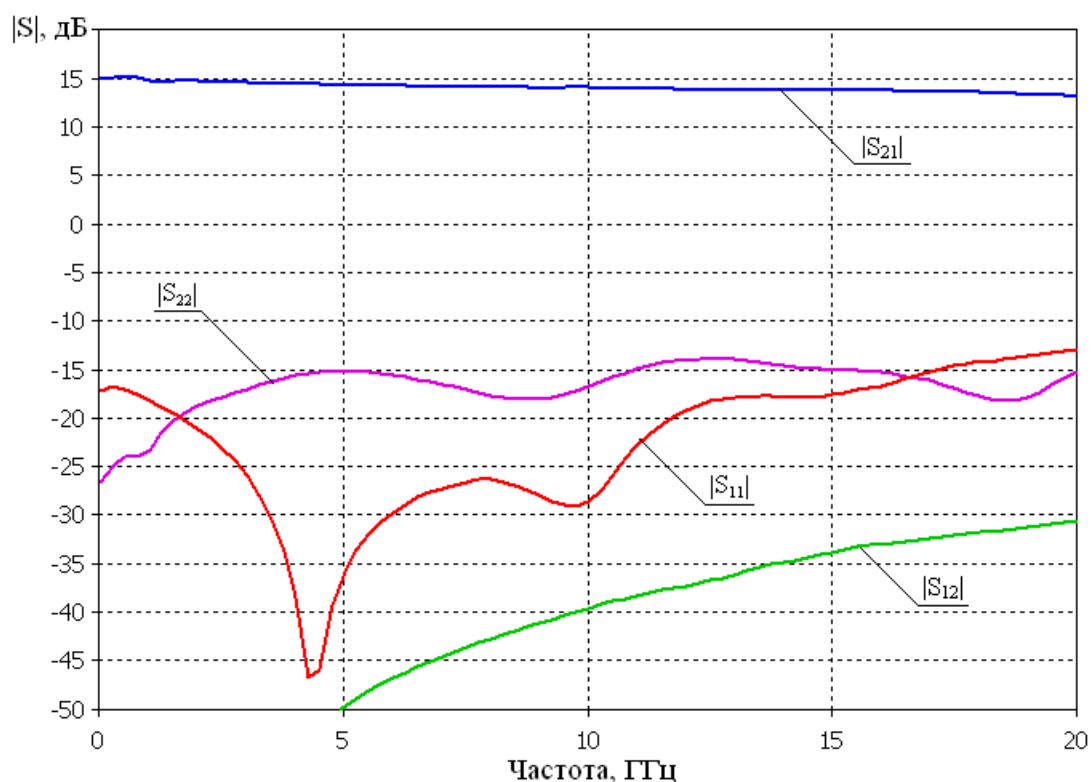


Рисунок 150. Частотная зависимость модулей коэффициентов отражения и передачи усилителя

Модель делителя мощности на четыре выхода, учитывающая характеристики усилителя, представлена на рисунке 151, где пронумерованные прямоугольники соответствуют плечам делителя. Входное плечо делителя обозначено цифрой 1, а цифрами 2–5 — выходные плечи.

Частотная зависимость модулей коэффициентов передачи делителя представлена на рисунке 152.

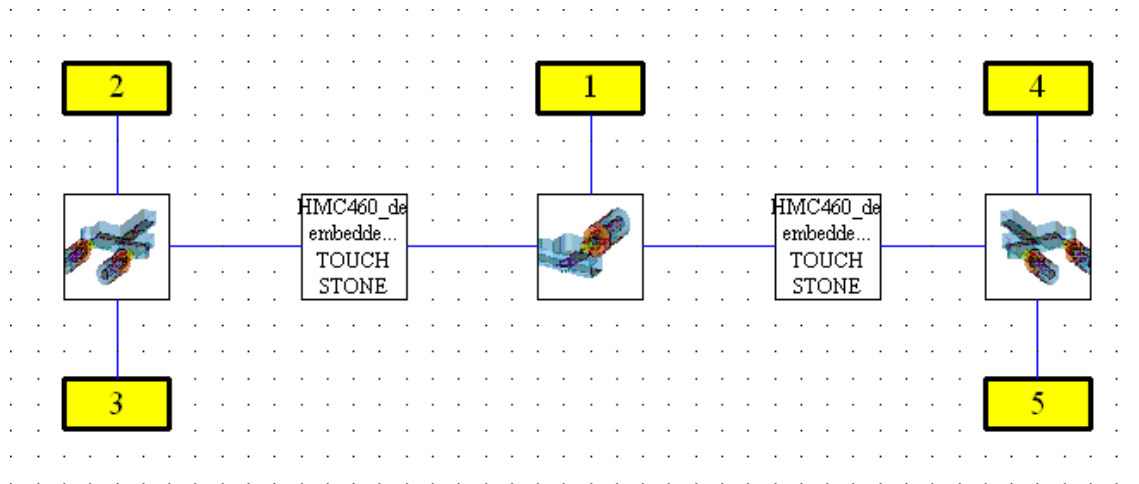
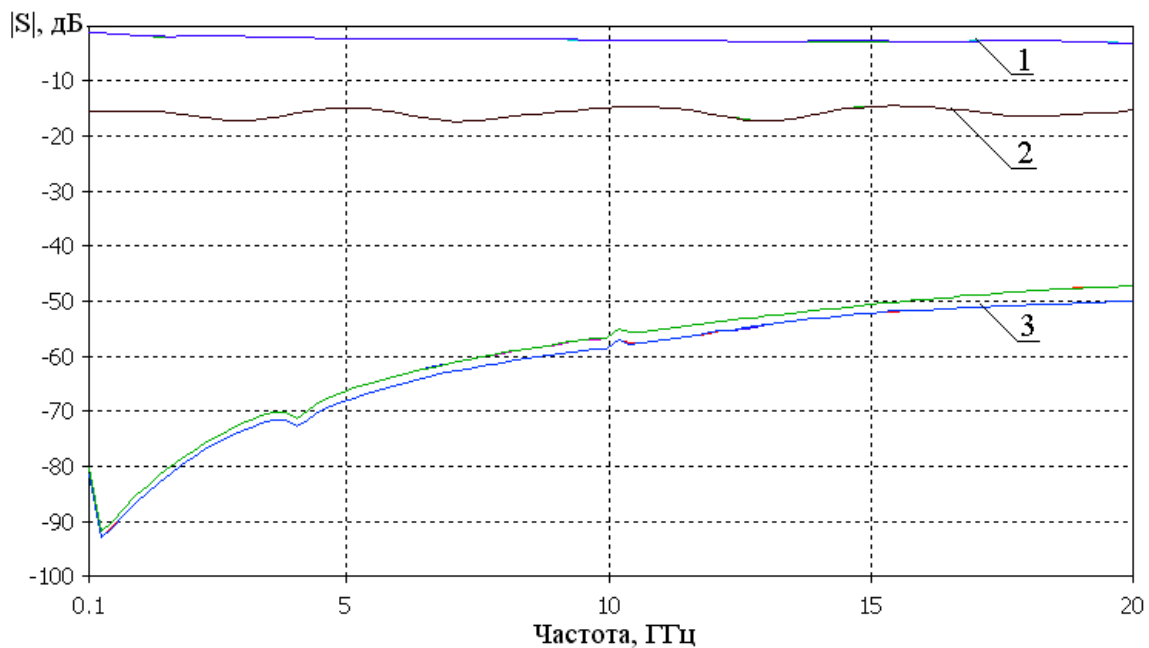


Рисунок 151. Модель делителя мощности в CST Design



$$1 - |S_{21}| = |S_{31}| = |S_{41}| = |S_{51}|; 2 - |S_{23}| = |S_{32}| = |S_{45}| = |S_{54}|;$$

$$3 - |S_{24}| = |S_{25}| = |S_{34}| = |S_{35}| = |S_{42}| = |S_{43}| = |S_{52}| = |S_{53}|$$

Рисунок 152. Частотная зависимость модулей коэффициентов передачи ДМ

Частотная зависимость КСВ входного и выходных плеч ДМ приведена на рисунке 153.

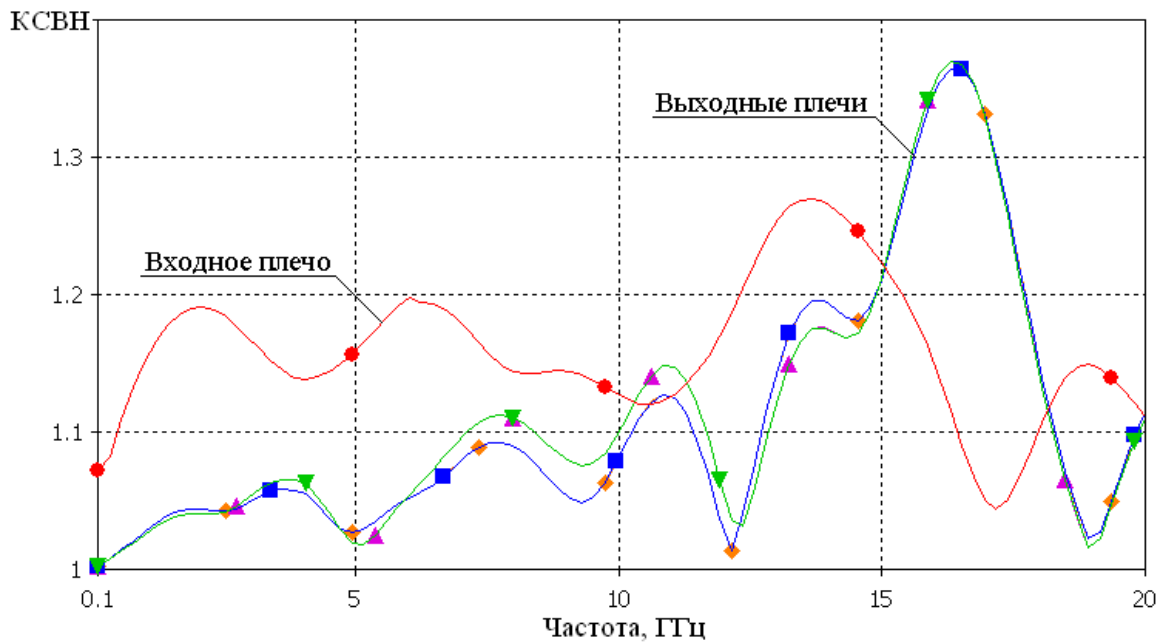


Рисунок 153. Частотная зависимость КСВ входного и выходных плеч ДМ

Использование Design Studio расширяет возможности применения в электромагнитном моделировании нелинейных элементов и позволяет получить результаты расчета, максимально близкие к эксперименту.

Литература

1. Официальный сайт компании CST [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.cst.com>.
2. ООО «Евроинтех». Официальный сайт регионального дистрибьютора CST [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.eurointech.ru/cst>.
3. Курушин А.А. Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio / А.А. Курушин, А.Н. Пластиков. – М.: Изд-во МЭИ, 2010. – 160 с.
4. Курушин А.А. Школа проектирования СВЧ устройств в CST STUDIO SUITE / А.А. Курушин. – М.: One-Book, 2014. – 433 с.
5. Горбачев А.П. Проектирование печатных фазированных антенных решеток в САПР CST Microwave Studio: учеб. пособие / А.П. Горбачев, Е.А. Ермаков. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. – 88 с.
6. Проектирование антенн сверхвысоких частот в САПР CST Microwave Studio : учеб.-метод. пособие / А.П. Горбачев, М.А. Степанов, Н.Э. Унру. – Новосибирск: НГТУ, 2011. – 52 с.
7. Моделирование антенн в режимах излучения и рассеяния в пакетах CST Studio, HFSS, FEKO и узкоспециализированных программах: метод. пособие / О.А. Юрцев [и др.]. – Минск: БГУИР, 2012. – 62 с.
8. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: учеб. / под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2012. – 744 с.
9. Системы автоматизированного проектирования СВЧ устройств: учеб.-метод. 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. – Режим доступа: <http://lib3.sfu-kras.ru/ft/lib2/elib/u62/i-909020.pdf?Z21ID=001063FC305A76990810635930167449&P21DBN=BOOK1&Z21MFN=621.32%2F%D0%A1409-909020>.

10. Устройства СВЧ и антенны. Ч. 2. Антенны: учеб. пособие. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 159 с.

11. Официальный сайт компании Hittite [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.hittite.com.

Оглавление

Введение	3
1. Описание CST Microwave Studio	4
1.1. О программе	4
1.2. Основные действия и настройки для создания CAD-модели.....	6
1.3. Создание объектов.....	13
1.4. Свойства объектов	15
1.5. Свойства материалов.....	16
1.6. Преобразование объекта.....	18
1.7. Привязки объекта	20
1.8. Примеры использования привязок.....	21
1.9. Использование кривых	25
2. Настройки для электромагнитного расчета.....	30
2.1. Использование настроек.....	30
2.1. Назначение портов устройства	33
2.3. Разбиение сетки.....	38
3. Пример моделирования коаксиально-волноводного перехода.....	40
4. Расчет E -секториальной антенны	59
5. Пример моделирования антенной решетки.....	69
6. Моделирование резонатора.....	83
7. Моделирование делителя мощности.....	96
Литература	112

Учебное издание
Фатеев Алексей Викторович
ПРИМЕНЕНИЕ CST MICROWAVE STUDIO
ДЛЯ РАСЧЕТА АНТЕНН И УСТРОЙСТВ СВЧ
Учебное пособие
Подписано в печать 18.12.17. Формат 60x84/16.
Усл. печ. л. 6,74. Тираж 100 экз. Заказ 525.

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники.
634050, Томск, пр. Ленина, 40.
Тел. (3822) 533018.