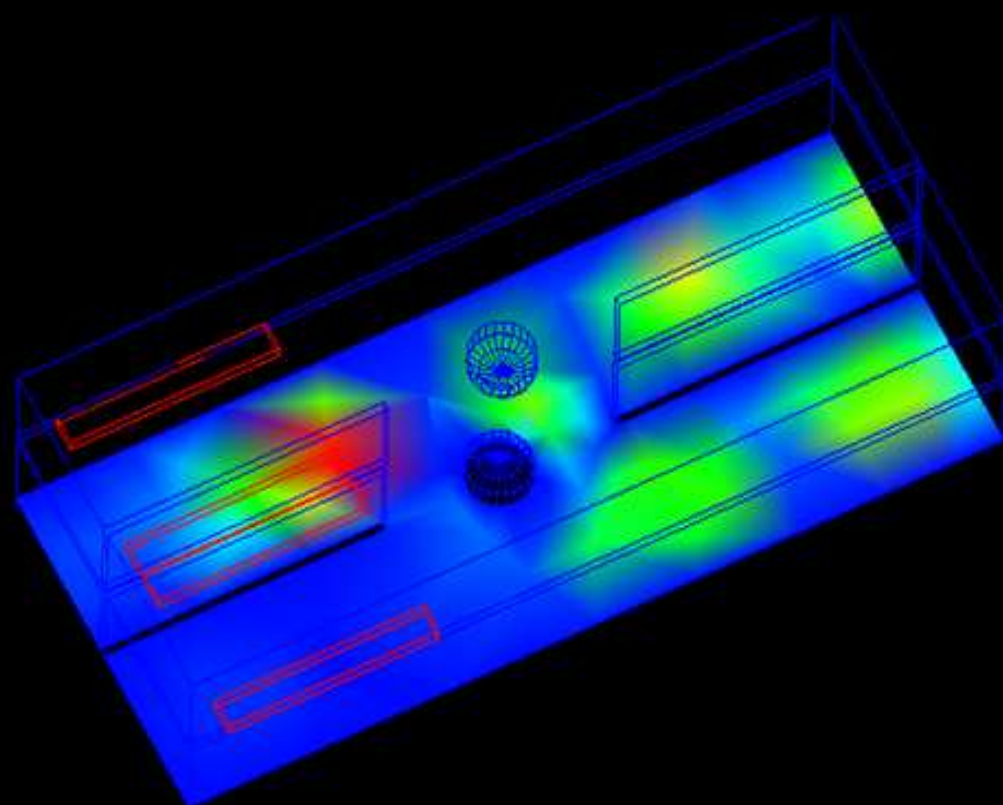


*С.Е. Банков, А.А. Курушин,
В.Д. Разевиг*

Анализ и оптимизация СВЧ структур с помощью HFSS

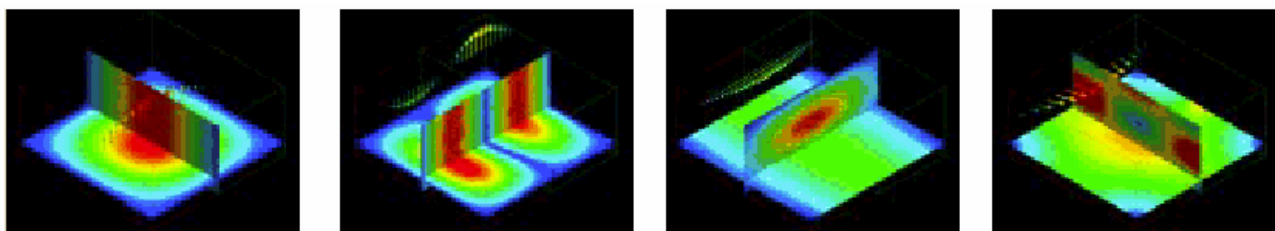


Москва 2004

ОГЛАВЛЕНИЕ

ОГЛАВЛЕНИЕ	2
Введение	4
Общая характеристика программы HFSS	5
Точный и достоверный расчет	6
Создание чертежей трехмерных объектов	8
Задание материальных параметров среды	8
Библиотека моделей	9
Возможности проектирования антенн	9
Быстрая частотная развертка в широкой полосе	9
Постпроцессор поля	10
Параметрический анализ и оптимизация	12
Глава 1 .Теоретические основы работы HFSS	14
1.1. Дискретизация пространства	14
1.2. Вариационная формулировка метода конечных элементов	16
1.3. Базисные функции и интерполяционные формулы	17
1.4. Вывод и решение системы уравнений	21
1.5. Зависимость точности решения от размеров ячейки.....	24
1.6. Вычисление полей.....	24
1.7. Разбиение пространства на ячейки	25
1.8. Программа решения двумерных задач	26
1.9. Сдвиг отсчетных плоскостей портов.....	30
1.10. Граничные условия	31
1.12. Вычисление полей излучения	35
1.13. Расчет S-параметров по данным расчета поля.....	37
1.14. Характеристические импедансы	40
Глава 2. Создание графической модели СВЧ устройства.....	44
2.1. Черчение коаксиального Т-образного разветвления	44
2.2. Черчение микрополоскового фильтра нижних частот.....	63
2.3. Черчение рупорной антенны	73
2.4. Описание материалов.....	89
Глава 3. Анализ пассивной структуры на HFSS	97
3.1. Граничные условия	97
3.2. Назначение границ для коаксиального Т-образного соединения	98
3.3. Назначение границ для микрополоскового фильтра	111
3.4. Назначение границ для рупорной антенны.....	117
3.5. Запуск на решение	129
3.6. Постпроцессорная обработка	147
Глава 4. Примеры моделирования СВЧ устройств на HFSS	161
4.1. Расчет удельной мощности поглощения в голове пользователя сотового телефона	161
4.2. Расчет удельной мощности поглощения в диэлектрическом теле	163
4.3. Анализ антенной структуры в присутствии модели головы	165
4.4. Планарная антенна системы ближней связи.....	174
4-5. Моделирование и анализ дуплексного фильтра	179
4.6. Волноводные конструкции	186
Глава 5. Оптимизация СВЧ структур с помощью программы EMPipe3D	202
5.1. Номинальный и изменяемый проекты	202
5.2. Задание технических требований.....	208
5.3. Применение и редактирование Netlist	209
5.4. Алгоритмы оптимизации	211
5.5. Отображение характеристик	213
5.6. Вывод многомерных графиков	214
5.7. Примеры оптимизации.....	219
Глава 6. Оптимизация волноводного поворота.....	225

6.1. Пример поворота волновода Bend1	227
6.2. Запуск программы Empire3D	230
6.3. Спецификация целевой функции.....	244
6.4. Просмотр оптимизированной характеристики	248
6.5. Оптимизация других конструкций	249
Глава 7. Оптимизация кругового поляризатора	253
7.1. Проекты, создаваемые для оптимизации поляризатора	254
7.2. Создание изменяемых проектов, в которых диафрагмы сдвигаются вдоль оси поляризатора.....	260
7.3. Создание изменяемых проектов polar_izm4 и polar_izm8, в которых в качестве параметров принимается погружение диафрагм	268
7.4. Выполнение оптимизация конструкции поляризатора	273
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	280
Литература.....	283



Введение

Коммерческие программы трехмерного моделирования СВЧ структур приобрели широкую популярность среди разработчиков современной радиоаппаратуры. Целью данной книги является знакомство читателя с теоретическими основами системы электродинамического моделирования и проектирования HFSS (High Frequency Structure Simulator), а также с основными этапами работы с HFSS, которые должен пройти пользователь программы для того, чтобы получить окончательный результат. К их числу относятся:

1. Описание анализируемой структуры, в том числе:
 - создание трехмерной графической модели структуры (чертежа);
 - задание параметров материалов.
2. Решение электродинамической задачи, включающее:
 - задание граничных условий в структуре;
 - определение и калибровка портов;
 - задание параметров решения.
3. Визуализация результатов решения, включающая:
 - задание формата выходных данных;
 - анимация распределения поля и т.д.

Все перечисленные выше этапы рассматриваются на трех примерах: Т-образного сочленения коаксиальных линий, микрополоскового фильтра и рупорной антенны. Авторы берут на себя смелость утверждать, что, пройдя с помощью нашей книги все три примера читатель и пользователь программы одновременно приобретает опыт достаточный для самостоятельного решения практически важных задач.

Книга имеет следующую структуру. Во введении кратко описаны наиболее интересные особенности HFSS, отличающие эту программу от других систем электродинамического моделирования. Глава 1 знакомит читателя с

теоретическими основами метода конечных элементов, который используется в HFSS. В главе 2 рассмотрен графический интерфейс подпрограммы задания формы и параметров анализируемой структуры. В главе 3 рассмотрена процедура решения электродинамической задачи в HFSS. Глава 4 знакомит читателя с решениями задач, выполненных с помощью HFSS. В 5 главе рассмотрена мощная утилита EMPipe3D, предназначенная для оптимизации СВЧ структуры. Два примера оптимизации волноводного поворота рассматриваются пошагово в главе 6, а 7 глава полностью посвящена оптимизации поляризатора на круглом волноводе.

Общая характеристика программы HFSS

HFSS – это мощный пакет программ, который вычисляет многомодовые S-параметры и электромагнитные поля в трехмерных пассивных структурах произвольной формы.

В последние 5 лет именно программа HFSS [1], в разработке которой приняли участие фирмы Hewlett Packard, Agilent и Ansoft, заняла лидирующее положение в мире проектирования СВЧ устройств. Другие многочисленные программы, использующие электродинамические методы расчета – IE3D, Microwave Office [2], Microwave Studio - предназначены для своих классов задач. HFSS первой из коммерческих программ показала всю мощь электродинамических методов расчета. Она поставила на новую основу и принципы обучения такому сложному предмету, как электродинамика.

Переход от программ, рассчитывающих СВЧ структуры методами теории цепей (к которым относится метод Олинера, имеющий в ряде случаев достаточно высокую для практических задач точность расчета) к программам, выполняющим полноценный расчет трехмерного электромагнитного поля, объясняется в первую очередь тем, что многие части реального устройства не поддаются декомпозиции на элементы, которые есть в библиотеке моделей. Это можно отнести даже к простейшему случаю анализа плавного поворота многослойной микрополосковой линии, когда нельзя разделить, где микрополосковая линия, а где линия с подвешенной подложкой.

Реальные возможности программы обычно превосходят те, что предполагают ее разработчики. Но в тот момент, когда пользователь освоит программу, и начнет активное её применение, появляются новые версии, превосходящие существующую по возможностям. Поэтому мы не ставим целью осветить все

возможности HFSS, а хотим дать базовые знания, необходимые для самостоятельного освоения программы и решения собственных задач, выходящих за рамки примеров и шаблонов, входящих в состав пакета.

HFSS использует для решения уравнений электродинамики метод конечных элементов (Finite Element Method, FEM), включающий адаптивное генерирование и деление ячеек. Решения для электромагнитного поля, найденные из уравнений Максвелла, позволяют точно определить все характеристики СВЧ устройства с учетом возникновения и преобразования одних типов волн в другие, потерь в материалах и на излучение и т. д.

HFSS предоставляет возможности моделирования антенн, делителей мощности, схем коммутации, волноводных элементов, фильтров СВЧ и трехмерных неоднородностей, описание которых сводится к созданию чертежа структуры (рис. В-1), точному заданию материала, идентификации портов и требуемых характеристик. В результате расчета находятся поля внутри и вне структур, а также многомодовые S-параметры.

Расчитанные S-параметры могут использоваться далее в программах анализа линейных и нелинейных схем, в частности, в программе Microwave Office, Serenade Ansoft или ADS.

Точный и достоверный расчет

HFSS содержит решающее устройство, которое с доказанной надежностью обеспечивает получение верных и точных результатов. Проектирование с использованием HFSS дает высокую гарантию того, что измеренные характеристики будут такими же, как при моделировании.

Однако для получения этих достоверных результатов нужно выбрать правильные параметры расчета. Это относится не только к верному черчению всех форм, и точному заданию материалов анализируемой структуры, но и к тому какими машинными ресурсами располагает проектировщик, и как мелко он может разбить пространство на элементы декомпозиции, а также то, как быстро машина может решить задачу, используя метод уплотнения сетки. Немаловажное значение для успеха имеет то насколько обосновано и верно выбрано количество анализируемых мод в сложных элементах устройства.

HFSS пока осуществляет анализ исключительно линейных структур. Поэтому для моделирования нелинейных узлов (усилители, генераторы,

детекторы) приходится их разделять на линейную часть, анализируемую в рамках HFSS и нелинейную, которая моделируется другими программами с помощью аппарата эквивалентных схем. Отметим, что подобное разделение задач в целом снижает точность описания всего устройства.

В любом из этих сложных случаев нужно иметь в виду, что возможно только последовательное приближение к верному решению, требующее многократных итераций и движения от простого к сложному.

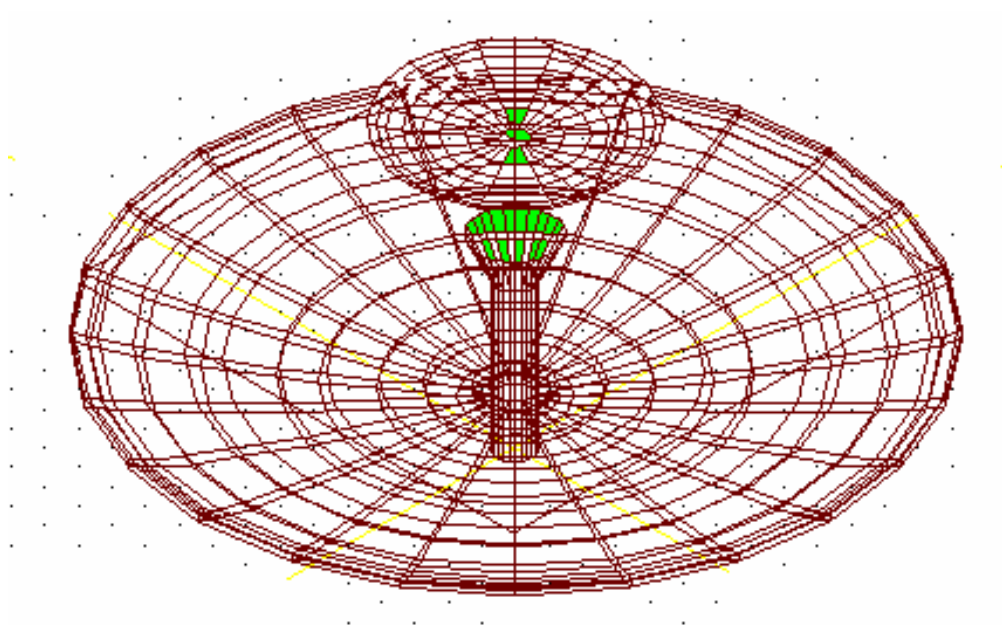


Рис.В-1. Большие задачи, например параболические антенны, решаются на HFSS

Мощным средством повышения эффективности решения является адаптивный метод уплотнения сетки, который состоит в следующем: начальные тетраэдральные ячейки создаются на основании структуры, созданной из базовых элементов, имеющих в библиотеке HFSS (примитивов). Это начальное разбиение на ячейки предоставляет грубую информацию о поле, выделяя области с высокой его напряженностью или с большими градиентами. Разбиение на ячейки затем уплотняется только там, где поле претерпевает резкое изменение, уменьшая вычислительные затраты при улучшении точности. Если необходимо, пользователи могут вести адаптацию вручную, интерактивно используя интерфейс программы.

Создание чертежей трехмерных объектов

Встроенный блок черчения пространственных моделей, на 100% совместимый с AutoCAD, использует операции:

- многократное объединение 3D объектов, вычитание и пересечение их,
- динамическое вращение объектов,
- выделение/скрытие объектов,
- сдвиг 2D и 3D объектов в пространстве,
- параметризация объектов для оптимизации формы по заданному критерию,
- неограниченные undo/redo и др. операции.

Задание материальных параметров среды

База данных включает материалы с заданной диэлектрической проницаемостью, магнитной проницаемостью, с электрическими и магнитными тангенсами угла потерь для всех материалов. Пользователи могут включать однородные, неоднородные, анизотропные, проводящие, резистивные и полупроводниковые материалы при моделировании. Программа включает возможность моделирования ферритов для невзаимных приборов (рис. В-2). Феррит может иметь однородное статическое подмагничивание.



Рис. В-2. На HFSS AnSoft возможен анализ ферритовых циркуляторов сложной конфигурации

Библиотека моделей

HFSS также включает большую библиотеку стандартных структур, которая ускоряет процесс рисования сложных объектов. К их числу относятся:

- микрополосковое Т разветвление,
- микрополосковые и полосковые линии, связанные по широкой и по узкой стороне,
- срезанные и несрезанные повороты микрополосковых линий,
- радиальные и несимметричные изгибы линий,
- коаксиальные линии с заданным Z_0 ,
- круглая и квадратная 3D спираль,
- магический Т-мост,
- плоские антенны,
- спиральные конфигурации и др.

Возможности проектирования антенн

- HFSS вычисляет основные характеристики антенн, в том числе коэффициент усиления, сечения диаграммы направленности (ДН) в дальней зоне, трехмерные ДН в дальней зоне, ширину луча по уровню 3dB (рис. В-3) и т.д.
- Рассчитываются поляризационные характеристики, включая компоненты поля в сферических координатах и векторы поляризации поля.

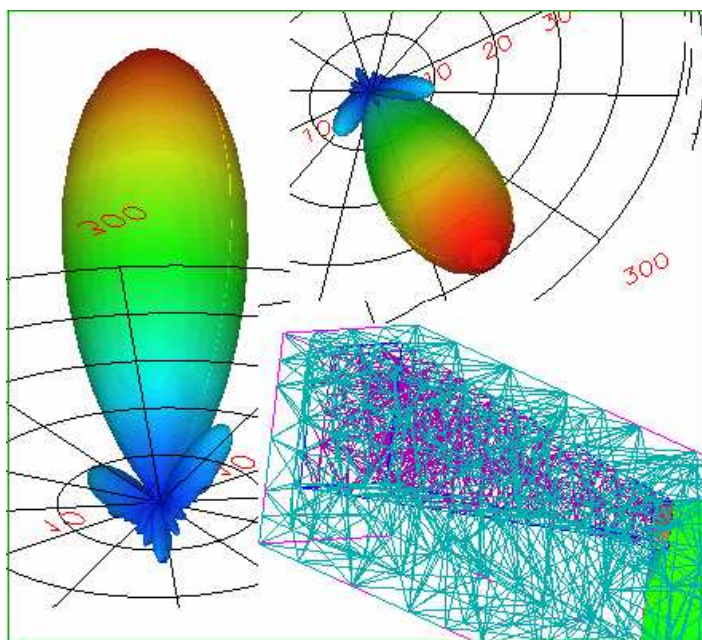


Рис. В-3. HFSS позволяет увидеть трехмерную диаграмму направленности антенны

Быстрая частотная развертка в широкой полосе

Новый метод быстрой частотной развертки, Adaptive Lanczos Pade Sweep (ALPS) используется в HFSS

для эффективного широкополосного моделирования. ALPS может уменьшить время моделирования на порядок, вычисляя полюсы и нули передаточной функции. ALPS учитывает дисперсию портов, для определения частотной зависимости в полосе пропускания и на скате частотной характеристики вне рабочего диапазона (рис. В-4).

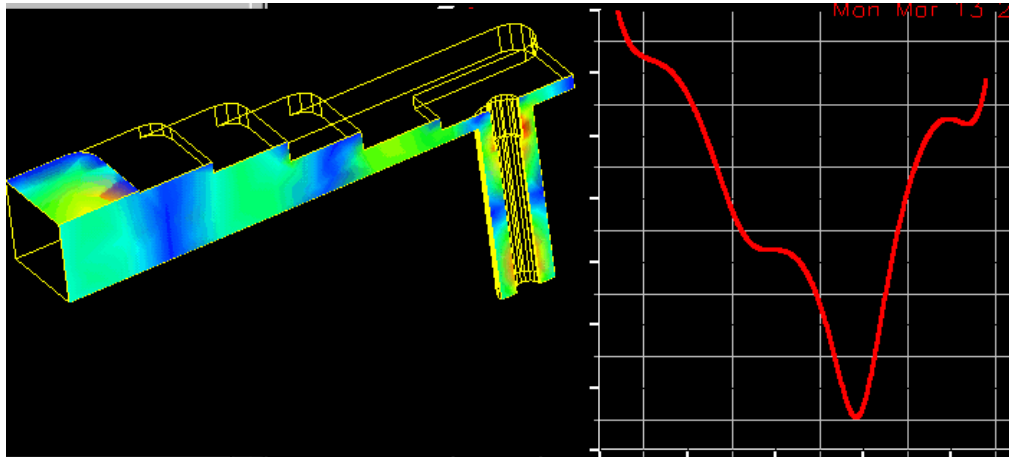


Рис. В-4. Этот волноводно-коаксиальный переход является тестовой задачей HFSS. Точность расчета по сравнению с экспериментальными данными – доли дБ

Постпроцессор поля

Постпроцессор HFSS – это специальная программа, которая:

- Обеспечивает анимацию для любого поля и его визуализацию в виде векторов, контуров или заштрихованных контуров.
- Обрабатывает статические и анимационные чертежи на любой поверхности, включая поверхности сечения объектов, трехмерных поверхностей объектов и на трехмерных пространственных поверхностях.
- Выполняет анимацию векторов поля, скалярного поля или любой заданной величины, используя постпроцессорную обработку данных расчета (рис. В-5).

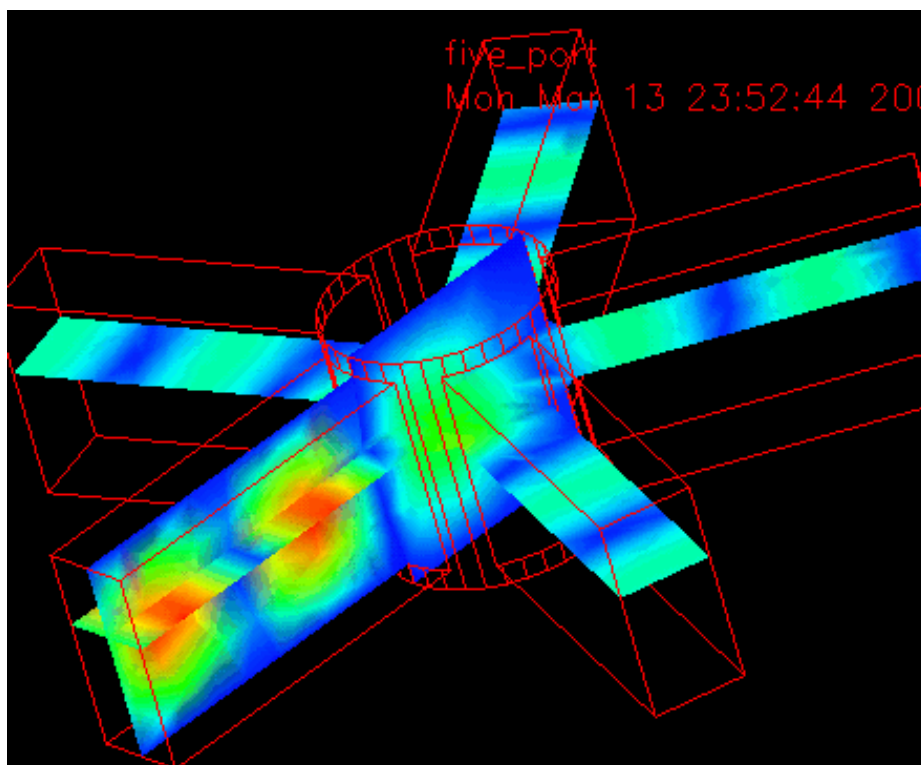


Рис.В-5. Пользователи могут видеть электрические и магнитные поля в любом сечении, ближнее реактивное и дальнее поле излучения.

Визуализация поля и трехмерной диаграммы направленности, использующие мягкие цветовые переходы, позволяют Вам изучить ближние поля и поля излучения с высокой точностью. Пользователи могут вращать структуру в реальном масштабе времени с мгновенными модификациями графиков.

Постпроцессор также выполняет обработку данных, после расчета поля. С его помощью можно вычислить такие характеристики как мощность рассеяния, поглощенная энергия, добротность, S-параметры и связанные с ними характеристики. Также могут быть рассчитаны абсолютные значения полей. Т.е. в каждой точке пространства можно вывести модуль и фазу векторов E и H электромагнитного поля. Уникальные возможности заключаются в том, что поле можно анализировать во всевозможных сечениях, а также анимировать распределения полей изменяя фазу возбуждающего генератора, что создает впечатление прохождения поля через структуру. После накопления определенного опыта, эту анимированную картину можно использовать для оптимизации структуры, и для анализа качества конструкции. Эти мультиплицированные картины приносят неоценимую помощь разработчику, поскольку известно, что лучше один раз увидеть, чем сто раз услышать.

Параметрический анализ и оптимизация

HFSS имеет мощный макрокомандный язык с возможностью автоматической записи и модификации. Эти возможности реализованы в программе Empire_3D, которая выполняет параметрический анализ и оптимизацию структуры, изменяя форму и размеры входящих в нее элементов.

В качестве целевой функции при оптимизации могут использоваться как отдельные S-параметры, так и другие характеристики, включая диаграмму направленности. Например, диаграмма направленности четырехспиральной антенны, которая широко используется в беспроводной связи, например в приемниках GPS. Ее излучение имеет круговую поляризацию и диаграмму направленности с очень малыми задними лепестками. Антенна моделировалась на HFSS для нескольких витков и для всех витков. Используя расширенные макрокоманды, проектировщик способен быстро сделать десятки расчетов, чтобы понять, какие параметры сильнее влияют на ширину луча антенны, коэффициент усиления и уровень боковых лепестков.

Еще один пример - плоская антенна с круговой поляризацией (рис. В-6), которая используется в системах связи.

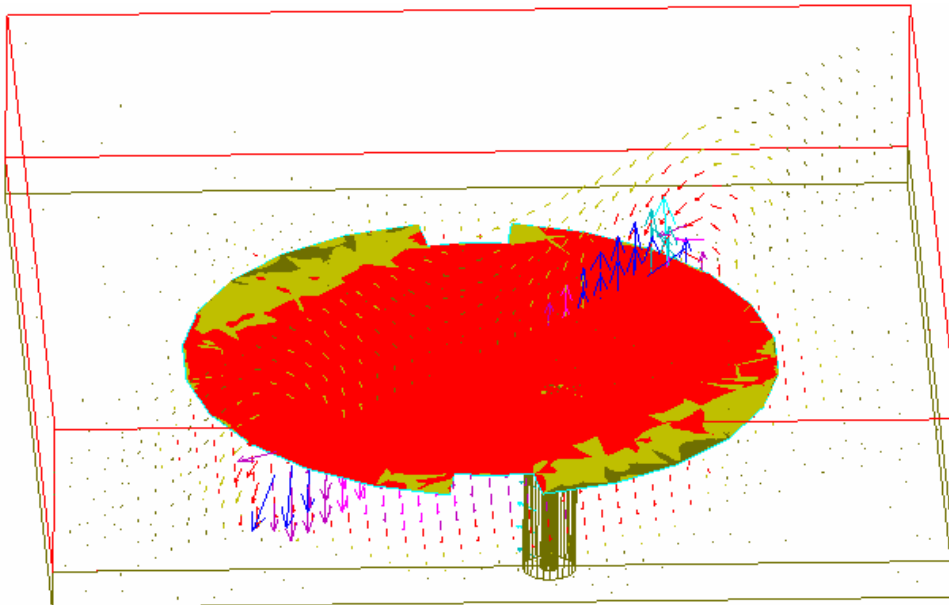


Рис.В-6. Плоская антенна в корпусе сотового телефона

HFSS учитывает влияние корпуса приемника на излучающие свойства антенны. Изменение размеров корпуса изменяет диаграмму направленности

излучения и ее поляризацию. Используя оптимизацию с помощью утилиты EMPipe_3D, проектировщик способен минимизировать эти изменения и оптимизировать структуру по критерию коэффициента усиления и расширения диапазона точной поляризации.

Предлагаемая книга описывает, в основном версию HP HFSS 5.3. Книга включает теоретическое изложение метода конечных элементов, который реализован в программе HFSS для электродинамического анализа сложных СВЧ структур. Часть примеров, приведенных в Главе 4, выполнена О.Н. Алексеевым. Авторы благодарят к.т.н. Синани А.И., с.н.с. Грибанова А.Н., к.т.н. Криштопова А.В., с.н.с. Крюкова А.В. к.т.н. Калиничева В.И., М.Лапина (ОКБ МЭИ) за помощь в подготовке книги к публикации.

Глава 1 .Теоретические основы работы HFSS

1.1. Дискретизация пространства

Основу решения трехмерных и двумерных задач электродинамики в HFSS [2-5] составляет метод конечных элементов (Finite Element Method) (МКЭ). Смысл метода состоит в том, что пространство, в котором распространяются электромагнитные волны, разбивается на простейшие объемные элементы, имеющие форму тетраэдров. Разбиение осуществляется специальной программой **Mesher**, входящей в состав HFSS. Размер тетраэдра должен быть достаточно мал для того, чтобы поле в его пределах можно было описать простой функцией или набором функций с неизвестными коэффициентами. Эти коэффициенты ищутся из уравнений Максвелла и граничных условий. В результате электродинамическая задача сводится к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно этих коэффициентов. Решение СЛАУ легко находится численным методом на ЭВМ.

Отметим, что в ходе разбиения форма отдельных элементов структуры искажается. Это относится, в первую очередь, к искривленным поверхностям. Поэтому выбор размеров тетраэдров влияет не только на точность определения поля, но и точность аппроксимации исходной структуры новой структурой, составленной из тетраэдров.

Пример тетраэдра и разбиения отрезка волновода на тетраэдры показаны на рис. 1-1.

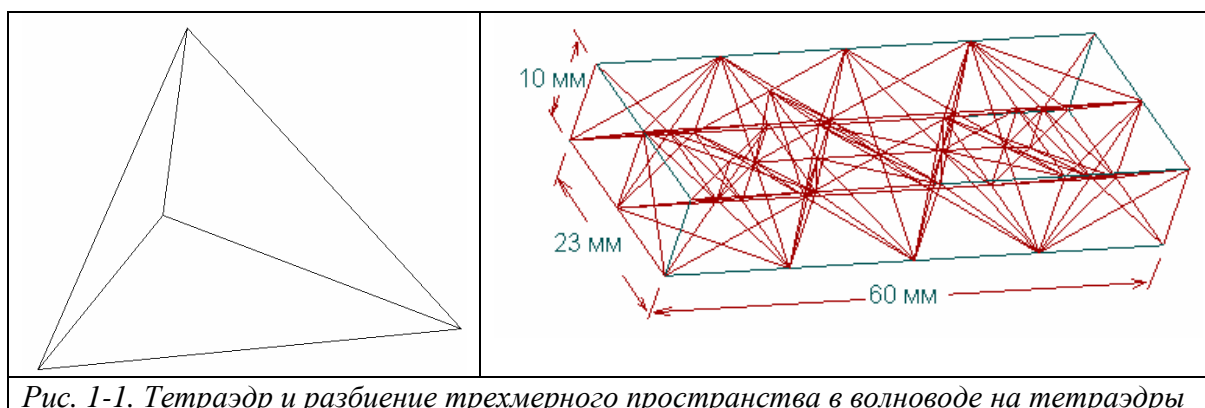


Рис. 1-1. Тетраэдр и разбиение трехмерного пространства в волноводе на тетраэдры

При решении задач на плоскости или двумерных задач, в качестве элемента разбиения используется двумерный аналог тетраэдра – треугольник (тонированный на рис. 1-2).

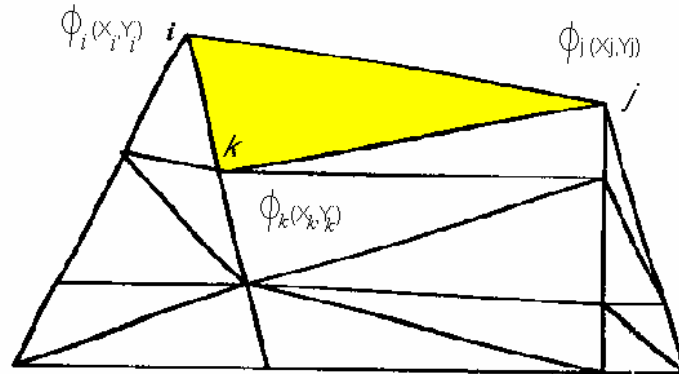


Рис. 1-2. Типичное разбиение области анализа в двумерном случае

Рассмотрим далее алгоритм МКЭ при решении двумерной электро-статической задачи. Решение электродинамических трехмерных задач отличается только более сложными математическими выражениями, не внося при этом нового физического содержания.

Пусть требуется найти потенциал электростатического поля в области, показанной на рис. 1-3.

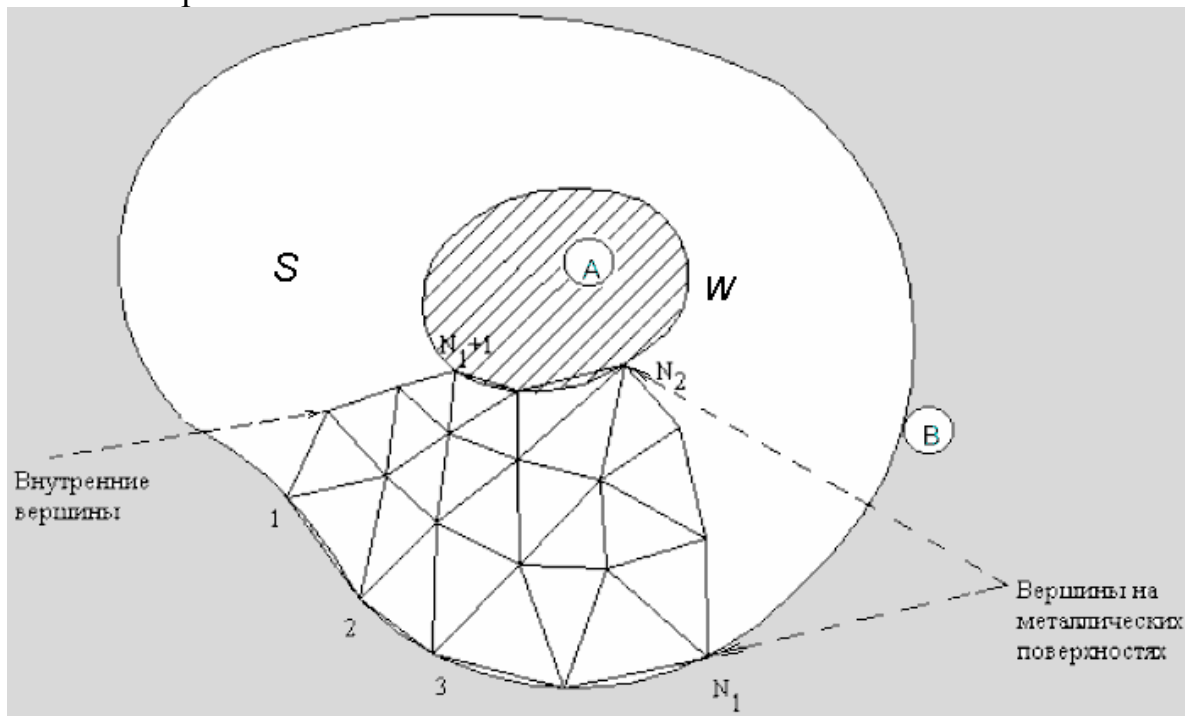


Рис. 1-3. Анализируемая структура

Анализируемая структура состоит из двух металлических проводников: внешнего и внутреннего (А и В). Пространство между проводниками заполнено воздухом. Такая структура может служить моделью коаксиальной линии с проводниками со сложным поперечным сечением. Поле в поперечном сечении коаксиальной линии подчиняется уравнению Лапласа $\frac{\partial^2 \cdot \phi}{\partial \cdot x^2} + \frac{\partial^2 \cdot \phi}{\partial \cdot y^2} = 0$, то есть мы имеем дело с электростатической задачей. То же уравнение Лапласа можно использовать для описания любой замкнутой плоской поверхности, например стороны тетраэдра. В электростатике принято выражать поле через электростатический потенциал ϕ , являющийся функцией двух координат x и y . Известно, что потенциал поля на поверхности проводника является постоянной величиной. Поэтому можно принять, что потенциал внешнего проводника равен нулю, а внутреннего некоторой величине W . Легко понять, что W – это напряжение между проводниками, создаваемое внешним источником.

На рис. 1-3 показана часть разбиения внутреннего пространства между проводниками на элементарные ячейки – треугольники. Пусть вершины треугольников пронумерованы так, что первые N_1 вершин лежат на внешнем проводнике, вершины с номерами от N_1+1 до N_2 лежат на внутреннем проводнике, а всего разбиение содержит M вершин.

1.2. Вариационная формулировка метода конечных элементов

Задача определения потенциала ϕ в каждой точке пространства может быть сведена к задаче минимизации следующего функционала $I(\phi)$:

$$I(\phi) = \iint_S \phi \left(\frac{\partial^2 \phi}{\partial \cdot x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial \cdot y^2} \right) dx \cdot dy = - \iint_S \left[\left(\frac{\partial \phi}{\partial \cdot x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \phi}{\partial \cdot y} \right)^2 \right] dx \cdot dy \quad (1),$$

где S – область, в которой ищется потенциал, то есть область, заключенная между внешним и внутренним проводниками (рис. 1.3).

Формула (1) отражает факт интегрирования по частям функции ϕ , подчиняющейся, как известно, уравнению Лапласа. Под минимизацией функционала понимается поиск такой функции $\phi(x, y)$, на которой интеграл в (1) достигает своего минимального значения. Из теории уравнения Лапласа известно, что функция, для которой функционал (1)

достигает своего минимума, одновременно является решением уравнения Лапласа в той же области S .

1.3. Базисные функции и интерполяционные формулы

Ключевым моментом метода конечных элементов является представление неизвестной функции $\phi(x, y)$ в виде разложения по известным базисным функциям с неизвестными коэффициентами в пределах каждой элементарной ячейки. Это разложение имеет следующий вид:

$$\phi(x, y) = \sum_{i=1}^N A_i f_i(x, y), \quad (2)$$

где A_i - неизвестные коэффициенты, $f_i(x, y)$ - базисные функции. Коэффициенты A_i ищутся из условия минимума функционала (1), примененного к каждому элементарному треугольнику разбиения. Совокупность этих условий, записанных для всех элементарных ячеек, позволяет записать искомую СЛАУ относительно неизвестных коэффициентов A_i .

Особенностью МКЭ является то, что в качестве неизвестных коэффициентов A_i берутся значения неизвестной функции $\phi(x, y)$ в вершинах треугольников для самой простой аппроксимации потенциала (конкретный ее вид мы рассмотрим ниже). Если речь идет о более сложных функциях, аппроксимирующих потенциал в пределах элементарной ячейки, то в дополнение к значениям $\phi(x, y)$ в вершинах добавляются значения потенциала в других характерных точках. Таким образом, в МКЭ используется следующее представление неизвестной функции:

$$\phi(x, y) = \sum_{i=1}^M U_i f_i(x, y), \quad (3)$$

где U_i - значения потенциалов в характерных точках, M - количество характерных точек (рис. 1-3).

Рассмотрим, как получается разложение (3) для простейшего случая линейной аппроксимации потенциала. В исходной форме она имеет следующий вид:

$$\phi = a + a_x x + a_y y, \quad (4)$$

где a, a_x, a_y - постоянные коэффициенты. Рассмотрим некоторую ячейку (рис. 1-2), вершины которой имеют номера i, j, k . Тогда для записи разложения (3) нам необходимо выразить постоянные a, a_x, a_y через значения потенциала $\phi(x, y)$ в вершинах треугольника $U_{i,j,k}$. Сделать это можно, решая следующую очевидную систему уравнений:

$$\begin{aligned} a + a_x x_i + a_y y_i &= U_i, \\ a + a_x x_j + a_y y_j &= U_j, \\ a + a_x x_k + a_y y_k &= U_k. \end{aligned} \quad (5)$$

Решение (5) в векторной форме имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \bar{a} &= A^{-1} \bar{U}, \quad \text{где} \\ a &= \begin{bmatrix} a \\ a_x \\ a_y \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 1 & x_i & y_i \\ 1 & x_j & y_j \\ 1 & x_k & y_k \end{bmatrix}, U = \begin{bmatrix} U_i \\ U_j \\ U_k \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (6)$$

Теперь мы можем записать разложение типа (3) в компактной векторной форме:

$$\begin{aligned} \phi(x, y) &= \bar{\psi}^t A^{-1} \bar{U}, \\ \bar{\psi} &= \begin{bmatrix} 1 \\ x \\ y \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (7)$$

индекс t означает операцию транспонирования. Введем следующее обозначение:

$$\bar{f}(x, y) = \bar{\psi}^t A^{-1}. \quad (8)$$

Тогда с учетом (8) можно записать представление для потенциала справедливое не только для линейной аппроксимации, но также и для любой другой аппроксимации:

$$\phi(x, y) = \bar{f}(x, y) \bar{U}, \quad (9)$$

где в общем случае \bar{U} - вектор значений потенциала не только в вершинах треугольника, но и в других характерных точках.

Обычно в МКЭ используют полиномиальные аппроксимации неизвестной функции, хотя возможны и другие варианты, например, аппроксимация тригонометрическими функциями. Тем не менее, наибольшее распространение получили аппроксимации *полными* полиномами разных степеней. В частности, функция (4) – это ни что иное, как *полный* полином первой степени. Полный полином второй степени имеет следующий вид:

$$a + bx + cy + dx^2 + exy + fy^2. \quad (10)$$

Аналогично строятся полные полиномы более высоких степеней. Нетрудно убедиться, что число неизвестных коэффициентов растет с ростом порядка полинома. Так, если полином первого порядка содержал три коэффициента, то полином второго порядка уже шесть. Соответственно, в первом случае нам достаточно было трех значений потенциала в трех точках – вершинах треугольника, а во втором необходимо использовать дополнительные точки, как это показано на рис. 1-4.

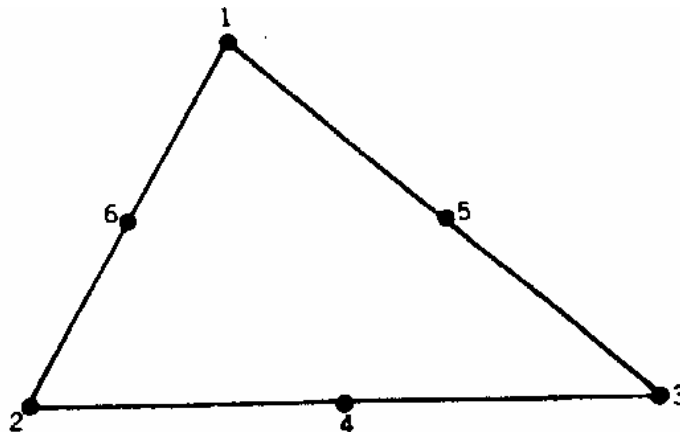


Рис. 1-4. Вершины для полного многочлена второй степени на треугольном элементе

Эти дополнительные точки (рис. 1-4) взяты на серединах отрезков прямых, образующих стороны треугольника. Увеличение порядка полинома требует увеличения точек. На рис. 1-5 показана схема распределения узловых точек при увеличении порядка полинома.

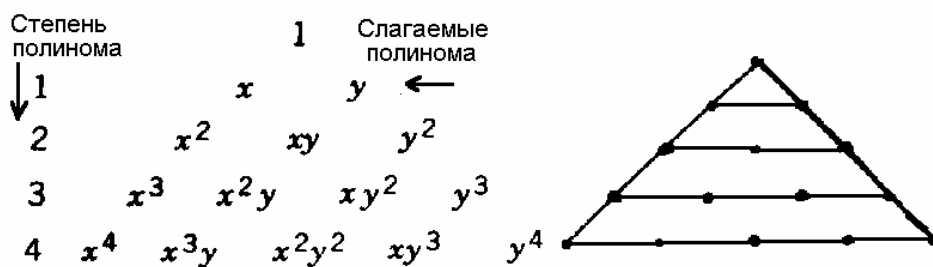


Рис. 1-5. Распределение узловых точек для полиномов разных степеней

Отметим следующее обстоятельство, проясняющее смысл представления неизвестной функции полиномами разных степеней. По существу, формула (3) дает аппроксимацию потенциала, которая совпадает с точной функцией в ряде дискретных точек. Эти точки – узловые точки аппроксимации, то есть те самые точки, в которых мы определяли U_i . Чем больше число узловых точек, тем точнее аппроксимация неизвестной функции. Отметим, что в промежуточных точках аппроксимация всегда отличается от точной функции.

Использование большого числа базисных функций в пределах элементарной ячейки повышает точность определения поля (потенциала) и позволяет увеличить размер ячейки при сохранении точности. Таким образом, усложняя аппроксимацию, казалось бы, мы можем уменьшить число разбиений за счет увеличения размера ячейки и ускорить решение задачи. Во многом это иллюзорное представление. Дело в том, что на скорость решения влияет не число ячеек, а число неизвестных коэффициентов, входящих в СЛАУ. С этой точки зрения увеличение размера ячейки за счет увеличения числа базисных функций может ничего не дать, так как общее число неизвестных коэффициентов, равное произведению числа ячеек на число базисных функций может не измениться или даже увеличиться. Поэтому при численной реализации МКЭ предпочтение отдают простым аппроксимациям поля полиномами первого и второго порядка.

Пример. Для случая анализа отрезка волновода, показанного на рис. 1-1 программа Mesher разбивает все пространство на 30 тетраэдров на первом шаге. Всего имеется 61 вершина, объединяющая все тетраэдры. Число неизвестных в системе уравнений СЛАУ было равно 96, что потребовало 75 кБ оперативной памяти. На 3 этапе уташения сетки разбиения (критерием была стабилизация рассчитанных элементов S-матрицы) число тетраэдров увеличилось до 169, число неизвестных до 186, что потребовало 692 кБ памяти.

1.4. Вывод и решение системы уравнений

Рассмотрим далее реализацию МКЭ в общем случае, когда число базисных функций равно M . Подставим выражение для потенциала в виде суммы базисных функций в формулу (1):

$$I_{ijk}(\phi) = - \iint_{S_{ijk}} \left[\left(\frac{\partial \bar{f}(x, y)}{\partial x} \bar{U}_{ijk} \right)^2 + \left(\frac{\partial \bar{f}(x, y)}{\partial y} \bar{U}_{ijk} \right)^2 \right] dx dy, \quad (11)$$

где индексы i, j, k показывают, что данный параметр относится к треугольнику с вершинами i, j, k . В развернутой форме функционал (11) принимает следующий вид:

$$I_{ijk}(\phi) = - \iint_{S_{ijk}} \left[\left(\sum_{n=1}^M \frac{\partial f_n(x, y)}{\partial x} U_{ijk,n} \right)^2 + \left(\sum_{n=1}^M \frac{\partial f_n(x, y)}{\partial y} U_{ijk,n} \right)^2 \right] dx dy. \quad (12)$$

СЛАУ для элементарного треугольника ищется из условия минимума функционала по всем аргументам $U_{ijk,n}$:

$$\frac{\partial I_{ijk}(\phi)}{\partial U_{ijk,m}} = 0, m = 1, 2, \dots, M. \quad (13)$$

Применение (13) к выражению (12) приводит к следующей СЛАУ относительно значений потенциала в узловых точках:

$$\sum_{n=1}^M \iint_{S_{ijk}} \left(\frac{\partial f_n(x, y)}{\partial x} \frac{\partial f_m(x, y)}{\partial x} + \frac{\partial f_n(x, y)}{\partial y} \frac{\partial f_m(x, y)}{\partial y} \right) dx dy U_{ijk,n} = 0, \quad (14)$$

$m = 1, 2, \dots, M$

Введем следующее обозначение:

$$Z_{nm}^{ijk} = \iint_{S_{ijk}} \left(\frac{\partial f_n(x, y)}{\partial x} \frac{\partial f_m(x, y)}{\partial x} + \frac{\partial f_n(x, y)}{\partial y} \frac{\partial f_m(x, y)}{\partial y} \right) dx dy. \quad (15)$$

Тогда СЛАУ (14) запишется в компактном виде:

$$Z^{ijk}\bar{U}_{ijk} = 0.$$

Аналогичные СЛАУ можно записать для всех элементов разбиения. Объединяя их в одну СЛАУ, получаем:

$$\begin{aligned} Z\bar{U} &= 0, \\ \bar{U} &= \begin{bmatrix} U_1 \\ \dots \\ U_N \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (16)$$

где N – общее число вершин в разбиении. Матрица Z составлена из элементов матриц Z^{ijk} .

Отметим далее, что первые N_2 вершины лежат на поверхности металлических проводников. Выделим в векторе U -векторы, отвечающие вершинам, лежащим на проводниках:

$$\bar{U} = \begin{bmatrix} \bar{U}_o \\ \bar{U}_i \end{bmatrix}, \quad (17)$$

где индекс o (от английского слова *outer* – внешний) соответствует вершинам на поверхности проводников, а индекс i – (от английского слова *inner* – внутренний) соответствует вершинам, лежащим между проводниками. Тогда СЛАУ (16) приобретает следующий вид:

$$\begin{bmatrix} Z_{oo} & Z_{io} \\ Z_{oi} & Z_{ii} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{U}_o \\ \bar{U}_i \end{bmatrix} = 0. \quad (18)$$

Отметим, что вектор \bar{U}_o известен, так как по условию задачи значения потенциала на проводниках заданы:

$$\begin{aligned} U_{o,i} &= 0, 1 \leq i \leq N_1 \\ U_{o,i} &= W, N_1 + 1 \leq i \leq N_2 \end{aligned}$$

Поэтому имеет смысл выразить неизвестный вектор \bar{U}_i через известный вектор \bar{U}_o :

$$\bar{U}_i = -Z_{ii}^{-1}Z_{oi}\bar{U}_o. \quad (19)$$

Соотношение (19) дает формальное решение искомой задачи.

Таким образом, нам удалось выразить потенциал внутри структуры через его значения на границе. Это говорит о том, что изложенный выше алгоритм МКЭ обладает некоторыми свойствами, сближающими его с методом моментов (МОМ). Действительно, в методе моментов все поля в структуре выражаются через некоторую величину, заданную на поверхности (электрический или магнитный ток). В нашем случае ситуация аналогична (см. (13)). Отличие от метода моментов состоит в том, что последний не требует дискретизации пространства и оперирует непрерывными полями и токами, тогда как МКЭ принципиально основан на дискретизации пространства.

Сравнивая МКЭ и МОМ можно отметить следующие обстоятельства. Несомненно МКЭ обладает большей универсальностью. Так для него не составляет особой проблемы анализ структур, содержащих сложные магнито-диэлектрические среды с потерями и анизотропией. Действительно, схема метода не нуждается в какой-либо коррекции в таких случаях: пространство также дискретизируется, а изменяется только вид минимизируемого функционала. В МОМ проблема сложных сред, имеющих сложную форму всегда связана с поиском подходящего представления функции Грина, выражающей поля в структуре через токи на некоторых поверхностях. Эта работа связана с аналитическими преобразованиями, которые выполняются не компьютером, а разработчиком программы. В ряде интересных случаев, например плоско-слоистой среды функции Грина известны и для них разработаны эффективные численные алгоритмы. Однако во многих ситуациях функцию Грина еще надо искать.

В тоже время, использование функции Грина существенно уменьшает размерность решаемой задачи. Действительно, в случае МКЭ мы вынуждены дискретизировать не поверхность, а пространство. Очевидно, что при этом число элементов дискретизации существенно больше (на порядок). Поэтому в тех случаях, где МОМ может быть реализован, там он приводит к увеличению скорости решения и экономии компьютерных ресурсов. Однако там, где решение методом МОМ затруднительно, МКЭ всегда даст результат.

Особый случай – это антенные задачи, то есть задачи, связанные с расчетом излучения в свободное пространство. Поскольку функция Грина свободного пространства хорошо известна, то, следовательно, и реализация МОМ здесь не должна вызывать затруднений. В тоже время, при расчете поля в дальней зоне по МКЭ необходимо дискретизировать достаточно большую область пространства.

Поэтому, в этих задачах можно ожидать преимущества MOM по сравнению с МКЭ.

1.5. Зависимость точности решения от размеров ячейки

Между размером ячейки, желательным уровнем точности и имеющимися в наличии вычислительными ресурсами имеется противоречие. С одной стороны, точность решения зависит от того, насколько мала величина каждого из отдельных элементов (тетраэдров). Решения, которые используют большое количество элементов, более точны, чем решения, выполненные с помощью крупных ячеек, использующих относительно немного элементов. Самым правильным критерием для выбора размеров ячейки является критерий малой вариации поля в ее пределах. В этом случае поле может быть корректно аппроксимировано линейной функцией. Скорость изменения поля зависит от рабочей частоты и неоднородности среды.

С другой стороны, решение задачи при большом количестве ячеек требует применения быстродействующих процессоров и большой оперативной памяти. Поэтому необходимо искать компромисс между точностью решения и временем и ресурсами необходимыми для его реализации.

Чтобы получить оптимальную ячейку, HFSS использует итерационный процесс, в котором шаг между ячейками автоматически уменьшается в критических областях. Сначала он генерирует решение, основанное на грубом начальном разбиении. Затем он учащает шаг между ячейками, основываясь на соответствующих критериях погрешности, и генерирует новое решение. Когда разница между вновь посчитанными S-параметрами и найденными на предыдущей итерации сходится с заданной точностью, итерационный процесс заканчивается.

1.6. Вычисление полей

Известно, что сходимость итерационного процесса для S-параметров идет быстрее, чем для самого поля. Таким образом, получив хорошую точность решения по матрице рассеяния, мы не обязательно получим точное распределение

поля. Поэтому, когда Вы заинтересованы в анализе поля, желательно использовать критерии сходимости более жесткие, чем обычно.

Кроме того, для любого заданного числа адаптивных итераций, магнитное поле (\mathbf{H}) рассчитывается менее точно, чем решение для электрического поля (\mathbf{E}), потому что в программе HFSS \mathbf{H} -поле вычисляется из \mathbf{E} -поля, с помощью следующего соотношения:

$$\mathbf{H} = -\frac{\nabla \times \mathbf{E}}{j\omega\mu}. \quad (20)$$

Применение формулы (20) уменьшает на единицу порядок полиномиальной функции аппроксимирующей поле \mathbf{H} по сравнению с аппроксимацией электрического поля. Нетрудно убедиться, например, что если электрическое поле описывается в пределах ячейки линейной функцией, то магнитное поле, рассчитанное по формуле (20) будет описываться лишь константой, т.е. существенно менее точно.

1.7. Разбиение пространства на ячейки

Разбиение объекта на элементарные ячейки – тетраэдры является самостоятельной достаточно сложной задачей. Она решается специальной программой **Mesher**. Эта программа в случае трехмерного моделирования работает следующим образом. На первом этапе **Mesher** использует для построения тетраэдров вершины объектов анализируемой структуры, которые играют роль вершин тетраэдров. Таким образом, создается начальное разбиение, для которого ищется грубое распределение поля. Анализ этого поля позволяет установить наличие областей, в которых поле имеет наибольшую скорость изменения. После выявления таких областей программа осуществляет повторное разбиение, которое уже содержит ячейки меньшего размера в критических областях. При этом в качестве вершин новых тетраэдров используются узлы координатной сетки. Далее электродинамическая задача решается повторно для нового разбиения. Процедура повторяется до полной сходимости процесса. Описанный выше итерационный процесс реализуется в HFSS, когда установлен режим *Refinement* адаптивного изменения размеров ячеек.

Пользователь программы должен иметь ввиду следующие обстоятельства. Разные электродинамические параметры имеют разную скорость сходимости. Наибольшую осторожность надо соблюдать, когда речь идет о вычислении

структур с потерями, содержащих металлические ребра, например, полосковые структуры. Собственно потери и связанные с ними величины: затухание в линии передачи, добротность резонатора и т.д. могут очень сильно меняться в зависимости от точности аппроксимации тока вблизи металлического ребра. Речь иногда идет не о процентах и даже не о десятках процентов, а о разгах. В тоже время, для той же структуры некоторые S-параметры могут реагировать на размер ячейки значительно слабее. Следовательно, пользователь должен критически относиться к полученному компьютером результату и контролировать его точность, оценивая качество разбиения хотя бы визуально. Во всяком случае, появление ячеек с размерами большими $\lambda/10$ (λ - длина волны в среде, в которой ищется решение) нежелательно.

Адаптивное разбиение плоскостей

Кроме решения трехмерных задач HFSS составляет двумерные задачи, которые решаются при анализе поля в сечении порта. Поэтому программа **Mesh** осуществляет также разбиение плоскостей на ячейки, которые имеют треугольную форму. Процедура разбиения плоскости не отличается от описанной выше процедуры для пространства. Это также адаптивная процедура, которая повторяется многократно вплоть до полной сходимости процесса.

Чем точнее решается двумерная задача в плоскости порта, тем большее количество собственных типов волн (мод) можно обнаружить в сечении линии передачи, присоединенной к порту. Дело в том, что найденные в ходе решения двумерной задачи собственные волны входных линий передачи используются далее для постановки граничных условий в плоскости порта. Это означает, что трехмерное решение для пространства должно совпадать с двумерным решением на плоскости в области порта. Для полного тождества этих решений сечение трехмерного разбиения плоскостью порта должно совпадать с двумерным разбиением на плоскости. Для того чтобы обеспечить такое совпадение, программа **Mesh** использует в качестве вершин тетраэдров вершины треугольников двумерного разбиения на плоскости порта.

1.8. Программа решения двумерных задач

Наряду с решением трехмерных задач HFSS реализует решение двумерных электродинамических задач, которые необходимы для описания полей в портах. Под портом понимается некоторая область на плоскости, совпадающая с поперечным сечением входной линии передачи, образующей порт реального СВЧ

устройства. Известно, что поле в сечении линии передачи можно представить в виде совокупности прямых и обратных собственных волн с произвольными коэффициентами:

$$\bar{E} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \bar{E}_n e^{-i\gamma_n z}, \bar{H} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \bar{H}_n e^{-i\gamma_n z}, \quad (21)$$

где \bar{E}_n, \bar{H}_n - векторы E и H собственной волны с номером n , γ_n - комплексная постоянная распространения собственной волны, z - координата, отсчитываемая вдоль оси линии передачи, A_n - коэффициенты, играющие роль амплитуд собственных волн, номера $n > 0$ соответствуют волнам, бегущим в сторону положительных z , а $n < 0$ в сторону отрицательных z , так как $\gamma_{-n} = -\gamma_n$.

Поля собственных волн \bar{E}_n, \bar{H}_n зависят только от двух координат, лежащих в плоскости поперечного сечения линии передачи, то есть поле собственной волны является решением двумерной граничной задачи. Таким образом, 2D решающее устройство позволяет найти поля собственных волн линий передачи, образующих порты. Эти поля удовлетворяют следующему уравнению, которое получается из исходных уравнений Максвелла:

$$\nabla \left(\frac{1}{\mu_r(x, y)} \nabla \bar{E}(x, y) \right) - k_0^2 \epsilon_r(x, y) \bar{E}(x, y) = 0, \quad (22)$$

где $\bar{E}(x, y)$ - комплексная амплитуда вектора электрического поля, x, y - координаты, описывающие положение точки в плоскости порта, ∇ - оператор ротора поля, k_0 - волновое число свободного пространства ($k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$), ω - угловая частота, $\mu_r(x, y)$ - относительная магнитная проницаемость, $\epsilon_r(x, y)$ - относительная диэлектрическая проницаемость, ϵ_0, μ_0 - абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости вакуума.

Отметим, что в HFSS ищутся решения стационарных уравнений Максвелла, зависящие от времени следующим образом:

$$\bar{E}(x, y, z, t) = \text{Re} \left(\bar{E}(x, y, z) e^{i\omega t} \right),$$

где $\bar{E}(x, y, z)$ - комплексная амплитуда поля, t - время. Если речь идет о собственной волне линии передачи, то ее поле также выражается через комплексную амплитуду:

$$\bar{E}(x, y, z, t) = \text{Re}(\bar{E}(x, y)e^{i\omega t - i\gamma z}),$$

где $\bar{E}(x, y)$ - комплексная амплитуда поля собственной волны.

В электродинамике, изучающей стационарные решения уравнений Максвелла, часто вместо термина комплексная амплитуда поля говорят просто поле, имея ввиду при этом именно его комплексную амплитуду. Такое упрощение оправданно, поскольку комплексная амплитуда позволяет однозначно определить мгновенное значение поля в любой момент времени t . Поэтому мы тоже далее будем говорить просто поле, а не комплексная амплитуда поля.

Отметим следующее обстоятельство. Комплексная постоянная распространения собственной волны γ в общем случае имеет действительную и мнимую части:

$$\gamma = \beta - i\alpha,$$

где α - постоянная затухания, а β - постоянная распространения. Если потери в линии передачи отсутствуют, то у некоторых волн $\alpha = 0, \beta \neq 0$, а у других $\alpha \neq 0, \beta = 0$. Первые волны называются распространяющимися, а вторые нераспространяющимися или запердельными. При наличии потерь $\alpha \neq 0, \beta \neq 0$ для всех волн, но для распространяющихся волн $\beta \gg \alpha$, а для запердельных $\beta \ll \alpha$.

В общем случае поле в порту описывается бесконечным набором собственных волн. Однако на практике имеется иная ситуация. Обычно входные линии одномодовые, то есть они имеют одну распространяющуюся волну. Так как источник возбуждения затухающих волн находится внутри анализируемой структуры (например внутри СВЧ многополюсника), то всегда можно отодвинуть плоскость порта достаточно далеко, так чтобы в его плоскости поле описывалось только полями волн основного типа, бегущими по линии передачи (надо иметь ввиду, что волн основного типа даже для одномодовой линии передачи две: прямая и обратная; они отличаются только направлением распространения):

$$\begin{aligned}\bar{E} &= A_1 \bar{E}_1 e^{-i\gamma_1 z} + A_{-1} \bar{E}_1 e^{i\gamma_1 z}, \\ \bar{E}_1 &= \bar{E}_{-1},\end{aligned}$$

где индекс 1 соответствует основной распространяющейся волне.

Последнее соотношение используется в качестве граничного условия в плоскости порта при решении трехмерной задачи. Иными словами, трехмерное поле в плоскости порта с точностью до постоянных множителей $A_{\pm 1}$ совпадает с полем собственной волны. Постоянные множители ищутся в ходе решения трехмерной задачи.

Отметим, что множители $A_{\pm 1}$ определяют элементы матрицы рассеяния СВЧ многополюсника. Если все входные линии передачи одномодовые, то говорят об одномодовой матрице рассеяния.

Многомодовые порты и матрицы рассеяния

Существуют однако ситуации, в которых одномодовое представление поля в плоскости порта недостаточно. Примером такой ситуации могут служить связанные полосковые линии. В них всегда существуют две распространяющиеся волны. Поэтому, если мы имеем в плоскости порта такие линии, то нам необходимо усложнить соответствующее представление поля:

$$\bar{E} = \sum_{n=1}^2 (A_n \bar{E}_n e^{-i\gamma_n z} + A_{-n} \bar{E}_n e^{i\gamma_n z}) .$$

Аналогичным образом выражения для поля в плоскости порта может быть обобщено на случай произвольного числа волн. Если число учитываемых волн превышает единицу, то говорят о многомодовых портах и многомодовых матрицах рассеяния. Отметим, что размерность одномодовой матрицы рассеяния равна $N \times N$, где N – число портов многополюсника. В тоже время размерность многомодовой S-матрицы равна $M \times M$, где M – число учитываемых волн на всех портах ($M \geq N$).

Очевидно, что вычисление многомодовой матрицы рассеяния значительно более трудоемкая процедура, которую по возможности следует избегать.

Часто появление высших типов волн связано с тем, что плоскость порта установлена недостаточно далеко от места возбуждения этих волн. В этом случае аппроксимация поля только распространяющейся волной оказывается неверной и приходится учитывать вклад одной или нескольких запердельных волн.

Отметим, что учет в матрице рассеяния нераспространяющихся волн нарушает привычную запись закона сохранения энергии, которая имеет следующий вид:

$$\sum_{n=1}^N |S_{mn}|^2 \leq 1. \quad (23)$$

Строгое равенство в (23) имеет место для многополюсников без потерь. При учете затухающих волн неравенство (23) может не выполняться. Это связано с тем, что реактивные запредельные волны не переносят энергию вдоль линии передачи, поэтому элементы матрицы рассеяния связанные с ними не имеют такого же энергетического смысла как в случае распространяющихся волн.

1.9. Сдвиг отсчетных плоскостей портов

Одним из приемов, позволяющих избавиться от вычисления многомодовой матрицы рассеяния, является сдвиг отсчетных плоскостей (термин из отечественной литературы) или плоскостей портов. В англоязычной литературе для этой процедуры используется термин de-embedding – разгерметизация.

Смысл этой процедуры в следующем. Пусть нас интересует одномодовая матрица рассеяния, но плоскости портов заданы неудачно так, что программа обнаруживает в портах присутствие высших типов волн. Тогда от вычисления многомодовой S-матрицы можно избавиться, сдвинув порты от многополюсника. В этом случае затухающие нераспространяющиеся волны будут иметь пренебрежимо малую амплитуду за счет экспоненциальных множителей и их можно будет не учитывать. При этом, однако, изменятся и одномодовые S-параметры.

Пусть S – матрица рассеяния многополюсника со сдвинутыми портами, а S_0 – матрица рассеяния исходного многополюсника. Эти матрицы связаны следующим образом:

$$[S] = [e^{i\gamma L}][S_0][e^{i\gamma L}], \quad (24)$$

где

$$[e^{i\gamma L}] = \begin{bmatrix} e^{i\gamma_1 L_1} & \dots & 0 \\ 0 & e^{i\gamma_2 L_2} & \dots 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots e^{i\gamma_N L_N} \end{bmatrix}, \quad (25)$$

L_n - сдвиг n -ого порта, γ_n - комплексная постоянная распространения волны в n -ом порту.

Матрица S рассчитывается из решения трехмерной задачи, величины γ_n находятся 2D решающим устройством, а матрица S_0 ищется из уравнения (24). Применение соотношения (24) и составляет смысл процедуры разгерметизации.

1.10. Граничные условия

HFSS использует следующие виды поверхностей, на которых устанавливаются граничные условия различного вида:

- Порт
- Идеальная магнитная стенка
- Симметричная магнитная стенка
- Идеальная электрическая стенка
- Симметричная электрическая стенка
- Экранирующая плоскость
- Проводник с конечной проводимостью
- Резистивная поверхность
- Поверхность излучения
- Граница восстановления

Граничные условия на портах

Как уже говорилось выше, решения для собственных волн, полученные для каждого порта служат граничными условиями для трехмерного поля в структуре, которое должно быть согласовано с этими решениями.

Идеальные магнитные стенки

Идеальная магнитная стенка или идеальная H стенка – это поверхность, на которой выполняется следующее граничное условие:

$$\bar{H}_\tau = 0,$$

где \bar{H}_τ - тангенциальная составляющая к поверхности стенки вектора магнитного поля.

Симметричные магнитные стенки

Симметричные магнитные стенки подобны идеальным, но они отличаются тем, как постпроцессор учитывает их. Решение полученное для структуры с симметричной магнитной стенкой отражается относительно этой стенки. При этом объем, в котором рассчитывается поле, удваивается. При использовании магнитной стенки отражение не производится.

Идеальные электрические стенки

На поверхности идеальной электрической стенки выполняется следующее граничное условие:

$$\bar{E}_\tau = 0,$$

где \bar{E}_τ - вектор электрического поля тангенциальный к поверхности стенки. Свойства идеальной электрической стенки эквивалентны свойствам металла без потерь.

Симметричная электрическая стенка

Этот вид границы аналогичен идеальной электрической стенке, но иначе воспринимается постпроцессором. Так же как в случае симметричной магнитной стенки постпроцессор отражает поле относительно симметричной электрической стенки, удваивая объем, в котором существует поле.

Экранирующая плоскость

Экранирующая плоскость имеет электродинамические свойства тождественные идеальной электрической стенке. Она используется для моделирования антенн с однонаправленным излучением, так как экранирующая плоскость имеет бесконечные размеры и непрозрачна, в том числе, и для поля в дальней зоне.

Проводник с конечной проводимостью

Поверхности с конечной проводимостью используются для моделирования неидеальных проводников или активных нагрузок типа толстопленочных резисторов. На таких поверхностях задаются следующие граничные условия:

$$E_{\tau} = Z_s (\hat{n} \times H) \quad (26)$$

где:

- E_{τ} компонента электрического поля, тангенциальная к поверхности;
- Z_s - поверхностный импеданс границы, $Z_s = (1 + j) / (\delta \sigma)$;
- n - единичный вектор, нормальный к поверхности;
- H – магнитное поле;
- δ - толщина скин-слоя проводника;
- ω - частота волны возбуждения;
- σ - проводимость проводника.

Конечная проводимость проводника приводит к наличию на этой поверхности тангенциальной составляющей электрического поля, не равной нулю. Количественно потери будут пропорциональны компоненте квадрату тока, который течет по поверхности.

Поле внутри объема, ограниченного поверхностью с конечной проводимостью не вычисляется и полагается равным нулю.

Резистивные границы

Резистивная граница моделирует поверхности, которые представляют активные нагрузки типа тонких пленок на проводниках и диэлектриках. На резистивных границах задаются следующие условия для тангенциальной составляющей электрического поля:

$$E_{\tau} = R(\hat{n} \times H) \quad (27)$$

где:

- E_{τ} тангенциальная (касательная) компонента электрического поля к поверхности с нормалью \vec{n} ;
- H – магнитное поле;

- R – сопротивление на границе в омах на квадрат.

Отличие (27) от (26) в том, что в (26) вычисляется комплексное поверхностное сопротивление реального металла, а в (27) пользователь задает величину R .

Границы излучения

Границы излучения используются при решении антенных задач. Дело в том, что решение уравнений Максвелла ЭВМ может выполнить только в ограниченном объеме. В тоже время задачи, связанные с излучением, требуют вычисления характеристик поля в дальней зоне, а строго говоря, на бесконечном расстоянии от антенны. Очевидно, что дискретизация объема больших электрических размеров приведет к недопустимому росту числа элементов разбиения и, следовательно, времени решения задачи. Данная задача решается с помощью границ излучения, на которых устанавливаются условия излучения Зоммерфельда:

$$(\nabla \times E)_\tau = jk_0 E_\tau - \frac{j}{k_0} \nabla \times \hat{n} (\nabla \times E)_n + \frac{j}{k_0} \nabla_\tau (\nabla_\tau \times E_\tau), \quad (28)$$

где:

- E_τ компонента электрического поля, тангенциальная к поверхности;
- n - единичный вектор нормальный к поверхности излучения;
- k_0 – волновое число свободного пространства.

Граница излучения обладает свойством прозрачности для электромагнитных волн, то есть любая волна, падающая на эту границу, не порождает отраженных волн.

Чтобы получить точные результаты, границы излучения должны быть расположены по крайней мере, на расстоянии в одну четверть длины волны от источника сигнала. Однако они не обязаны быть сферическими. Единственное требование относительно их формы - то, что они должны быть выпуклыми по отношению к источнику излучения.

Восстанавливаемые (Restore) границы

Эти границы отменяют любое назначенное ранее на поверхности граничное условие, и вместо этого восстанавливают исходные параметры поверхности

объекта. Эти границы существуют главным образом для того, чтобы облегчить процесс определения граничных условий на сложных объектах.

1.12. Вычисление полей излучения

HFSS находит электромагнитное поле на поверхностях излучения, а затем вычисляет электрическое поле в дальней зоне, используя следующее уравнение, которое представляет собой не что иное, как формулировку известной в электродинамике теоремы эквивалентности:

$$E(x, y, z) = \int_S ((i\omega\mu_0 H_\tau)G + (E_\tau \times \nabla G) + (E_n \nabla G)) ds \quad (29)$$

где:

- S - поверхность излучения,
- i - мнимая единица,
- ω - угловая частота, $2\pi f$,
- μ_0 – абсолютная магнитная проницаемость свободного пространства,
- H_τ - тангенциальная составляющая магнитного поля,
- G - функция Грина свободного пространства, равная:

$$G = \frac{e^{-jk_0|\bar{r}-\bar{r}'|}}{|\bar{r}-\bar{r}'|}, \quad (30)$$

где

- k_0 - волновое число свободного пространства, равное $\omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$,
- \bar{r} и \bar{r}' - радиус-векторы, определяющие соответственно, точку наблюдения (r) и точку на поверхности S излучения (r') (рис. 1-6).

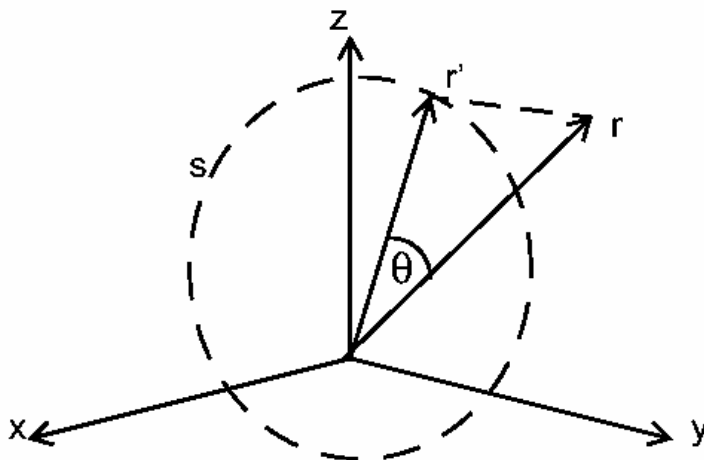


Рис. 1-6. Использование функции Грина при вычислении полей излучения

Представление поля в дальней зоне

Программа HFSS рассчитывает также абсолютные величины поля для последующего вывода на графики. HFSS позволяет Вам показывать и манипулировать полем, связанным с любой волной возбуждения в любом порте (например, поле внутри структуры, возбуждаемой волной 2 в порту 3) или комбинацией разных мод с разными амплитудами и фазами.

Конкретный вид представления поля зависит от типа решения, которое было выполнено:

- для режима адаптивных разбиений возможны различные представления поля, на частоте решения.
- для режима сканирования частоты возможны различные представления поля в каждой частотной точке (рис 1-7).
- для режима быстрого сканирования частоты возможны различные представления поля, на центральной частоте.

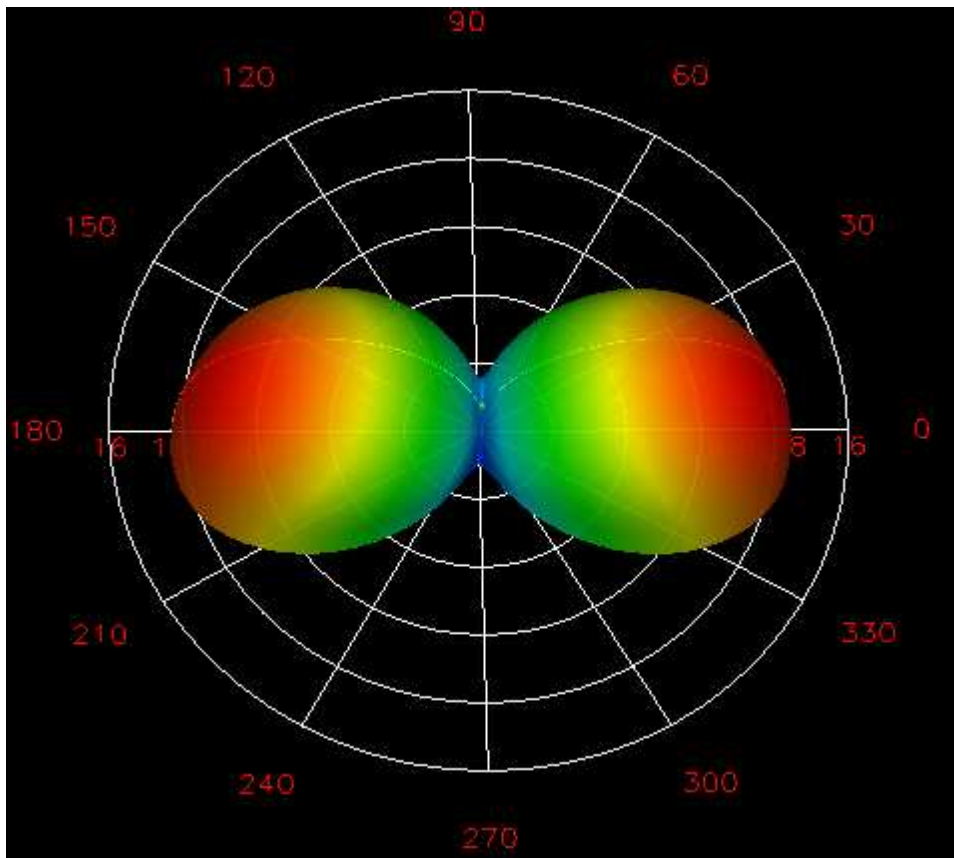


Рис.1-7. Вид трехмерной диаграммы направленности вертикального вибратора в виде поля в дальней зоне

1.13. Расчет S-параметров по данным расчета поля

Обобщенная S-матрица связывает амплитуды падающих на входы многополюсника волн с амплитудами отраженных волн. Под падающими волнами понимаются волны, бегущие к многополюснику, а под отраженными - бегущие от него.

Например, одномодовая S-матрица для трехпортовой структуры имеет следующий вид:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (31)$$

где:

- S_{ij} - комплексные числа.
- a_i – амплитуда волны падающей на вход с номером i , а b_i – амплитуда волны отраженной от входа с номером i , амплитуды падающих и отраженных волн имеют размерность $\sqrt{Вт}$.
- $|a_i|^2$ мощность, переносимая падающей волной в порту с номером i ,
- $|b_i|^2$ мощность, переносимая отраженной волной в порту с номером i ,
- фазы a_i и b_i представляют фазы падающей и отраженной волн в плоскости порта,
- модули S_{ij} показывают, какая часть мощности волны, падающей на j -й вход передалась от i -го входа.

По умолчанию, HFSS вычисляет только одномодовые S-параметры. Однако он может учитывать моды более высокого порядка, если это требуется.

Каждая дополнительная мода в каждом порту увеличивает порядок S-матрицы на единицу. Например, чтобы описать поле в трехпортовой структуре с двухмодовыми портами, требуется S-матрица размером 6x6. Полная S-матрица, в таком случае задается в следующем виде:

$$\begin{bmatrix} b_1^1 \\ b_1^2 \\ b_2^1 \\ b_2^2 \\ b_3^1 \\ b_3^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{11} & S_{11}^{12} & S_{12}^{11} & S_{12}^{12} & S_{13}^{11} & S_{13}^{12} \\ S_{11}^{21} & S_{11}^{22} & S_{12}^{21} & S_{12}^{22} & S_{13}^{21} & S_{13}^{22} \\ S_{21}^{11} & S_{21}^{12} & S_{22}^{11} & S_{22}^{12} & S_{23}^{11} & S_{23}^{12} \\ S_{21}^{21} & S_{21}^{22} & S_{22}^{21} & S_{22}^{22} & S_{23}^{21} & S_{23}^{22} \\ S_{31}^{11} & S_{31}^{12} & S_{32}^{11} & S_{32}^{12} & S_{33}^{11} & S_{33}^{12} \\ S_{31}^{21} & S_{31}^{22} & S_{32}^{21} & S_{32}^{22} & S_{33}^{21} & S_{33}^{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^1 \\ a_1^2 \\ a_2^1 \\ a_2^2 \\ a_3^1 \\ a_3^2 \end{bmatrix}, \quad (32)$$

где:

- S_{ij} - комплексные числа.
- $|a_i^m|^2$ мощность, переносимая модой с номером m , падающей на вход с номером i ,
- $|b_i^m|^2$ мощность, переносимая модой с номером m , отраженной от порта с номером i ,

- фазы a и b – углы сдвига фаз падающих и отраженных волн разных типов (по умолчанию фазы падающих волн равны нулю),
- модуль S_{ij}^{nm} показывает, какая часть мощности волны m -го типа, падающей на вход с номером j передалась волне n -го типа отраженной от входа с номером i .

Перенормировка S-матрицы

Определение S-матрицы, приведенное выше, не использует понятий характеристического сопротивления линии передачи или сопротивления порта, которое обычно совпадает с сопротивлением линии, подходящей к порту (вообще говоря, последнее условие необязательно, так как часто под портом понимают некоторую нагрузку, которая может иметь комплексное сопротивление, например входное сопротивление усилителя). В тоже время эти понятия оказываются полезными, когда речь идет о моделировании сосредоточенных элементов (диоды, транзисторы и т.д.), описание которых выполняется в терминах эквивалентных схем, токов и напряжений. В этом случае полезно перейти от матрицы рассеяния к матрицам сопротивлений и проводимостей.

Связь матрицы S с матрицей импедансов Z имеет следующий вид:

$$Z = \sqrt{Z_0}(I + S)(I - S)^{-1}\sqrt{Z_0} \quad (33)$$

где:

- S – S-матрица размером $n \times n$.
- I – единичная матрица размером $n \times n$.
- Z_0 – диагональная матрица, имеющая на главной диагонали характеристические импедансы (Z_0) портов.

Использование матрицы Z позволяет легко перейти от S параметров, рассчитанных для портов с заданными сопротивлениями, к S-матрице того же многополюсника, но с другими портами S_Ω :

$$S_\Omega = \sqrt{Y_\Omega}(Z - Z_\Omega)(Z + Z_\Omega)^{-1}\sqrt{Z_\Omega}, \quad (34)$$

- где:
- Z – матрица импедансов исходной структуры,
 - S_Ω – матрица рассеяния многополюсника с новыми портами,

• Z_{Ω} и Y_{Ω} - диагональные матрицы, имеющие по диагонали новые полные сопротивления и полные проводимости.

1.14. Характеристические импедансы

HFSS вычисляет характеристический импеданс каждого порта, чтобы вы-полнить перенормировку S-матрицы, Z-матрицы, или Y-матрицы. Система вычисляет характеристический импеданс каждого порта тремя способами, в зависимости от которого получаются значения Z_{pi} , Z_{pv} , или Z_{vi} .

Пользователь должен задать режим, в котором рассчитывается одно из трех: Z_{pi} , Z_{pv} , или Z_{vi} .

Полное сопротивление Z_{pi}

Z_{pi} - полное сопротивление, зависящее от величины мощности P и тока I :

$$Z_{pi} = \frac{2P}{I^2}. \quad (35)$$

Мощность и ток вычисляются непосредственно из рассчитанных полей.

Мощность, проходящая через сечение порта, равна:

$$P = \frac{1}{2} \oint_S E \times H ds, \quad (36)$$

где поверхностный интеграл вычисляется по всей поверхности порта S .

Ток вычисляется, применяя закон Ампера для полного тока путем интегрирования по контуру L :

$$I = - \oint_L H dl \quad (37)$$

Если контур L охватывает все сечение порта, то интеграл (37) будет равен нулю. Дело в том, что в линии передачи, например, в двухпроводной линии токи на разных проводниках имеют одинаковую величину, но направлены в разные стороны. Поэтому под полным током понимают только ток, текущий по одному из проводников. Следовательно, контур L должен охватывать не весь периметр

порта, а лишь его часть, включающую проводник, несущий ток в одном направлении.

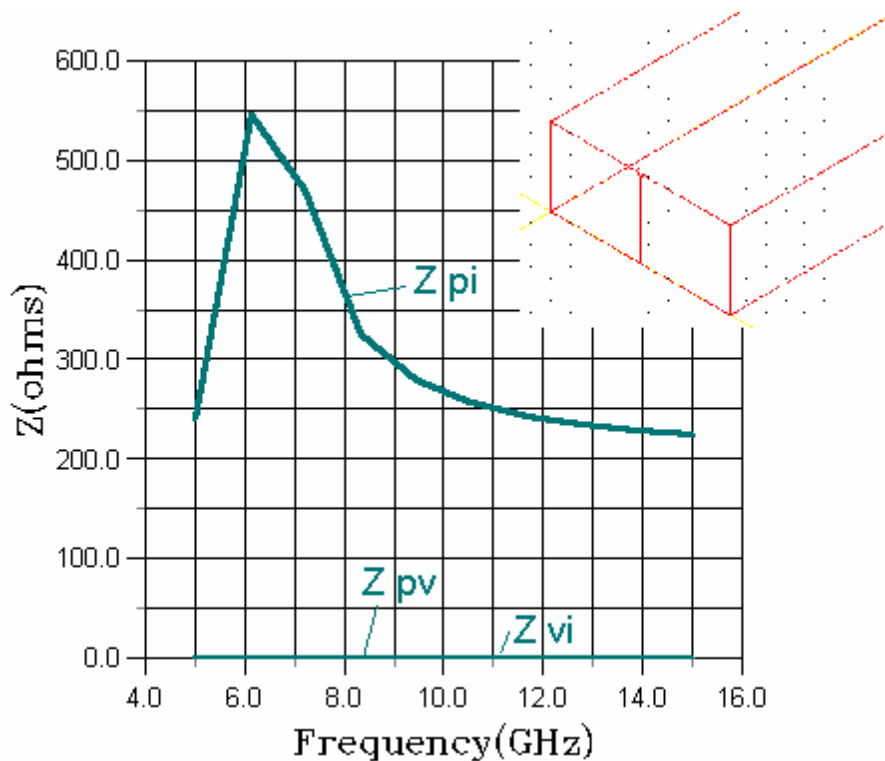


Рис. 1-8. Частотная зависимость волновых сопротивлений для отрезка металлического волновода

Полное сопротивление Z_{pv}

Полное сопротивление Z_{pv} рассчитывается через мощность P и напряжение V :

$$Z_{pv} = \frac{V^2}{2P}, \quad (38)$$

где мощность и напряжение вычислены прямо в моделируемой области.

Мощность P вычислена таким же образом, как и для полного сопротивления Z_{pi} . Напряжение вычисляется следующим образом:

$$V = -\oint_I E dl \quad (39)$$

Путь, по которому система интегрирует вектор E , определяется линией импеданса, которая задается при введении портов. Для определения линии полного сопротивления порта, выбираются две точки, между которыми имеет место максимальная разность потенциалов.

HFSS не может определить самостоятельно, где будет максимальная разность потенциалов, если вы не зададите линию полного сопротивления. Поэтому при описании портов в программе HFSS предусмотрен расчет и просмотр поля в сечении порта, на основании чего пользователь принимает решения, какие типы волн и в каких точках необходимо возбудить в порту.

Полное сопротивление Z_{VI}

Полное сопротивление Z_{VI} рассчитывается по формуле:

$$Z_{VI} = \sqrt{Z_{PI} Z_{PV}} \quad (40)$$

Для TEM волн, импедансы Z_{PI} , Z_{PV} и Z_{VI} совпадают, для не TEM волн Z_{PI} , Z_{PV} становятся по величинам верхними и нижними границами фактического характеристического импеданса порта.

Выбор полного сопротивления при решении конкретной задачи

Когда необходимо нормировать обобщенную S -матрицу или вычислить Y - или Z -матрицы, вы должны определить, какую величину использовать для расчета: Z_{PI} и Z_{PV} , или Z_{VI} .

- Для TEM волн можно использовать полное сопротивление Z_{VI} , и оно совпадает с фактическим импедансом порта.
- когда моделируются полосковые линии, больше подходит полное сопротивление Z_{PI} .
- для щелевых структур (типа *finline* или копланарных волноводов) в большинстве случаев предпочтительнее полное сопротивление Z_{PV} .

Множители импеданса

Если была определена плоскость симметрии (разделяющая пополам структуру), вычисленное значение полного сопротивления должно быть скорректировано множителем полного сопротивления. Для пояснения необходимости этого множителя, для примера рассмотрим его воздействие на расчет Z_{pv} .

В случаях, когда структуру разделяет Е-плоскость симметрии, системой вычисляется только половина дифференциального напряжения и одна половина потока мощности. Поэтому, так как полное сопротивление Z_{pv} задается выражением

$$Z_{pv} = \frac{V^2}{2P}, \quad (41)$$

то вычисленная величина составляет половину истинного значения. В таких случаях должен быть задан множитель полного сопротивления, равный 2.

В случаях, когда структуру разделяет магнитная плоскость симметрии, системой рассчитывается только половина потока мощности, а напряжение вычисляется полностью. Поэтому разделение структур пополам плоскостью магнитной симметрии приводит к вычисленным полным сопротивлениям, в два раза большим, чем для всей структуры. В таких случаях должен быть определен множитель полного сопротивления равный 0.5.

Глава 2. Создание графической модели СВЧ устройства

Прежде, чем вы перейдете к черчению геометрической модели, рекомендуем выполнить следующее:

- Подготовьте изображение структуры на бумаге, с размерами.
- Продумайте структуру в ее составных частях. Сделайте наброски частей.
- Если структура сложная, сделайте список частей, которые составляют всю структуру.

Помните, что для моделирования поля важно задать внутреннее пространство структуры, где распространяются электромагнитные волны, а не только ее поверхность.

Для примера, начертим и подготовим к решению следующие модели:

- коаксиальное Т-образное разветвление;
- микрополосковый фильтр нижних частот;
- рупорную антенну.

2.1. Черчение коаксиального Т-образного разветвления

В качестве первого примера возьмем коаксиальное Т-образное разветвление (рис. 2-1). В силу особенностей алгоритма решения электромагнитной задачи, HFSS выполняет разбиение на элементарные ячейки некоторого объема (области пространства). Поэтому программа в результате черчения должна получить не набор поверхностей, а именно замкнутый объем. В случае Т-образного разветвления это часть пространства, заключенная между внешними и внутренними проводниками, а также между плоскостями, ограничивающими коаксиальные линии по длине. Отсюда становится ясно, что простого черчения цилиндрических проводников недостаточно. Программе нужно еще указать, какая часть пространства должна использоваться при анализе. Для этого существует процедура вычитания, которая исключает часть пространства из анализа. Например, вычитая из внешнего цилиндра внутренний, мы, тем самым, удаляем из анализа часть пространства, ограниченную внутренним проводником.

Другими словами, область, представляющая интерес для анализа - область между поверхностями внешнего и внутреннего цилиндров (рис. 2-1).

Это тот случай, когда полые цилиндры по существу “высверливаются” командой вычитания и область, представляющая интерес, определена как воздух. Полые цилиндры становятся внутренней границей области, и заполнены идеальным электрическим проводником (металлом) по умолчанию.

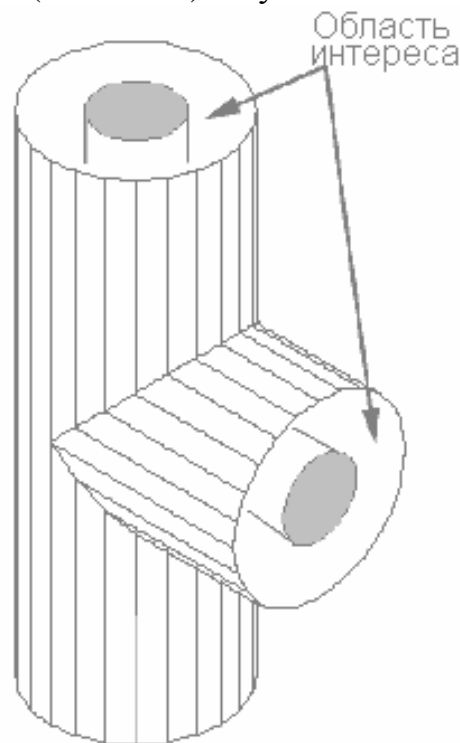


Рис. 2-1. Область моделирования в коаксиальном Т-образном разветвлении.

Процесс черчения коаксиального Т-образного разветвления состоит из следующих шагов:

- Рисуем внутренний и внешний цилиндры для коаксиальной линии расположенной вдоль oz оси.
- Рисуем внутренний и внешний цилиндры для коаксиальной линии расположенной вдоль ou оси.
- Объединяем внешние цилиндры по осям oz и ou , а затем объединяем внутренние цилиндры.
- Вычитаем внутренний, объединенный объект, из внешнего объединенного объекта.
- Разрезаем коаксиальное Т-образное соединение пополам по оси $y-z$.

Итак, начнем пошаговое изучение программы HFSS. Очень важно пройти эти примеры от начала до конца.

1. Запустите программу. Появляется диалоговое окно менеджера проектов.
2. В списке Projects, нажмите **New**. Появляется диалоговое окно New Project.
3. Напечатайте имя соахtee в поле **New Project**.
4. Нажмите клавишу **Return** или кнопку **OK**.

Установки проекта

После нажатия **OK** появляется окно **Project Preferences** для выбора установок рабочего стола, в котором мы будем чертить наши формы. Нам нужно установить размеры сетки и единицы.

1. Для данного примера используйте параметры, которые показаны на рис. 2-2.

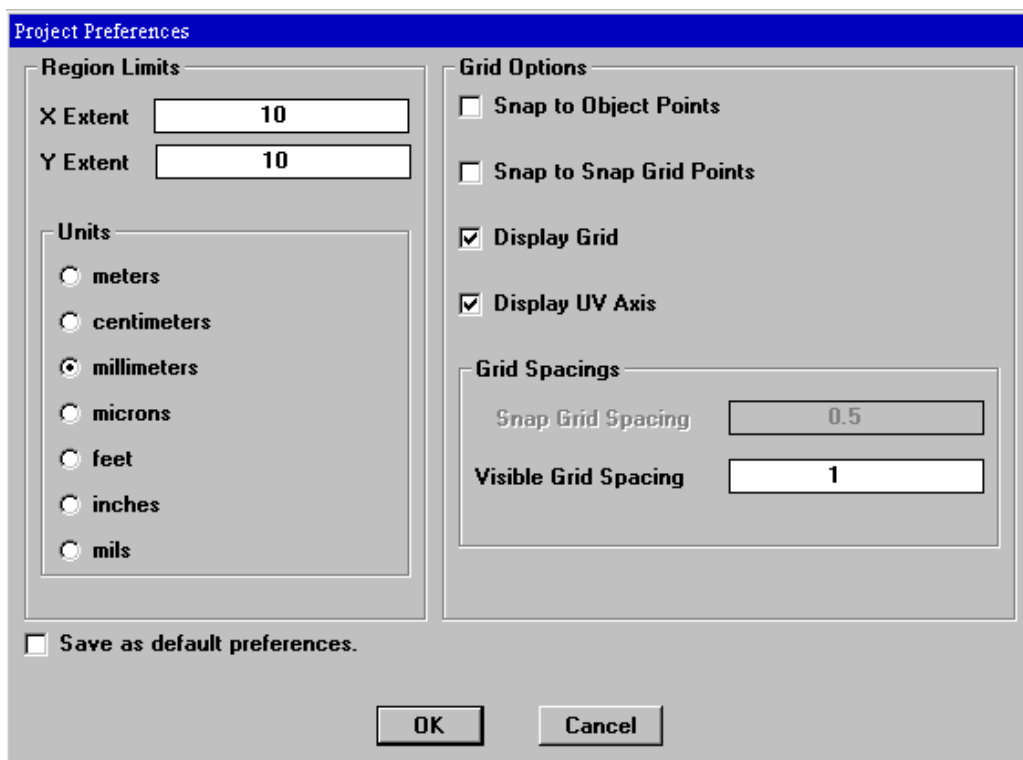


Рис. 2-2. Установки проекта для коаксиального T-разветвления

2. Нажмите **OK**.

Черчение коаксиальной линии расположенной вдоль оси OZ

Чтобы начертить коаксиальную линию, идущую по Z-оси, нарисуем внутренний и внешние цилиндры в X-Y плоскости.

Черчение внешнего цилиндра

1. Нажмите на **Model > Draw**, после чего экран будет готов для рисования.
2. Нажмите на **3D Objects > Cylinder**.
3. Поместите курсор в начало X-Y координат и нажмите левую кнопку мыши, чтобы задать центр цилиндра.
4. Переместите курсор из центральной точки, которую Вы задали. Обратите внимание, что круг на экране то сокращается, то растет, когда Вы перемещаете мышь.
5. Нажмите левую кнопку мыши, чтобы задать внешний край для цилиндра. Не волнуйтесь относительно размера круга. Вы точно выставите его в диалоговом окне, которое появится.
6. Обратитесь к диалоговому окну на рис. 2-3 и установите начало координат, размеры и другие данные для вашего цилиндра.

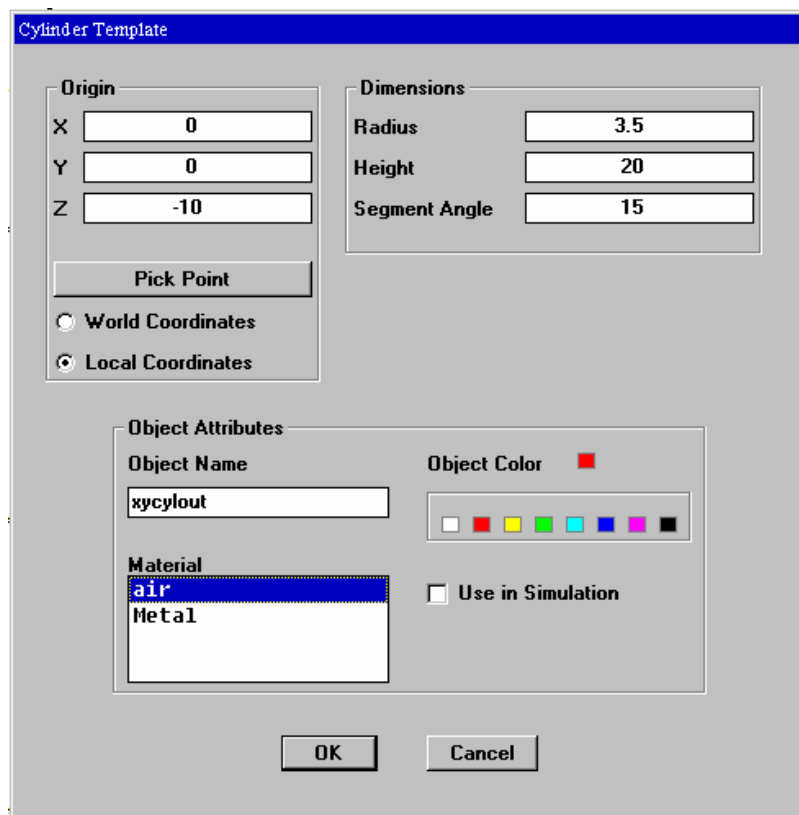


Рис. 2-3. Цилиндрический шаблон для внешнего цилиндра Z-оси

В HFSS круг аппроксимируется многоугольником, имеющим N одинаковых углов и соответственно N идентичных сторон. Каждая его сторона формирует сегмент окружности. Каждый такой сегмент характеризуется углом сегмента, который равен углу между радиальными линиями, проведенными из центра окружности к вершинам сегмента. Этот угол равен $360^\circ/N$.

Поле для **Segment Angle** (угол сегмента) используется, чтобы задать число сторон, которое имеет круг. Чем больше угол, тем более крупный и менее совершенный круг. Чем меньше угол, тем большее количество сторон в круге и более совершенный и ровный круг. Поскольку коаксиальное T-образное соединение - простая структура, которая не будет требовать много компьютерных ресурсов для решения, Вы можете использовать здесь угол сегмента в 15° .

Обратим внимание на опцию для использования глобальных (**World**) или локальных (**Local**) координат (рис. 2-3). Система координат **World** - это фиксированная декартова система координат, которая использует три оси: X, Y, и Z, чтобы описать точку в трехмерном пространстве.

Локальная система координат – это выбранная в момент черчения система XoZ, YoZ или любая другая заранее описанная плоскость, которая может занимать в пространстве любое положение (рис. 2-4). Тогда вновь вводимый примитив будет наноситься в заданную локальную систему координат. Чтобы использовать локальную систему координат, нажмите кнопку Local (UV плоскость). Эту локальную систему координат можно смещать и вращать, относительно системы глобальных координат в диалоге **Plane Define** в меню **Define** (рис. 2-4), а затем установить эту новую плоскость командой **Plane Set** в этом же меню (рис. 2.5).

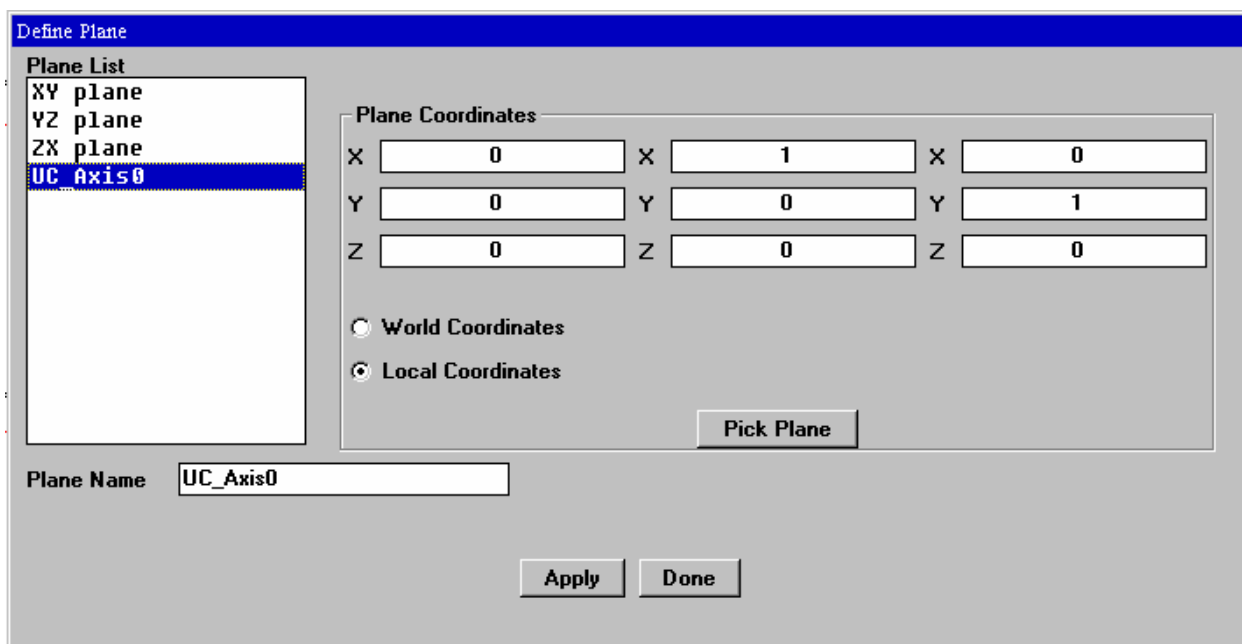


Рис. 2-4. Создание новой локальной системы координат UC_Axis0

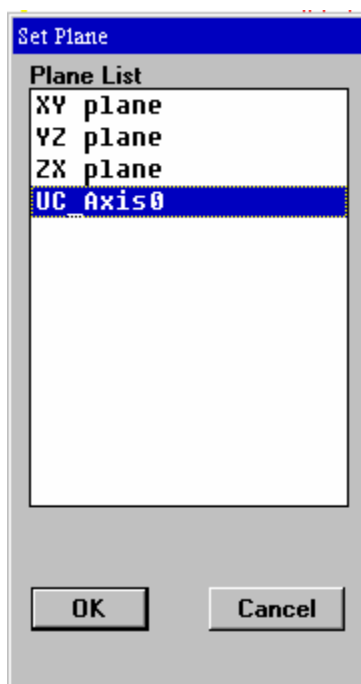


Рис. 2-5. Установление в поле черчения новой локальной системы координат UC_Axis0

В диалоговом окне **Object Attributes** (атрибуты объекта) на рис. 2-3 вы видите поле **Object Name** (имя объекта). Хотя это поле заполнено именем по умолчанию, полезно напечатать наглядное имя. На рис. 2-3 имя объекта **xy cylout**

указывает, что это - внешняя часть коаксиала, который находится в X-Y плоскости.

Вы можете нажать на любой цвет, чтобы изменить цвет цилиндра.

Материалы объектов определяют, выбирая его в разделе **Material** (рис. 2-3) и отмечая поле **Use in Simulation** (использование в моделировании). Так как этот объект еще не представляет законченный коаксиал, не волнуйтесь относительно использования его в моделировании или определении материалов, поскольку это можно будет изменить.

7. Когда диалоговое окно заполнено, нажмите **ОК**. Цилиндр создан на X-Y плоскости, как на рис. 2-6.

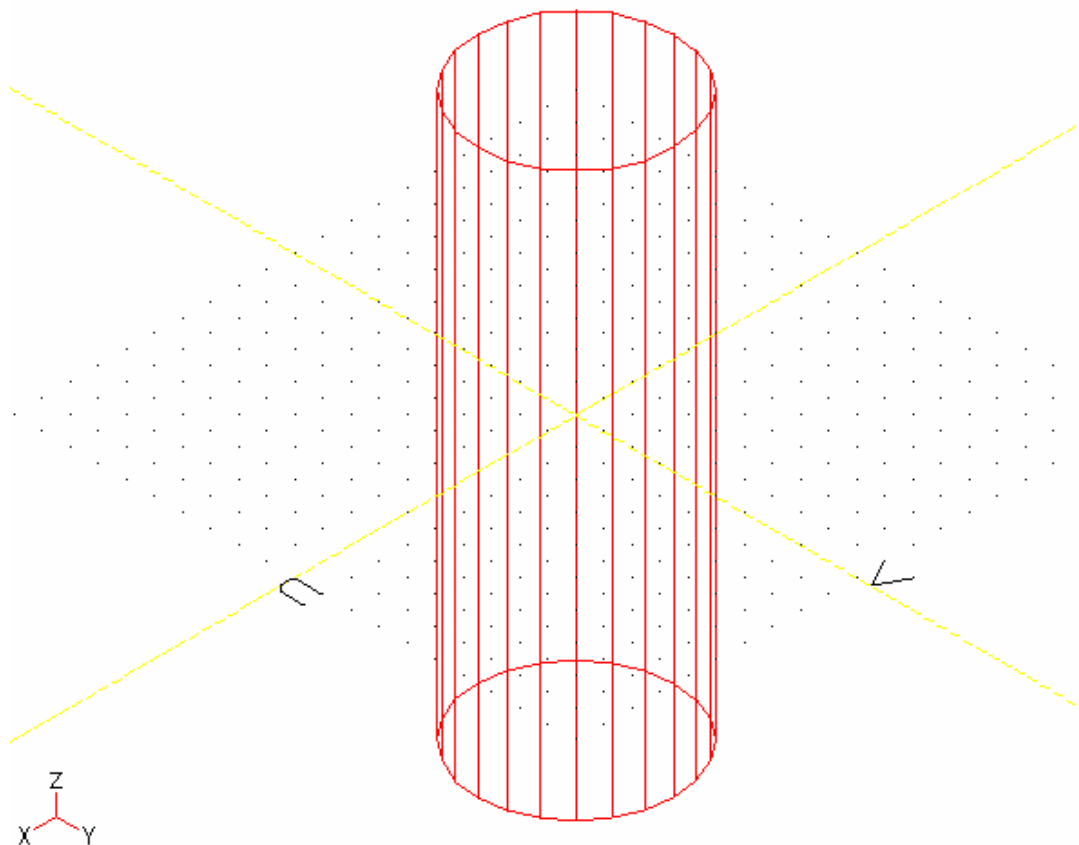


Рис. 2-6. Внешний цилиндр по Z-оси, начерченный в локальной плоскости UV или XY

Большинство 2D и 3D объектов, даже если они создаются на промежуточном шаге и не нужны для окончательного устройства, сохраняются с проектом, если

Вы их не стираете. Их удобно сохранять только для целей редактирования. Объект может быть установлен как невидимый или не моделируемый, командами **Edit > Visible**, и **Edit > Simulation**.

Например в коаксиальном Т-разветвлении цилиндры, которые используются, чтобы создать окончательную конструкцию, сохранены со структурой как параметрические объекты.

Чтобы модифицировать объекты:

1. Из меню выберите **Edit > Object Parameters**. Появляется окно Parametric Object Information (рис. 2-7).

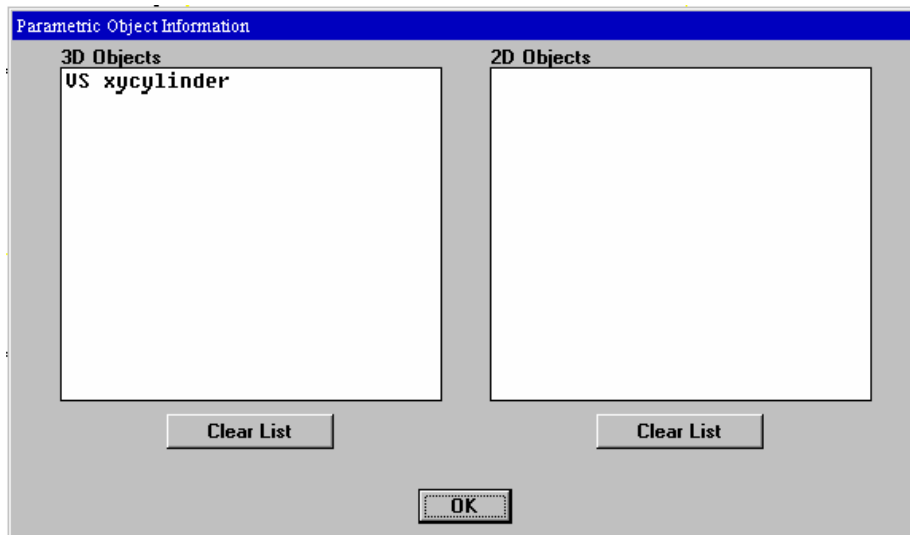


Рис. 2-7. Окно выбора объектов для редактирования

2. Сделайте двойной щелчок на объекте, который Вы желаете редактировать. Появляется шаблон объекта.

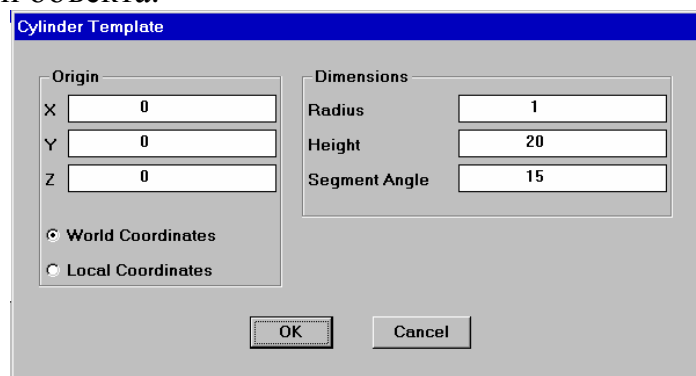


Рис. 2-8. Окно параметров цилиндра

3. Отредактируйте любой из параметров, который Вы хотите изменить и нажмите **ОК**.

Чертеж изменяется автоматически, отражая эти изменения.

Черчение внутреннего цилиндра

Чтобы начертить внутренний цилиндр, выполните те же самые шаги, какие Вы делали, когда чертили внешний цилиндр, но введите новые размеры для цилиндра, как показано на рис. 2-9.

Также используйте имя **хуcуlin** для описания внутреннего цилиндра, который лежит на X-Y плоскости.

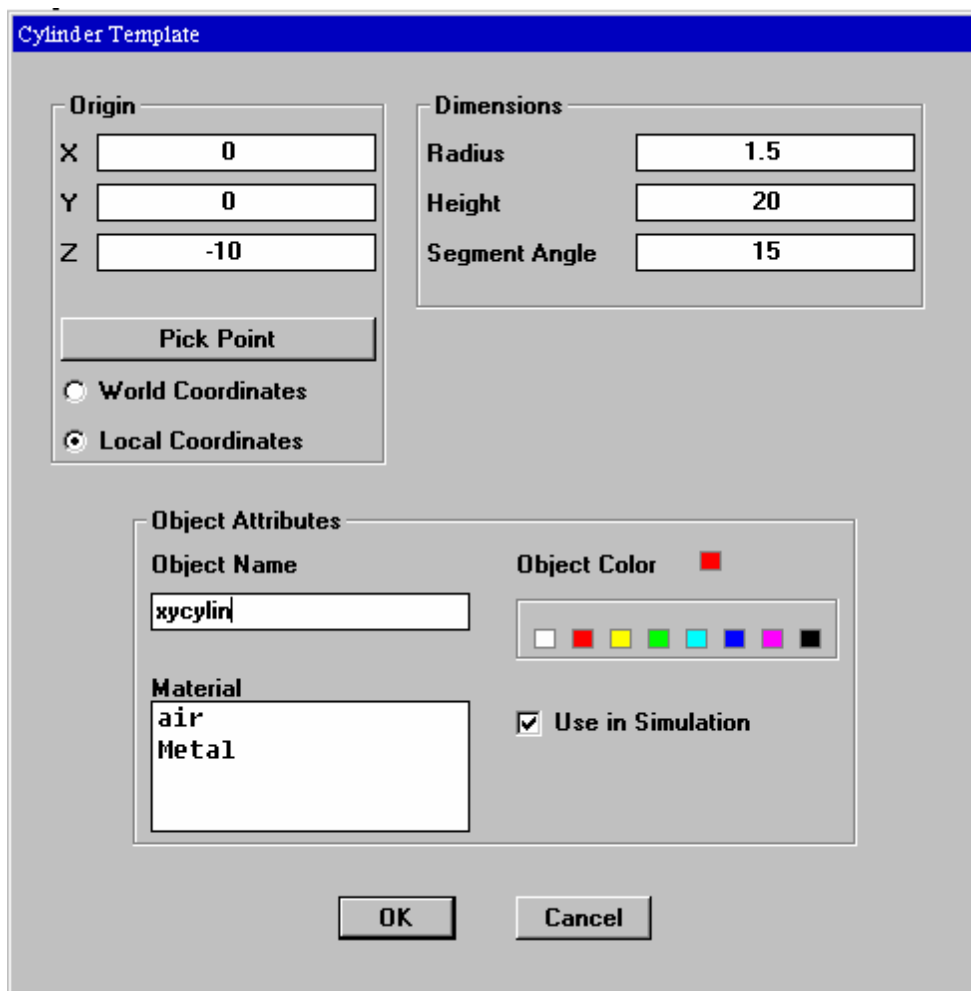


Рис. 2-9. Задание размеров внутреннего цилиндра по Z-оси.

В результате внутренний и внешний цилиндры должны выглядеть, как на рис. 2-10.

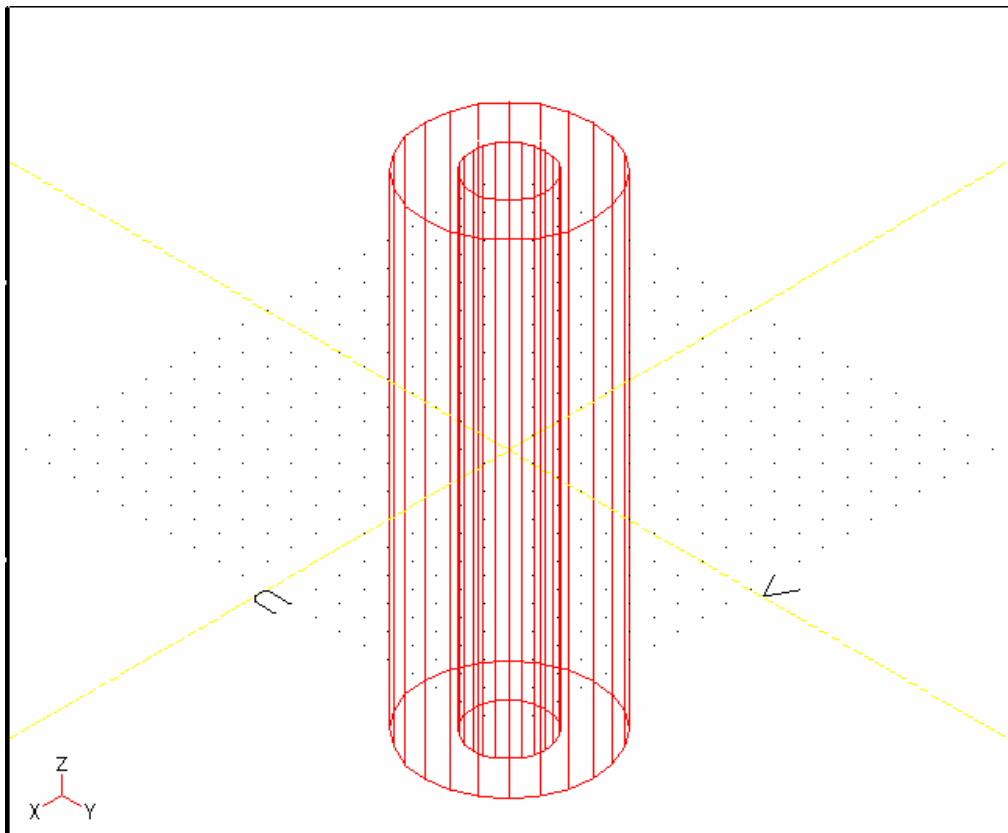


Рис. 2-10. Форма внутреннего и внешнего цилиндра по оси Z

Черчение коаксиала по оси Y

Чтобы начертить коаксиал, идущий вдоль оси Y, нарисует внешний и внутренний цилиндры в плоскости Z -X. Сначала мы должны установить плоскость для рисования цилиндров, которые стоят перпендикулярно уже нарисованным. Для этого переустановим локальную систему координат так, чтобы начертить примитивы цилиндров.

Установка Z -X плоскости

1. Выберите команду меню **Define > Plane Set**. Отображается список плоскостей.
2. Выберите **ZX_plane** (XZ плоскость) и нажмите **ОК**. В плоскости XoZ отображается сетка (рис. 2-13), указывая плоскость, где Вы будете чертить.

Черчение внешнего и внутреннего цилиндров в Z-X плоскости

Чтобы начертить внешний и внутренний цилиндры в Z-X плоскости, следуйте тем же самым командам, что и черчение коаксиала вдоль z-оси.

Выберите **3D Objects > Cylinder**, и определите центр и внешний край для цилиндра. Теперь используйте размеры на рис. 2-11.

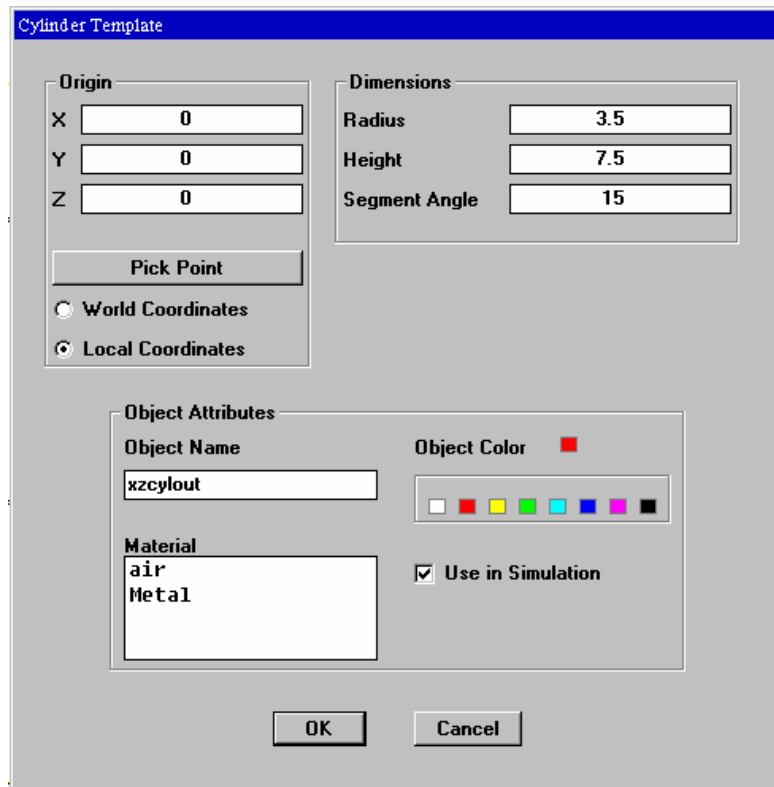


Рис. 2-11. Задание размеров внешнего цилиндра, расположенного вдоль оси Y

Для внутреннего цилиндра выберите **3D Objects > Cylinder** и определите центр (Origin) и размеры внутреннего цилиндра. Для этого используйте размеры на рис. 2.-12.

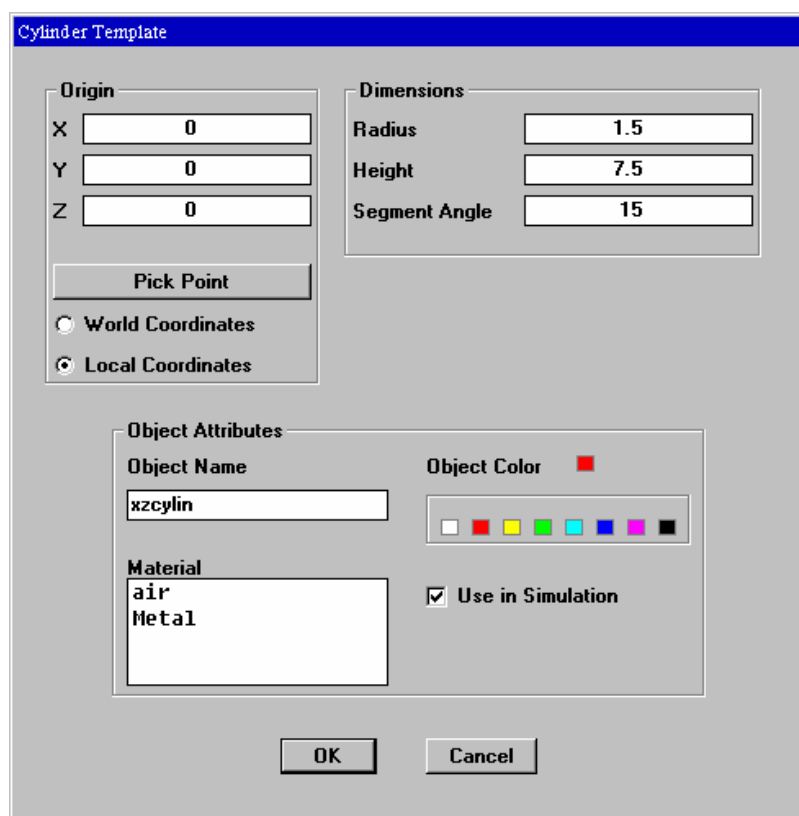


Рис. 2-12. Шаблон цилиндра для внутреннего цилиндра по оси Y.

Чертеж должен принять вид, показанный на рис. 2-13.

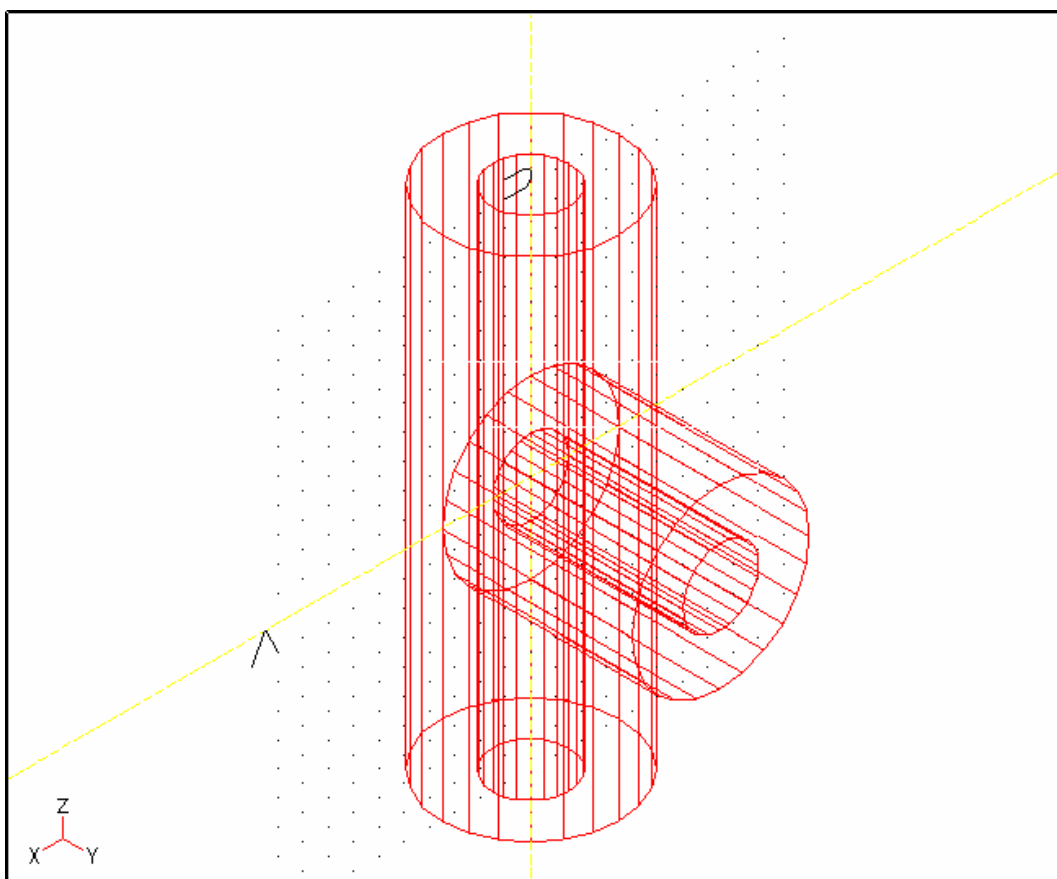


Рис. 2-13. Все цилиндры, которые составляют коаксиальное T-образное соединение

Объединение цилиндров для создания T-образного соединения

Чтобы создать соединение между коаксиальными трубами, расположенными по оси Z и по оси Y, используют команду **3D Objects > Unite**.

1. Нажмите на **3D Objects > Unite** (объединение 3D объектов). Отображается диалоговое окно **Object Unite**.
2. Из списка 3D объектов, нажмите на **xcylout** и **xzcyout**.
3. В поле для названия объекта введите более подробное имя, типа **coaxout**.
4. Щелкните **ОК**.

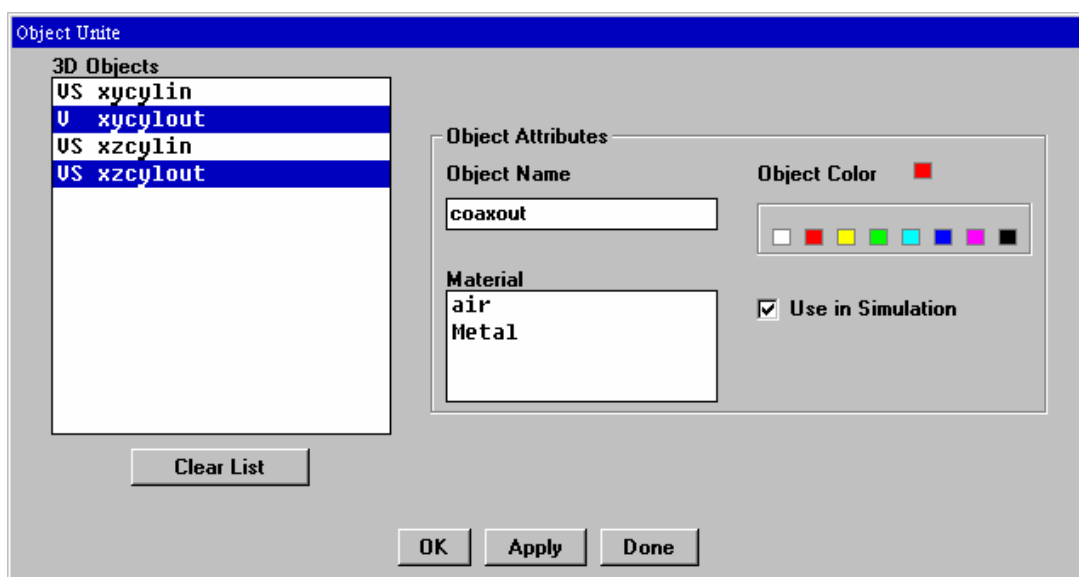


Рис. 2-14. Объединение внешних цилиндров и создание объединенного объекта coaxout

Объединенные внешние цилиндры отображаются в окне проекта, как на рис. 2-15.

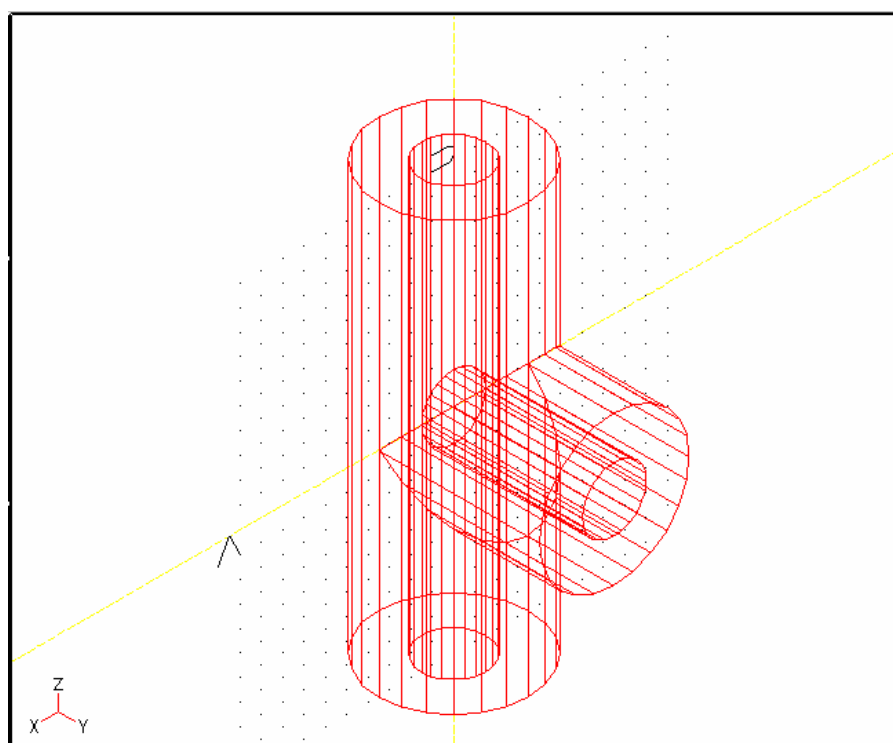


Рис. 2-15. Объединенные внешние цилиндры

5. Снова выберите **3d Objects > Unite**.

6. На сей раз нажмите на объекты **xycylin** и **xzcylin**, и назовите полученный объект **coaxin**.

7. Щелкните **ОК**.

Внутренние цилиндры объединяются, чтобы сформировать внутреннюю часть коаксиального Т-образного разветвления.

Вычитание внутреннего Т-образного разветвления из внешнего Т-образного разветвления

Как обсуждается в начале этой главы и показано на рис. 2-1, область моделирования, представляющая интерес — та, где существуют электромагнитные поля, то есть область между внутренним и внешним цилиндрами.

Поэтому используется команда вычитания, чтобы вычесть внутренние цилиндры из внешних цилиндров. Представить это можно так, как будто Вы высверливаете внутренний цилиндр, чтобы представить внутреннюю идеальную проводящую границу.

Чтобы вычесть внутренний цилиндр:

1. Нажмите на **3D Objects > Subtract** (вычитание 3D объектов). Появляется диалоговое окно **Object Subtract**.
2. В списке **Core Objects 3D** нажмите на **coaxout**.
3. В списке вычитаемого **Subtract Objects** нажмите на **coaxin**.
4. В поле для имени нового объекта **Object name** напечатайте имя **coaxtee**.
5. Оставьте в поле **Use in Simulation** отметку о моделировании, потому что далее Вы будете моделировать этот объект.
6. В поле **Materials** выберите **air** (воздух).
7. Нажмите **ОК**.

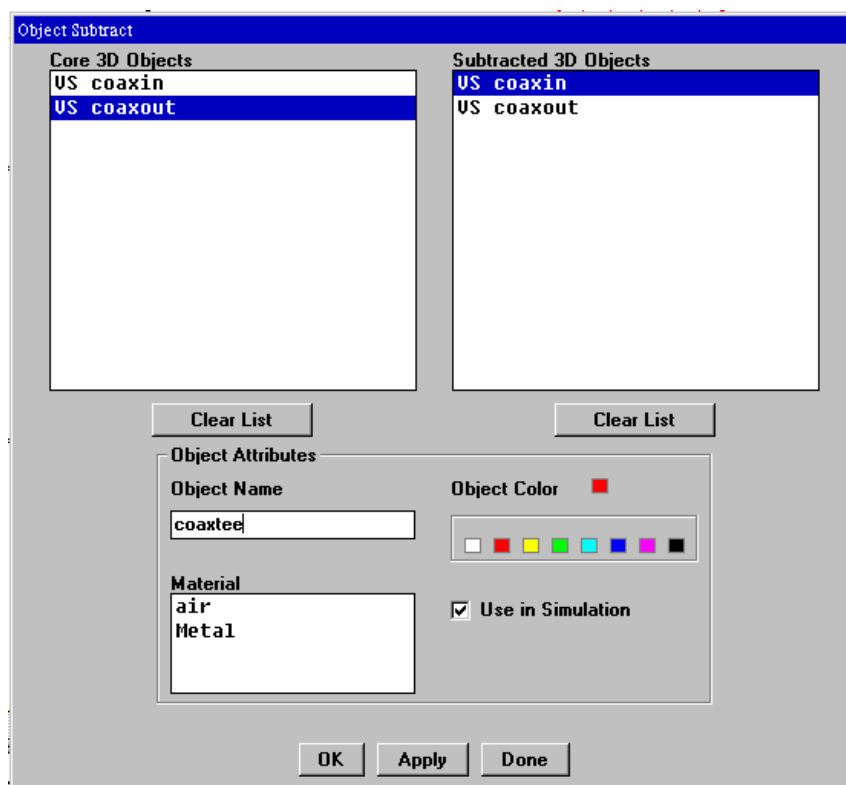


Рис. 2-16. Процесс вычитания одного объекта *coaxin* из внешнего объекта *coaxout* и получение *coaxtee*

После вычитания внутреннего цилиндра из внешнего цилиндра объекты не изменятся на экране, однако действие выполнено, и внутренний металлический проводник коаксиального Т-образного соединения «высверлился».

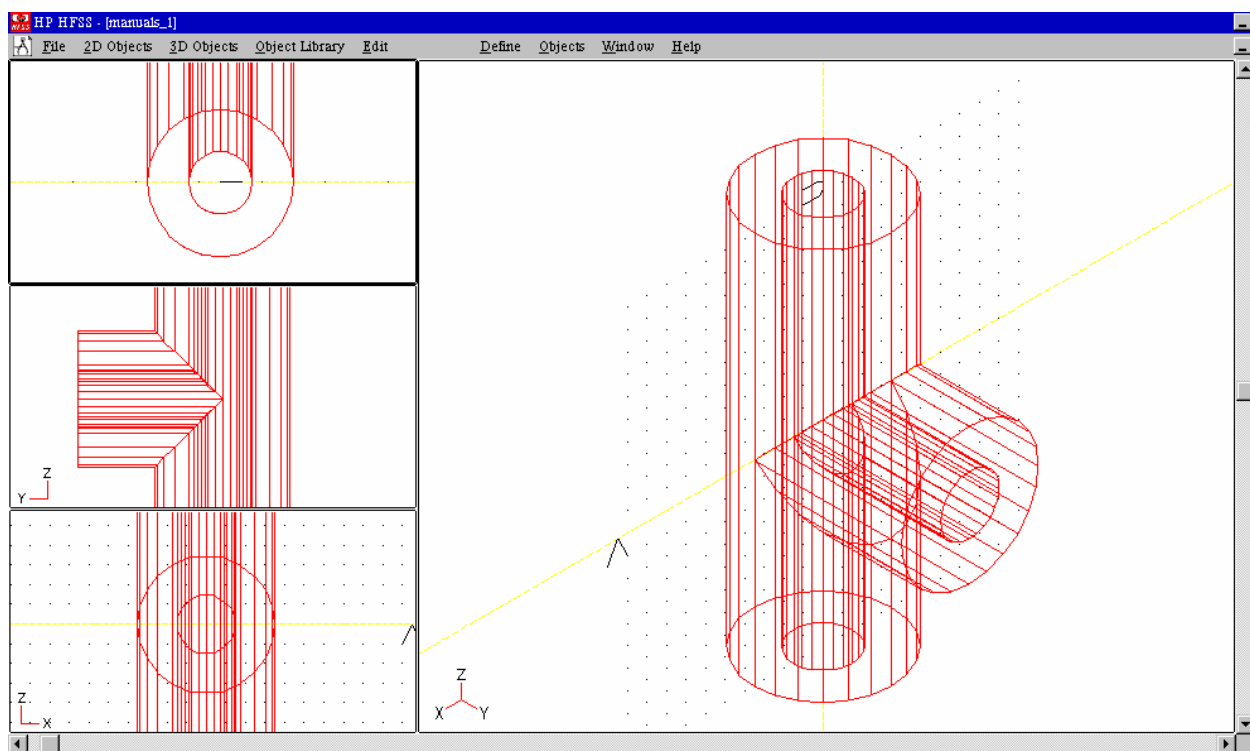


Рис. 2-17. Окончательно созданное Т-образное сочленение в интерфейсе программы HFSS

Разрезание на части коаксиального Т-образного соединения

Если в структуре имеется электрическая или магнитная симметрия, вы можете разрезать ее вдоль плоскости симметрии, и искать поле для половины структуры, которая остается после разрезания. Или вы можете просто чертить половину, четверть или даже меньшую часть структуры и затем моделировать полную структуру.

Решение только для части структуры экономит время, дисковое пространство и память. Однако если структура имеет геометрическую симметрию, то это еще не значит, что она обязательно имеет электрическую или магнитную симметрию. Для наличия такой симметрии необходима симметрия возбуждающего поля или токов.

Коаксиальное Т-образное сочленение имеет симметрию, соответствующую идеальной магнитной плоскости, расположенной в плоскости Yoz . Поэтому мы можем для ускорения расчета разрезать нашу структуру пополам магнитной стенкой, расположенной в плоскости Yoz . Задача решится быстрее, и потребуется меньшее количество памяти прямого доступа.

Для рассечения коаксиального Т-образного соединения:

1. Нажмите на **Edit > Slice**. Диалоговое окно Object Slice отображается.
2. Из списка **Objects 3D** нажмите на **coaxtee**.
3. Из списка **Plane** выберите **YZ plane**.
4. Нажмите **ОК**.

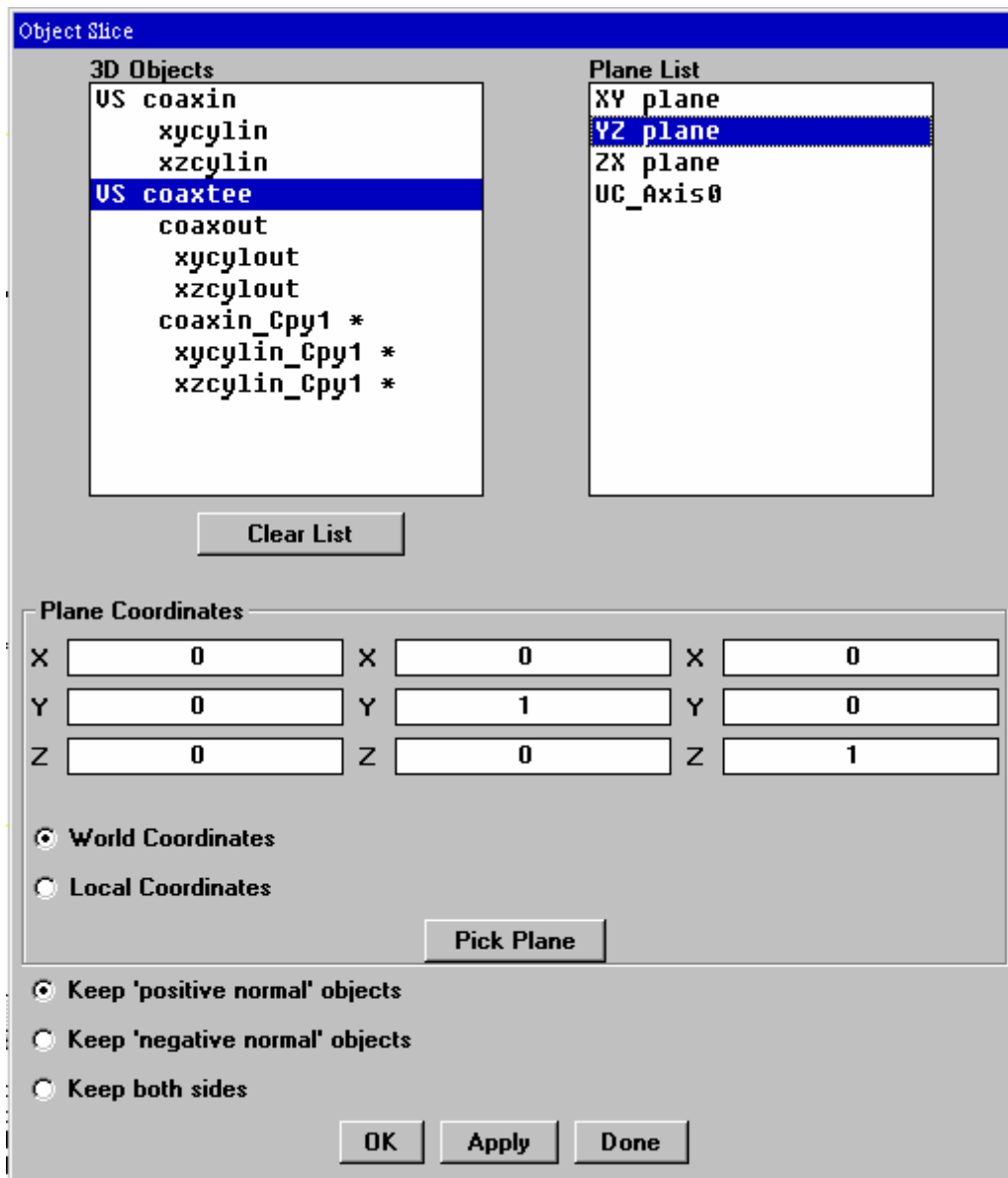


Рис. 2-18. Диалог разрезания объекта coaxtee плоскостью YZ_plane

Коаксиальное Т-образное соединение разрезается пополам по Y-Z оси, оставляя половину, которая сохраняется в положительном направлении X, как на рис. 2-19 (Keep «positive normal» objects).

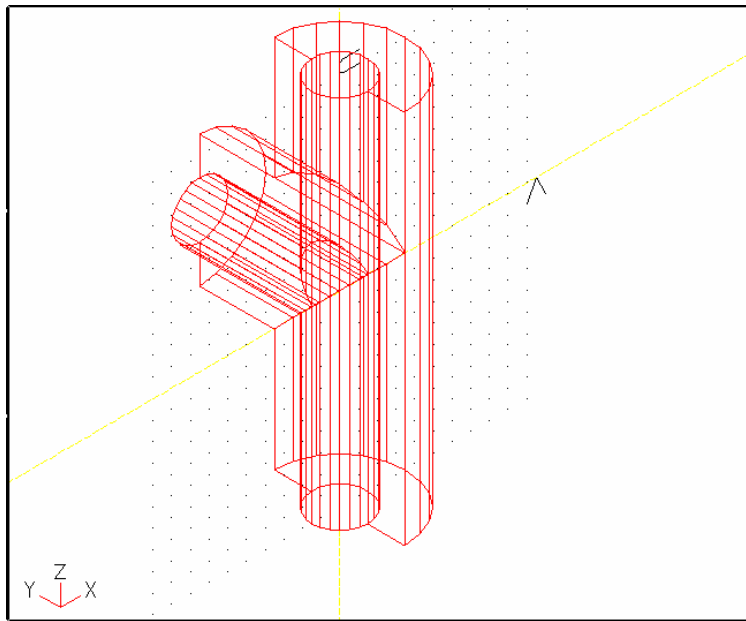


Рис. 2-19. Разрезанное на части коаксиальное Т-образное соединение

Сохранение коаксиального Т-образного соединения

Нажмите на **File > Save**, чтобы сохранить вашу работу черчения.

Когда Вы нажимаете **File > Return to Main**, чтобы возвратиться к главному экрану, отображается диалоговое окно **Object Simulation**, как на рис. 2-20. Список 3D показывает объекты (**coaxin** и **coaxtee**), которые являются видимыми (V отображено слева от имени объекта), и объекты, которые выбраны, чтобы использовать на моделировании (S отображено слева от имени объекта).

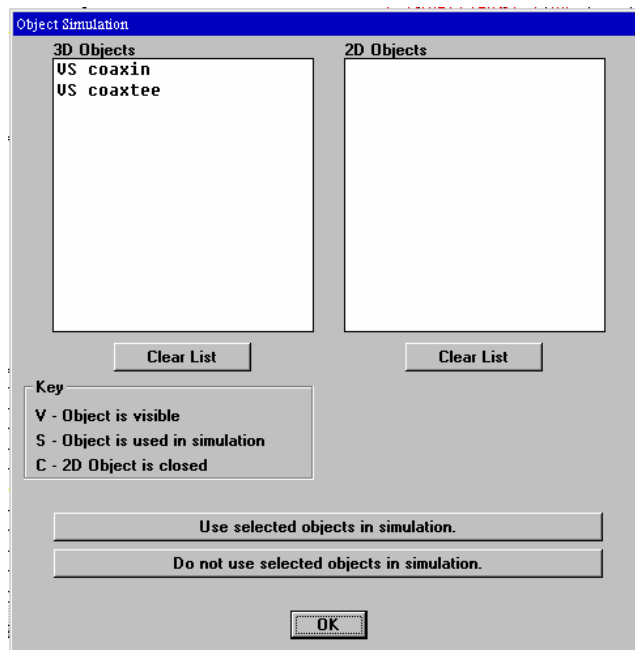


Рис. 2-20. Диалоговое окно моделирования объектов

Все объекты, которые Вы создали, сохранены с проектом, если Вы явно не стираете их, даже при том, что они не видны в этом диалоговом окне.

Если Вы снова нуждаетесь в них, чтобы создать другие объекты, Вы можете редактировать их параметры, и чертеж модифицируется автоматически.

Для данного примера имя, разрезанного на части **coaxtee** появляется в диалоговом окне, потому что это окончательный объект, который Вы создали. Материалы, порты, и границы определяются только для тех объектов, которые будут использоваться в моделировании.

Как Вы видите, имя **coaxtee** сопровождается отметкой (V). Убедитесь, что **coaxtee** также используется в моделировании (S), и нажмите **ОК**, чтобы сохранить проект и возвратиться к основному экрану.

Итак, Вы полностью выполнили чертеж коаксиального T-образного соединения.

2.2. Черчение микрополоскового фильтра нижних частот

Для этого примера рисуется только половина структуры, потому что фильтр на микрополосковой линии имеет магнитную симметрию.

Сначала рисуется два параллелепипеда (в англоязычной литературе часто используется термин бокс – коробка, вместо математического термина

«параллелепипед», мы также будем использовать и его), один поверх другого, представляющие подложку и воздух (рис. 2-21). Далее рисуется двумерная микрополос-ковая линия на верхнем слое подложки.

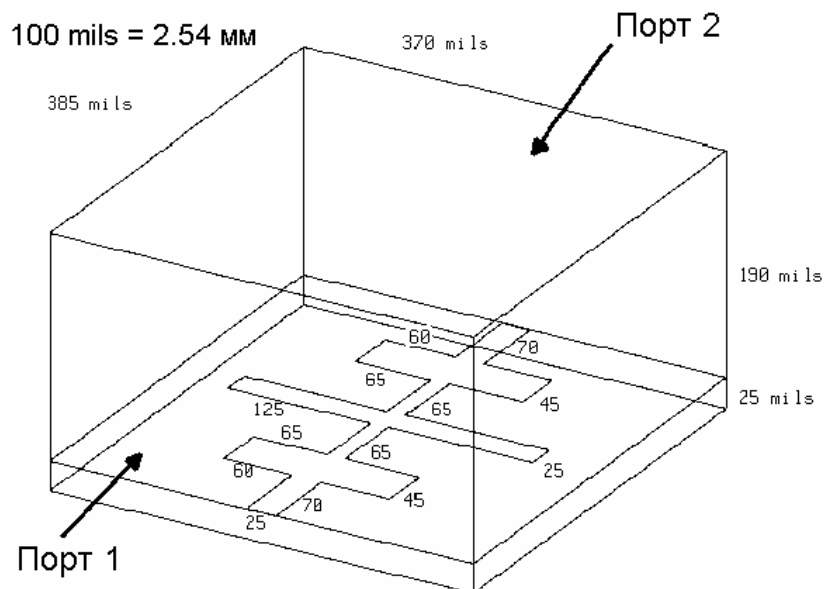


Рис. 2-21. Размеры НЧ фильтра на микрополосковой линии

Используем следующую последовательность шагов для черчения микрополоскового фильтра:

- Установка проекта.
- Черчение одной половины бокса подложки.
- Черчение одной половины бокса воздушного корпуса.
- Черчение половины двумерной микрополосковой линии.

Установки проекта

1. Запустите программу HFSS. Появляется менеджер проектов.
2. В списке **Projects** нажмите **New**. Появляется диалоговое окно **New Project**.
3. Впечатайте имя **lpfilter** в поле **New Project**.
4. Нажмите **ОК**.

Каталог, названный **lpfilter**, создан в папке проектов по умолчанию. Это каталог, где будут сохранены все файлы, связанные с этим проектом. Вы можете созда-вать

или изменять проектные папки, если Вы не желаете использовать заданную по умолчанию папку.

Диалоговое окно **Project Preferences** появляется, чтобы установить единицы и параметры сетки для проекта.

5. Для этого примера используйте параметры настройки, которые показываются на рис. 2-22.

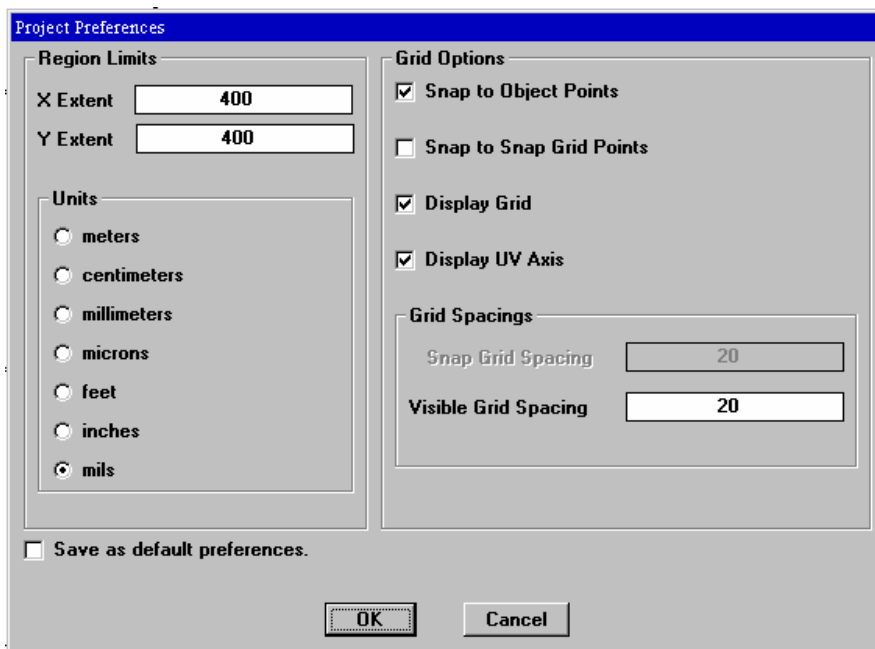


Рис. 2-22. Установки проекта НЧ фильтра на микрополосковой линии

6. Нажмите **ОК**.

Черчение бокса подложки

Чтобы чертить диэлектрик для НЧ фильтра на микрополосковой линии, обратитесь к рис. 2-13 и выполните следующие шаги:

1. Из главного экрана нажмите на **Model > Draw**. Появляется экран Draw.
2. Нажмите на **3D Objects > Box**.
3. Поместите курсор около X-Y начала координат и нажмите левую кнопку мыши, чтобы определить угол корпуса.

Переместите курсор в противоположный угол для бокса. Обратите внимание, что прямоугольник рисуется на экране и что он сокращается и изменяется, когда Вы перемещаете мышь.

4. Нажмите левую кнопку, чтобы задать противоположный угол для корпуса. Не волнуйтесь относительно размеров бокса. Вы уточните их в шаблоне бокса, который показан на рис. 2-23.

Обратитесь к диалоговому окну на рис. 2-23 и используйте данные из рисунка для вашего бокса. Заметим, что в диалоге объект назван **dielectric**.

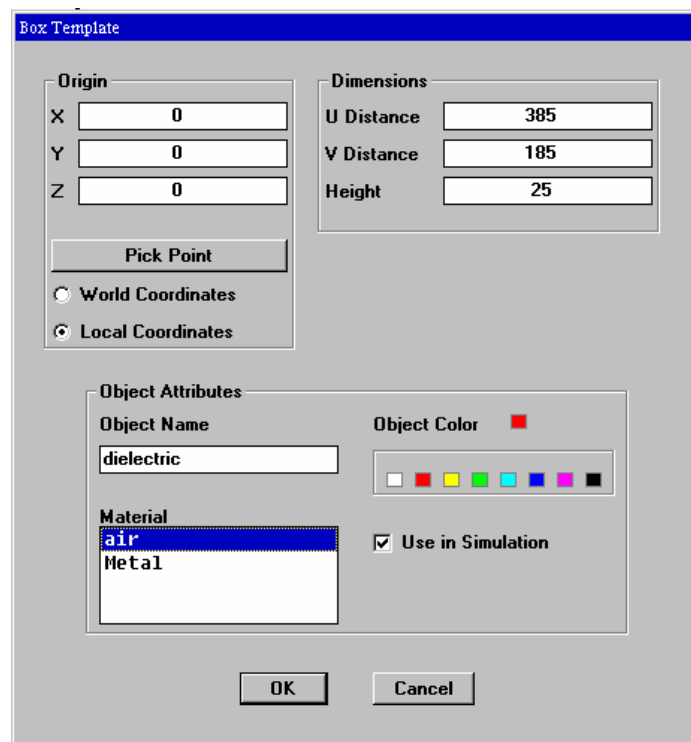


Рис. 2-23. Шаблон параллелепипеда для диэлектрика

5. Когда шаблон бокса заполнен, нажмите **ОК**. Диэлектрик рисуется, как на рис. 2-24.

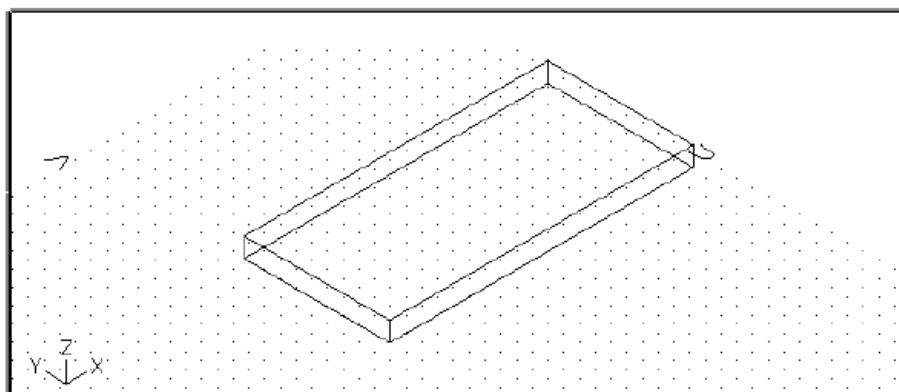


Рис. 2-24. Половина диэлектрика

Черчение воздушной коробки

Чтобы начертить воздушную коробку, которая охватывает фильтр на микрополосковой линии, обратимся к рис. 2-21 и выполним следующие шаги:

1. Из экрана рисования нажмите на **3D Objects > Box**.
2. Переместите курсор в X-Y начало координат и нажмите левую кнопку мыши, чтобы определить угол поля.
3. Переместите курсор в противоположный угол для поля.
Обратите внимание, что прямоугольник рисуется на экране и что он привязывается к противоположному углу диэлектрика.
4. Нажмите левую кнопку, чтобы определить противоположный угол для бокса. Шаблон бокса отображается.
5. Обратитесь к диалоговому окну на рис. 2-25 и используйте отображенные размеры и другие данные для вашего корпуса. Заметим, что на рис. 2-25 объект назван **airbox**.

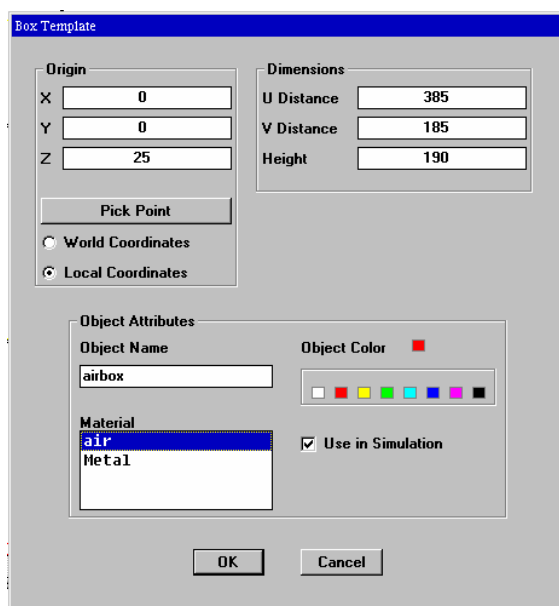


Рис. 2-25. Шаблон корпуса для Airbox

6. Когда шаблон поля заполнен, нажмите **ОК**.

Airbox рисуется, как показано на рисунке 2-26.

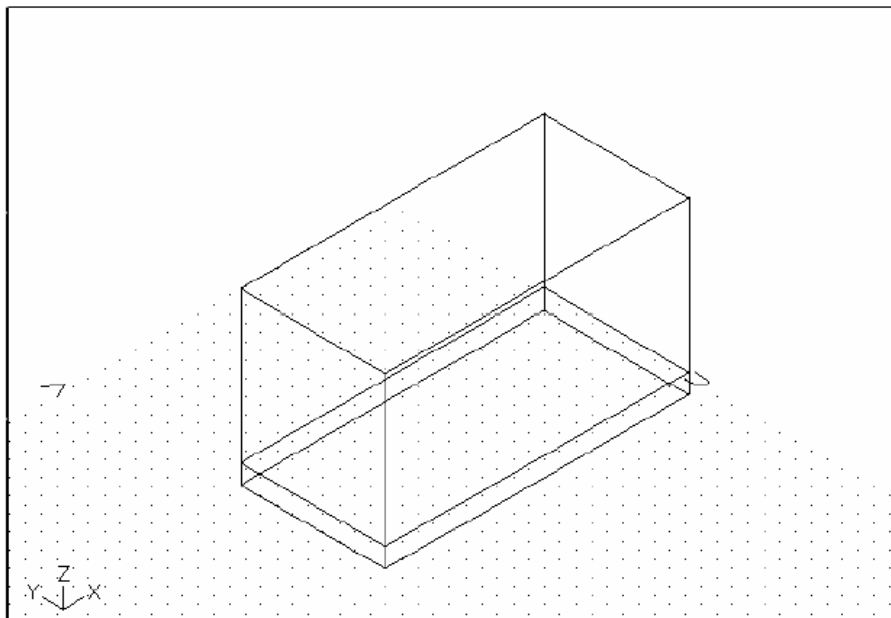


Рис. 2-26. Половина диэлектрика и воздушной коробки Airbox

И воздушная коробка, и диэлектрик являются редактируемыми объектами, так что вы можете редактировать их в любое время командой **Edit > Object Parameters**.

Определение двумерной плоскости для микрополосковой линии

Прежде чем вы начинаете черчение микрополосковой линии, определите плоскость, где она будет размещаться. Вы хотите, чтобы двумерный объект (металлическая форма) был сверху диэлектрического слоя. Поэтому определите плоскость, которая находится на 25 миллидюймов (милс) выше плоскости ХоУ, т.е. ее координата $Z=25$ милс.

1. Щелкните на **Define > Plane Define**. Появляется диалог, показанный на рис. 2-27. Нажмите кнопку **Pick Plane** в этом окне. Курсор мыши становится квадратиком. Квадратик отображается в перекрестиях, и в текстовой области появляется подсказка для введения начала координат (Origin).
2. Поместите курсор на одном узле сверху диэлектрика и нажмите левую кнопку мыши. Появляется сообщение «“Pick X axis point or type coordinates, or type ‘r’ for relative:” (Нажмите точку на оси X или напечатайте координаты, или напечатайте ' r ' для относительного числа:)».
3. Переместите курсор в другой угол вверху диэлектрика и нажмите левую кнопку мыши. Появляется сообщение “Pick Y axis point or type coordinates, or type ‘r’ for relative:”
4. Переместите курсор в третий угол верхнего диэлектрика, и нажмите левую кнопку мыши. Снова появляется диалоговое окно **Define Plane** (рис. 2-27).
5. Дайте плоскости название **mstrip_plane**, как на рис. 2-27.
6. Щелкните **Apply** и затем нажмите **Done**.

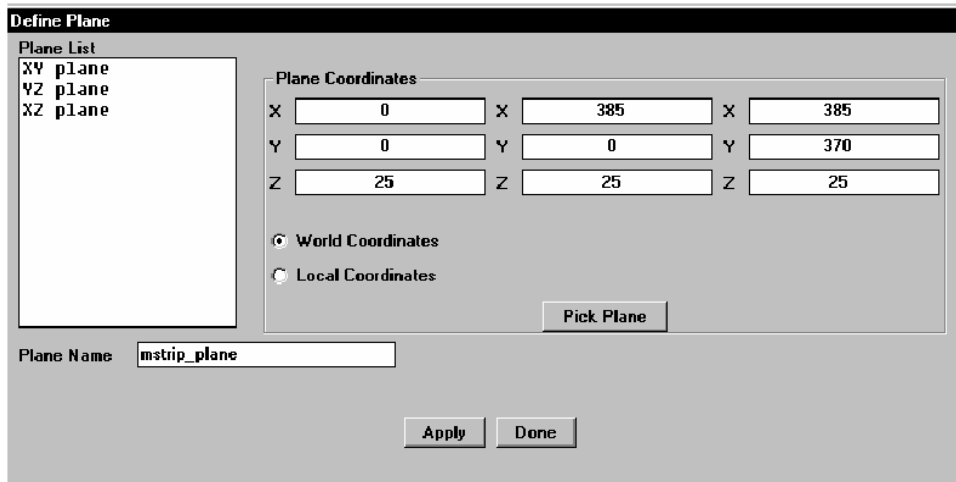


Рис. 2-27. Диалоговое окно определения плоскостей

Плоскость **mstrip_plane** добавляется к списку плоскостей и становится заданной по умолчанию плоскостью, на которой рисуются объекты. Чтобы чертить на ней форму микрополосковой структуры, необходимо ее сделать активной. Для этого в меню Define выберем команду **Plane Set**. Появляется диалог Set Plane (рис. 2-28), в котором нужно активизировать линию **mstrip_plane**.

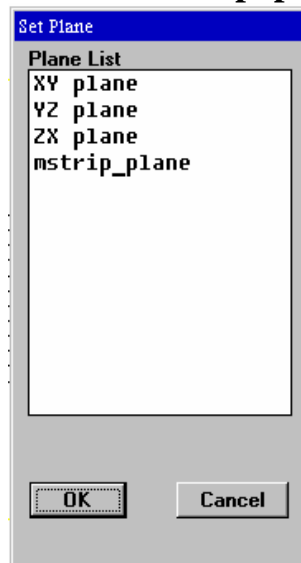


Рис. 2-28. Диалог выбора активной плоскости

Черчение микрополосковой линии

Чтобы начертить микрополосковую линию, используйте команду **Polyline** и текстовую область внизу экрана, чтобы ввести числа, соответствующие относительным смещениям для каждой точки, которую Вы желаете ввести.

1. Из экрана черчения нажмите на **2D Objects > Polyline**.

Чтобы начертить ломаную линию, необходимо ввести точки, между которыми чертятся прямые линии. Введите набор абсолютных координат для первой точки в системе координат U-V. Затем, используйте относительное смещение так, чтобы каждая следующая точка, которую Вы вводите, получала координаты смещения относительно предыдущей.

Подсказка “Pick first point or type coordinates” (укажите первую точку или напечатайте координаты) показывается в текстовой области внизу экрана.

2. Впечатайте значения **0, 185** и нажмите **Enter**.

Первая точка помещается на краю диэлектрика, и область текста запрашивает Вас выбрать или вводить другую точку или нажать r для введения относительного смещения.

Заметим, что Вы можете отменять любую точку, которую Вы добавили, щелкая правую кнопку мыши. Вы можете отменить ввод ломаной линии полностью, нажимая клавишу **Escape**.

3. Напечатайте **r**.

Этот текст показывает сообщение “Pick next point or type relative offset, or type ‘a’ for absolute.” (укажите следующую точку или напечатайте относительное смещение или напечатайте 'a' для абсолютного смещения.)

4. Напечатайте **0, -12.5** и нажмите клавишу **Enter**.

Первая линия микрополосковой формы рисуется на экране.

6. Напечатайте остающиеся точки, нажимая **Enter** после ввода каждой строки:

70	0
0	-60
45	0
0	65
65	0
0	-125
25	0
0	125
65	0
0	-65

45	0
0	60
70	0
0	12.5
-385	0

С вводом последней точки сегменты линии сливаются, формируя двумерный объект, и появляется диалоговое окно 2D Object Completion.

6. В поле для названия объекта напечатайте **microstrip**. Нажмите **ОК**. Набор сегментов линии должен быть похож на рис. 2-29.

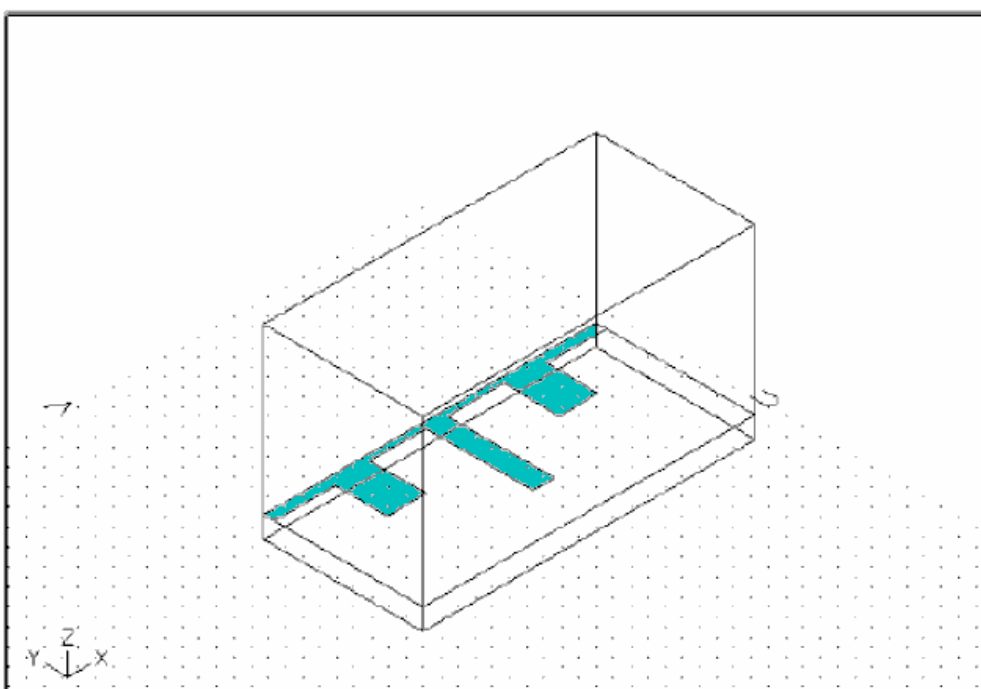


Рис. 2-29. Окончательно начерченная половина микрополоскового фильтра

Нажмите на **File > Save**, чтобы сохранить работу черчения.

Когда Вы нажимаете **File > Return to Main**, чтобы возвратиться к основному экрану, отображается диалоговое окно **Object Simulation**, в котором установите, что объектом моделирования является микрополосковая линия **microstrip**.

2.3. Черчение рупорной антенны

Рупор - простая антенная структура. Чтобы начертить её, используется полезная команда черчения, команда подключения Connect, для создания трехмерных объектов из двумерных объектов, которые составляют верхнюю и нижнюю границу рупора. Обратимся к рис. 2-30, на котором изображена рупорная антенна с ее размерами в дюймах.

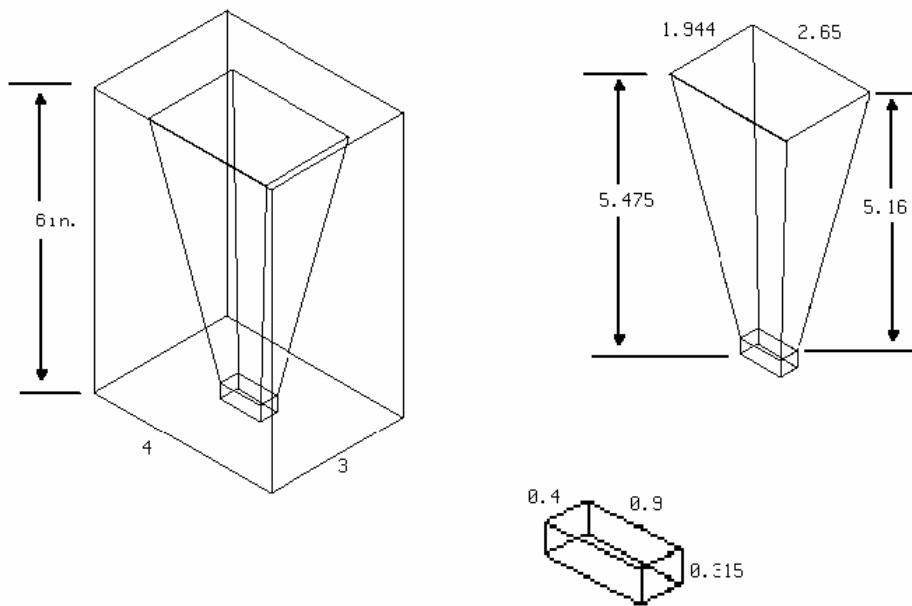


Рис. 2-30. Размеры рупорной антенны

Процесс черчения рупорной антенны состоит из следующих шагов:

- Черчение прямоугольника, который представляет собой основание рупора, совпадающее с сечением выходного волновода.
- Черчение двумерного прямоугольника сверху этого основания для представления нижней части рупорной трубы.
- Черчение двумерного прямоугольника, отображающего апертуру рупора.
- Объединение командой Connect этих двух двумерных объектов для создания трехмерной трубы рупора.
- Объединение основания рупора с рупорной трубой командой Unite.
- Создание воздушной 3D коробки вокруг рупорной антенны.
- Уменьшение размера задачи, путем разрезания структуры на части по двум плоскостям симметрии.

Детальные инструкции для черчения рупорной антенны следуют далее.

Чтобы подготовиться к черчению рупора, создадим и назовем проект и установим чертежную сетку и единицы.

Замечание. Мы рекомендуем Вам начертить эту структуру самостоятельно по инструкциям, следующим ниже. Однако если Вы не хотите чертить рупорную антенну сразу, Вы можете обратиться к папке примеров. Название проекта для этого примера **horn**.

Создание и обозначение проекта

Чтобы назвать новый проект:

1. Запустите программу. Появляется окно менеджера проектов.
2. В списке **Projects**, нажмите **New**. Появляется окно **New Project**.
3. Напечатайте имя **horntutor** в поле **New Project**.
4. Нажмите **OK**.

Папка с именем **horntutor** создана в папке проекта по умолчанию. Эта папка - место, где сохраняются все файлы, которые связаны с этим проектом. Вы можете создавать или изменять папки проекта, если Вы не желаете использовать заданную по умолчанию папку. После задания имени проекта появляется диалоговое окно **Project Preferences**.

Установки проекта

Диалоговое окно **Project Preferences** отображает значения по умолчанию всякий раз, когда Вы начинаете новый проект. Это - напоминание, чтобы установить ваши единицы и параметры настройки сетки для вашего проекта.

1. Для этого примера используйте параметры настройки, которые показываются на рис. 2-31.

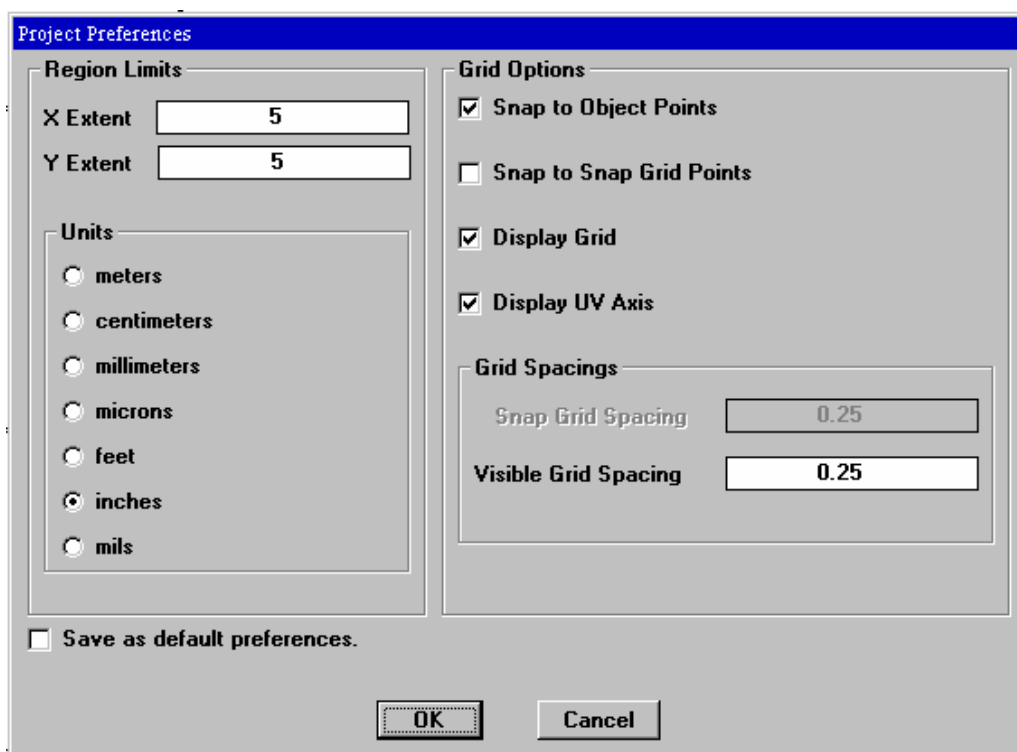


Рис. 2-31. Установки проекта рупорной антенны

2. Теперь нажмите **ОК**.

Черчение основания рупора

Чтобы нарисовать рупор, используются команды черчения и команды соединения для создания трехмерных 3D объектов из двух двумерных 2D объектов: дна и верха рупора.

Основание рупора - это параллелепипед с шириной 0.4 дюйма, длиной 0.9 дюймов и высотой 0.315 дюймов. Чтобы начертить его, создайте 3D параллелепипед и задайте его размеры.

Для этого:

1. Из основного экрана нажмите **Model > Draw**. Отображается экран черчения.
2. Нажмите **3D Objects > Box**.
3. Нажмите первую точку в активном окне черчение. Чтобы нарисовать бокс, щелкните мышью снова, чтобы определить противоположный угол бокса. Отображается диалог шаблона бокса **Box Template** (рис. 2-32).

4. Заполните шаблон, как на рис. 2-32 и нажмите **ОК**.

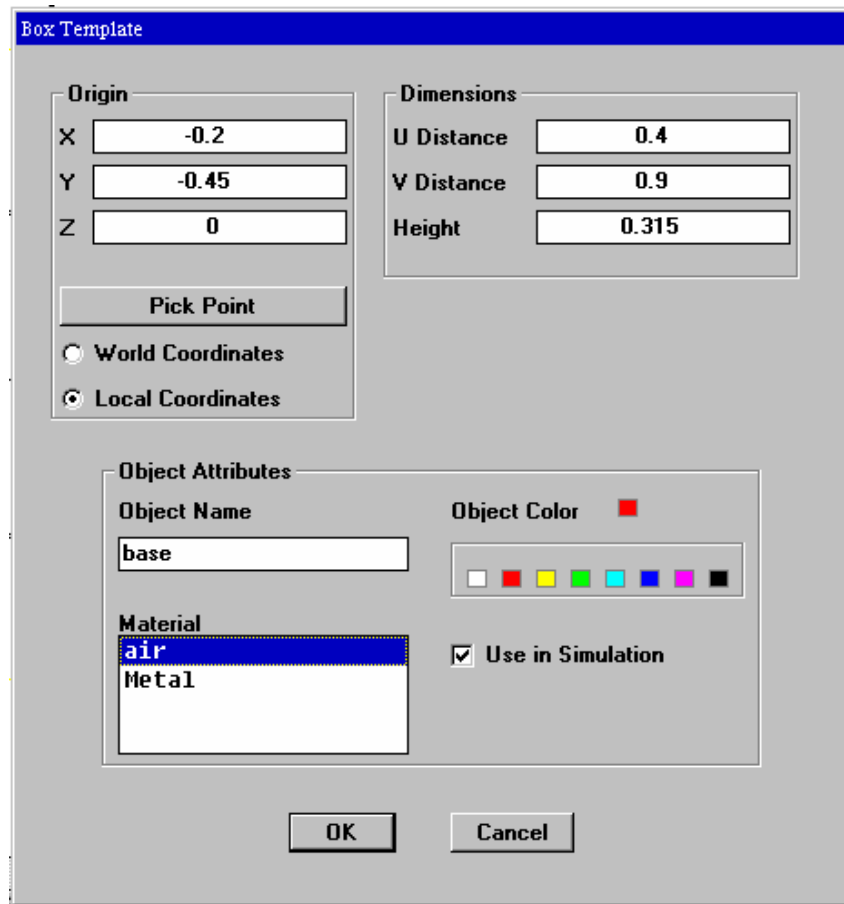


Рис. 2-32. Шаблон прямоугольника для рупорной антенны

В результате получаем основание рупора, показанное на рис. 2-33.

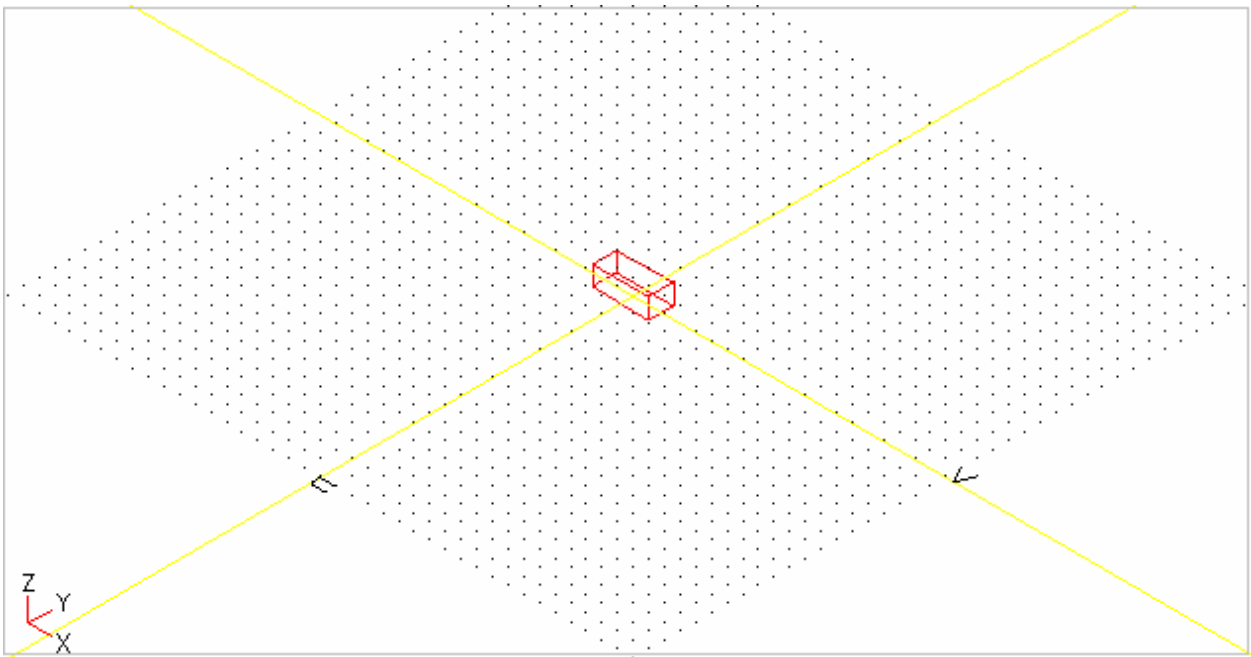


Рис. 2-33. Основание рупора рупорной антенны

Черчение основания двумерного прямоугольника

Чтобы создать «трубу», или сужающуюся часть рупорной антенны, нарисуем два прямоугольника, и затем соединим их, чтобы создать расширяющуюся трубу. Разместите первый прямоугольник прямо на вершине основания антенны, которую Вы только что чертили.

Для этого сделайте следующие шаги:

1. Нажмите **Window > Project Preferences**.
2. Нажмите **Snap to Object Points**, чтобы включить привязку к точкам объекта, а затем нажмите **ОК**.
3. Нажмите **2D Objects > Rectangle**.
4. Переместите курсор в один угол основания антенны и нажмите на него.
5. Переместите курсор в противоположный угол основания антенны, и щелкните снова.
Отображается шаблон прямоугольника. Заметим, что размеры прямоугольника соответствуют размеру основания антенны в плоскости XoY .
6. Назовите прямоугольник **funnel_base** и нажмите **ОК**.

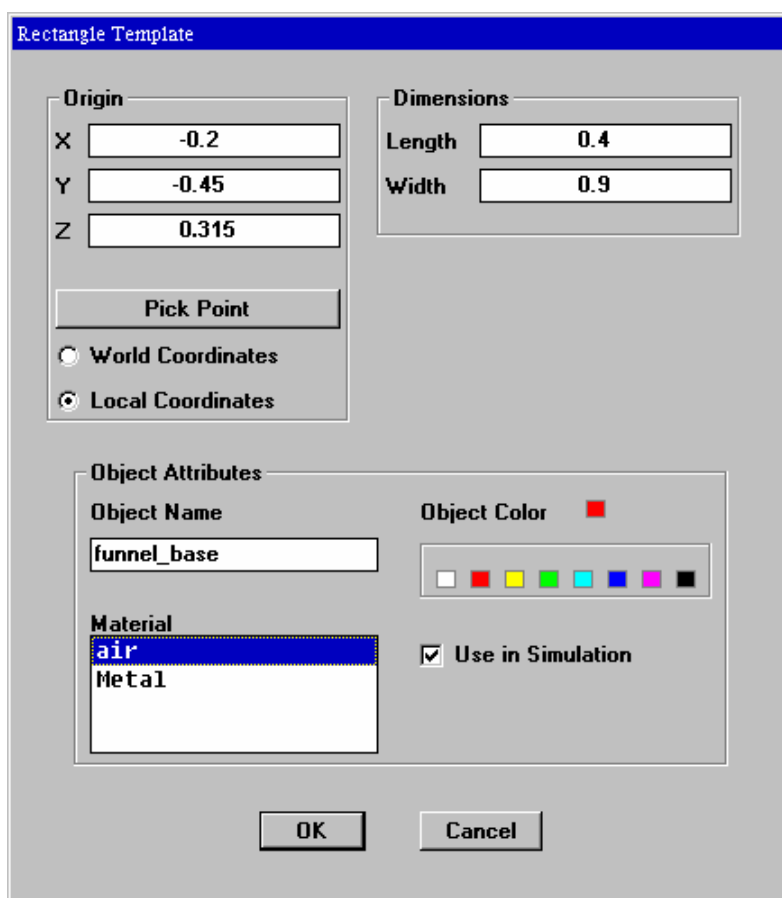


Рис. 2-34. Двумерный прямоугольник, совпадающий с верхним сечением основания рупора

Отметим, что этот двумерный прямоугольник можно ввести и заполняя диалог рис. 2-34. Он будет нанесен сверху базы антенны.

Черчение апертуры рупорной антенны

Теперь нарисуем двумерный прямоугольник, который представляет верхнее сечение рупорной антенны, или апертуру рупорной антенны:

1. Нажмите **2D Objects > Rectangle**.
2. Переместите курсор куда-нибудь выше бокса, который уже отображен на экране, и кликните для определения угла апертуры.
3. Переместить курсор, чтобы определить противоположную апертуру угла, и щелкните снова. Появляется диалог шаблона прямоугольника.
4. Заполнить шаблон в диалоге, как на рис. 2-35. После этого нажмите **ОК**.

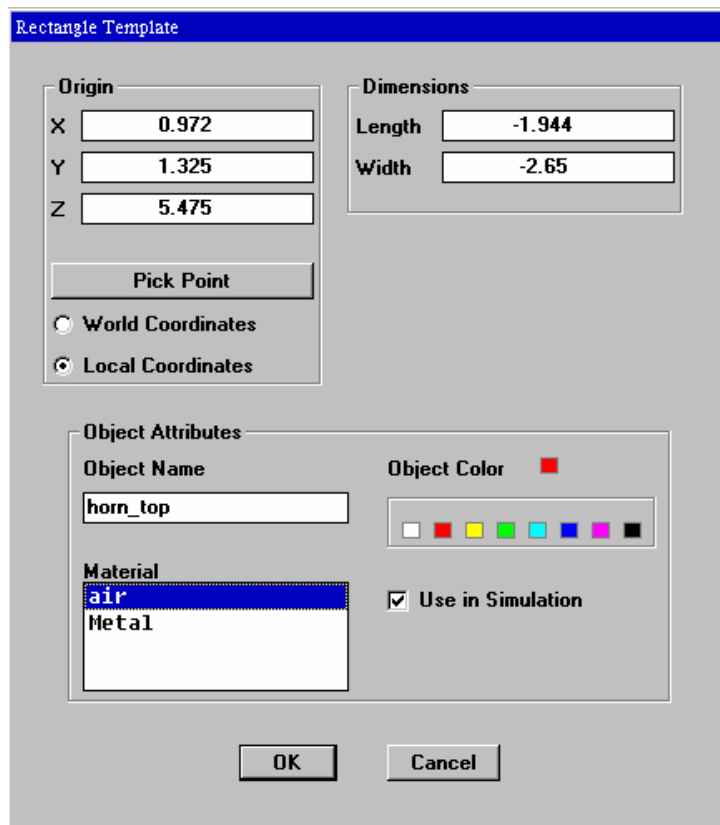


Рис. 2-35. Заполнение шаблона прямоугольника апертуры рупорной антенны

Появляется двумерный прямоугольник, как на рис. 2-36.

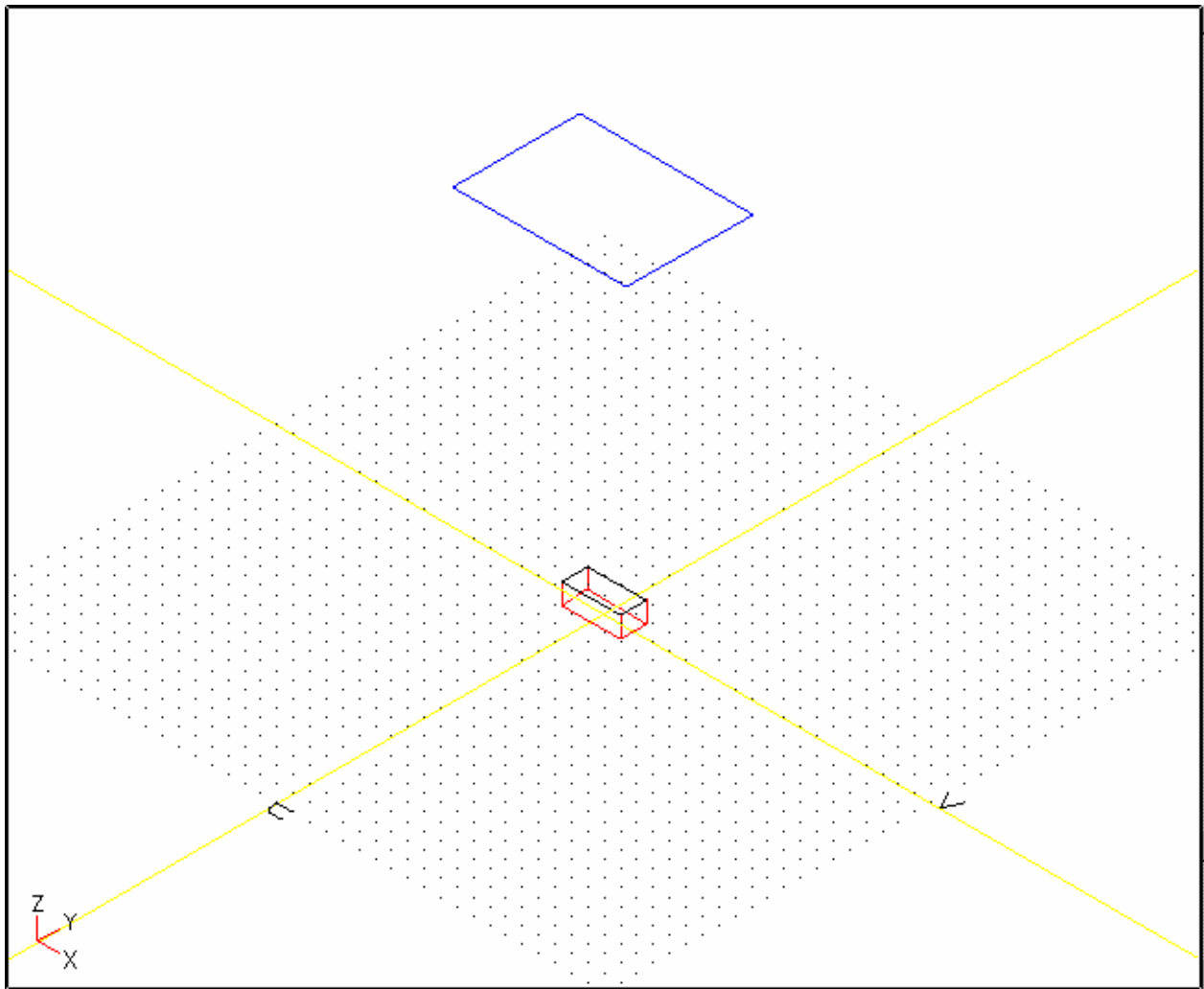


Рис. 2-36. Результат черчения верхнего сечения рупора. Черным отмечен двумерный прямоугольник, указывающий нижнее основание рупора, синим – верхнее основание рупора

Соединение двумерных 2D объектов, чтобы создать трубу

Теперь Вы можете объединить нижнее и верхнее основание рупорной трубы, чтобы создать трехмерный пирамидальный объект.

Чтобы соединить прямоугольники:

1. Нажмите **3D Objects > Connect**. Заметим, что в нижнем левом углу текстовой области экрана появляется сообщение с запросом выбрать двумерный 2D объект: «Select a 2D object».
2. Нажмите на один угол верхнего двумерного объекта, чтобы выбрать его. Затем нажмите на соответствующий ему угол нижнего двумерного объекта, чтобы также выбрать его. Если Вы неправильно выбрали какие-либо точки, нажмите **Edit >**

Undo и осторожно выберите эти точки снова. Появляется диалог шаблона объекта:

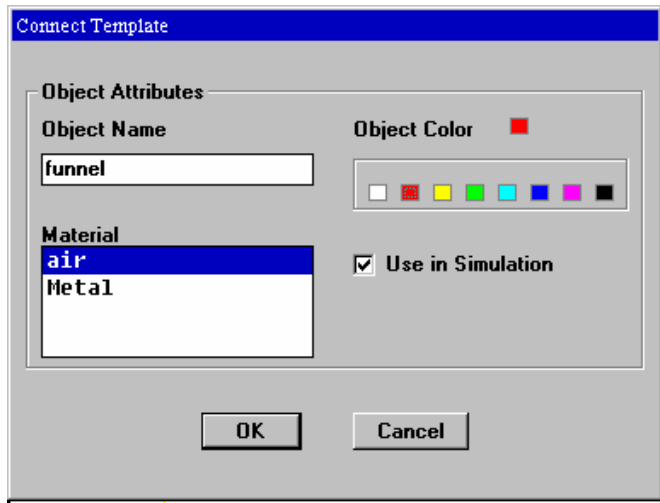


Рис. 2-37. Диалог создания объекта, появляющегося при соединении двух оснований

3. Назовите объект именем **funnel** и нажмите **OK**. Выше основания появляется рупорная труба (рис. 2-38).

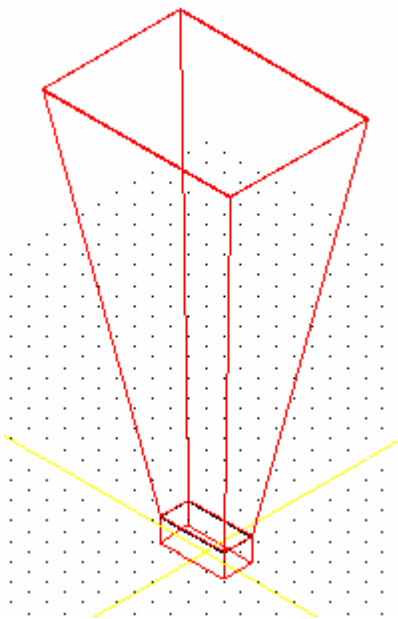


Рис. 2-38. Рупорная антенна

Объединение основания антенны с рупорной трубой

Хотя это необязательно, объедините два 3D объекта: основание рупорной антенны и трубу, создавая одну 3D структуру рупорной антенны. Это делает задачу более простой, сводя число объектов к минимуму.

Чтобы объединить основание и трубу:

1. Нажмите **3D Objects > Unite**. Появляется диалоговое окно **Object Unite**.
2. В списке объектов 3D выберите имена в списке — **base** и **funnel**.
3. Назовите новый объект именем **horn** и нажмите **OK**.

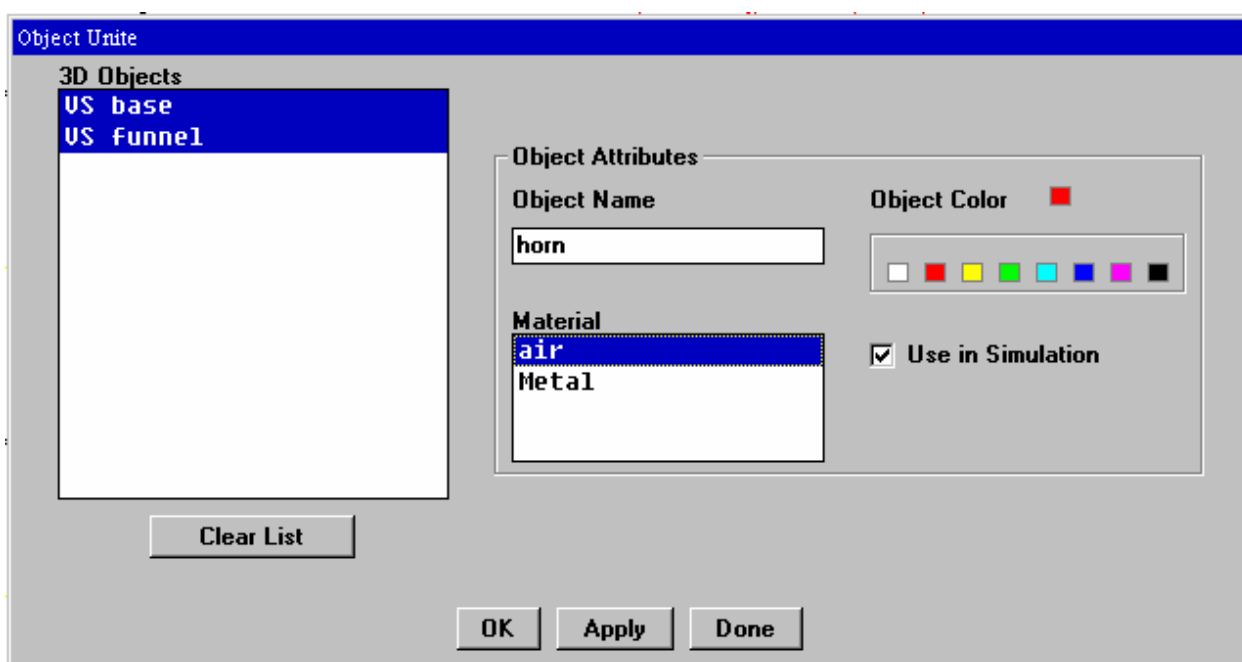


Рис. 2-39. Диалог объединения двух трехмерных объектов: основания и пирамидальную трубу, из которых состоит рупорная антенна

После этого на экране отображена законченная рупорная антенна. Она не отличается от той, что была перед объединением (рис. 2-38), но все же объект, названный **horn** - результат выполнения всех предыдущих шагов.

Заметим, что все 2D и 3D объекты, которые Вы создавали в процессе черчения рупорной антенны, сохраняются с проектом и могут быть отредактированы, чтобы изменить размер и форму рупора, если это будет нужно.

Черчение воздушной 3D коробки вокруг рупорной антенны

Чтобы рассчитать поле рупорной антенны в дальней зоне, Вы должны поместить её внутрь некоторого объема – бокса, на поверхности которого будут установлены условия излучения. Чтобы начертить воздушную коробку:

1. Нажмите **3D Objects > Box**.
2. Начертите прямоугольник в пространстве черчение. Появляется шаблон бокса.
3. Заполните шаблон, как на рис. 2-40 и нажмите **ОК**.

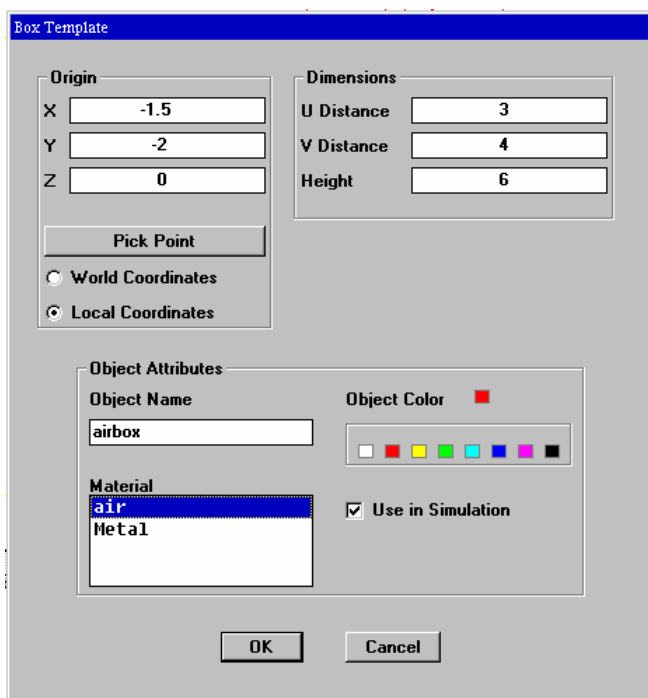


Рис. 2-40. Шаблон для воздушного бокса Air Box

Вы нарисовали законченную структуру рупорной антенны, как на рис. 2-41. Сохраните ваш проект командой **File > Save**.

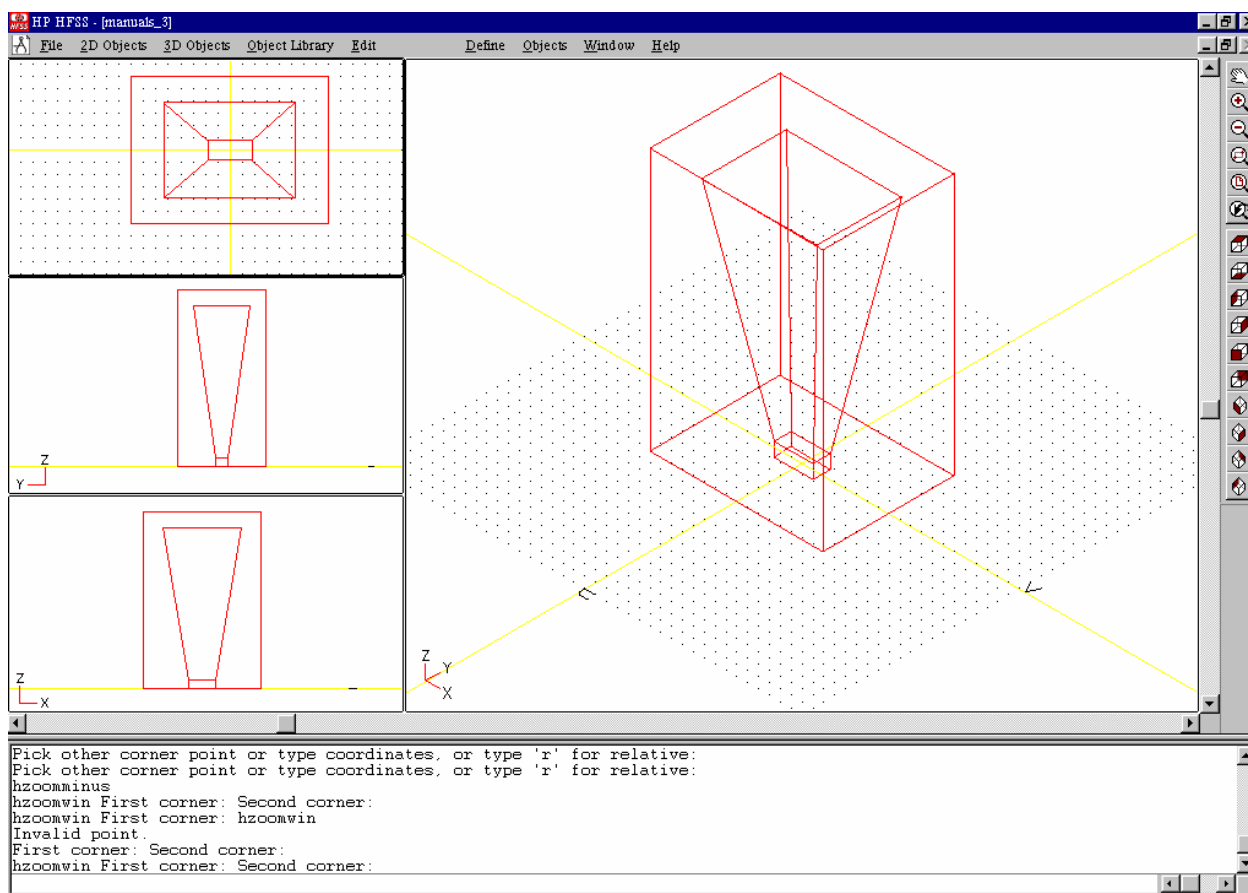


Рис. 2-41. Чертеж законченной рупорной антенны

Разрезание на части структуры по двум плоскостям симметрии

Чтобы уменьшить размер задачи, воспользуемся симметрией нашей рупорной антенны. Это сэкономит время и компьютерные ресурсы, решая задачу быстрее и с меньшими размерами файлов.

Рупорная антенна имеет симметрию в двух направлениях — по плоскости $Y-Z$ антенна имеет электрическую симметрию, а по $Z-X$ плоскости антенна имеет магнитную симметрию. Поэтому Вы можете рассматривать и решать только одну четверть структуры и соответственно искать поле в объеме, который в четыре раза меньше исходного.

Чтобы разбить на части рупорную антенну, необходимо:

1. Из главного экрана нажать **Edit > Slice**. Появляется диалоговое окно **Object Slice**.

2. Выделить курсором, или нажать **All Object 3D** для выбора всех объектов для разрезания на части.
3. Нажать на **ZX plane**, а затем **OK**.

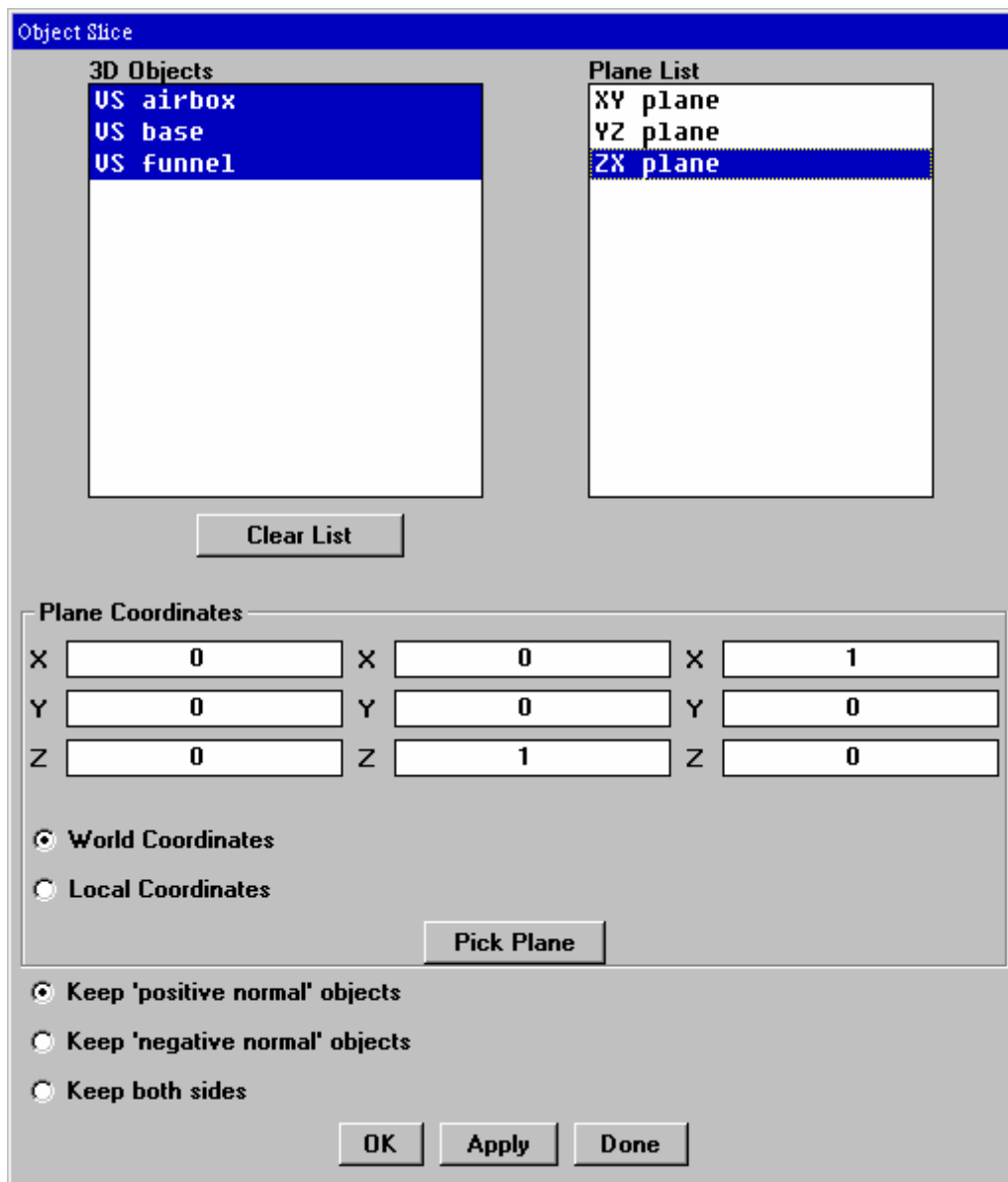


Рис. 2-42. Диалог разрезать объектов по заданной плоскости

Рупорная структура разрезается на части по плоскости Z-X , как на рис. 2-43.

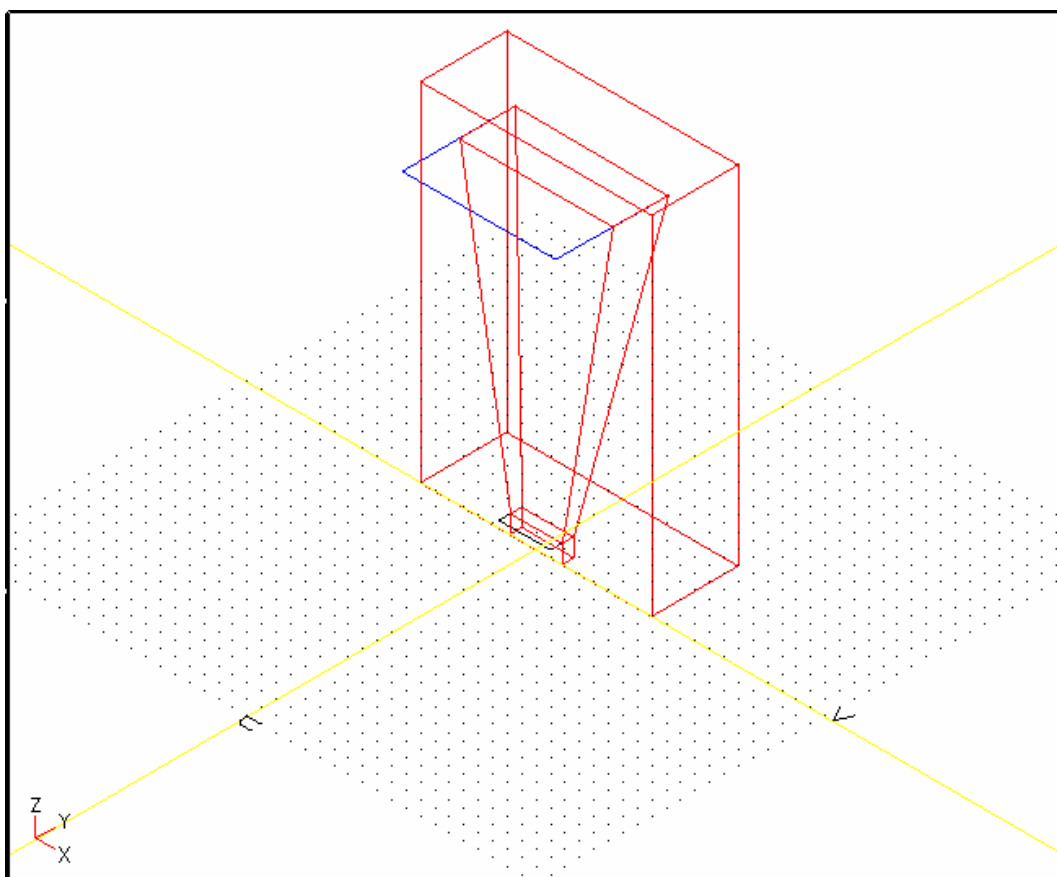


Рис. 2-43. Срез сектора рупорной антенны по плоскости электрической симметрии Z-X

Заметим, что двумерные объекты (у нас - плоскости оснований рупора) не могут разрезаться на части. На рис. 2-43 Вы видите, что двумерные объекты, которые Вы чертили, создавая трубу, не разрезались на части.

Поскольку эти объекты не будут включены в моделировании, не имеет значения, что они видимы. Но если Вы желаете сделать чертеж более ясным, Вы можете идти двумя путями:

- Отключить видимость двумерных объектов командой **Edit > Visible**.
- Стереть двумерные объекты (если Вы не будете нуждаться в них снова) командой **Edit > Delete**.

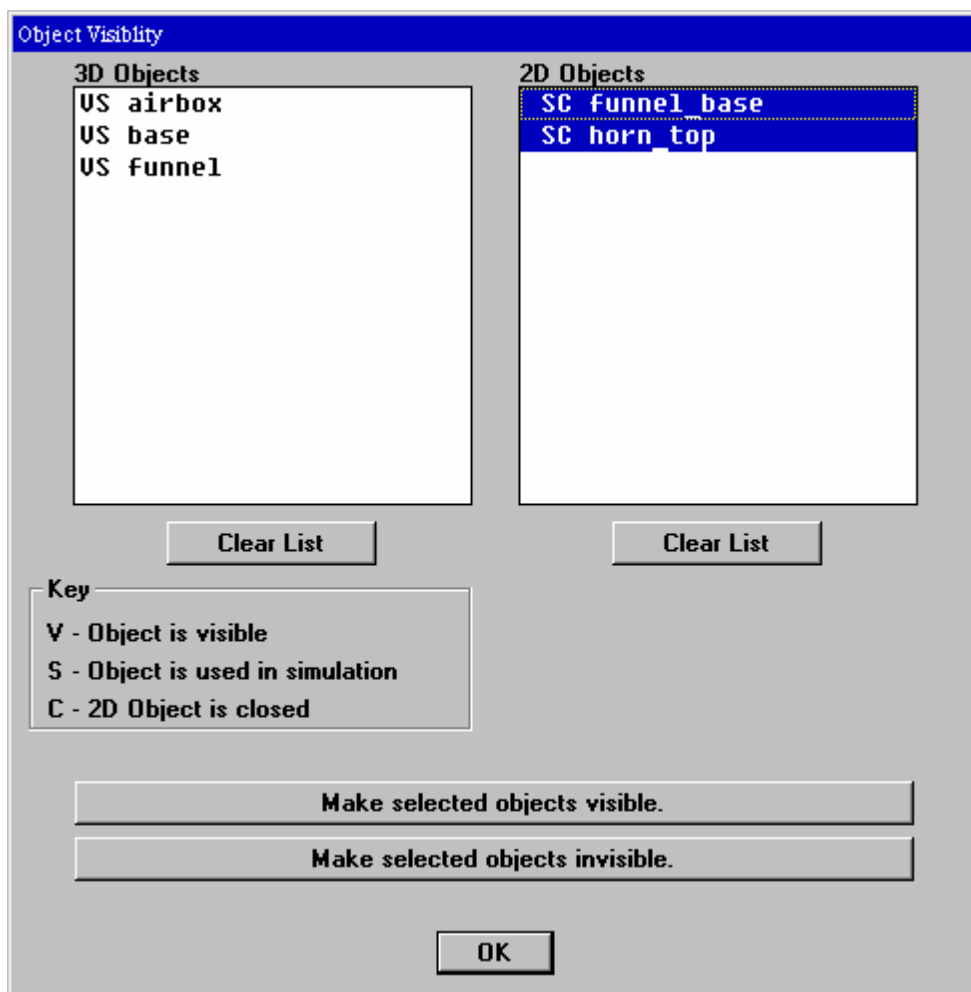


Рис. 2-44. Установка режима видимости на чертеже объектов

4. Нажмите на **Edit > Slice** снова. Появляется диалоговое окно **Object Slice**.
5. Нажмите на все объекты 3D.
6. Кликните на плоскость X-Z и нажмите **OK**.

Рупорная структура разрезается на части снова, на сей раз по плоскости X-Z , оставляя только одну четверть структуры, как на рис. 2-45.

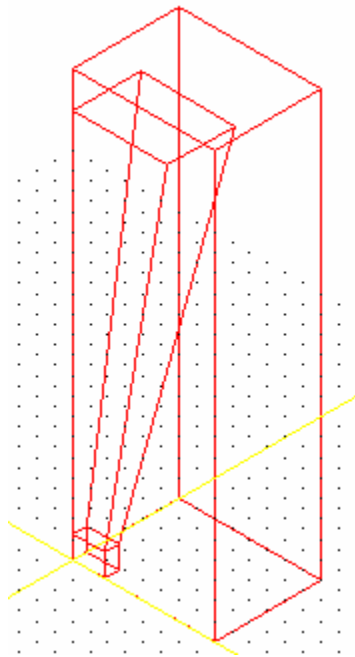


Рис. 2-45. Одна четверть рупорной антенны

Редактирование и стирание рисуемых объектов

Как упомянуто при черчении коаксиального Т-образного соединения, HFSS позволяет Вам редактировать размеры конструкции, редактируя объекты, которые Вы использовали для черчения.

Нажмите **Edit > Object Parameters** и выберите объект 2D или 3D, какой Вы желаете редактировать. Если объект доступен для редактирования, отображается его шаблон с размерами и координатами (рис. 2-46). Тогда Вы можете изменять значения в любом из полей, которые отображены в шаблоне, и когда Вы нажимаете **ОК**, вы будете видеть результаты изменения в чертеже.

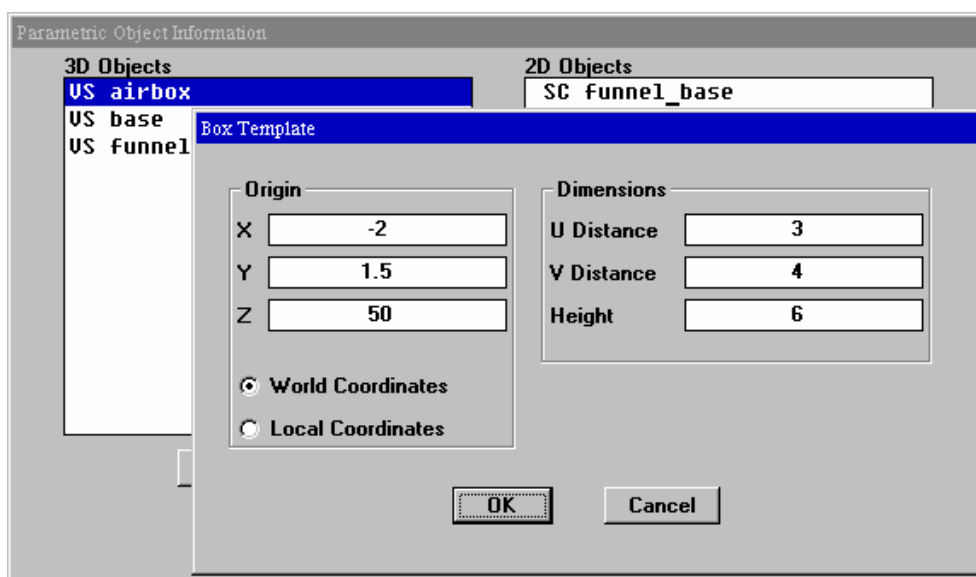


Рис. 2-46. Диалог редактирования объектов

Однако если объект создан в результате соединения или объединения других объектов, его нельзя редактировать. При соединении двух двумерных объектов, например, Вы можете редактировать исходные 2D объекты, но Вы не можете редактировать сразу 3D структуру, потому, что она - результат использования команды **Connect**.

Рекомендуется сохранять все 2D и 3D объекты, из которых Вы создавали другие объекты, пока Вы не уверены, что Вы не будете нуждаться в них снова, чтобы редактировать вашу структуру. Когда Вы уверены, что Вы не нуждаетесь в объектах, которые используются, чтобы создать структуру, сотрите их явно, если Вы желаете, командой **Edit > Delete**. Если Вы не стираете их, они сохраняются с проектом.

2.4. Описание материалов

После создания чертежа конструкции, каждому из объектов, включая пространство, необходимо задать его материальные свойства. Это выполняется, после черчения и перехода в основное меню командой **File/Return to Main**.

Как было отмечено в предыдущем разделе, Вы можете задавать материалы, из которых состоят Ваши структуры, сразу после того, как Вы начертили её. Шаблоны черчения, в которых Вы определяете параметры для 2D или 3D объектов, позволяют Вам задать, будет ли объект включаться в моделирование, а также из какого материала объект выполнен. Материалы, которые перечислены в

шаблонах черчения - те, что Вы включили в базу данных материалов. Чтобы задать материал, который отличается от перечисленных в базе данных, используется команда главного меню **Materials > Assignment**.

Типы материалов

Используйте диалоговое окно **Material Assignment**, чтобы определить следующие типы материалов:

- Металл с потерями или без потерь.
- Изотропный или анизотропный диэлектрик.
- Полупроводник.
- Резистор.

Металл

Объект, который определен как металл, может быть или идеальным проводником или материалом с потерями. Металлы с потерями имеют такое значение проводимости (в См/м), чтобы моделирующее устройство могло сделать точную аппроксимацию поверхностного сопротивления.

Диэлектрик

Объект, который определен как диэлектрик, может быть изотропным (имеющим однородные свойства во всех направлениях, как корунд) или анизотропным, у которого диэлектрическая проницаемость, магнитная проницаемость, тангенс угла диэлектрических потерь или тангенс угла магнитных потерь изменяются с направлением, так у сапфира.

Полупроводник

Полупроводник, типа кремния, может быть 2D или 3D объектом. Свойства полупроводника определяются или удельным сопротивлением или проводимостью. Так как одно из этих значений - всегда обратное другому, то когда Вы вводите одно значение, другое рассчитывается системой как величина, обратная введенной.

Вы можете также определить магнитную проницаемость и диэлектрическую проницаемость для полупроводников.

Резистор

Резисторы, хотя их свойства сильно зависят от процесса напыления, обычно моделируются как 2D объекты и характеризуются удельным сопротивлением, измеряемым в ом/ квадрат.

Если Вы моделируете резистор как 3D объект, Вы должны ввести значение удельного сопротивления для него в единицах ом/метр.

Замечания при решении структур с учетом потерь материалов

Любая структура, которая может анализироваться с учетом потерь, может также рассматриваться как структура без потерь.

Преимущества решения задач с потерями:

- Более точные и достоверные результаты получаются для некоторых классов структур; например, микрополосковых структур с потерями.
- Введение потерь позволяют Вам смоделировать пассивную нагрузку (резистор), активные нагрузки, оконечные нагрузки и структуры, содержащие неидеальные проводники типа золота или меди. Точно смоделировать такие структуры можно только с учетом потерь.

Примеры

Далее мы определим материалы для рассмотренных ранее примеров:

- коаксиального T-образного соединения.
- фильтра на микрополосковой линии.
- рупорной антенны.

Материалы коаксиального T-образного соединения

Поскольку коаксиальное T-образное соединение заполнено только воздухом, то легко задать материал для него сразу при черчении структуры.

Чтобы задать материалы в примере с T-образным соединением, следует:

1. Из диалогового окна менеджера проекта открыть проект **coaxtee**, если Вы завершили пример черчения в разделе 2.1, или открыть пример коаксиального T-образного соединения, выбирая папку **examples** и открывая проект **coaxt**.

2. Из основного экрана нажмите **Materials > Assignment**.

Появляется диалоговое окно **Material Definition** (рис. 2-47).

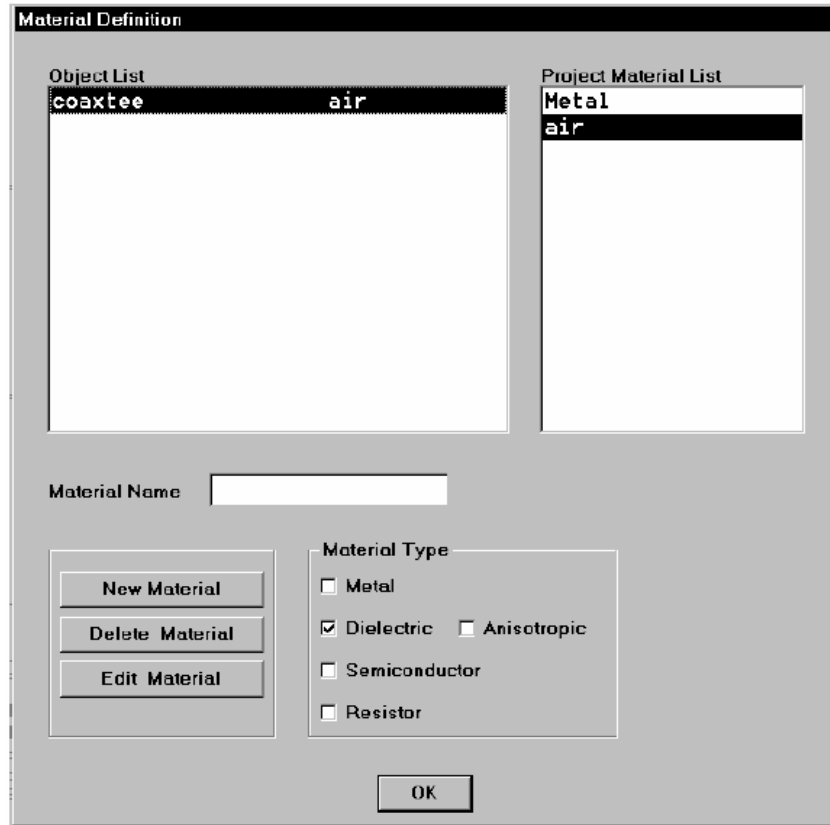


Рис. 2-47. Диалоговое окно определения материала коаксиального T-образного соединения

Заметим, что объект coaxtee перечислен в объектном списке и определен как **air** (воздух).

3. В списке материалов проекта (справа) нажмите на **air** (воздух).

4. Нажмите **Edit Material**.

Появляется диалоговое окно **Dielectric Definition**, рис. 2-48.

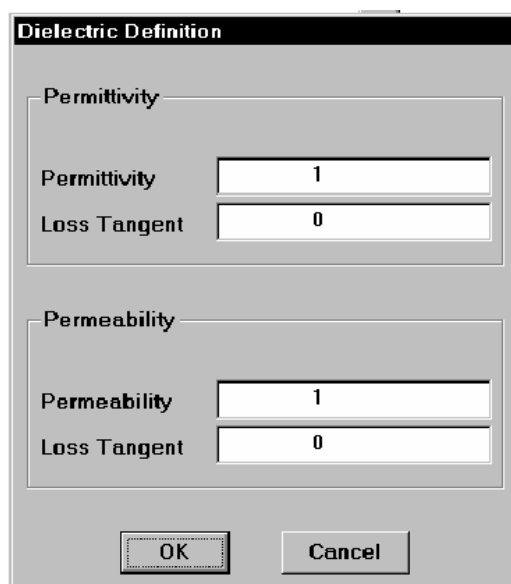


Рис. 2-48. Диалоговое окно определения диэлектрика

Заметим, что воздух определен как материал с диэлектрической проницаемостью, равной 1. Это приближительная величина.

5. Нажмите **Cancel** чтобы выйти из диалогового окна.

Материалы микрополоскового фильтра

Фильтр на микрополосковой линии состоит из воздушного бокса, подложки и микрополосковой структуры. Каждый из этих объектов определен как материал, и каждый имеет свой собственный набор характеристик.

Чтобы назначить материалы для фильтра на микрополосковой линии:

1. Откройте проект `lpfilter`, если Вы завершили пример черчения в Главе 2. Если Вы не рисовали фильтр на микрополосковой линии, Вы можете открыть пример `lowpass`, выбирая папку `examples` и открыть проект `ms_lpf`.
2. Из основного экрана нажмите **Materials > Assignment**. Появляется диалоговое окно **Material Definition** (рис. 2-47).
3. В списке объектов нажмите `airbox`. После этого в списке материалов нажмите на `air` (воздух).
4. Из списка объектов нажмите `dielectric`.

5. В поле для имени материала напечатайте **alumina** (корунд).

6. В списке для типа материала поставьте флажок для диэлектрика.

Поскольку корунд (поликор) имеет одинаковые материальные свойства во всех направлениях, это - изотропный материал. Поэтому Вы не должны ставить флажок *anisotropic* (анизотропный).

7. Нажмите **New Material**. Появляется диалоговое окно **Dielectric Definition** (рис. 2-49).

8. *Используйте типичные значения для поликоровой подложки, которые показываются на рис. 2-49.*

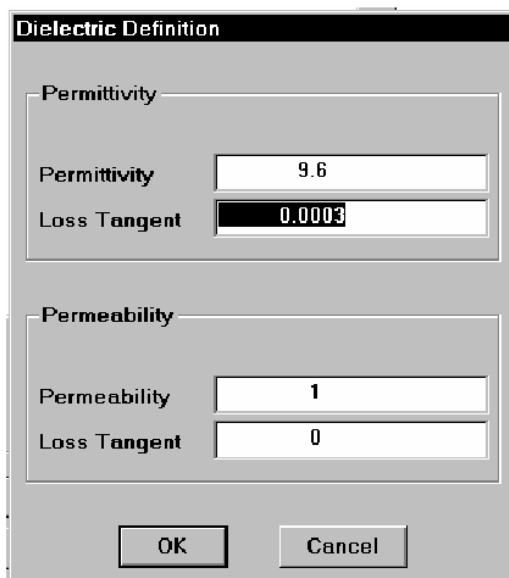


Рис. 2-49. Определение диэлектрика как поликора

9. Щелкните **OK**.

10. В списке объектов нажмите на 2D объект **filter**. Теперь в списке материалов нажмите на **Metal**.

11. Кликните **Edit Material**. Появляется диалоговое окно **Metal Definition**.

12. Если Вы вводите реальный проводник, снимите флажок с поля идеального проводника, нажимая на него.

13. Заполните значения для проводимости и проницаемости, как на рис. 2-50. После этого нажмите **ОК**.

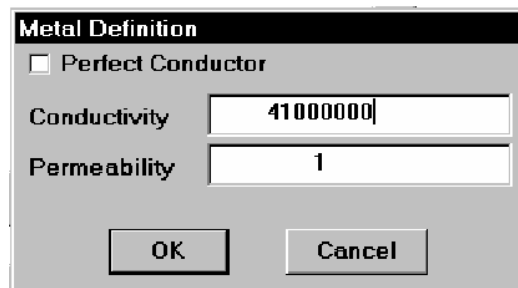


Рис. 2-50. Диалоговое окно *Metal Definition* с параметрами металла для металлической микрополосковой линии

Все материалы для микрополоскового фильтра определены.

Позже Вы определите порты и границы для этой структуры: два порта и плоскость электрической симметрии по разрезу вдоль микрополоскового фильтра.

В случае проводимости с потерями, HFSS использует для вычисления поверхностного импеданса следующие соотношения:

$$Z_s = \frac{1+j}{\sqrt{\frac{2\sigma}{\omega\mu}}}$$

где σ - проводимость, и μ - относительная магнитная проницаемость.

Материалы рупорной антенны

В примере рупорной антенны и сам рупор, и экранирующая коробка airbox, которая окружает рупор, составлены из воздуха. Вы могли определить эти объекты как воздух, поскольку Вы чертили структуру, или Вы можете определять их теперь как **Materials > Assignment**.

Чтобы определить материалы для рупорной антенны:

1. Из основного экрана нажмите **Materials > Assignment**. Появляется диалоговое окно **Material Definition** (рис. 2-50).
2. Заполните диалоговое окно, нажимая на каждый 3D объект (**horn** и **airbox**), и нажимая на **air** как материал для каждого объекта.
3. Щелкните **ОК**.

В следующей главе, когда Вы зададите порты и границы для этой структуры, Вы определите границу излучения рупора и открытый верх рупора (апертуру), позволяющий структуре излучать в воздушный корпус.

Глава 3. Анализ пассивной структуры на HFSS

3.1. Граничные условия

Любая поверхность объекта, или плоскость между объектами может определяться как граница и описываться граничными условиями. Перед расчетом характеристик устройства необходимо определить границы поверхностей структур. Материалы объектов должны быть уже описаны.

В HFSS задаются следующие границы:

№	Обозначения	Пояснения
1	Port	Порт – это поверхность, на которой граничные условия задаются в виде набора собственных волн эквивалентной линии передачи, поперечное сечение которой совпадает с плоскостью порта. По умолчанию принято, что структура полностью находится в проводящем экране без распространения энергии к земляной плоскости или от неё
2	Perfect H	Идеальная магнитная стенка. На этой границе вектор H (H-поле) нормальный к поверхности, т.е. имеет нулевые тангенциальные составляющие
3	Perfect E	Идеальная электрическая стенка, также называемая идеальным проводником. На этой границе вектор E (E-поле) должен быть нормальным к поверхности, или, по другому, иметь нулевые тангенциальные составляющие
4	Symmetric Plane	Плоскость симметрии существует, когда структура имеет геометрическую и электромагнитную симметрии — то есть поле в одной половине структуры или идентично, или является зеркальным отображением поля в другой половине структуры. Плоскости симметрии могут задаваться подобно другим поверхностям структуры и граничным условиям. Использование плоскостей симметрии может упростить моделирование и уменьшить время расчета
5	Ground Plane	Экранирующая плоскость задается как идеальная бесконечная электрическая стенка. Если в структуре используются излучающие границы, экранирующая плоскость работает как экран для излучения, препятствуя распространению волн

6	Conductor	Проводящая граница дает возможность определить поверхность объекта как проводник с потерями. На этой поверхности установлены граничные условия Шукина-Леонтовича. Чтобы моделировать поверхность с потерями, задаются её проводимость в См/м и магнитная проницаемость, которые описывают её как неидеальный проводник. Потери рассчитываются как функции частоты
7	Resistor	Вы можете моделировать поверхность или границу, как границу с потерями и задать реальные и мнимые части полного сопротивления, в Ом/квadrat. Это удельное сопротивление постоянно и не изменяется с частотой.
8	Radiation Boundary	Излучающие, а также поглощающие границы. Дают возможность моделировать поверхность как электрически открытую: волны свободно проникают через поверхность, не испытывая возмущений. Система поглощает волну на границе излучения, которая как бы находится бесконечно далеко от структуры. В реальной задаче границы излучения могут быть помещены относительно близко к структуре и могут иметь произвольную форму. Эта возможность устраняет потребность в сферической границе. Для структур, которые включают границы излучения, рассчитанные S-параметры учитывают потери на излучение.
9	Restore	Границы восстановления возвращают параметры выбранной поверхности к ее первоначальному состоянию, устраняя любое приложенное граничное условие. Это может использоваться, например, чтобы моделировать рупорную антенну, открытую в одной плоскости для излучения.
10	Source	Точечные источники, которые используются, чтобы ввести энергию в структуру, альтернативно портам. вы можете приложить источник к любому 2D объекту, поверхности 3D объекта, или к границе. Амплитуда источника (вольты, амперы, или ватты) задается, когда вы выводите рассчитанные выходные данные в постпроцессоре

вы можете отображать границы, используя цвет, чтобы программа "видела" их и распознавала. Порядок, в котором размещены границы, не имеет значение. Исключение из этого правила относится к портам.

Граница, которая определена как порт, всегда имеет приоритет перед другими граничными условиями.

3.2. Назначение границ для коаксиального Т-образного соединения

Коаксиальное Т-образное соединение содержит коаксиальную линию передачи с внутренней и внешней металлической границей. Обратимся к рис. 3-1,

чтобы видеть место различных портов и границ для разрезаемого на части (половины всей структуры), коаксиального Т-образного соединения.

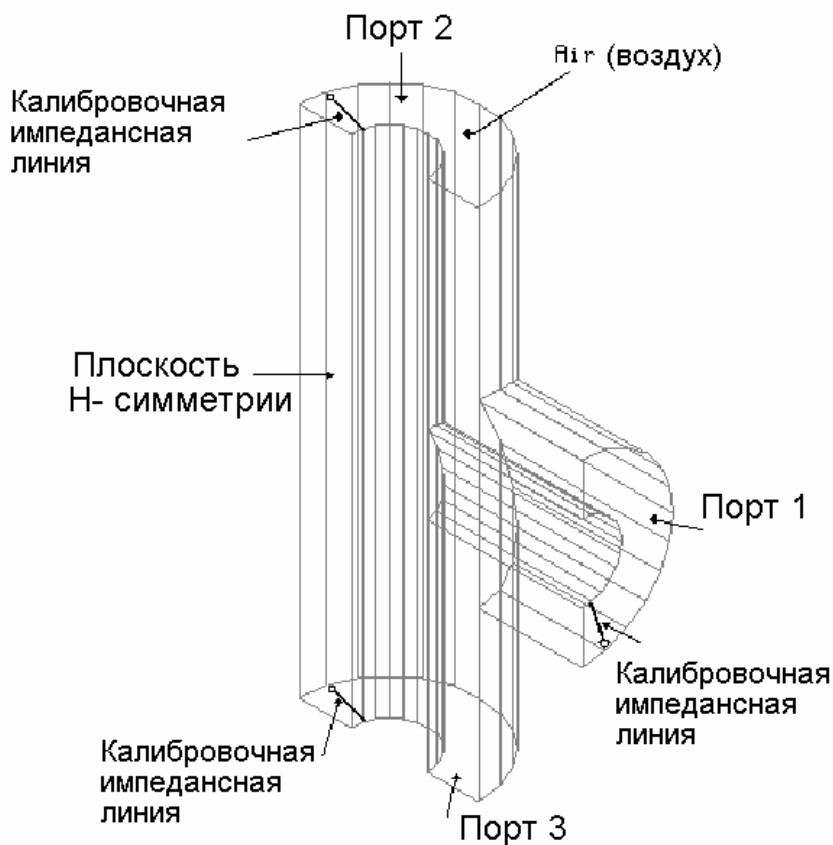


Рис. 3-1. Граница и место линии калибровки импеданса

Коаксиальное Т-образное соединение имеет три порта. Устройство было разрезано пополам, чтобы использовать магнитную симметрию т.к. коаксиальное Т-образное соединение имеет магнитную стенку в плоскости симметрии.

1. Из основного экрана выберите команду **Boundaries > Add**¹. Появляется диалоговое окно **Define Port or Boundary Condition** (рис. 3-2).

¹ В версии 5.6 команда **Boundaries > Add/Modify**.

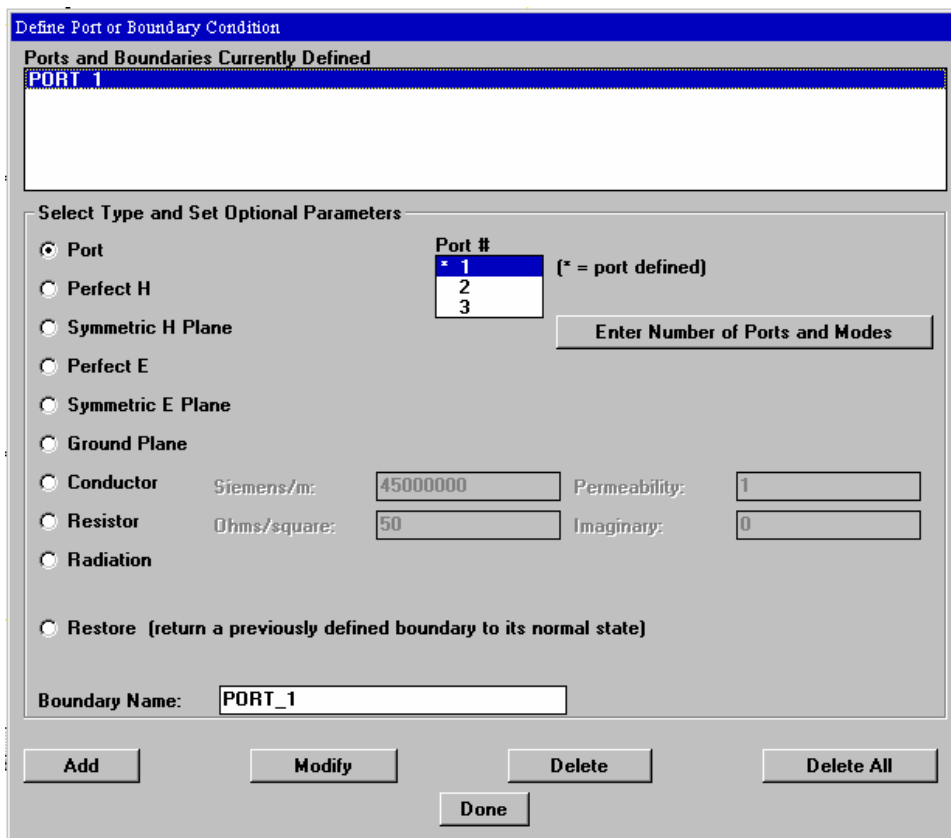


Рис. 3-2. Диалоговое окно для задания граничных условий

Определение портов

Коаксиальное Т-образное соединение имеет три порта. Чтобы задать количество портов:

1. В диалоговом окне **Define Port or Boundary Condition** нажмите **Enter** **Number of Ports and Modes** и введите число портов и типов волн, которые будут учитываться при расчете этих портов. Заметим, что по умолчанию в диалоге задано два порта и один тип волны в сечении каждого порта.
2. Заполните диалоговое окно согласно информации, которая показана на рис. 3-3, и нажмите **ОК**.

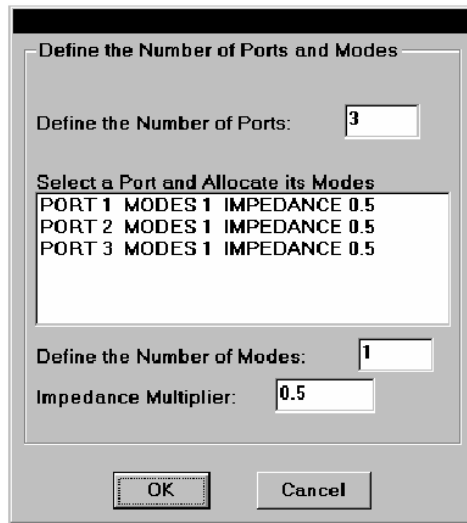


Рис. 3-3. Диалоговое окно для ввода типов волн в конкретных портах

Для данного примера решим эту задачу только для основной моды (волны основного типа). Для увеличения точности, вы можете ввести любое число в окно **Define the Number of Modes**, чтобы решить задачу с учетом высших типов волн.

Замечание. вы можете решить задачу для любого количества высших типов волн в порту, но рекомендуется ограничивать это число. Чем большее количество типов волн вы задаете, тем более сложная получается матрица S-параметров. Решение с учетом многих типов волн значительно увеличивает время решения задачи.

Обратите внимание на установку множителя полного сопротивления 0.5. Поскольку коаксиальное T-образное соединение имеет H стенку в плоскости симметрии, рассчитанные импедансы получаются в два раза больше реальных. Поэтому, в поле для **Impedance Multiplier** (множитель полного сопротивления) должно быть введено 0.5, чтобы точно вычислить полное сопротивление всей структуры.

Чтобы установить множитель полного сопротивления, вы должны сначала нажать на каждый из портов в списке для выбора порта и его режимов, и затем введите 0.5 в поле для множителя полного сопротивления.

3. В списке, в колонке **Port #**, нажмите 1.

4. Убедитесь, что **Port** отмечен в столбце **Select Type...** , и щелкните на кнопку **Add**. Появляется диалог рис. 3-4. Выберите режим **3 Point Plane**.²

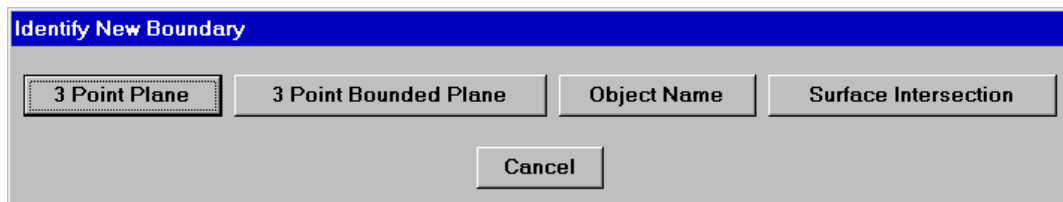


Рис. 3-4. Диалог режима задания границ

Диалоговое окно исчезает, позволяя Вам видеть структуру. Нажмите последовательно три точки в сечении порта 1 (коаксиальная линия ответвления).

Данную процедуру будет легче выполнить, если предварительно в установках проекта (**Window>Project Preferences**) включить опцию **Snap to Object Points** и отключить опцию **Snap to Grid Points**. Тогда курсор будет притягиваться к точкам структуры. Полезно также увеличить масштаб изображения порта. В диалоге текстового сопровождения в нижней панели HFSS будут выводиться сообщения, верно ли вы ввели плоскость порта.

5. Поместите указатель курсора около порта коаксиального Т-образного соединения, и нажмите на него (рис. 3-1). На точке вершины появляется маленькое перекрестие **x**, указывающее, что точка выбрана точно в плоскости порта.

6. Поместите курсор еще на двух точках в плоскости порта, и нажмите на них. Когда три точки на одной плоскости выбраны, появляется окно подтверждения (confirm), и порт подсвечивается.

7. Когда порт выбран правильно, нажмите **ОК**. Диалоговое окно **Define Port or Boundary Condition** восстанавливается и звездочка (*) отображается рядом с портом 1, указывая, что порт определен.

² Для версии HFSS 5.6 выполните следующее: выберите порт в списке **Port #** и затем нажмите кнопку **3 Point Plane**.

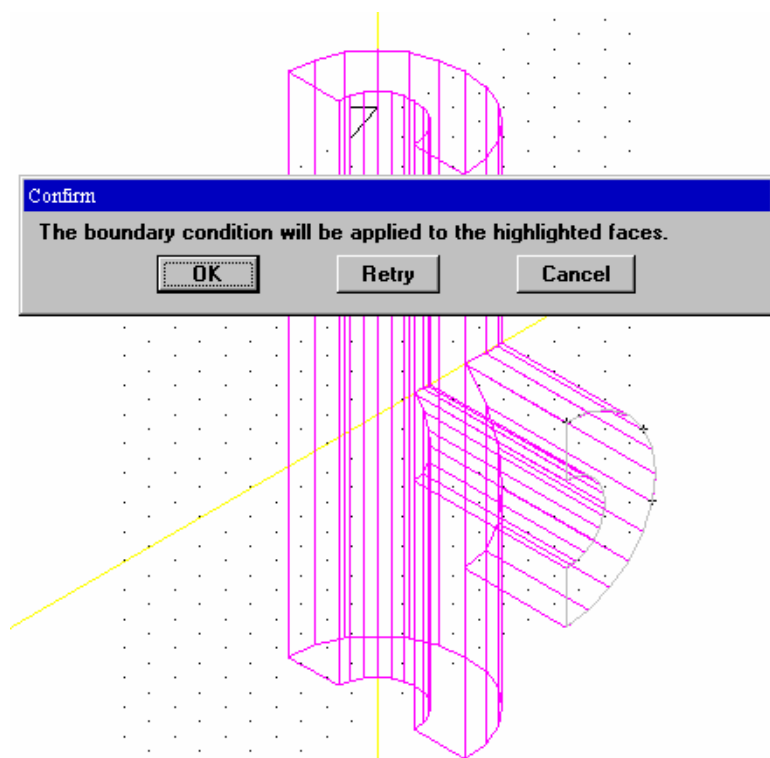


Рис 3-5. Три перекрестия в плоскости порта 1 и подтверждение, что граничные условия в плоскости порта выбраны верно

8. Далее следуют те же самые шаги, чтобы выбрать порты 2 и 3, щелкая в трех точках на каждом, чтобы определить их.

Задание других граничных условий

Магнитная стенка в Y-Z плоскости – это граница, которую вы создали, когда разрезали на части коаксиальное T-образное соединение пополам. Выберите эту плоскость и определите её как симметричную H плоскость, что будет учтено, когда задача будет решена.

Чтобы задать симметричную H границу:

1. Из списка границы в диалоге **Define Port or Boundary Condition**, нажмите на **Symmetric H Plane**. Заметим, что имя границы **Symmetric_H_Plane_4** будет внесено в поле Boundary Name (имя границы).
2. Нажмите мышкой на кнопку **3 Point Plane**.

Диалоговое окно исчезает, позволяя Вам увидеть структуру и нажать на три точки, которые определяют плоскость, где устанавливается граничное условие.

3. Поместите курсор около точки на плоскости симметрии коаксиального Т-образного соединения и нажмите на него.

На рис. 3-1 показано положение магнитной (Н) стенки в плоскости симметрии.

Маленький значок × рисуется на точке вершины плоскости, чтобы указать, что она выбрана.

4. Поместите курсор еще на двух точках плоскости, и нажмите на них. Когда три точки на одной плоскости были выбраны, появляется диалоговое окно подтверждения, а плоскость подсвечивается. Если вы неверно выбрали 3 точки на плоскости, то HFSS дает Вам сообщение (рис. 3-6).



Рис. 3-6. Сообщение, что выбранные точки не лежат на одной плоскости

5. Когда плоскость симметрии выбрана правильно, нажмите **Done**.

На этом вы определили все необходимые границы для коаксиального Т-образного соединения, хотя на первый взгляд кажется, что не заданы еще поверхности, относящиеся к внутренним и внешним поверхностям коаксиальных линий. Но эти поверхности установятся автоматически и примут название *_OUTER_*. Эту границу можно назвать внешней границей всего устройства. При задании границ она требует наибольшего внимания.

Отображение границ

Чтобы убедиться, что вы задали порты и границы правильно, вы можете выделить их и просмотреть, выводя диалоговое окно командой **Boundaries > Display**.

Чтобы показать границы, которые вы определили для коаксиального Т-образного соединения:

1. Нажмите **Boundaries > Display**.

Появляется диалоговое окно *Display Boundary Condition*, рис. 3-7.

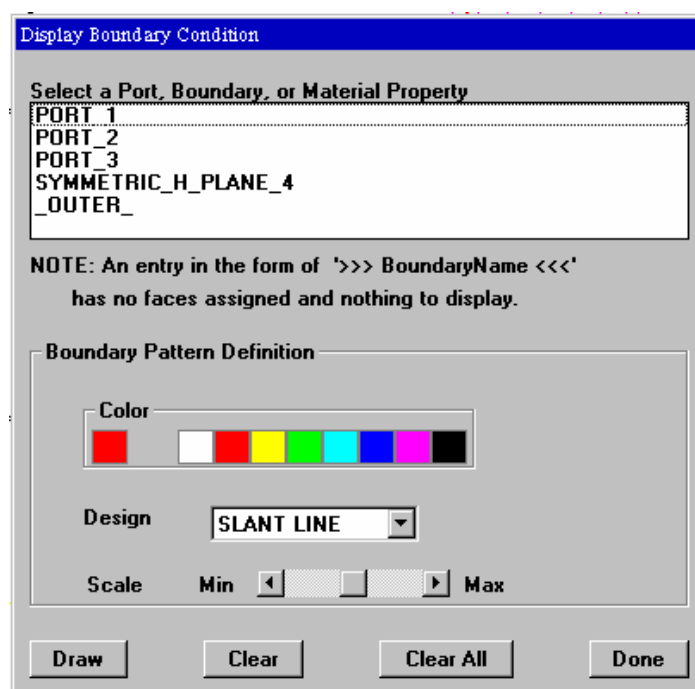


Рис. 3-7. Диалоговое окно граничного условия

2. Нажмите на каждый порт и границу и выберите отдельный цвет и тип заполнения (**Design**) для каждого.

Заметим, что внешняя граница *_OUTER_* также имеется в списке, хотя вы не определяли эту границу в предыдущем разделе. Внешняя граница всегда создается программой HFSS автоматически, и задавая цвет и дизайн ее черчения, вы сможете увидеть её.

3. Чтобы увидеть и показать границы, которые вы выбрали, нажмите на **Draw**. вы можете заштриховывать и просматривать эти границы отдельно, или определить все границы. Чтобы очистить дисплей от нарисованных выбранных или от всех заштрихованных границ, нажмите **Clear** или **Clear All**.

4. Когда вы проконтролировали все границы, нажмите **Done**.

Пример отображенных границ для каждого порта и границы для коаксиального Т-образного соединения показывается на рис. 3-8.

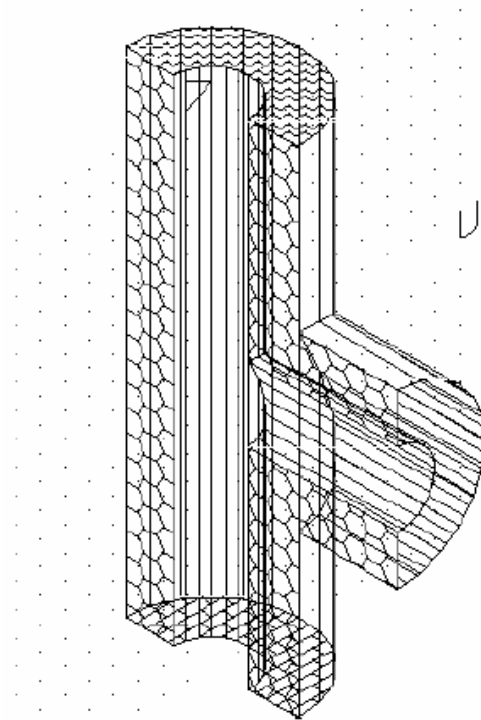


Рис. 3-8. Отображенные границы для коаксиального Т-образного соединения.

Запрос границ

Если вы забыли их описание границ, то вы можете сделать запрос каждой границы, чтобы увидеть ее название.

Чтобы сделать это:

1. Нажмите **Boundaries > Query**. Сообщение “Select the boundary hatch to query” (Выберите штриховку границы, чтобы сделать запрос) появляется в широком окне внизу экрана.
2. Нажмите на любую линию штриховки на любой отображенной границе. В области внизу экрана HFSS появляется название границы.

Определение калибровочных и импедансных линий

Поскольку для коаксиального Т-образного соединения вы можете заранее предсказать структуру поля, и где в портах напряженность поля будет максимальной, то в сечениях портов можно сразу установить импедансные линии

(линии полного сопротивления). Эти линии позволяют вычислить полные сопротивления портов.

В коаксиальной линии поле основной волны симметрично относительно линии оси. Поэтому импедансную линию можно проводить по любому радиусу от центрального проводника к внешнему. Линия калибровки для коаксиального Т-образного соединения устанавливает условно положительное направление вектора E в порту, что существенно при определении фаз S -параметров. При решении задачи фаза будет вычисляться с учетом направления линии калибровки.

Для примера коаксиального Т-разветвления, линия калибровки и линия полного сопротивления могут совпадать, так что вы должны начертить только одну линию. Линия поляризации для этого примера не требуется.

Линии поляризации определяют направление поляризации вырожденных типов волн. Они обычно устанавливаются в задачах с круглыми и квадратными волноводами, где возможно их появление. Установка калибровочных и поляризационных линий в общем случае не обязательна. Но полезно, однако, задавать портовые калибровочные линии во всех ваших задачах для устранения неоднозначности определения фаз рассчитанных S -параметров. Также рекомендуется определить линии полного сопротивления для всех ваших структур, чтобы были рассчитаны полные сопротивления по мощности-напряжению и току-напряжению.

Заметим, что линии импеданса, калибровки и поляризации действуют только на конкретных портах. Убедитесь, что вы определили их для каждого порта в структуре.

Обратитесь к рис. 3-1, на котором указаны места портов, линий полного сопротивления и калибровки коаксиального Т-образного соединения.

Вычисление и визуализация электрического поля в плоскости порта

Чтобы проверить верную локализацию линий полного сопротивления, вы должны исследовать E -поля в сечениях портов. Чтобы сделать это:

1. Из основного окна, нажмите на **Boundaries > Port Calibration**.

Появляется диалоговое окно **Port Impedance/Calibration/Polarization** (рис. 3-9).

2. Если оно уже выбрано, нажмите на **Port # 1** и **Mode # 1**.

3. Установите значение частоты (**Frequency**) 10 GHz и режим **Full** для **Scale set** .

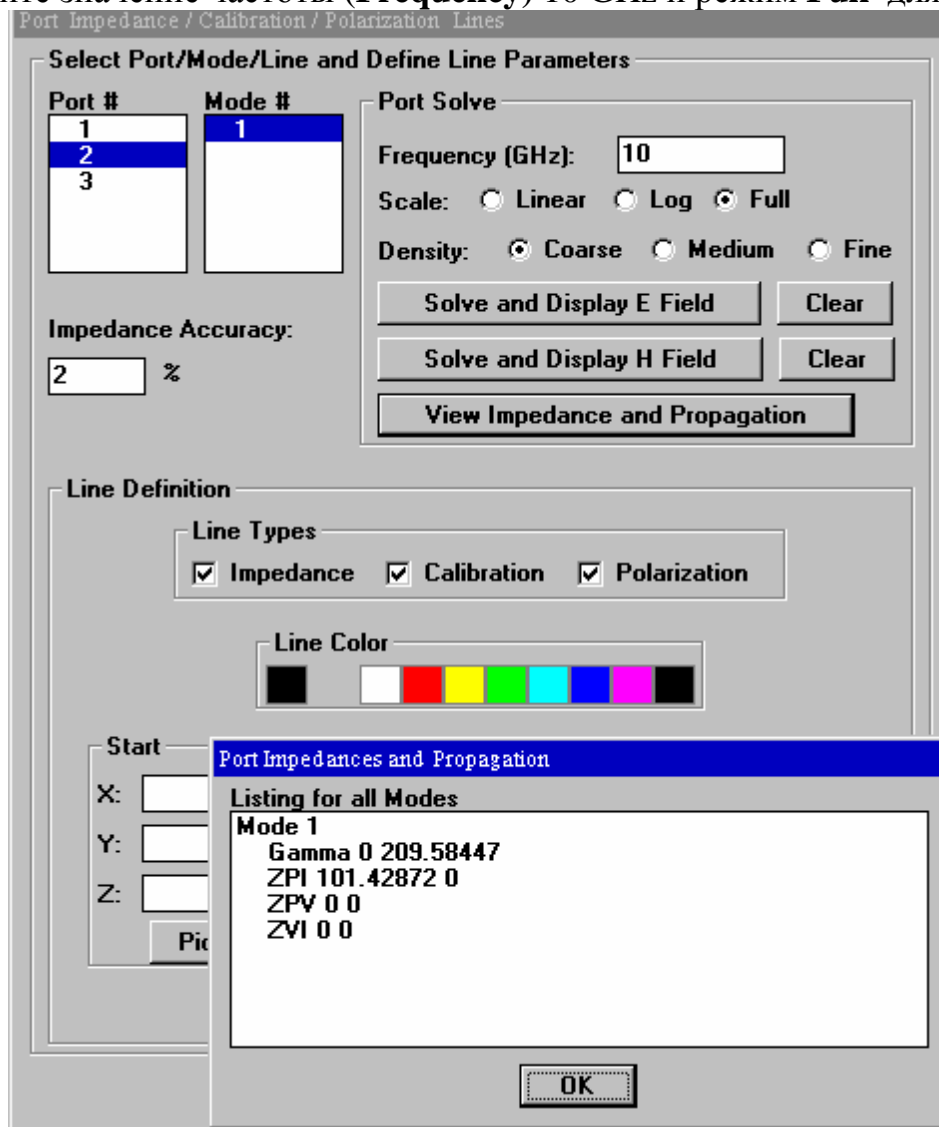


Рис. 3-9. Окно расчета параметров портов

4. Щелкните **Solve and Display E Field**. Появляется сообщение “computing the port solution” (вычисление решения для порта).

5. Когда решение выполнено, вы можете переместить диалоговое окно Impedance/Calibration/Polarization Line в сторону, чтобы видеть E-поле для порта 1, как на рис. 3-10.

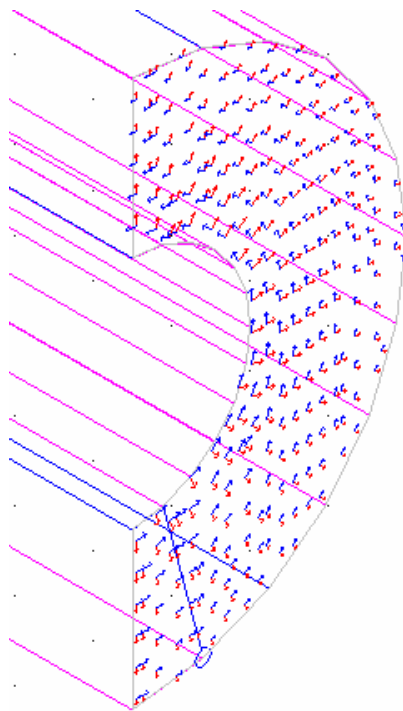


Рис. 3-10. E (красные) и H (синие) вектора электромагнитного поля в сечении 1 порта коаксиального T-соединения.

Поскольку вы установили масштаб стрелок как **Full**, все стрелки имеют один размер, и они просто указывают направление E-поля. Если вы устанавливаете масштаб на *Linear*, длина стрелок изменяются так, чтобы вы могли увидеть и направление и напряженность поля (рис. 3-10).

Установка *Log* дает логарифмическое масштабирование напряженности поля и направления. После просмотра конфигурации поля нажмите **Done**, чтобы закрыть диалоговое окно. Изображение силовых линий в сечении порта исчезнет. Из рис. 3-10 видно, что поле одинаково для любых углов относительно центра коаксиала, поэтому калибровочную линию можно выбрать как любое наикратчайшее расстояние от внешнего к внутреннему цилиндру.

Черчение калибровочных импедансных линий для портов

Чтобы начертить линию калибровки и задать полное сопротивление для порта 1:

1. Из основного окна, нажмите на **Boundaries > Port Calibration**. Появляется диалоговое окно Port Impedance/Calibration/Polarization.
2. Убедитесь, что **Port #1** и **Mode #1** высвечены, и отметьте **Impedance** и **Calibration**.

3. В области **Start** нажмите **Pick Point**.

Диалоговое окно исчезает, позволяя Вам выбрать начальную точку в плоскости порта 1.

Обратитесь к рис. 3-1 и заметьте, что линия импеданса и калибровки начинается на внешнем крае порта и направлена внутрь, или, другими словами, идет от экрана к сигнальному проводнику.

4. Нажмите на точку на внешнем крае порта. Восстанавливается диалоговое окно **Port Impedance/Calibration/Polarization**.

Обратите внимание, что окна заполнены значениями координат X, Y, и Z отмеченной точки.

5. В области **End** нажмите **Pick Point**.

Диалоговое окно исчезает, позволяя Вам выбрать точку на порте.

6. Нажмите на точку на внутренней кромке порта. Восстанавливается диалоговое окно **Port Impedance/Calibration/Polarization**.

Обратите внимание, что окна заполнены значениями координат X, Y, Z конечной точки, и линия полного сопротивления / калибровки изображена на порте, как на рис. 3-11. Чтобы лучше видеть указанные линии выберите их цвет отличающимся от цвета основной структуры.

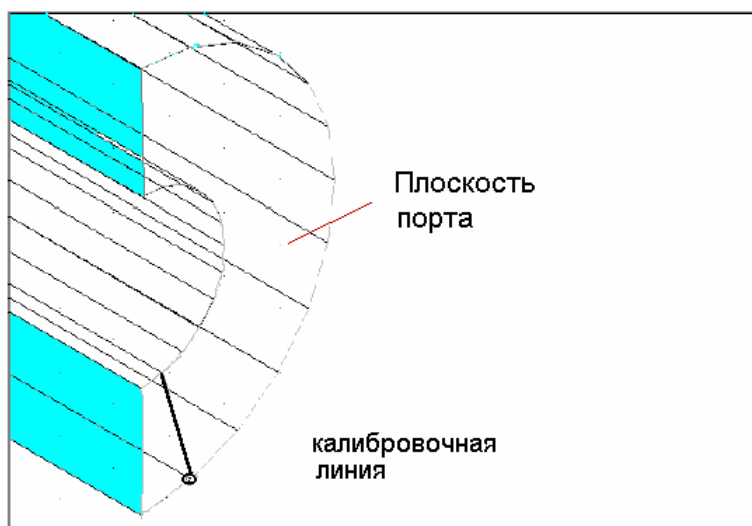


Рис. 3-11. Линия полного сопротивления / калибровки для порта 1

7. Щелкните **Apply**.

8. Повторите эти шаги и нанесите линии полного сопротивления / калибровки для портов 2 и 3. Убедитесь, что вы нажали **Apply** после выбора каждой точки.

9. Когда линии были определены для всех портов, нажмите **Done**.

Порты, калибровка и границы определены для коаксиального Т-образного соединения, и задача готова для запуска на решение.

3.3. Назначение границ для микрополоскового фильтра

Фильтр на микрополосковой линии требует двух портов: один для ввода сигнала, в структуру и один для вывода сигнала из структуры (рис. 3-12).

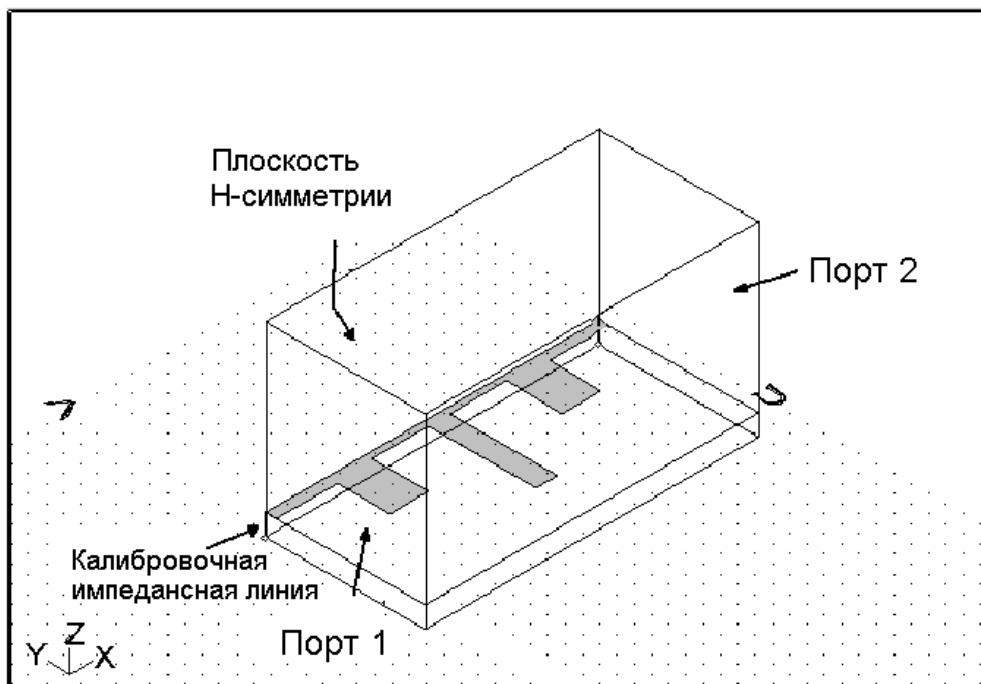


Рис. 3-12. Порты, границы, и линии калибровки /полного сопротивления для микрополоскового фильтра

Внешняя поверхность модели *-OUTER-* определена по умолчанию как идеальный проводник (заземленный корпус). Сечениями портов служат полностью плоскости, включая плоскость под микрополосковой линией, и плоскость над микрополосковой линией.

Линию полного сопротивления на каждом из портов можно задать в центре подводящей линии. По этой же линии, т.е. в месте, где тангенциальная составляющая вектора электрического поля будет максимальна, следует нанести

калибровочные линии, чтобы предотвратить случайный фазовый сдвиг на 180° . В микрополосковом фильтре напряженность поля волны первого типа будет максимальной между центром микрополоска (полной ширины) и экраном (нижней заземленной поверхностью). В этом случае программа вычисляет импедансы Z_{pv} и Z_{vi} на каждом из портов для типов волн, которые вы задали. Импеданс Z_{pi} рассчитывается всегда, за исключением случая, когда граница порта не содержит никаких проводников.

Чтобы задать порты для микрополоскового фильтра:

1. Откройте проект **ms_lpf**.
2. Из основного экрана нажмите **Boundaries > Add**. Отображается диалоговое окно **Define Port or Boundary Condition**.
3. Из диалогового окна **Define Port or Boundary Condition** нажмите **Enter Number of Ports and Modes**. Отображается диалоговое окно **Define Number or Ports and Modes**.
Заметим, что по умолчанию установлены два порта и один тип волны в порту.
4. Нажмите на **PORT 1 MODES 1 IMPEDANCE 1**, чтобы подсветить его.
5. Поскольку микрополосковый фильтр имеет магнитную стенку в плоскости симметрии, введите значение 0.5 в поле для множителя полного сопротивления **Impedance Multiplier**.
6. Нажмите на **PORT 2 MODES 1 IMPEDANCE 1**, чтобы выбрать его.
7. Введите значение 0.5 в поле для множителя полного сопротивления. После этого нажмите **ОК**. Диалоговое окно **Define Numbers of Ports and Modes** исчезает.
8. Из списка **Ports** и *Boundary Currently Defined*, нажмите 1.
9. Убедитесь, что Port 1 отмечен, и щелкните на **3 Point Plane**.³
Диалоговое окно исчезает, позволяя Вам видеть структуру и последовательно наметить три точки, которые определяют плоскость порта.

³ См. примечание 2 на стр. 73.

10. Поместите курсор в точку на порту 1 (рис. 3-12) микрополоскового фильтра, и нажмите на него. На вертикальной линии рисуется маленький значок **x**, указывающий, что точка выбрана.
11. Поместите курсор на еще двух точках в плоскости порта и нажмите на них. Когда выбраны три точки на одной плоскости, появляется диалоговое окно подтверждения и порт подсвечивается серым цветом.
12. Если порт выбран правильно, нажмите **ОК**. Диалоговое окно **Define Port or Boundary Condition** восстанавливается, и рядом с именем порта появляется звездочка (*), указывая на то, что он определен.
13. Далее следуют те же самые шаги, чтобы определить порт 2 (рис. 3-12).

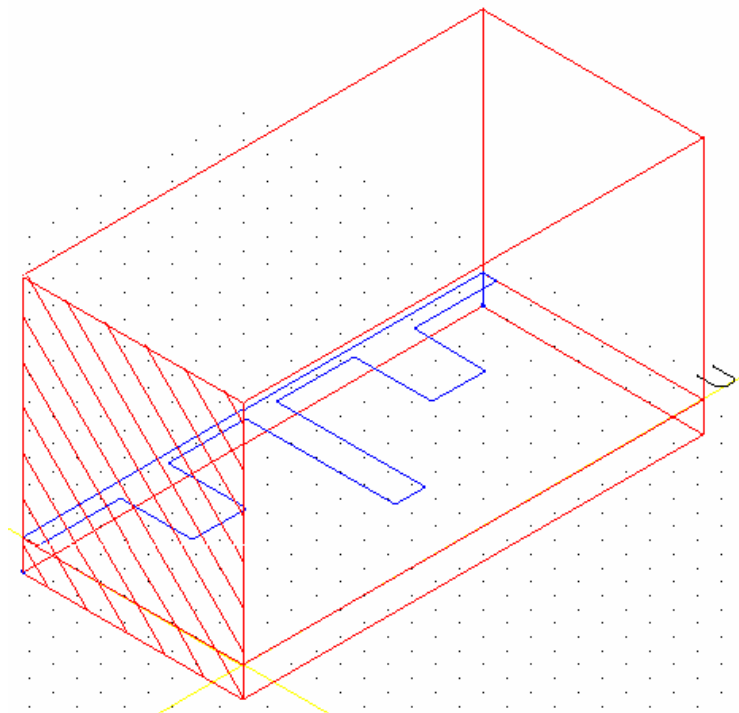


Рис. 3-13. Порт в микрополосковой структуре, в качестве которого выступает вся плоскость, включая область над полосковой линией

Определение границ для микрополоскового фильтра

Симметричная магнитная стенка, которая показывается на рис. 3-12. Это граница, благодаря которой вы начертили только одну половину микрополоскового фильтра.

Выберите эту плоскость, и определите её как симметричную Н плоскость, что будет учтено в ходе решения задачи.

Чтобы определить симметричную H границу:

1. Из списка границы диалоговое окно **Define Port or Boundary Condition**, нажмите на **Symmetric_H_Plane** (симметричная H плоскость).

Заметим, что граничное название **Symmetric_H_Plane_3** автоматически приобретает номер 3 в поле для названия границы. вы можете изменить это название, а можете использовать имя по умолчанию.

2. Нажмите на кнопку **3 Point Plane**.

Диалоговое окно исчезает, позволяя Вам видеть структуру и нажать на три точки пространства, которые лежат на плоскости симметрии.

3. Поместите курсор на точке на плоскости симметрии микрополоскового фильтра, и нажмите на неё. Малый значок **x** рисуется на угловой точке, чтобы указать, что она выбрана.

4. Поместите курсор на еще двух точках на плоскости, и нажмите на них.

Когда были выбраны три точки на плоскости, появляется диалоговое окно подтверждения, и плоскость подсвечивается.

5. Когда плоскость симметрии выбрана правильно, нажмите **Done**. Металлическая форма фильтра уже определена как проводник с заданными параметрами (его можно задать по имени проводника). Теперь вы определили все необходимые границы для микрополоскового фильтра. Граница **_OUTER_** является идеально проводящей границей и все оставшиеся неописанные поверхности становятся такой границей.

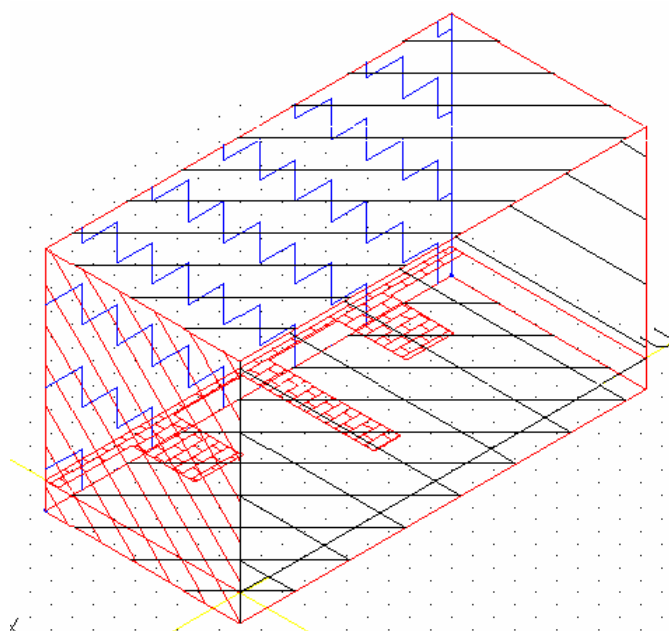


Рис. 3-14. N-граница (зигзагообразная линия), металл («кирпичное» заполнение), *_OUTER_* - наклонные

Определение калибровочных и импедансных линий микрополосковой линии

Поскольку вы можете предсказать, где в портах микрополосковой линии напряженность поля будет максимальной, вы можете задать линии полного сопротивления и калибровки. Эти линии позволяют программе вычислить полные сопротивления.

Для микрополоскового фильтра мощность поля первого типа волны максимальна в центре каждого порта под микрополосковой линией. Калибровочная линия для микрополоскового фильтра устанавливает направление фазы в каждом порте. При решении задачи фаза контролируется по этой линии.

Для данного примера, калибровочная линия и линия полного сопротивления может быть одной и той же линией, так что вы можете начертить только одну линию в порту. Поляризация не требуется для этого примера.

Когда вы используете полное сопротивление, калибровку, или поляризационные линии, убедитесь, что они определены для каждого порта в структуре.

Обратитесь к рис. 3-12 для локализации портов, полного сопротивления и градуировочных линий на микрополосковом фильтре.

Чтобы начертить линии полного сопротивления и градуировочные линии:

1. Из главного экрана, нажмите на **Boundaries > Port Calibration**.

2. Убедитесь, что Port #1 и Mode #1 указаны, и отметьте **Impedance** и **Calibration**.

3. В области **Start**, нажмите **Pick Point**.

Диалоговое окно исчезает, позволяя Вам выбрать точку на порте.

На рис. 3-12 видим, что линия полного сопротивления и линия калибровки начинаются на нижней границе порта и заканчиваются на верхней.

4. Установите маркер на нижней внешней вершине порта 1 и нажмите левую кнопку мыши.

Диалоговое окно **Port Impedance/Calibration/Polarization** восстанавливается.

Обратите внимание, что значения заполнены для координат x , y , и z для начальной точки.

5. В области **End** нажмите **Pick Point**.

Диалоговое окно исчезает, позволяя Вам выбрать точку на порте.

6. Установите маркер на верхней внешней вершине порта 1 и нажмите левую кнопку мыши.

Диалоговое окно **Port Impedance/Calibration/Polarization Lines** восстанавливается.

7. Щелкните **Apply**.

Обратите внимание, что поля заполнены для координат x , y , и z конечной точки, и линия полного сопротивления / калибровки нарисована на порте.

8. Нажмите на **Port # 2** и повторите эти шаги, чтобы начертить линии полного сопротивления / калибровки для порта 2. Нажмите **Apply**.

9. Когда линии определены для обоих из портов, нажмите **Done**.

Линии калибровки и импеданса должны соответствовать рис. 3-12. Задача готова для запуска на решение.

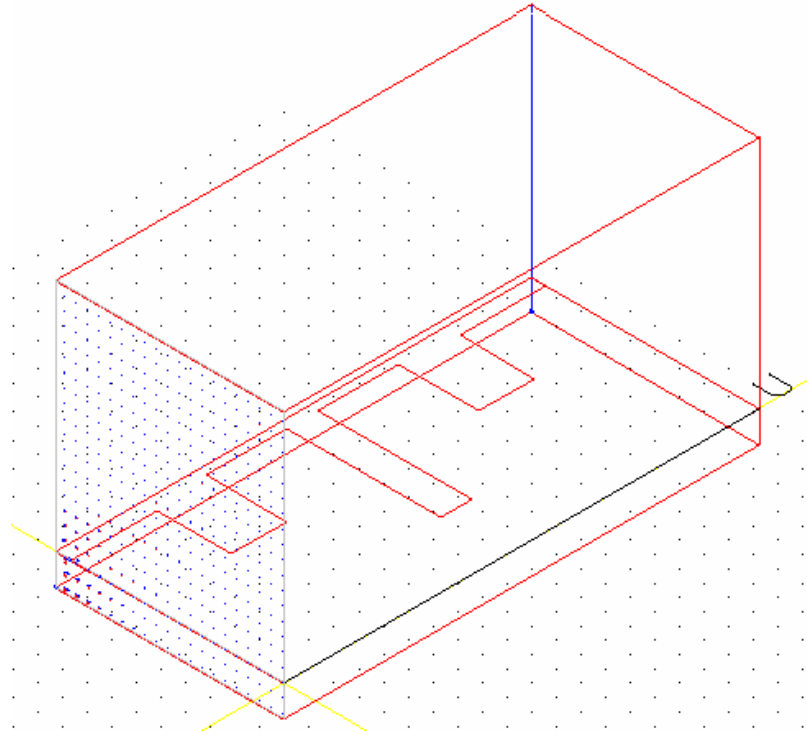


Рис. 3-15. Результаты расчета поля в сечении порта микрополоскового фильтра

10. Нажмите **Project > Save**, чтобы сохранить вашу работу по калибровке портов.

3.4. Назначение границ для рупорной антенны

Рупорная антенна имеет только один порт для ввода сигнала в структуру. Сигнал излучается из другого конца рупора.

На рис. 3-16 показана локализация различных портов и границ для разрезаемого на части (с одной четвертью от фактической структуры) рупорной антенны.

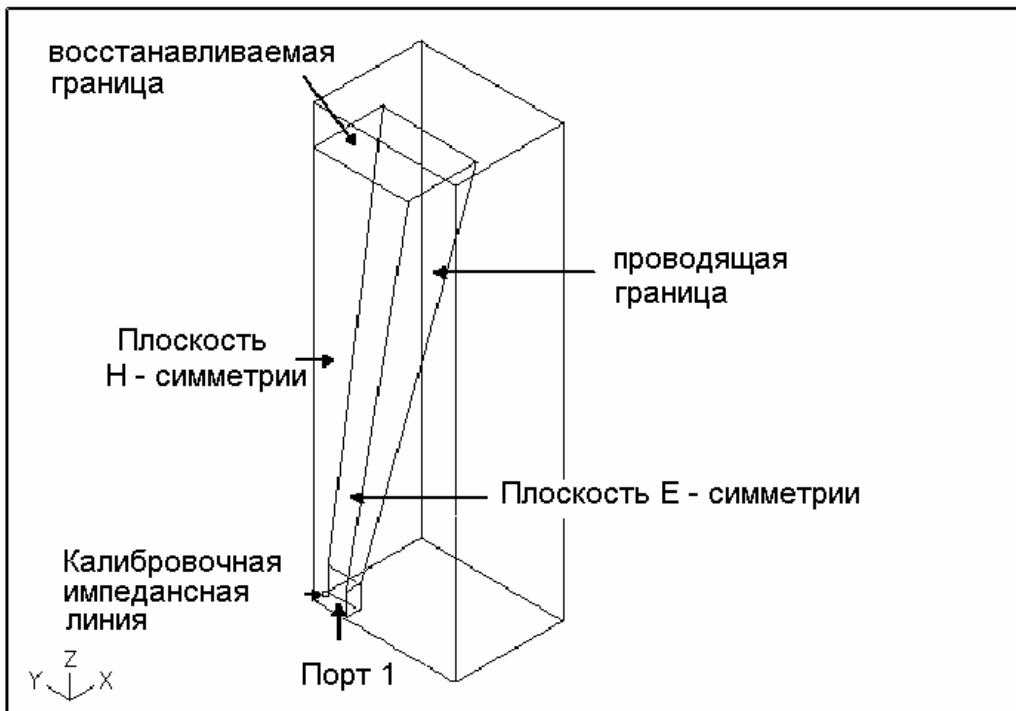


Рис. 3-16. Место границы рупорной антенны.

Чтобы определить границы для рупорной антенны:

1. Из менеджера проектов откройте проект horntutor, если вы завершили пример черчения в главе 2, или откройте готовый рупорный антенный пример, выбирая папку проекта примеров и открывая проект horn.

2. Из главного экрана для примера коаксиального Т-образного соединения нажмите **Boundaries > Add**.

Отображается диалоговое окно **Define Port or Boundary Condition**.

Рупорная антенна имеет один порт. Чтобы задать его:

1. Из диалогового окна **Define Port or Boundary Condition** (рис. 3-17) нажмите на **Enter Number of Ports and Modes**.

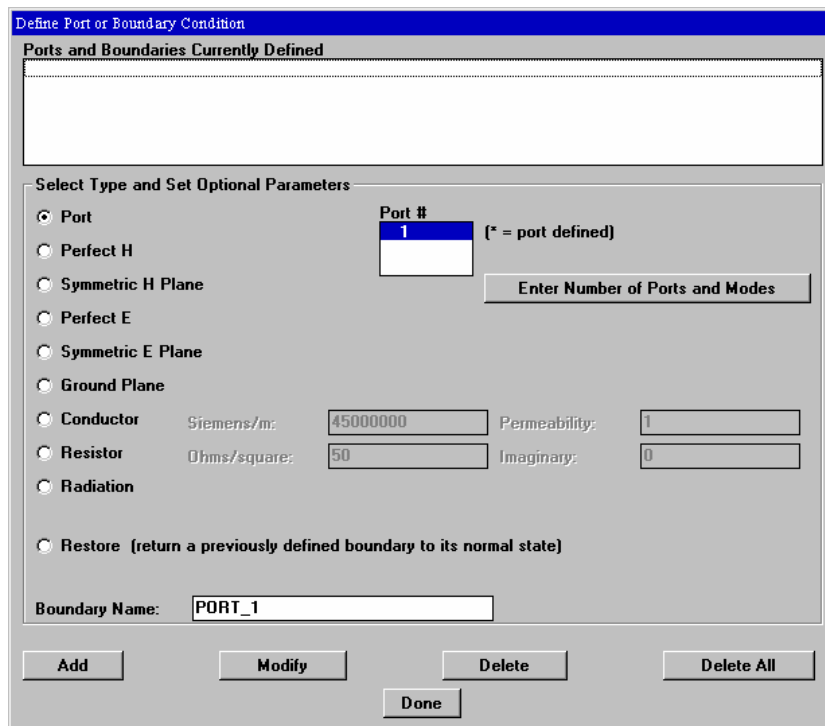


Рис. 3-17. Диалог задания портов и граничных условий рупорной антенны

2. Задайте один порт по количеству портов антенны и один тип волны.

Рупорная антенна имеет и магнитные, и электрические плоскости симметрии, так что значение 1 – это соответствующий множитель полного сопротивления для него (рис. 3-18). Это происходит потому, что плоскость электрической симметрии указывает множитель полного сопротивления 2, а плоскость магнитной симметрии указывает множитель полного сопротивления 0.5.

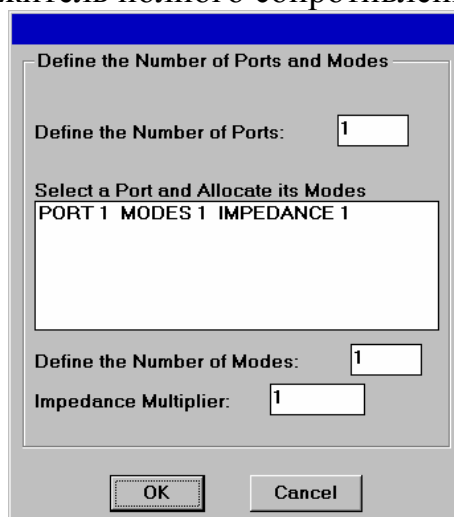


Рис. 3-18. Проверка числа портов и типов волн

3. Чтобы задать сечение и геометрию порта, нажмите на **3 Point Bounded Plane**.

Вы нуждаетесь в опции для выбора плоскости границы, а не просто только плоскости, потому что одна сторона воздушной коробки **airbox** и порта обе лежат в одной плоскости.

Диалоговое окно исчезает, позволяя Вам видеть структуру и нажать на три точки, которые определяют плоскость границы, где находится порт.

Самое простое – это выбрать порт таким образом, чтобы привязка к объекту была разрешена в диалоговом окне **Window > Project Preferences**.

4. Поместите курсор на вертикальной линии на порте рупорной антенны и нажмите на неё. Обратитесь к рис. 3-16 для локализации порта.

В этой вершине рисуется маленький значок X, чтобы указать, что она выбрана.

5. Поместите курсор на еще двух точках в сечении порта и нажмите на них.

Когда три точки на плоскости границы были выбраны, появляется сообщение в текстовой области внизу экрана, требуя, чтобы вы выбрали лицевую сторону.

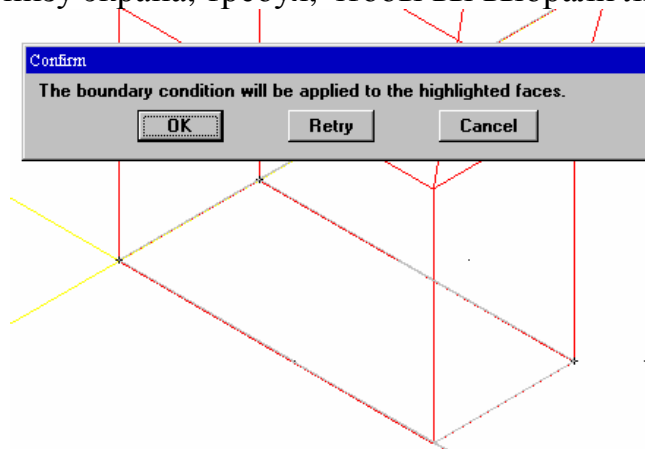


Рис. 3-19. Выбранный и подсвеченный порт рупорной антенны

6. Поместите указатель курсора на лицевой поверхности внизу рупора, и нажмите на него. Затем нажмите **Enter**.

Появляется подтверждение (рис. 3-19) и порт, который вы выбрали, подсвечивается серым цветом.

7. Если порт выбран правильно, нажмите **OK**.

Диалоговое окно **Define Port or Boundary Condition** восстанавливается, и звездочка (*) появляется рядом с именем порта 1, указывая, что он определен.

Определение границы излучения

В примере рупорной антенны воздушная коробка `airbox` должна быть описана как имеющая границы излучения. Этот тип границы позволяет проводить моделирование излучаемого поля. Этот тип границы также известен как граничное условие поглощения.

Чтобы определить границу излучения:

1. Из диалогового окна **Define Port or Boundary Condition** нажмите на **Radiation** как тип границы. Появляется диалоговое окно **Named Boundary Selection**.

2. Нажмите на **Object Name**⁴

Вы можете использовать `Object Name`, потому что вся воздушная коробка `airbox` получит это граничное условие. Появляется диалоговое окно **Named Boundary Selection** (рис. 3-20).

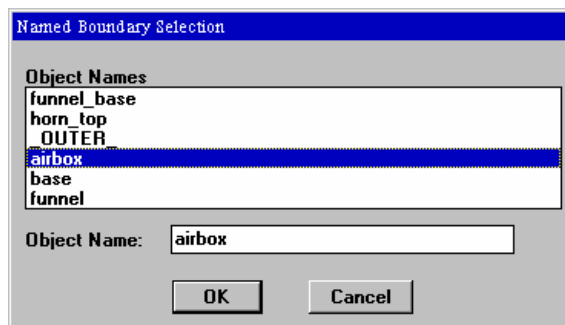


Рис. 3-20. Диалог выбора границы по имени объекта `airbox`

3. Нажмите на `airbox`, а затем **OK**.

Появляется диалоговое окно подтверждения, и имя **RADIATION_2** (рис. 3-21) отображается в списке **Ports and Boundaries Currently Defined** (в списке определенных к этому моменту портов и границ) .

⁴ Для версии HFSS 5.6 нажмите кнопку **Add** и затем **Object Name**.

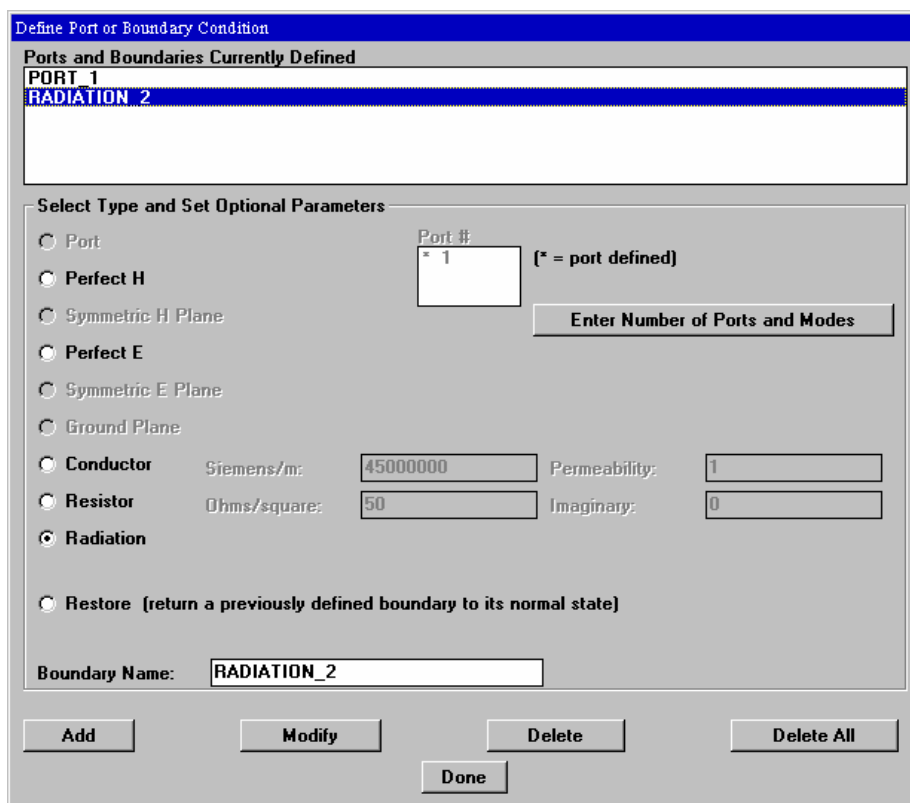


Рис. 3-21. Включение границы излучения в проект анализа рупорной антенны

4. Щелкните **ОК**.

Определение проводящих границ

В этом примере полная «рупорная» часть структуры должна быть определена как проводник, то есть как окруженная с четырех сторон металлическими площадками и внутренне состоящая из воздуха.

Чтобы определить проводящую границу:

1. Из диалогового окна **Define Port or Boundary Condition** нажмите на **Conductor** как тип границы.

2. Нажмите на **Object Name**. Диалоговое окно **Named Boundary Selection** отображается. Нажмите на **horn1** и нажмите **ОК**.

Появляется диалоговое окно подтверждения и имя **CONDUCTOR_3** отображается в списке **Ports and Boundaries Currently Defined**.

Определение границ в плоскости магнитной симметрии

Поскольку этот пример содержит симметрию в двух направлениях, вы разрежали на части всю рупорную антенную задачу в двух направлениях, чтобы решать только четвертую часть общей структуры.

Чтобы определить плоскости магнитной симметрии:

1. Из диалогового окна **Define Port or Boundary Condition** нажмите на **Symmetric H Plane**.
2. Выберите **3 Point Plane**.

Диалоговое окно исчезает, позволяя Вам выбрать и нажать на три точки, которые определяют плоскость магнитной симметрии.

3. Поместите курсор на точке вершины на рупоре в x-z плоскости, и нажмите на неё.

Обратитесь к рис. 3-16 для расположения плоскости магнитной симметрии.

Значок × рисуется на точке вершины, чтобы указать, что она выбрана.

4. Поместите курсор еще на двух точках на плоскости магнитной симметрии, и нажмите на них. Когда три точки на плоскости были выбраны, появляется диалоговое окно подтверждения правильного выбора плоскости, и она подсвечивается.

5. Когда плоскость симметрии выбрана правильно, нажмите **OK**.
Появляется диалоговое окно подтверждения и имя **SYMMETRIC_H_PLANE_4** отображается в списке **Ports and Boundaries Currently Defined**.

6. В диалоговом окне **Define Port or Boundary Condition** нажмите на **Symmetric E Plane** как тип границы.

7. Нажмите на **3 Point Plane**.

Диалоговое окно исчезает, позволяя Вам видеть структуру и нажать последовательно на три точки, которые определяют плоскость электрической симметрии.

8. Поместите курсор на точке вершины рупора в Y-Z плоскости, и нажмите на него.

На рис. 3-16 видна электрическая плоскость симметрии.

Маленький значок X рисуется в точке вершины, чтобы указать, что она выбрана.

9. Поместите курсор около еще двух точек на плоскости симметрии, и нажмите на них.

Когда три точки на электрической плоскости симметрии были выбраны, появляется диалоговое окно подтверждения, и плоскость подсвечивается.

10. Когда плоскость симметрии выбрана правильно, нажмите **ОК**.

Появляется диалоговое окно подтверждения и имя **SYMMETRIC_E_PLANE_5** отображается в списке **Ports and Boundaries Currently Defined** (рис. 3-22).

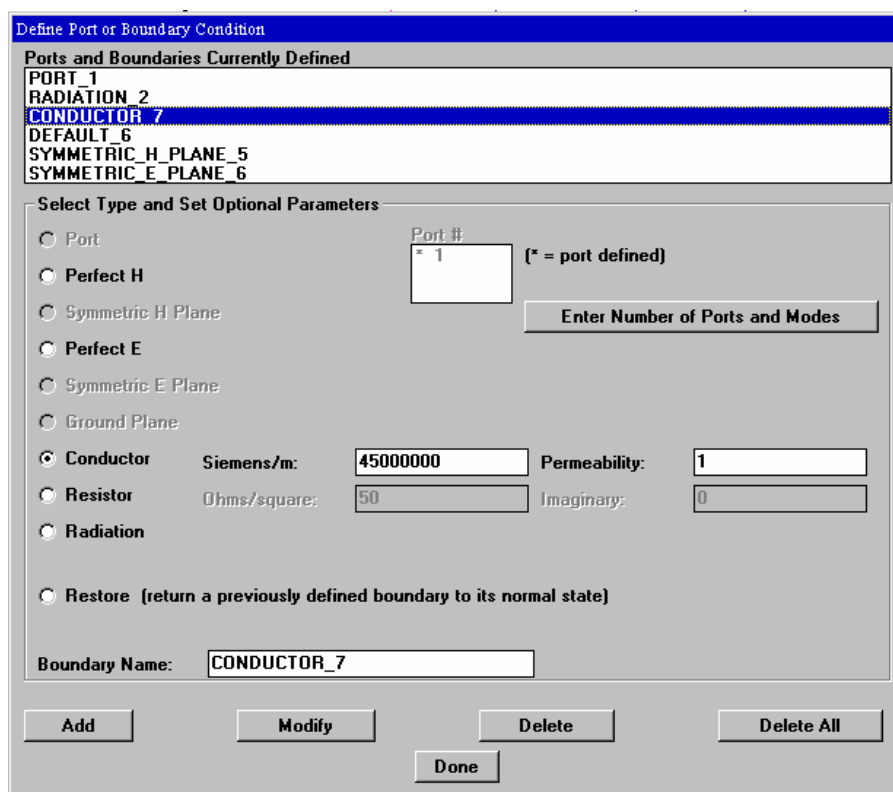


Рис. 3-22. Диалог задания границ рупорной антенны

Определение границы апертуры

В предыдущих шагах вы полностью «ограничили» апертуру рупорной антенны металлическими границами. Теперь вы должны восстановить

естественную границу в апертуре так, чтобы структура могла быть промоделирована. Сделайте это, назначая границу, названную **Restore** (восстановление) к ограниченной плоскости, на которой находится апертура.

Помните, что порядок, в котором вы назначаете границы, важен, поскольку есть возможность наносить одну границу на другую. Так, важно, что вы сначала определяете проводящую границу, а затем удаляете эту границу на апертуре рупорной антенны.

Чтобы определить границу восстановления для апертуры:

1. Из диалогового окна **Define Port or Boundary Condition** нажмите **Restore** как тип границы.

2. Нажмите на **3 Point Plane**.

Диалоговое окно исчезает, позволяя Вам видеть структуру и нажать на три точки, которые определяют плоскость, где находится апертура.

Данную процедуру будет легче выполнить, если предварительно в установках проекта (**Window>Project Preferences**) включить опцию **Snap to Object Points** и отключить опцию **Snap to Grid Points**. В этом случае курсор будет притягиваться к точкам структуры. Полезно также увеличить масштаб изображения апертуры.

3. Поместите курсор на точку вершины на апертуре рупорной антенны и нажмите на него (рис. 3-23). Маленький значок **x** рисуется на точке вершины, чтобы указать, что она выбрана.

4. Поместите курсор около еще двух точек на апертуре, и нажмите на них.

Когда три точки на плоскости апертуры выбраны, появляется диалоговое окно подтверждения и апертура высвечивается.

5. Когда апертура выбрана правильно, нажмите **OK**.

Появляется диалоговое окно подтверждения и имя **DEFAULT_6** отображается в списке **Ports and Boundaries Currently Defined**. Диалоговое окно **Define Port or Boundary Condition** должно теперь соответствовать рис. 3-22.

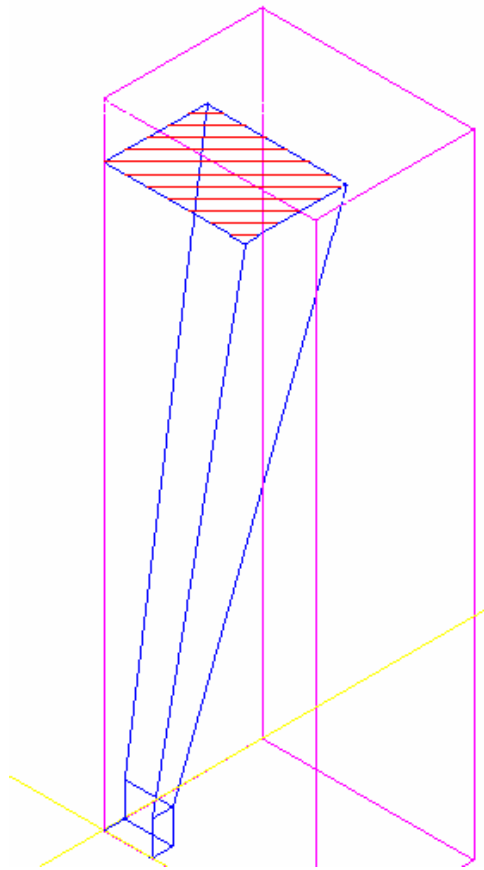


Рис. 3-23. Восстанавливаемая граница Restore рупорной антенны необходимая для открытия плоскости излучения – апертуры антенны

6. Щелкните **Done**.

Диалоговое окно **Define Port or Boundary Condition** исчезает. Все граничные условия теперь определены.

Определение линии полного сопротивления и градуировки

Поскольку вы можете предсказать, где в порте рупорной антенны поле будет максимальным, вы можете задать в этом месте линию полного сопротивления и калибровки.

Эта линия позволяет вычислить полное сопротивление для порта. Для рупорной антенны мощность поля первого типа волны максимальна в центре порта вдоль плоскости магнитной симметрии. Линия калибровки устанавливает направление фазы для порта. При решении задачи по ней происходит проверка фазы.

Для рассматриваемого примера линия калибровки и полного сопротивления совпадают, так что Вам нужно провести только одну линию (рис. 3-16). Поляризация линия для этого примера не требуется.

Чтобы начертить линию импеданса и калибровки:

1. Убедитесь, что опция **Snap to Grid** включена, а **Snap to Grid Points** отключена в окне установок проекта (**Window > Project Preference**).
2. В основном экране выберите **Boundaries > Port Calibration**.
3. Удостоверитесь, что **Port #1** и **Mode #1** присутствуют, и отметьте опции **Impedance** и **Calibration**.
4. В области, помеченном **Start** нажмите **Pick Point**.
Диалоговое окно исчезает, позволяя Вам выбрать точку на порте.
Обратитесь к рис. 3-16 и заметьте, что линия полного сопротивления и калибровки начинается на пересечении магнитной плоскости симметрии и металлической границы и оканчивается на пересечении плоскостей симметрии магнитного и электрического поля.
5. Нажмите на соответствующую вершину порта 1.
Диалоговое окно **Port Impedance/Calibration/Polarization** восстанавливается.
Обратите внимание, что значения заполнены для x, y, и координат z начальной точки. X равно 0.2, а Y и Z оба равны 0.
6. В области **End** нажмите **Pick Point**.
Диалоговое окно исчезает, позволяя Вам выбрать точку на порте.
7. Нажмите на на соответствующую вершину порта 1.
Диалоговое окно **Port Impedance/Calibration/Polarization** восстанавливается и значения X, Y, и Z все устанавливаются на 0 (рис. 3-24).
8. Нажмите **Apply**, и затем **Done**.

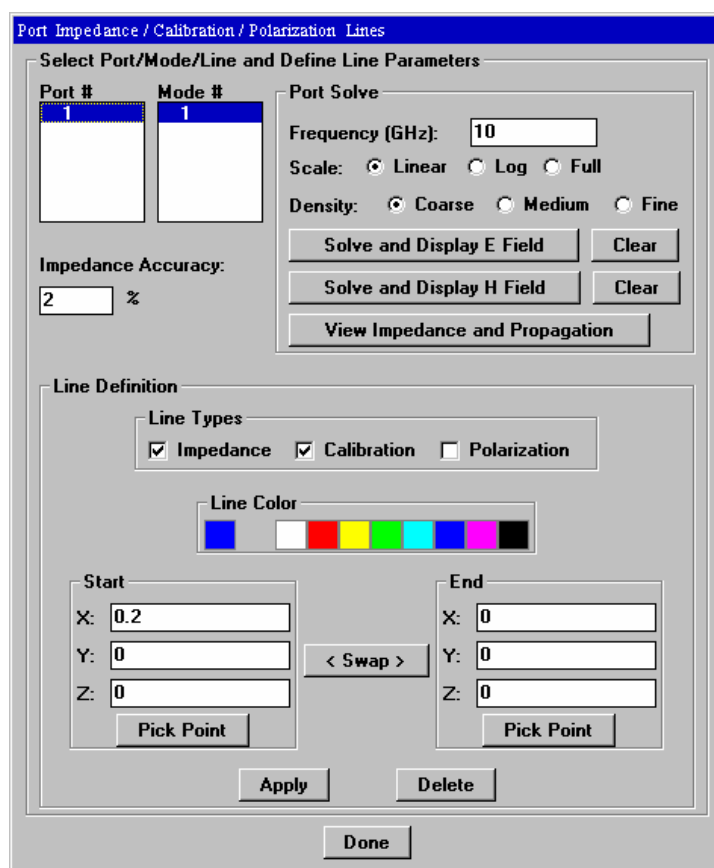


Рис. 3-24. Диалог задания импедансной линии, линии калибровки и поляризованной линии, и также для решения поля в сечении порта рупорной антенны

Линия калибровки и полного сопротивления, а также поле в сечении порта рупорной антенны показаны на рис. 3-16. Задача готова для запуска на решение, результаты которого приводятся на рис. 3-25.

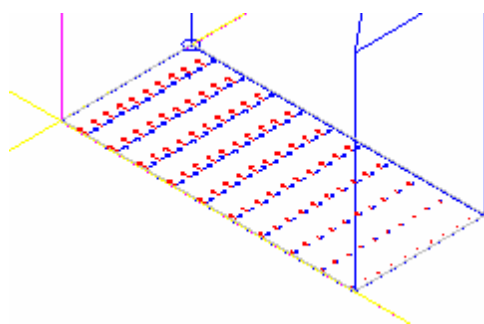


Рис. 3-25. Линии электрического и магнитного поля в сечении рупорной антенны

9. Нажмите **Project > Save**, чтобы сохранить вашу работу по калибровке порта.

3.5. Запуск на решение

Установки для коаксиального Т-образного соединения

Чтобы установить параметры решения задачи для коаксиального Т-образного соединения:

1. Откройте проект **coaxtee** (или **coaxt**).
2. В основном окне для данного проекта выберите **Solve > Setup**. Появляется диалоговое окно **Simulation Configuration**.
3. Используйте закладку **Main Setup**, чтобы сделать установки разбиения – Initial⁵ и типов колебаний – Dominant⁶ (см. рис. 3-26).

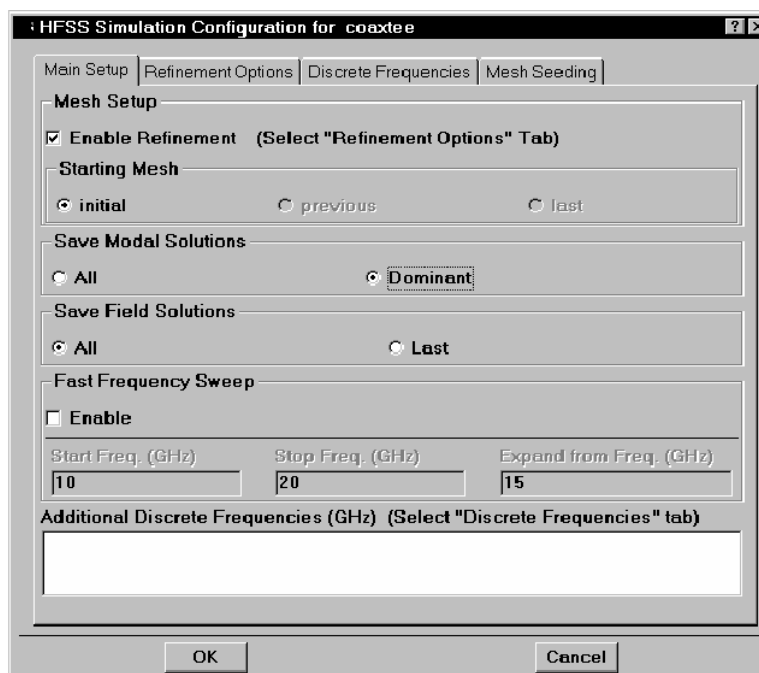


Рис. 3-26. Основные установки решения

4. Нажмите закладку **Refinement Options** (опции улучшения разбиения сетки на ячейки), и определите параметр Global Delta S-Parameter Delta Error равным 0.01 (значение по умолчанию)⁷.

⁵ Для версии HFSS 5.6 эта установка выполняется на закладке **Refinement**.

⁶ Для версии HFSS 5.6 эта установка выполняется на закладке **Save Solutions**.

⁷ Для версии 5.6 эта установка выполняется на закладке **Refinement**.

5. В поле **Limit...** (предел), число дополнительных циклов уплотнения сетки установите на 5, что является значением по умолчанию (рис. 3-27).

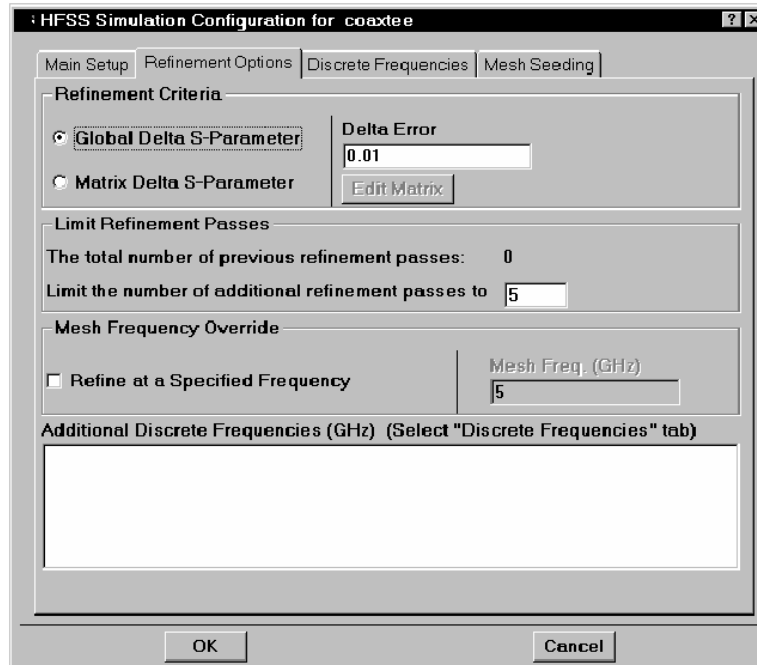


Рис. 3-27. Режим параметров усовершенствования решения.

6. Нажмите закладку **Discrete Frequencies**⁸ и установите частоту решения 2 GHz. Для этого введите 2 в окне **Freq. Point (GHz)**.

7. Нажмите кнопку **Add**, чтобы прибавить частоту к дискретному списку частот (рис. 3-28). В списке **Additional Discrete Frequencies**⁹ появится запись PT 2.

⁸ Для версии 5.6 эта установка выполняется на закладке **Frequencies**.

⁹ **Discrete Frequencies (GHz)** для версии 5.6.

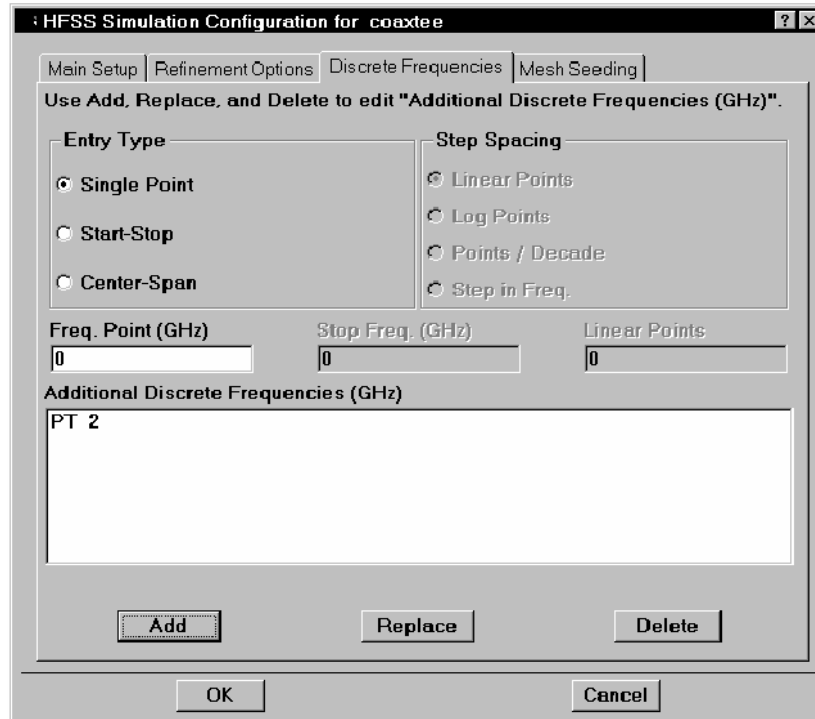


Рис. 3-28. Закладка решения на дискретной частоте

Теперь вы готовы решать задачу для коаксиального Т-образного соединения.
8. Нажмите **ОК** для выхода из окна установок.

Решение для коаксиального Т-образного соединения

Чтобы решить задачу для коаксиального Т-образного соединения :

1. В основном окне выберите **Solve > Run**.

Появляется диалоговое окно **Run**, позволяя Вам установить режим запуска задачи на решение, а также день и время, когда она будет запущена (рис. 3-29).



Рис. 3-29. Диалог установки времени запуска задачи на решение

2. Нажмите **ОК**.

Диалоговое окно управления работой **HP HFSS / Job control** показано на рис. 3-30. Окно состоит из индикатора процесса решения, окна управления (Job Control) в котором можно установить характеристику, которая будет сопровождать процесс решения, что можно использовать для контроля процесса сходимости решения (Plot), а также кнопки приостановления решения (Pause) и полного прекращения процесса решения (Kill). В среднем окне Warnings будут выведены предупреждения и сообщения об ошибках, которые обнаружила программа при решении задачи. В окне Log File будет выводиться информация, сопровождающая решение задачи.

№	Сообщение в окне Log File	Пояснения содержания файла Log File
1	coaxt@LAB2 LICENSE: Mon Nov 17 11:18	Проверка лицензии программы при решении задачи coax@LAB2
2	coaxt@LAB2 PORTS 1: Mon Nov 17 11:18	Решение в сечении портов задачи
3	CPU time: 00:00:01	Затраченное время решения этой части задачи
4	coaxt@LAB2 GRADE 1: Mon Nov 17 11:18	Начало проверки анализируемого объекта
5	coaxt@LAB2 MESH 1: Mon Nov 17 11:18	Начало разбиения объекта на ячейки
6	Current Node Count 498 after EDGE seeds	Количество узлов после разбиения ребер рупорной антенны
7	Current Node Count 518 after FACE seeds	Количество узлов после разбиения фасок антенны
8	Current Node Count 540 after VOLUME seeds	Количество узлов после разбиения объема антенны
9	Number of Elements: 1662	Число элементов (уравнений в системе)
10	CPU time: 00:00:01	Затраченное время на эту операцию
11	coaxt@LAB2 PORTS 1: Mon Nov 17 11:18	Начало расчета портов после разбиения на сетку
12	CPU time: 00:00:01	Затраченное время
13	coaxt@LAB2 SOLVE 1: Mon Nov 17 11:18	Начало решения системы уравнений
14	Frequency: 2.000000 GHz Unknowns: 7995	Число неизвестных 7995 на частоте 2 ГГц
15	CPU time: 00:00:04 Memory: 7.82 Mb	Требуемая память CPU для решения задачи
16	coaxt@LAB2 COPYDIR: Mon Nov 17 11:18	Копирование задачи для следующего уплотнения сетки
17	coaxt@LAB2 ADAPT 2: Mon Nov 17 11:18	
18	Number of Elements: 2098	Число элементов 2098
19	CPU time: 00:00:01	
20	coaxt@LAB2 PORTS 2: Mon Nov 17 11:18	
21	CPU time: 00:00:01	
22	coaxt@LAB2 SOLVE 2: Mon Nov 17 11:18	
23	Frequency: 2.000000 GHz Unknowns: 10263	Число неизвестных 10263

24	Delta S: 0.000560	
25	CPU time: 00:00:07 Memory: 11.14 Mb	Требуемая память CPU для решения задачи
26	coaxt@LAB2 ADAPT 3: Mon Nov 17 11:18	
27	Number of Elements: 2868	Число элементов
28	CPU time: 00:00:01	
29	coaxt@LAB2 PORTS 3: Mon Nov 17 11:18	
30	CPU time: 00:00:01	
31	coaxt@LAB2 SOLVE 3: Mon Nov 17 11:18	
32	Frequency: 2.000000 GHz Unknowns: 14705	Частота 2 ГГц, число неизвестных системы уравнений
33	Delta S: 0.000347	Изменение ΔS после 3 этапа решения
34	CPU time: 00:00:13 Memory 17.61 Mb	Время расчета, затраченное на решение
35	coaxt@LAB2 ADAPT 4: Mon Nov 17 11:18	
36	Number of Elements: 3800	Число тетраэдров, на которые разбита антенна
37	CPU time: 00:00:02	Время, затраченное CPU на разбиение
38	coaxt@LAB2 PORTS 4: Mon Nov 17 11:18	
39	CPU time: 00:00:02	
40	coaxt@LAB2 SOLVE 4: Mon Nov 17 11:18	
41	Frequency: 2.000000 GHz Unknowns: 20129	Число неизвестных 20129
42	Delta S: 0.000469	
43	CPU time: 00:00:21 Memory: 26.53 Mb	
44	coaxt@LAB2 POST: Mon Nov 17 11:19	
45	coaxt@LAB2 DONE: Mon Nov 17 11:19	Завершение задачи coax@LAB2
46	Total CPU Time = 00:00:56	Общее время решения системы уравнений 56 сек
47	Total Elapsed Time = 00:01:08	Общее время решения задачи 1 мин. 8 сек

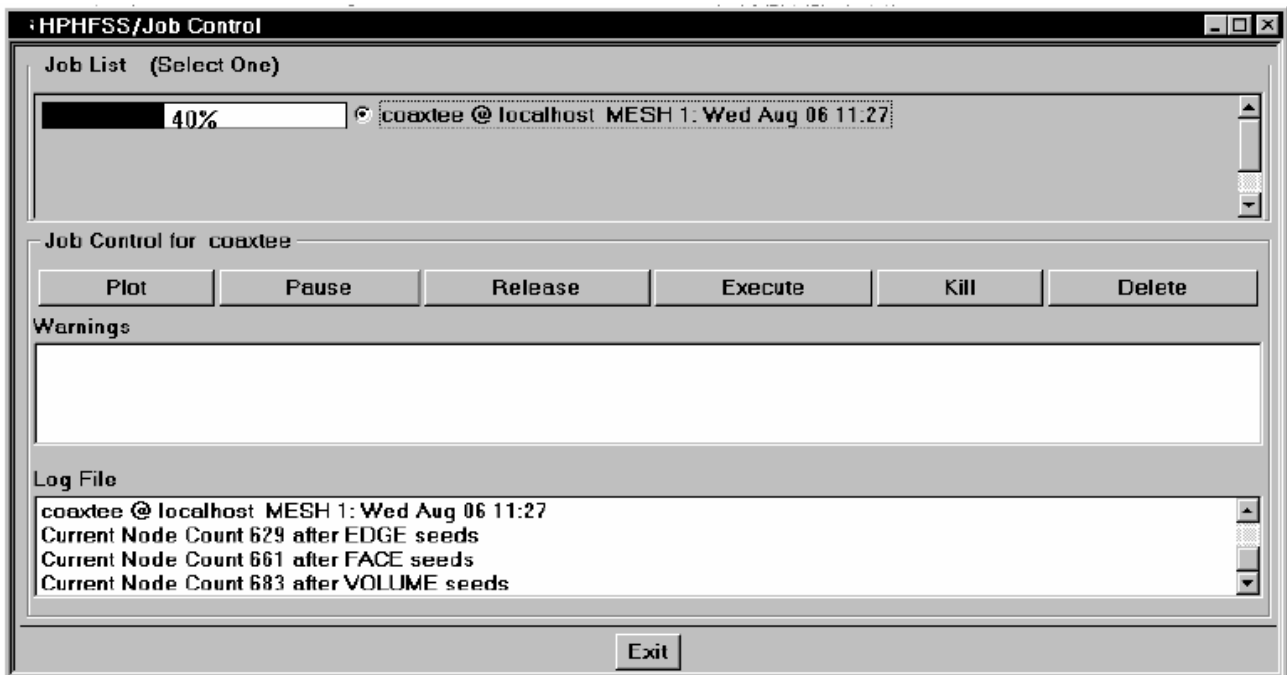


Рис. 3-30. Процесс решения коаксиального T-образного соединения

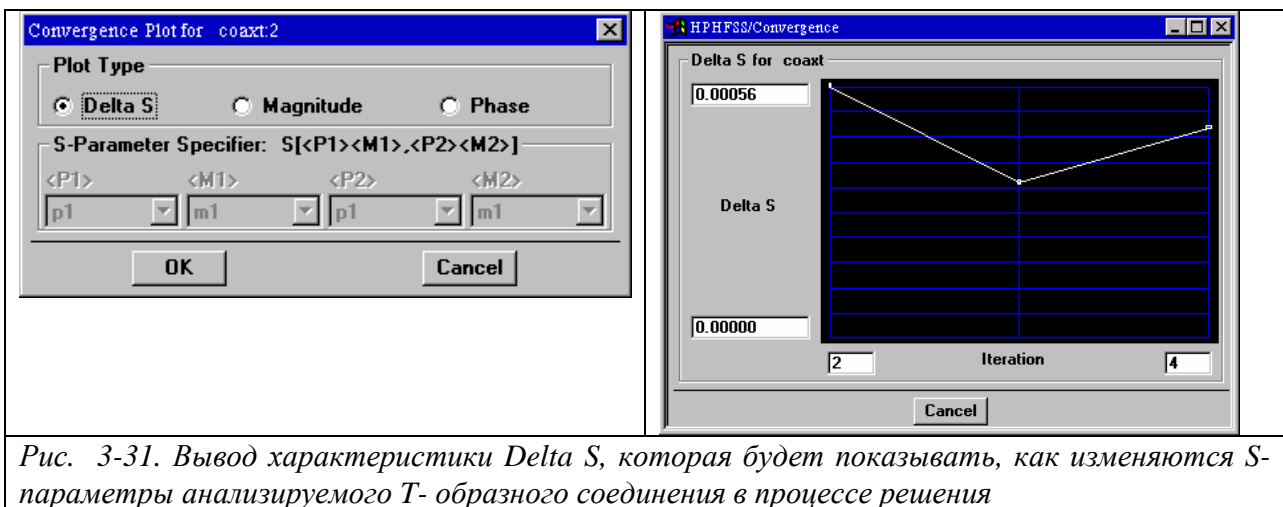


Рис. 3-31. Вывод характеристики Delta S, которая будет показывать, как изменяются S-параметры анализируемого T-образного соединения в процессе решения

Когда решение задачи закончено, появляется сообщение **DONE**, вместе с датой и временем, когда задача решена. После этого вы можете запускать постпро-цессор, чтобы вывести результаты расчета.

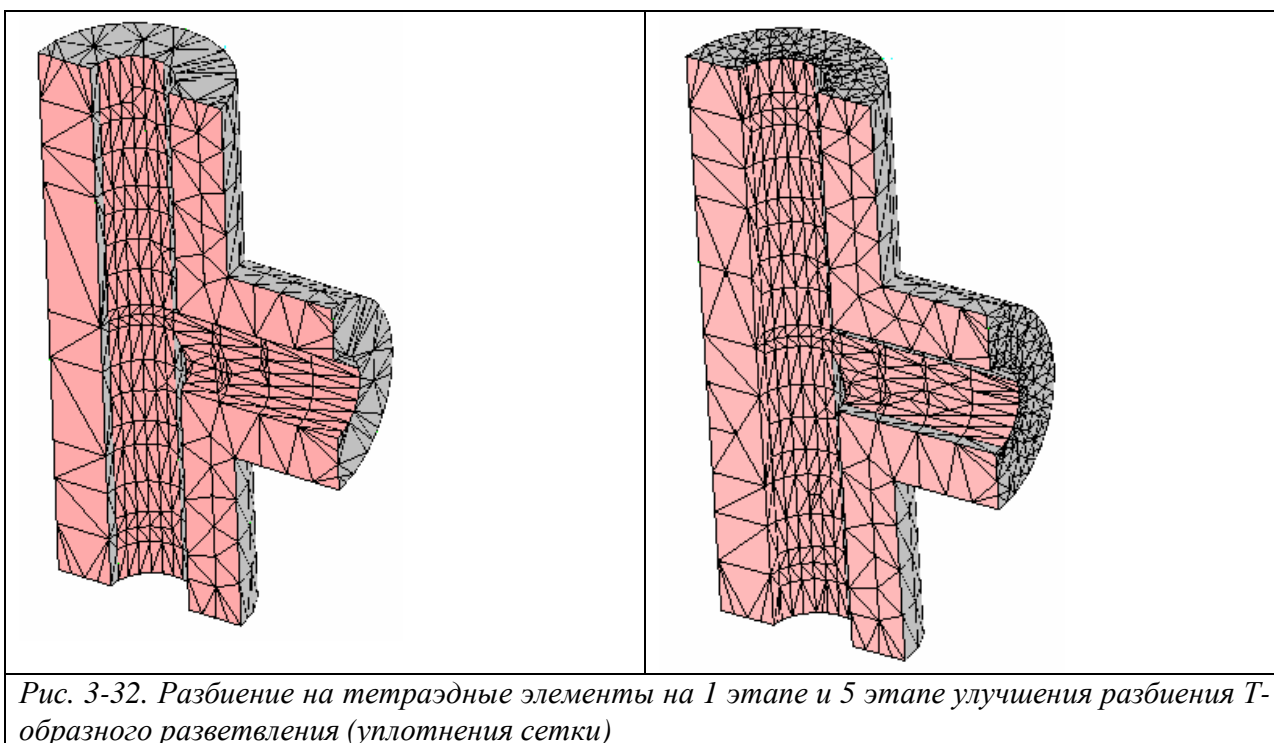


Рис. 3-32. Разбиение на тетраэдные элементы на 1 этапе и 5 этапе улучшения разбиения T-образного разветвления (уплотнения сетки)

В результате расчета S-параметров T-образного разветвления, (вывод будет показан ниже, в постпроцессоре), на частоте 2 ГГц имеем:

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= 0.3365 \angle 150.6^\circ, \\
 S_{21} &= 0.6659 \angle 323.6^\circ, \\
 S_{31} &= 0.6659 \angle 143.6^\circ.
 \end{aligned}$$

Установки решения для микрополоскового фильтра

Используйте диалоговое окно **Solve > Setup**, чтобы установить параметры для решения микрополоскового фильтра.

Чтобы установить параметры решения для микрополоскового фильтра:

1. Откройте проект **lpfilter** (или проект **ms_lpf** из папки проекта примеров).
2. Из главного экрана нажмите **Solve > Setup**. Появляется диалоговое окно **HFSS Simulation Configuration**.

3. Используйте закладку **Main Setup**, чтобы для фильтра на микрополосковой линии сделать установки разбиения и типов колебаний (рис. 3-18).¹⁰

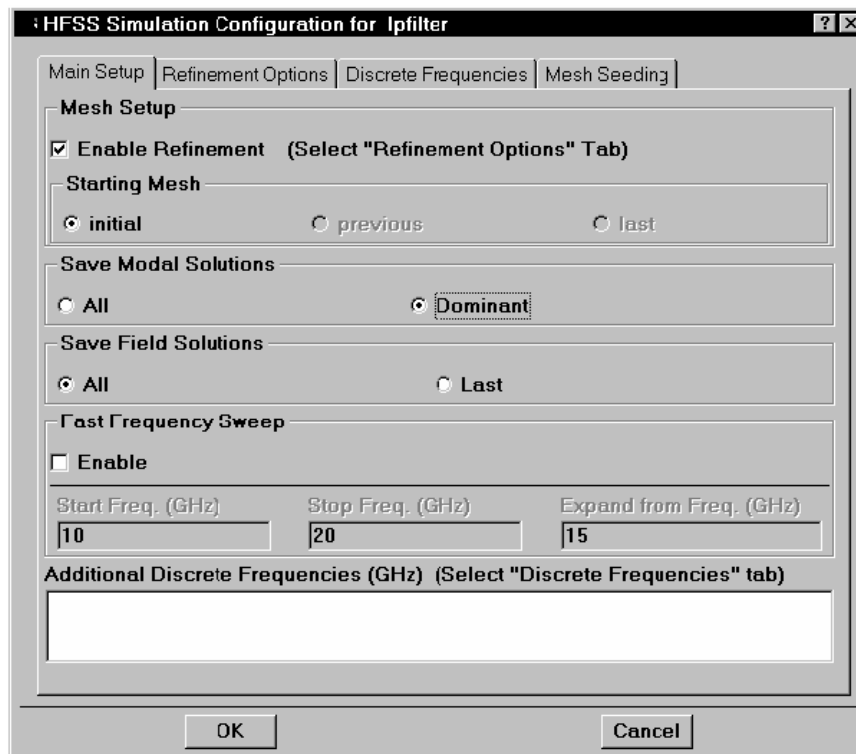


Рис. 3-33. Основные установки для решения

4. Откройте закладку **Refinement Options**, и установите параметр **Global Delta S-Parameter Delta Error** равным 0.01, что является значением по умолчанию.

5. В поле **Limit...**, установите число уплотнений сетки 5, что является значением по умолчанию (рис. 3-34).

¹⁰ Для версии 5.6 эта установка выполняется на закладке **Refinement**.

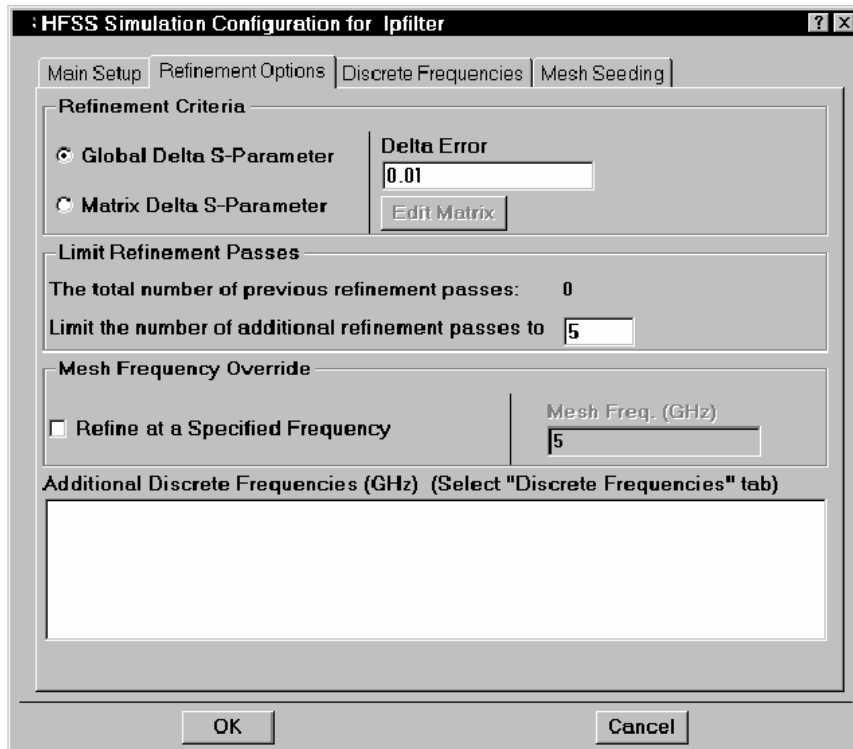


Рис. 3-34. Закладка установки параметров адаптации решения.

6. Откройте закладку **Discrete Frequencies**.¹¹
7. Установите режим изменения частоты **Start-Stop** и введите начальную частоту **2 (ГГц)** и конечную **16 (ГГц)**, с **14** равноотстоящими точками.
8. Нажмите кнопку **Add**, чтобы добавить режим качания частоты к списку частот **Additional Discrete Frequencies** (рис. 3-35).

¹¹ Для версии HFSS 5.6 эта установка выполняется на закладке **Frequencies**.

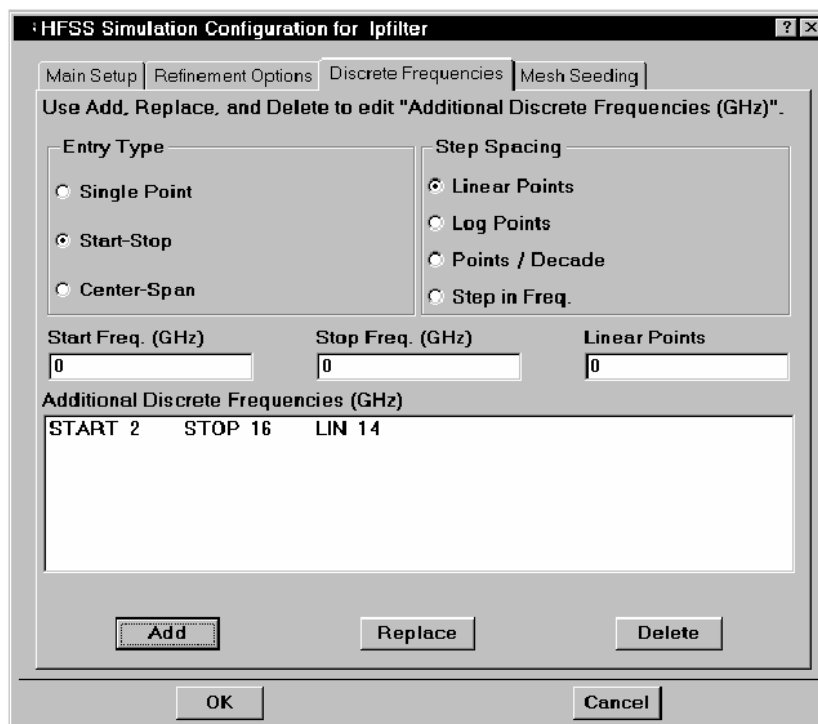


Рис. 3-35. Закладка задания дискретных частот анализа.

9. Нажмите **ОК** для выхода из окна установок.

Решение микрополоскового фильтра

Чтобы выполнить анализ микрополоскового фильтра:

1. Из главного экрана нажмите **Solve > Run**. Появляется диалоговое окно Run, позволяя Вам установить хост-машину, и время запуска на решение
2. Щелкните **ОК**.

В этой задаче, так и в предыдущей, вы можете просмотреть файл Log File для того, чтобы видеть процесс разбиения на ячейки и затрачиваемые компьютерные ресурсы для решения задачи.

HP-HFSS version 5.3 Copyright (C) 1995-1998 by Hewlett-Packard
 ms_lpf @ LAB2 LICENSE: Mon Nov 17 12:40
 ms_lpf @ LAB2 PORTS 1: Mon Nov 17 12:40

WARNING: Additional propagating modes were found on Port 1.
 The S-parameters will be calculated with these additional modes

short circuited. If you want these modes to be properly matched, please define more modes on this port.

```
CPU time: 00:00:04
ms_lpf @ LAB2 GRADE 1: Mon Nov 17 12:40
ms_lpf @ LAB2 MESH 1: Mon Nov 17 12:40
  Current Node Count 135 after EDGE seeds
  Current Node Count 169 after FACE seeds
  Current Node Count 209 after VOLUME seeds
  Number of Elements : 546
  CPU time: 00:00:01
ms_lpf @ LAB2 PORTS 1: Mon Nov 17 12:41
  CPU time: 00:00:01
ms_lpf @ LAB2 SOLVE 1: Mon Nov 17 12:41
  Frequency: 16.000000 GHz Unknowns: 3282
  CPU time: 00:00:02 Memory: 6.77 Mb
.....
ms_lpf @ LAB2 POST: Mon Nov 17 12:41
ms_lpf @ LAB2 DONE: Mon Nov 17 12:41
Total CPU Time = 00:00:38
Total Elapsed Time = 00:00:42
```

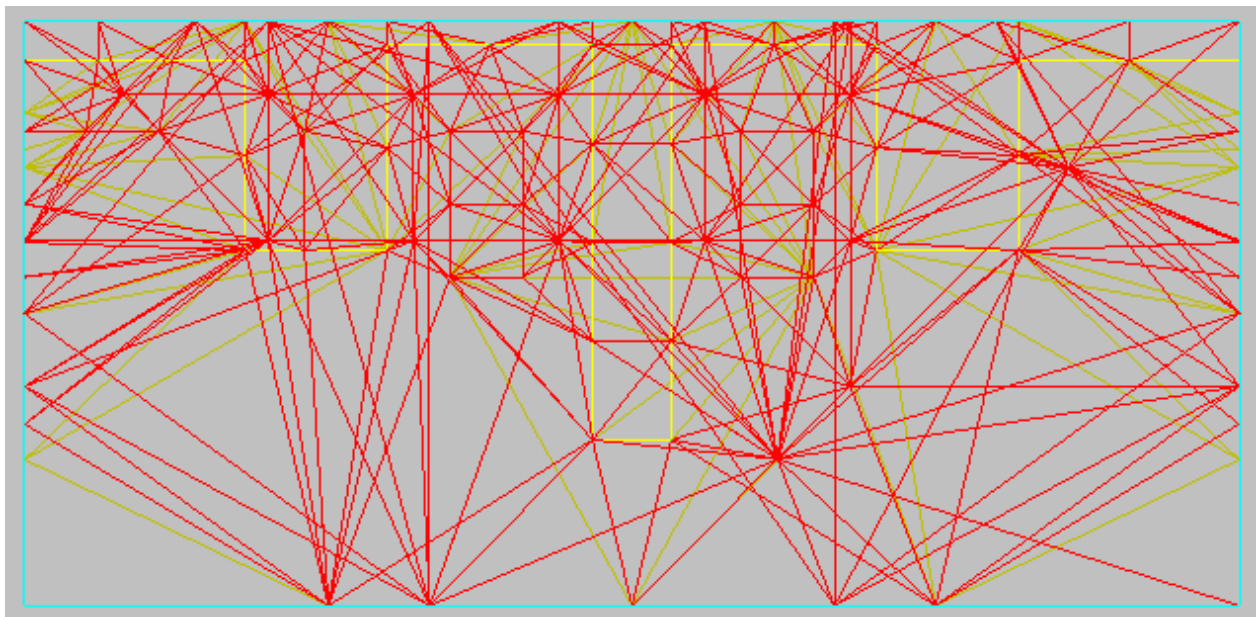


Рис. 3-36. Разбиение на ячейки микрополоскового фильтра(показана половина фильтра)

В результате расчета микрополоскового фильтра (разбиение на ячейки которого показано на рис. 3-36) на этапе постпроцессорной обработки можно вывести токи на металлических поверхностях, электромагнитные поля и др. характеристики. Приведем S параметры фильтра в диапазоне частот.

Табл. 3-1. S-параметры микрополоскового фильтра

Частота	S11	S21
2 ГГц	0.5747∠172.2°	0.8076∠-97.8°
3 ГГц	0.5299∠129.8°	0.833∠-141.1°
4 ГГц	0.2352∠79.9°	0.9506∠164.8°
5 ГГц	0.1571∠-179.1°	0.9606∠97.8°
6 ГГц	0.2356∠-92.32°	0.9169∠9.96°
7 ГГц	0.9447∠174.2°	0.2336∠-89.98°
8 ГГц	0.9855∠133.7°	0.03588∠-129.8°
9 ГГц	0.9892∠107.4°	0.01037∠15.85°
10 ГГц	0.99∠85.46°	0.02674∠90.07°
11 ГГц	0.99∠65.38°	0.0367∠-22.43°
12 ГГц	0.9894∠45.97°	0.04882∠-41.99°
13 ГГц	0.987∠26.13°	0.07606∠-62.52°
14 ГГц	0.9424∠-1.1°	0.2568∠-95.3°
15 ГГц	0.9796∠-2.7°	0.1022∠94.0°
16 ГГц	0.9877∠-25.6°	0.0306∠69.4°

Из Табл. 3-1 видим, что наилучшее прохождение через фильтр сигнала в диапазоне 4-6 ГГц.

Установки для решения рупорной антенны

1. Откройте проект **horntutor** (или **horn**).
Перейдите в режим установок для решения (**Solve>Setup**).
2. Из основного экрана для примера рупорной антенны нажмите **Solve > Setup**.
Появляется диалоговое окно HFSS Simulation Configuration.
3. Используйте закладку **Main Setup**¹², чтобы задать установки решения для рупорной антенны: разбиение – **initial** и типы волн – **all**.
4. В области **Fast Frequency Sweep** (Быстрое качание частоты), поставьте галочку в **Enable**.
5. Введите начальную частоту **8** и конечную частоту **12**. Установите количество точек в этом диапазоне равным **10** (рис. 3-37).

¹² Для версии HFSS 5.6 эта установка выполняется на закладке **Refinement**.

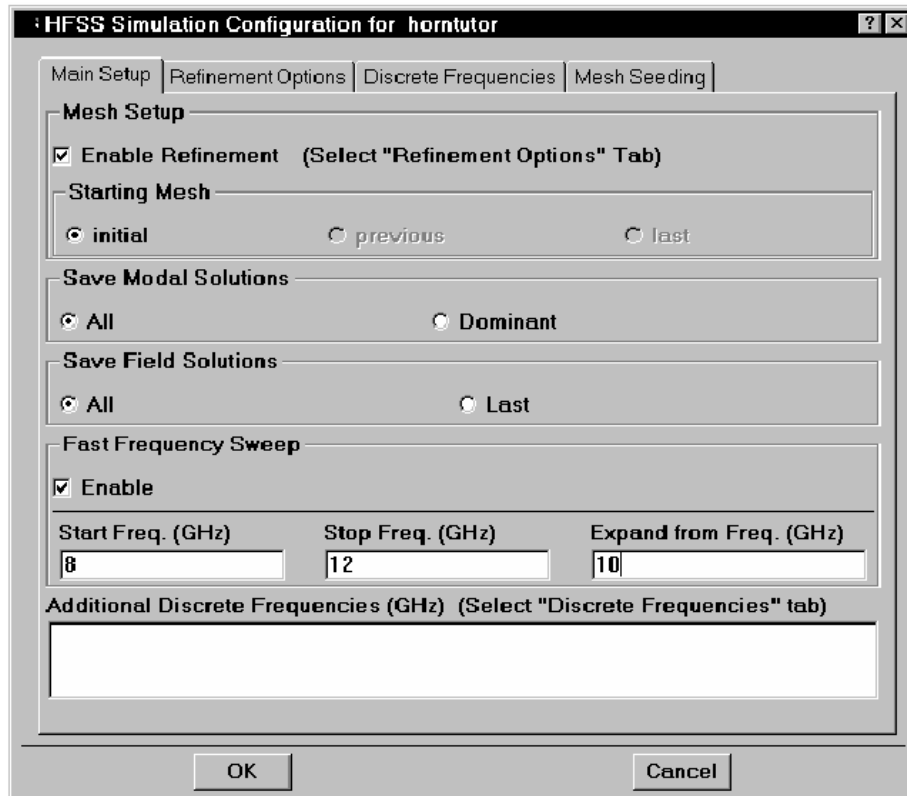


Рис. 3-37. Закладка установки основных параметров решения

6. Откройте закладку Refinement Options и задайте Global Delta S-Parameter (рис. 3-38). Параметр Delta Error, являющийся критерием сходимости, задайте равной величине 0.01 (значение по умолчанию).

7. В поле для **Limit number of add...** – установите число циклов уточнения разбиения на ячейки **4**.

8. В поле для пересчета сетки на частотах **Mesh Frequency Override**, отметьте поле для **Refine at a Specified Frequency**, и введите частоту 10.

Заметим, что если вы не установили параметры усовершенствования на заданной частоте, процесс будет выполняться на самой высокой частоте из списка частот. В этой задаче, если бы вы не определили Mesh Frequency Override (рис. 3-37), сетка будет соответствовать частоте 12 GHz.

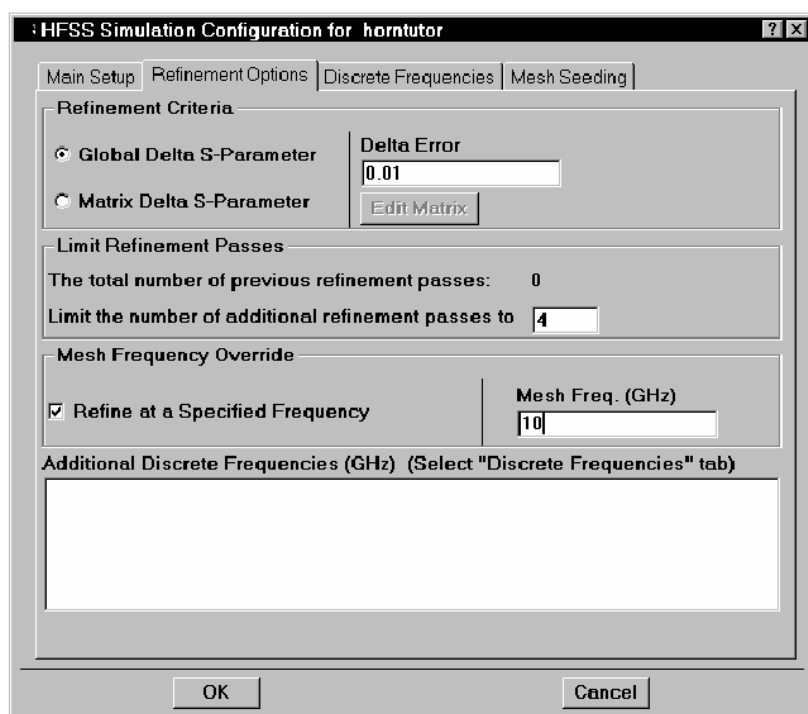


Рис. 3-38. Закладка параметров усовершенствования сетки

В этом примере не прибавляйте ничего в закладке **Discrete Frequencies**, потому что вы выполняете только быстрое качание частоты в районе 10 ГГц. Дополнительные дискретные частоты устанавливаются, если:

- Необходимо рассчитать поле в дальней зоне на конкретных частотах, кроме частоты 10 GHz. Поскольку в режиме быстрого качания частоты вычисление в заданном диапазоне частот является приближенным, то для повышения точности моделирования нужно определить дискретные значения частоты.
- вы хотите проверить решение для полосы частот. Для этого определяете полное решение на дополнительных дискретных частотах и сравниваете его с данными полученными, полученными для режима качания частоты.

Очень важным является закладка Mesh Seeding (рис. 3-39). Изменять параметры в этой закладке нужно в следующих случаях:

- Число неизвестных величин в структуре чрезмерно, производя громоздкую задачу
- вы хотите увеличить скорость сходимости моделирования
- Моделирование резонатора не сходится
- Тестовая структура, которой вы верите, сбивает при сходимости.

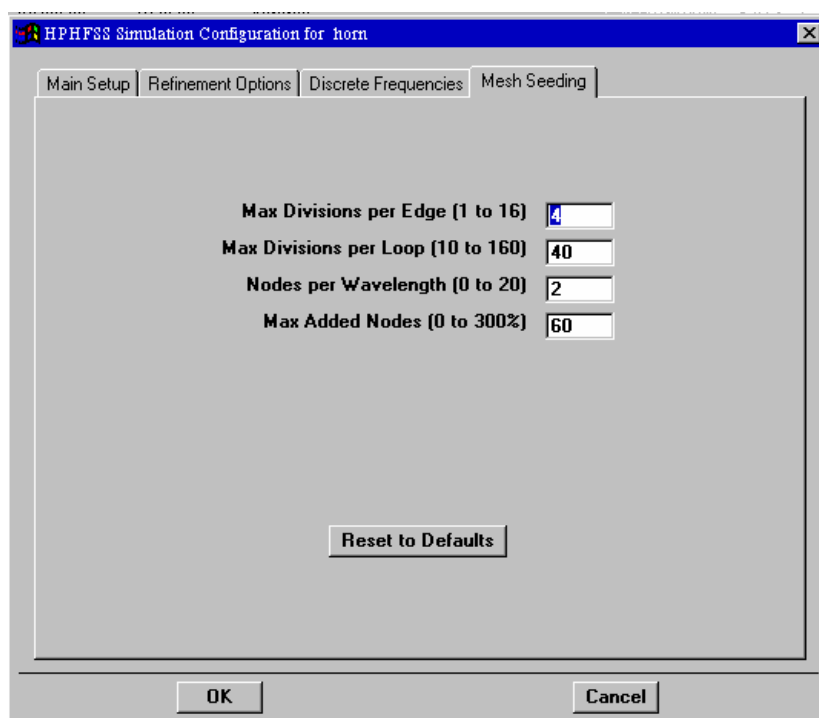


Рис. 3-39. Закладка установки режима разбиения на тетраэдры

Вы можете регулировать заполнение на гранях и в объеме структуры.

Чтобы изменять плотность ячейки:

1. Определите максимальное количество деления на ребро **Max Divisions per Edge**. Ребро может быть разделено на 1 ... 16 сегментов, и грани, которые разделены на большее число сегментов, будут иметь большее количество точек сетки, приложенных к ним. При максимальном разделении **Max Divisions per Edge** на границе, введите максимальное число сегментов, на которое самое длинное ребро может быть разделено. Более короткие грани будут разделены на меньшее количество сегментов. Фактическое число точек деления, применяющееся к ребру, и расположение этих точек определяются **HFSS**, но более длинные грани имеют пропорционально большее количество точек.
2. После деления граней на сегменты, **HFSS** регулируют заполнение, на основании, в частности, числа сегментов в петле. Петля определена как замкнутое множество граней. Введите максимальное число сегментов, на которое разбивается любая петля в поле **Max Divisions per Loop**. Это значение может иметь от 10 до 160 сегментов.
3. Параметр **Nodes per wavelength** (количество узлов на длину волны) дает возможность Вам изменить число точек в объеме, на основании длины волны

моделирования и условий распространений в пространстве. Если ваша структура предназначена для распространения через материал более плотный, чем воздух, увеличьте величину **Nodes per wavelength**.

4. Параметр **Max Added Nodes** дает возможность Вам прибавить особые точки на гранях и объемах структуры. вы можете увеличивать повсюду разбиение от 0 до 300 %. Места расположения точек разбиения определяется самой программой **HFSS**.

Рекомендации

Чтобы обеспечить лучшие результаты в ходе анализа вашей структуры, обратите внимание на следующие моменты при разбиении на ячейки.

- когда число неизвестных величин в структуры чрезмерно, особенно для начальной ячейки, установите параметры разбиения на их самые низкие величины.
- чтобы ускорить сходимость, увеличьте величины **Max divisions per edge**, **Max divisions per loop**, и **Max added nodes**.
- если резонансная полость будет не в состоянии резонировать, увеличьте **Nodes per wavelength**.
- если вы убеждены, что структура должна иметь решение, но решение не сходится, перед настройкой разбиения убедитесь, что не имеется погрешностей в геометрии, назначений материалов, граничных условиях, или установке решений. Постепенно увеличивайте **Max divisions per edge**, **Max divisions per loop**, и **Max added nodes**.

Заметим, что если вы уплотняете разбиение, убедитесь, что эти величины не слишком большие; ячейка может быстро расти, чтобы быть излишне сложной. Увеличивайте эти величины постепенно и затем повторно моделируйте, чтобы проверить характеристику.

9. Нажмите **ОК**, чтобы выйти из диалогового окна Simulation Configuration.

Решение для рупорной антенны

1. В основном окне выберите **Solve > Run**.

Появляется диалоговое окно Run, позволяя Вам установить режим запуска на решение задачу и установить день и время начала решения.

2. Щелкните **ОК**.

Появляется диалоговое окно HP HFSS / Job control и начинается процесс решения. Процесс сходимости будем контролировать по величине Delta S (рис. 3-40). Этот критерий - величина векторной разности для всех S-параметров для двух последовательных проходов. Если эти расчетные величины - меньше чем Delta Magnitude , адаптивное решение останавливается. Иначе, процесс решения продолжается, пока не достигнуто максимальное число адаптаций усовершенствования разбиения сетки. Уравнение для вычисления **Delta Magnitude**:

$$\Delta S = \max \left\{ \sqrt{(\operatorname{Re}(S_{ij}^n - S_{ij}^{n-1}))^2 + (\operatorname{Im}(S_{ij}^n - S_{ij}^{n-1}))^2} \right\},$$

где i и j - индексы портов, а n - номер цикла адаптации.

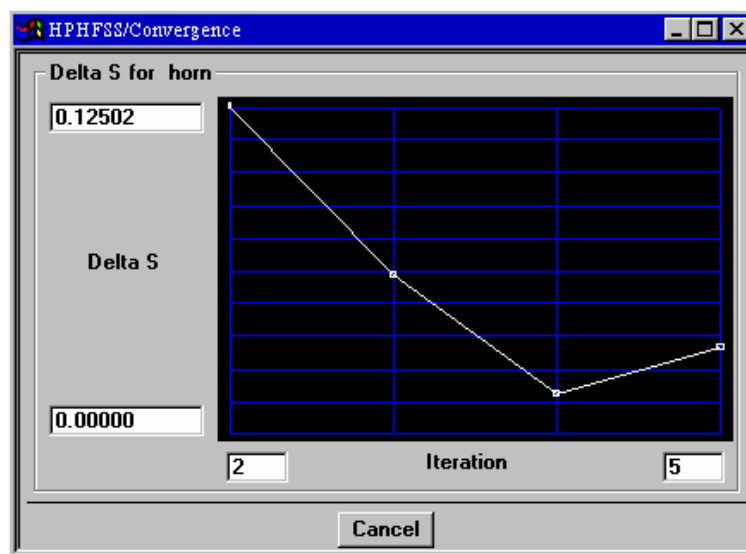


Рис. 3-40. Визуализация процесса сходимости решения для рупорной антенны

Если сходимость не достигается, то возможно добавить количество итераций, либо выполнить расчет в новой начальной точке. В связи с этим заметим следующее.

Для моделирования требуется устанавливаемая в разделе Starting Mesh начальная ячейка. Это – исходное разбиение, с которого начинается моделирование. Её вы

можете выбирать, выбирая условие начальной ячейки, предыдущей ячейки, или последней ячейки (**initial mesh, previous mesh, or last mesh**).

Initial (начальная ячейка)

Если вы выбираете **initial** как стартовое разбиение на ячейки, система создает разбиение на ячейки с нуля. Начальное разбиение - относительно крупное разбиение, в котором используются углы (точки объекта) структуры как вершины элементов в ячейке. При старте с начального разбиения, вы должны итерационно угадать ячейки. Поскольку элементы начальной ячейки относительно большие, не-адаптивное решение, которое основано только на начальной ячейке, вряд ли будет точным.

Previous (предыдущая ячейка)

Предыдущая ячейка **previous mesh** - конечная элементная ячейка, которая была создана в последнем цикле угадания разбиения. Чтобы возвратиться назад к этому разбиению, выберите **previous** как стартовую ячейку. Если вы планируете выполнять качание частоты на адаптивном решении, используя *previous mesh* – это может значительно уменьшить время обработки. Это верно по следующей причине: если решение сходится прежде, чем любой из критериев остановки выполнен, система заканчивает дополнительный адаптивный проход, чтобы подтвердить, что сходимости с этой предыдущей ячейкой может быть адекватна и менее сложна, чем последняя (*last*). Если вы рассматриваете S-матрицу для каждого адаптивного прохода и удовлетворены S-параметрами с последним адаптивным проходом, выберите *previous* для использования при делении ячеек.

Last Mesh (последняя ячейка)

Последняя ячейка – конечное разбиение на ячейки, которое было получено во время последней адаптивной итерации. Выберите *last* как стартовую ячейку, если вы желаете использовать эту ячейку в следующем решении. Это предотвратит систему от повторного создания первоначального разбиения на ячейки.

Как и в предыдущих задачах, полезно выполнить анализ файла Horn Log, который в данном случае имеет следующий вид (в сокращении):

```
HP-HFSS version 5.3 Copyright (C) 1995-1998 by Hewlett-Packard
horn @ LAB2 LICENSE: Mon Nov 17 19:26
horn @ LAB2 PORTS 1: Mon Nov 17 19:26
  CPU time: 00:00:01
horn @ LAB2 GRADE 1: Mon Nov 17 19:26
horn @ LAB2 MESH 1: Mon Nov 17 19:26
  Current Node Count 167 after EDGE seeds
```

Current Node Count 252 after FACE seeds
 Removed 18 VOLUME Seeds
 Current Node Count 270 after VOLUME seeds
 Number of Elements : 740
 Frequency: 10.000000 GHz Unknowns: 5073
 CPU time: 00:00:05 Memory: 9.30 Mb
 CPU time: 00:00:22 Memory: 46.88 Mb

horn @ LAB2 POST: Mon Nov 17 19:27

WARNING: Computed radiated power exceeds input power by 8.45 percent at 10.0000 GHz.
 Either solve for additional adaptive passes to generate a more accurate radiated power
 Or move the radiation boundary farther away from the radiating elements.

CPU time: 00:00:27 Memory: 58.66 Mb

horn @ LAB2 DONE: Mon Nov 17 19:32

Total CPU Time = 00:01:40
 Total Elapsed Time = 00:01:45

В этом файле мы видим предупреждение о том, что излучаемая мощность меньше мощности на входе антенны на 8.45%. В этом случае рекомендуется отдалить границу излучения (Radiation) от антенны, для достижения большей точности расчета. Когда задача закончена, показывается сообщение, вместе с датой и временем, когда решение задачи завершено.

Параметр S11 для рупорной антенны выводится в ходе постпроцессорной обработки (табл. 3-2).

Табл. 3-2. Параметры рупорной антенны

Частота	8 ГГц	8.5 ГГц	9 ГГц	9.5 ГГц	10 ГГц	10.5 ГГц	11 ГГц	11.5 ГГц	12 ГГц
S11	0.025 ∠130°	0.022 ∠-130°	0.098 ∠80.3°	0.068 ∠-163.8°	0.078 ∠69.1°	0.025 ∠130°	0.074 ∠56.1°	0.037 ∠115.6°	0.043 ∠76°

3.6. Постпроцессорная обработка

В этом разделе описывается постпроцессор HFSS, отдельная программа, в которой анализируются и выводятся данные, полученные в ходе решения задачи.

Возможности постпроцессорной обработки включают опции для просмотра результатов решения и черчения графиков:

- S-параметров,
- электромагнитного поля,

- постоянной распространения волны (гамма),
- характеристического импеданса,
- уровней поля в различных плоскостях сечения структуры,
- отображение данных на диаграмме Смита,
- отображение поля в виде векторов,
- рисунки поля в дальней зоне (диаграмма направленности),
- отображение двумерных линий равного значения поля.

Просмотр объемного чертежа: коаксиальное Т-образное соединение

Свободная манипуляция объемным чертежом коаксиального Т-образного соединения позволяет Вам внимательно рассмотреть как саму структуру объекта, так и электромагнитные поля и их распространение в структуре. Создание объемного чертежа в постпроцессоре имеет преимущество перед трехмерным чертежом, созданным на этапе черчения. Это преимущество заключается в удобном вращении, масштабировании и сдвиге чертежа, выполняемым в окне рис. 3-42.

Чтобы увидеть объемный чертеж Т-образного коаксиального соединения:

1. Откройте проект **coaxtee**.
2. Из основного экрана для коаксиального примера с Т-образным соединением выберите **Post > Post Processor**. После запроса на открытие постпроцессора (рис. 3-41) и нажатии на **ОК**, отображается диалоговое окно **Post Processor**¹³.

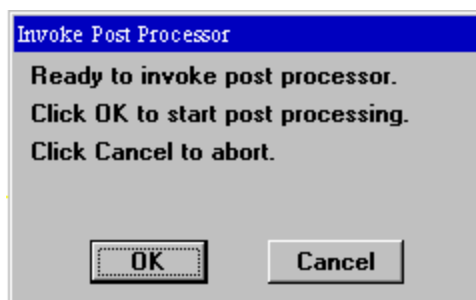


Рис. 3-41. Разрешение на запуск постпроцессора

3. Щелкните **ОК**.

¹³ Для версии 5.6 выберите **Post > Start Postprocessor**.

Появляется сообщение « Запуск постпроцессора ... » и система сделает паузу на время загрузки постпроцессора. Экран постпроцессора отображается как на рис. 3-42.

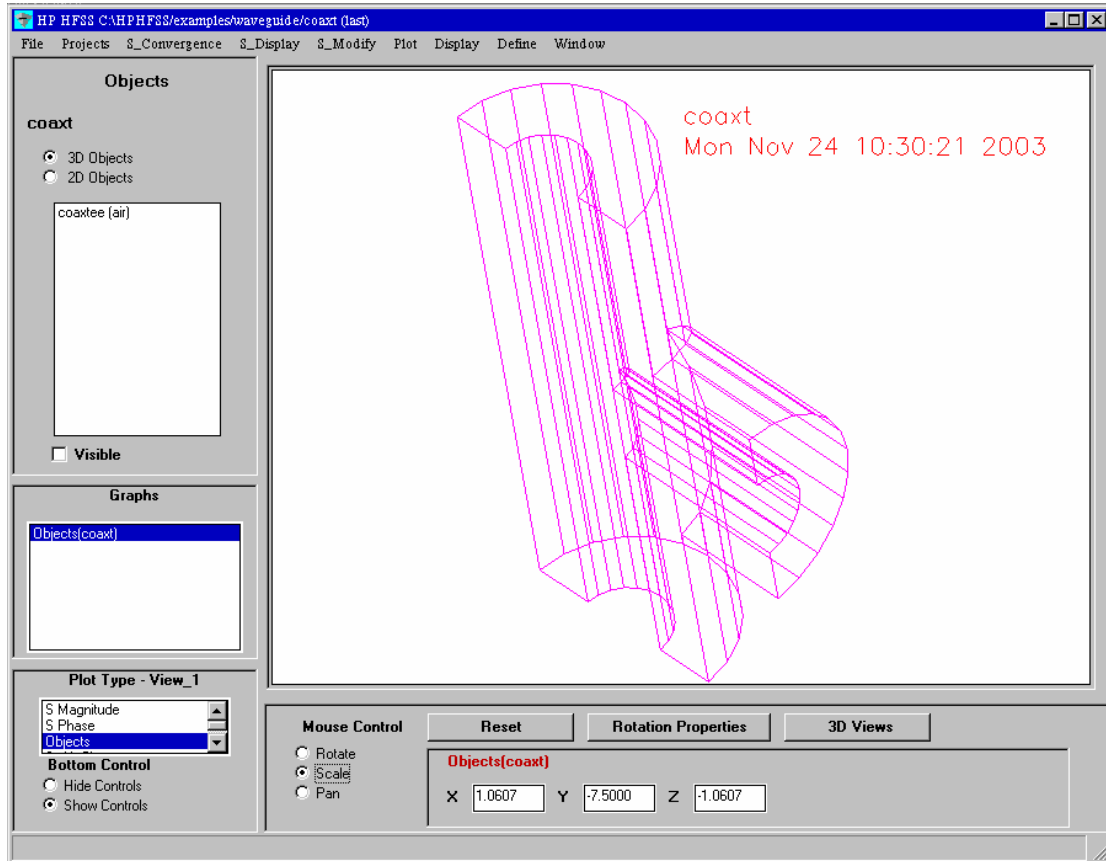


Рис. 3-42. Экран постпроцессора с коаксиальным T-образным элементом.

Используя курсор мыши, кнопки «Rotate», «Scale» и «Pan» можно рассмотреть любой объект проекта, выбирая его в левой части окна «Objects».

4. Из меню, нажмите **Plot > Field Plot**.¹⁴ Появляется диалог **Field Plot Dialog**.

5. Для вывода поле E в сечении YZ- плоскости заполните диалоговое окно как на рис. 3-43.

¹⁴ **Field > Plot Fields** для версии HFSS 5.6.

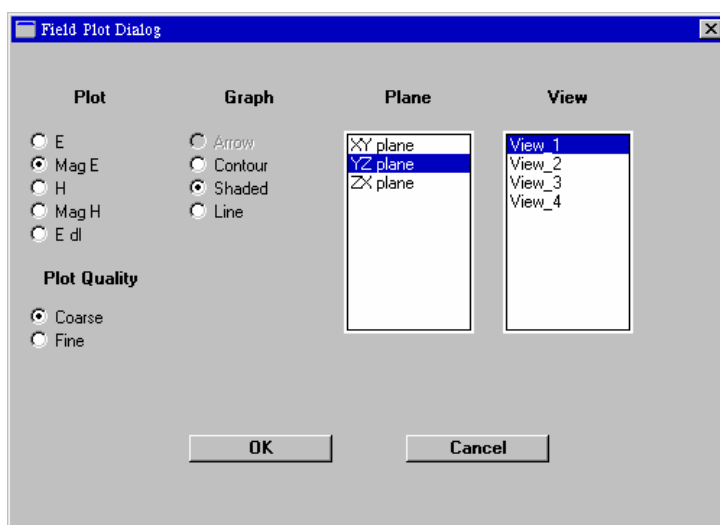


Рис. 3-43. Диалоговое окно черчения поля в коаксиальном Т-образном соединении

6. Нажмите **ОК**.

Объемный чертеж будет виден с разрезом по Y-Z плоскости, по которой структура была разбита, используя ее симметрию.

7. Нажмите кнопку **Display Properties** и затем отметьте **Animate**¹⁵.

Объемный чертеж меняется и показывает электрическое поле, распространяющееся в плоскости YZ (рис. 3-44).

¹⁵ Для версии HFSS 5.6 нажмите кнопку **Display Properties** и выберите **Animate**. Скорость анимации определяется значением в поле **Increment** в диалоговом окне **Display Properties**. Ее можно изменять.

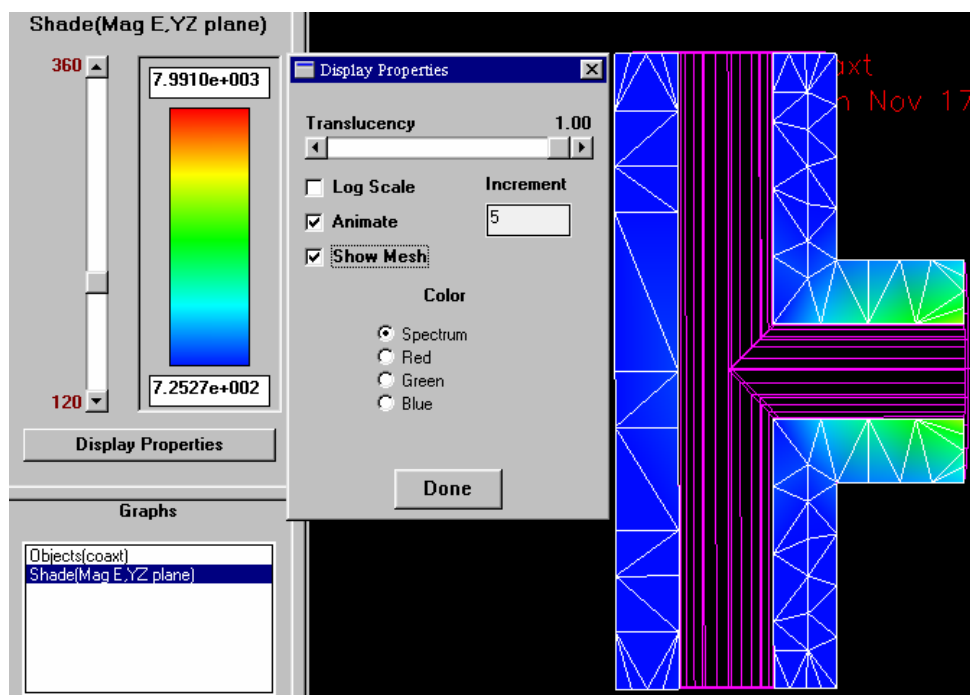


Рис. 3-44. Диалог свойств вывода поля и сечение коаксиального T-образного соединения

Расчет и вывод S-матрицы: микрорословый фильтр

Во время постпроцессорной обработки можно:

- Вывести графики элементов S-матрицы
- Показать несколько характеристик на одном экране.

Чтобы вывести графики S-параметров:

1. Откройте проект **lpfilter** (или проект **ms_lpf** в папке проекта примеров).
2. В главном окне выполните **Post > Post Processor**.
3. Нажмите **ОК**.

Загрузится постпроцессор.

4. Из меню постпроцессора выберите **S_Display > S Mag Plot**¹⁶. Появляется окно **Plot S Parameters** (рис. 3-45).

5. Из **Matrix List** (Матричного Списка), выберите решение, которое содержит данные для режима качания частоты.

¹⁶ Для версии HFSS 5.6 **Plot > S Mag Plot...**

6. Из списка S параметров нажмите на **S [(P1M1), (P1M1)]**.
7. Из списка View, нажмите на **View_1** (рис. 3-45).

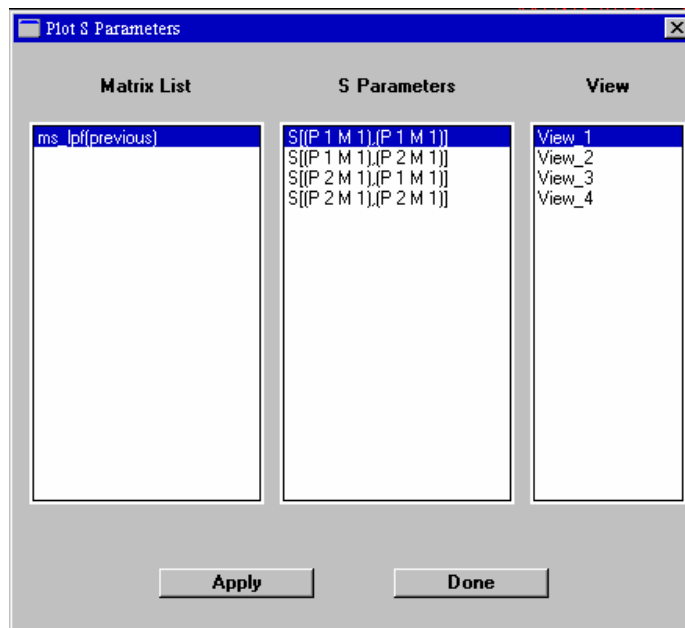


Рис. 3-45. Диалоговое окно выбора S параметров

8. Нажмите **ОК**.

Чертеж должен выглядеть так, как на рис. 3-46.

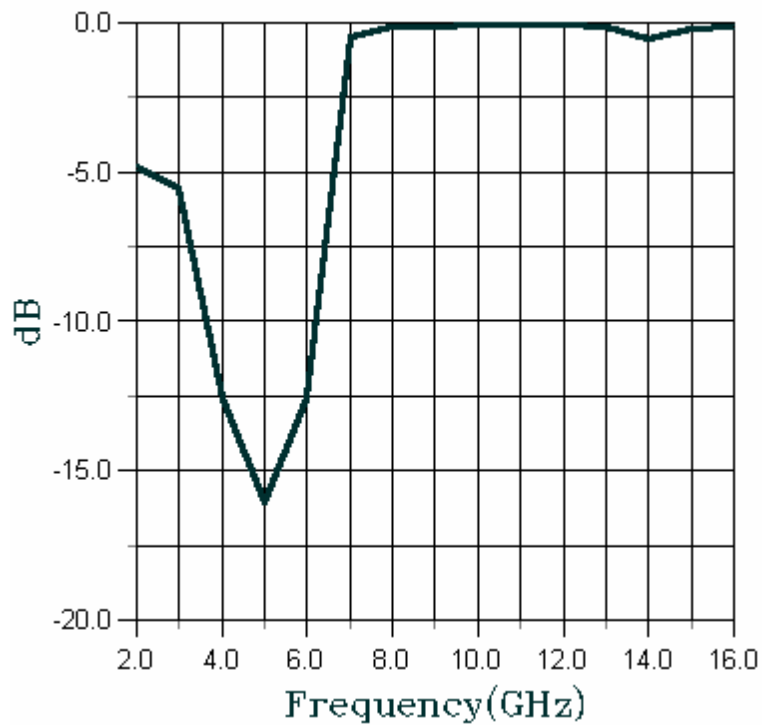


Рис. 3-46. Частотная характеристика модуля S_{11} (dB) микрополоскового фильтра

Мы можем вывести параметр S_{11} на диаграмму Смита (рис. 3-48). Для этого выберем команду **S_Display > S Smith Chart**. Появляется диалог выбора параметра (рис. 3-47).

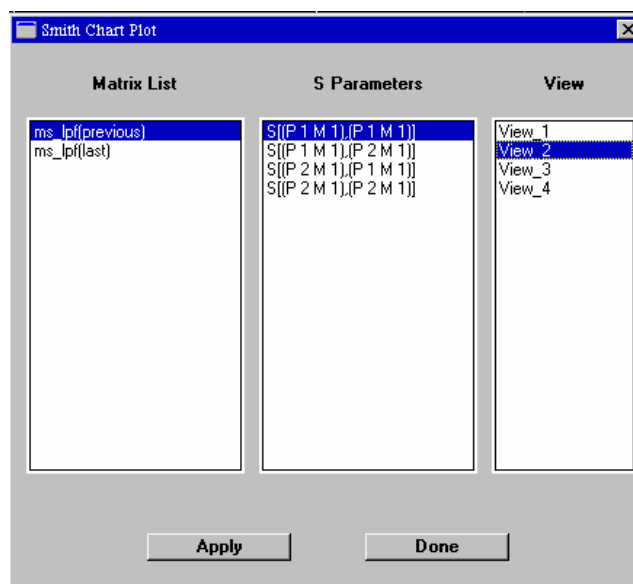


Рис. 3-47. Вывод S_{11} микрополоскового фильтра на диаграмму Смита

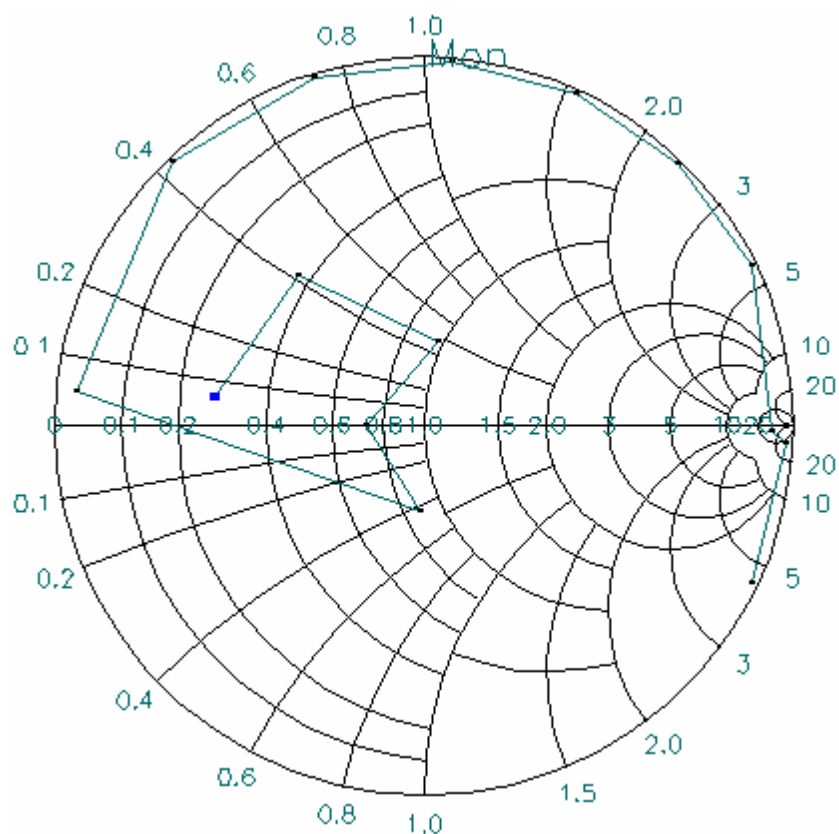


Рис. 3-48. График частотной зависимости S_{11} микрополоскового фильтра

Просмотр поля в дальней зоне: рупорная антенна

Поскольку задача для рупорной антенны содержит границу излучения, в дополнение ко всем перечисленным ранее чертежам и графикам можно также получить изображение поля в дальней зоне в полярной системе координат (рис. 3-49) и параметры антенны.

На примере рупорной антенны показаны следующие постпроцессорные функции:

- создание трехмерного изображения поля в дальней зоне;
- изображение поля в дальней зоне в полярной системе координат;
- расчет и вывод параметров антенны.

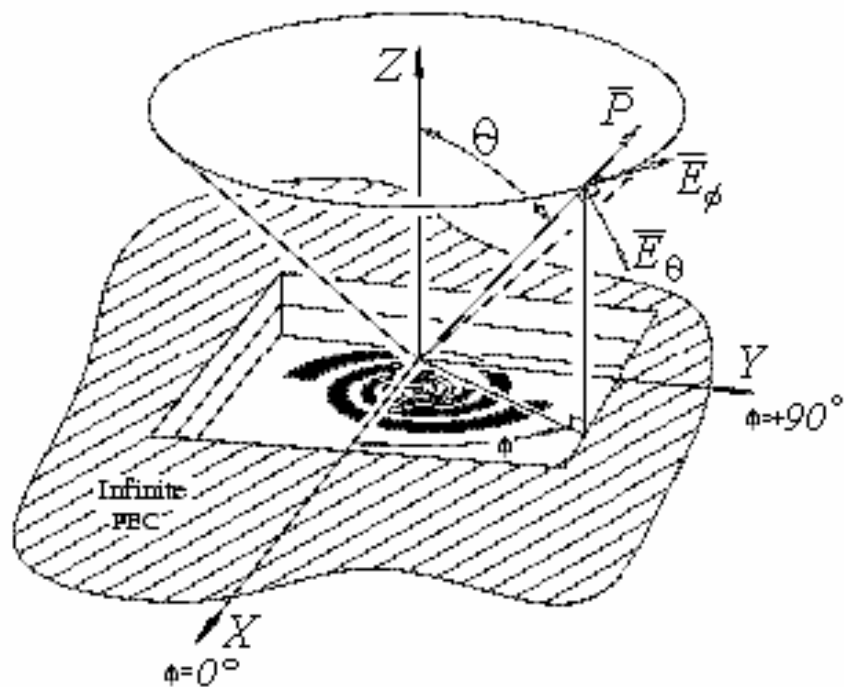


Рис. 3-49. Спиральная антенна и составляющие поля в дальней зоне

Создание трехмерного изображения поля в дальней зоне

Трехмерное изображение поля в дальней зоне эквивалентно изображению 3D диаграммы направленности антенны.

Чтобы вывести картину поля в дальней зоне:

1. Откройте проект **horntutor**.

2. Из экрана Main нажмите **Post > Post Processor**.

Диалоговое окно Post Processor отображается.

3. Щелкните **ОК**.

Появляется сообщение « Запуск постпроцессора ... » и система делает паузу на время загрузки постпроцессора, после которой появляется его окно.

4. Выполните **Far Field > Far Field Plot**. Появляется диалог поля в дальней зоне (рис. 3-50).

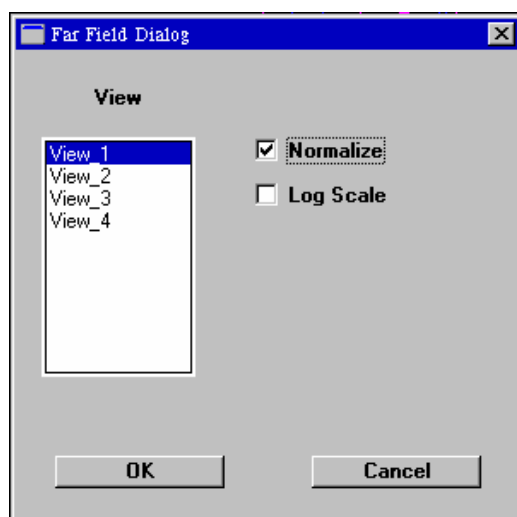


Рис. 3-50. Вывод нормализованной трехмерной диаграммы направленности рупорной антенны

5. Выберите View_1 и нажмите **OK**.

Чертеж поля в дальней зоне отображается, как на рис. 3-51. вы можете использовать полосу прокрутки полупрозрачности, чтобы скорректировать прозрачность чертежа.

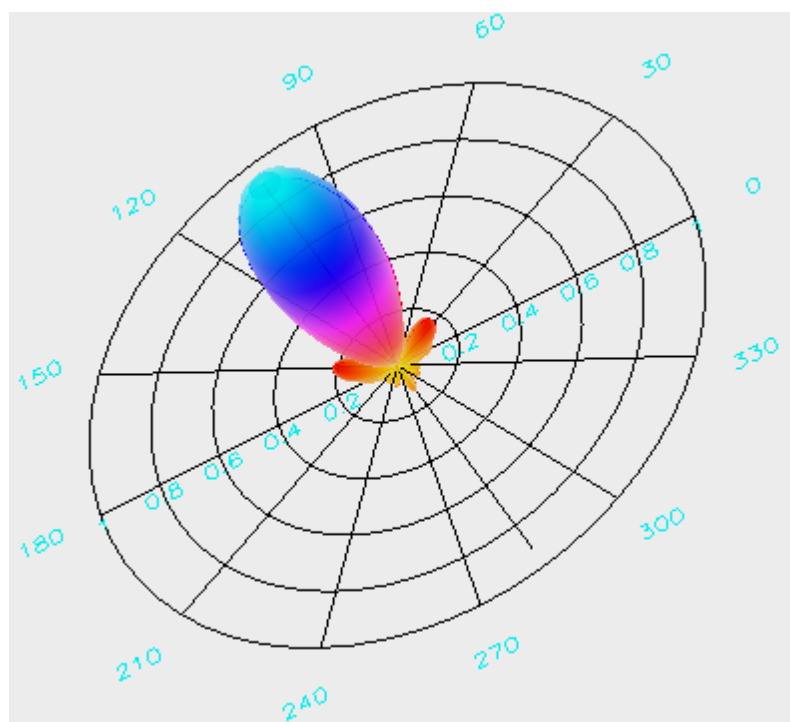


Рис. 3-51. Чертеж поля в дальней зоне рупорной антенны

Создание графика в полярной системе координат

Имея трехмерное изображение поля в дальней зоне, вы можете вывести ее сечение, выбрав для этого параметры сечения по углу θ «Theta Cut» и по углу ϕ «Phi Cut» и вывести чертежи в полярной системе координат. Для этого выберите команду **Far Field -> Cut 3D Far Field**. Появится диалог рис. 3-5. Нажмем кнопку Apply и в списке сечений «Cut Plots» появится сечение ДН с $\phi = 0^\circ$.

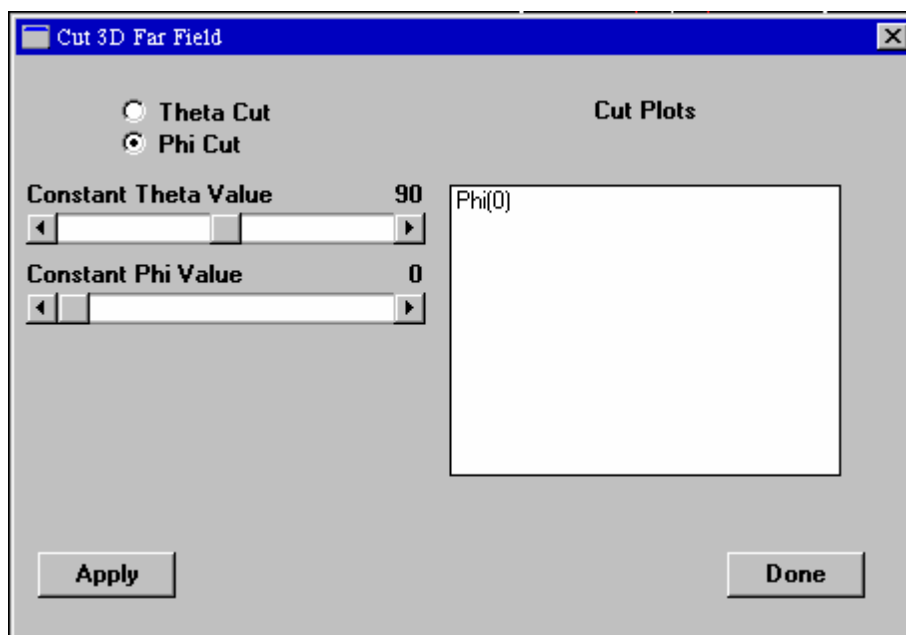


Рис. 3-52. Диалог выполнения сечения трехмерной диаграммы направленности

Чтобы получить другие сечения трехмерной диаграммы направленности:

1. Используйте полосы прокрутки под **Constant Theta Value** и **Constant Phi Value**. Поперечное сечение отображается на чертеже как функции изменения значений углов θ или ϕ .
2. Щелкните на **Save Constant Theta Plot** или **Save Constant Phi Plot**.
3. Выберите **Far Field > Far Field Polar Plots**
4. Из диалогового окна, выберите режим полярного представления Far Field Polar и нажмите **ОК**. Полярный чертеж показан на рис. 3-53. вы можете сохранить и начертить различные сечения трехмерной диаграммы направленности антенны (рис. 3-54).

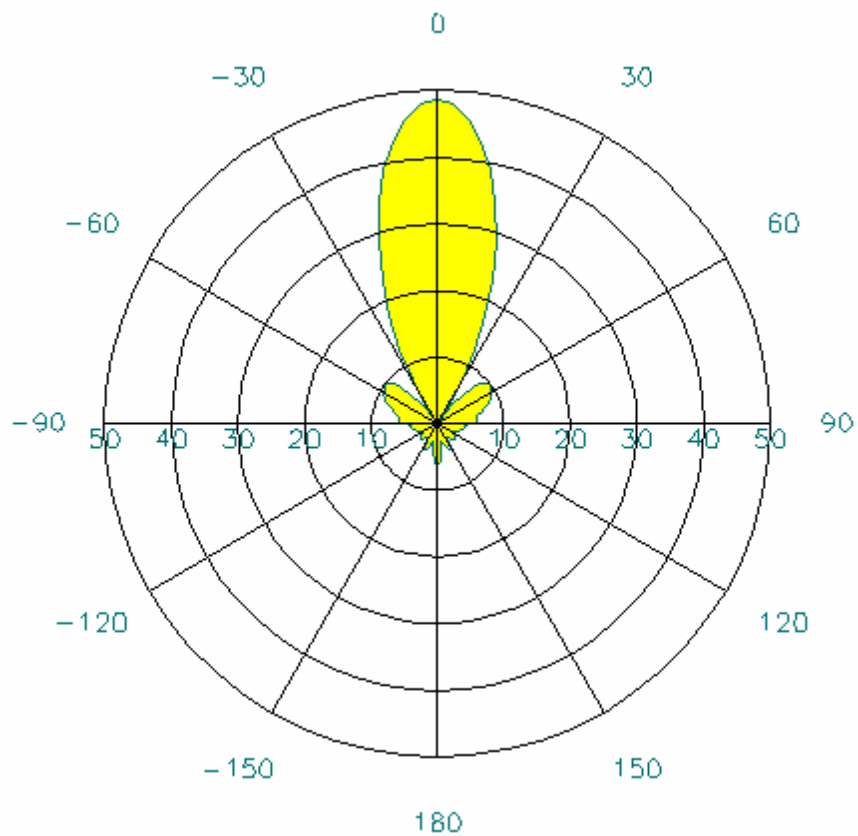


Рис. 3-53. Сечение диаграммы направленности в полярной системе координат при $\Phi \text{ Constant} = 0^\circ$.

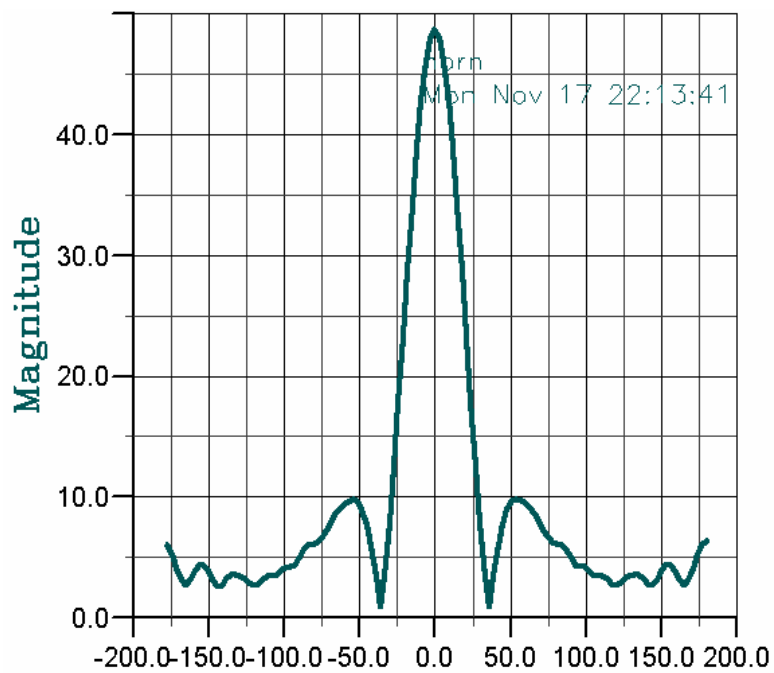


Рис. 3-54. Сечение диаграммы направленности в прямоугольной системе координат

Расчет антенных характеристик

Характеристики антенны рассчитываются одновременно с полем в дальней зоне. Когда выполняется быстрое качание частоты, как в примере с рупорной антенной, эти параметры рассчитываются сначала на центральной частоте, которые программа затем интерполирует на другие частоты.

Чтобы увидеть характеристики рупорной антенны в окне постпроцессора выберите **Far Field > Antenna Parameters**.

Диалоговое окно **Antenna Dialog** отображено на рис. 3-55.

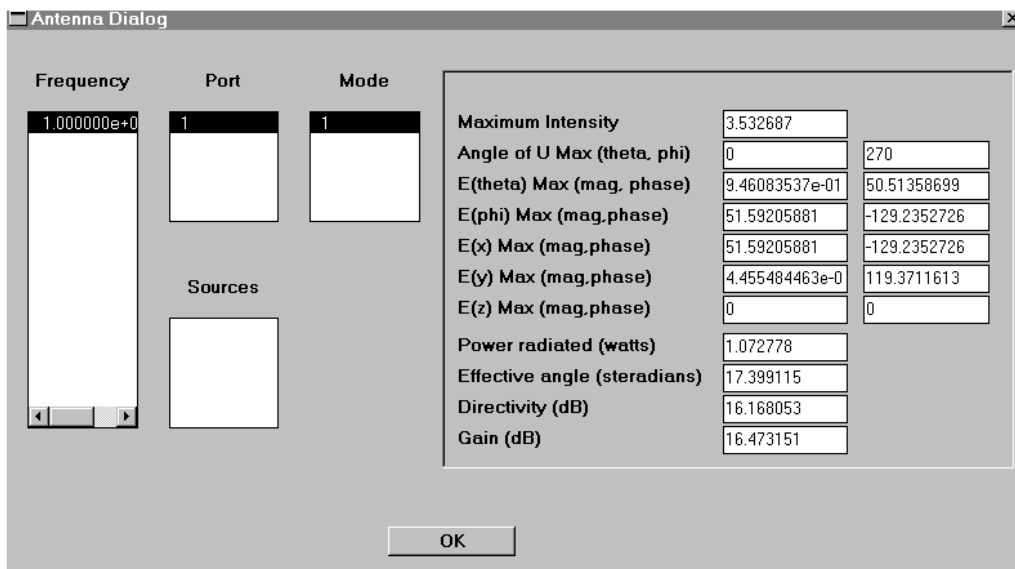


Рис. 3-55. Диалоговое окно антенных параметров

Имеется также ряд других типов двумерных и 3D чертежей. Раскроем характеристики диалога 3-55.

Табл. 3-3. Параметры антенны

№ п/п	Параметр	Пояснение параметра
1	Maximum Intensity	Максимальная интенсивность антенны, Вт/стерадиан
2	Angle of U Max (theta, phi)	Направление (θ , ϕ), в котором имеет место направление максимального излучения
3	E(theta) Max (mag, phase)	Максимальное значение составляющей E_θ , модуль и фаза
4	E(phi) Max (mag, phase)	Максимальное значение составляющей E_ϕ , модуль и фаза
5	E(x) Max (mag, phase)	Максимальное значение составляющей E_x , модуль и фаза
6	E(y) Max (mag, phase)	Максимальное значение составляющей E_y , модуль и фаза

7	E(z) Max (mag, phase)	Максимальное значение составляющей E_z , модуль и фаза
8	Power radiation (watt)	Мощность излучения антенны $P_{cp} = \frac{1}{8\pi} \operatorname{Re} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} (E_\theta H_\phi^* - E_\phi H_\theta^*) \sin \theta \, d\theta d\phi$
9	Effective Angle (steradians)	Эффективный телесный угол, в котором сосредоточена излучаемая мощность
10	Directivity (dB)	Направленность антенны – усиление антенны в направлении максимального излучения мощности в дБ
11	Gain (dB)	Усиление антенны – отношение излученной мощности к мощности на входе антенны, в дБ

Глава 4. Примеры моделирования СВЧ устройств на HFSS

В данной главе рассматривают несколько практических конструкций, которые рассчитаны с помощью HFSS, в том числе три примера, важных в практике проектирования, и имеющие отношение к медицинским аспектам воздействия СВЧ поля на человека [6-9].

4.1. Расчет удельной мощности поглощения в голове пользователя сотового телефона

Применение СВЧ волн в медицине чаще всего связано с положительным эффектом, который дает локальный прогрев определенных частей человеческого тела (СВЧ гипертония). Это наиболее изученная сторона облучения, применяемая в медицинской практике. Другой тип воздействия часто носит отрицательный эффект, связанный с влиянием СВЧ поля на нейронные связи межклеточной структуры, а также ДНК. Этот, а также и другие аспекты медицинского и психологического воздействия СВЧ волн на человека находятся сейчас в поле скуплезных экспериментальных исследований.

Задача разработчика медицинского оборудования, используемого в локальном или выборочном облучении организма, сводится к разработке аппаратуры, и в частности антенной системы, которая позволит врачу подбирать и регулировать режим облучения тела больного.

Немаловажный аспект облучения СВЧ связан с сохранением здоровья и охраной труда при работе с излучателями большой мощности: генераторами, измерительной аппаратурой, передатчиками, печами СВЧ, в том числе передатчиками, работающими в приборах общего пользования, например, в сотовых телефонах.

Таким образом, важной задачей является построение модели взаимодействия тела человека с СВЧ излучением. Тело человека, представляющее собой диэлектрический материал с большими потерями, значительно усложняет электродинамическую задачу. Однако именно расчет и уменьшение мощности,

поглощаемой в теле человека при работе сотового телефона, является сейчас одной из приоритетных задач.

На рис. 4-1 показан вид сотового телефона с открытой крышкой-экраном LCD (Liquid Crystals Display). Корпус телефона состоит главным образом из экранирующих металлических слоев и покрыт сверху пластиком LEXAN ($\epsilon = 2.9$, $\text{tg } \delta = 0.006$ (8.5 ГГц) толщиной до 3 мм. Это же относится к крышке с LCD.

Если этот пластик мысленно снять, то остается металлический корпус телефона, который имеет сложную форму, и содержит функциональные отверстия сложной формы. Одно из таких важных отверстий находится в месте антенны. При моделировании телефон представляется как металлический корпус, в одном из отверстий которого пропускается вывод антенны.

В реальной конструкции телефона антенна подключена к плате через дуплексный фильтр к выходу усилителя мощности. Однако в модели, построенной в программе HFSS, антенна запитывается снизу через коаксиальный кабель, поскольку одним из требований HFSS [1] является то, что через плоскости, которые окружают анализируемое устройство, может либо излучаться, либо поступать мощность.

Размеры откидываемой крышки с вырезами соответствуют металлизированной части крышки телефона, т.е. той её части, на которой расположен экран LCD. Считаем, что экран LCD является металлизированной поверхностью для электромагнитных волн.

Антенна анализируемого телефона спиральная, состоящая из двух последовательных секций – с редким шагом и с частым шагом. Такая спиральная антенна предназначена для работы в двух частотных диапазонах. Антенна покрыта пластиком с $\epsilon=2.2$ (тефлон).

Основная идея расчета мощности, поглощаемой в голове пользователя, с помощью программы HFSS, состоит в использовании специального режима вывода результатов расчета модуля поля в постпроцессоре: вдоль линии (LINE), пересекающей конструкцию насквозь. В этом случае можно рассчитать зависимость модуля поля от координаты удаления от антенны.

Модель сотового телефона состоит из корпуса и антенной системы, в которую входит спиральная антенна и несимметричный вибратор (штырь) включенные параллельно.

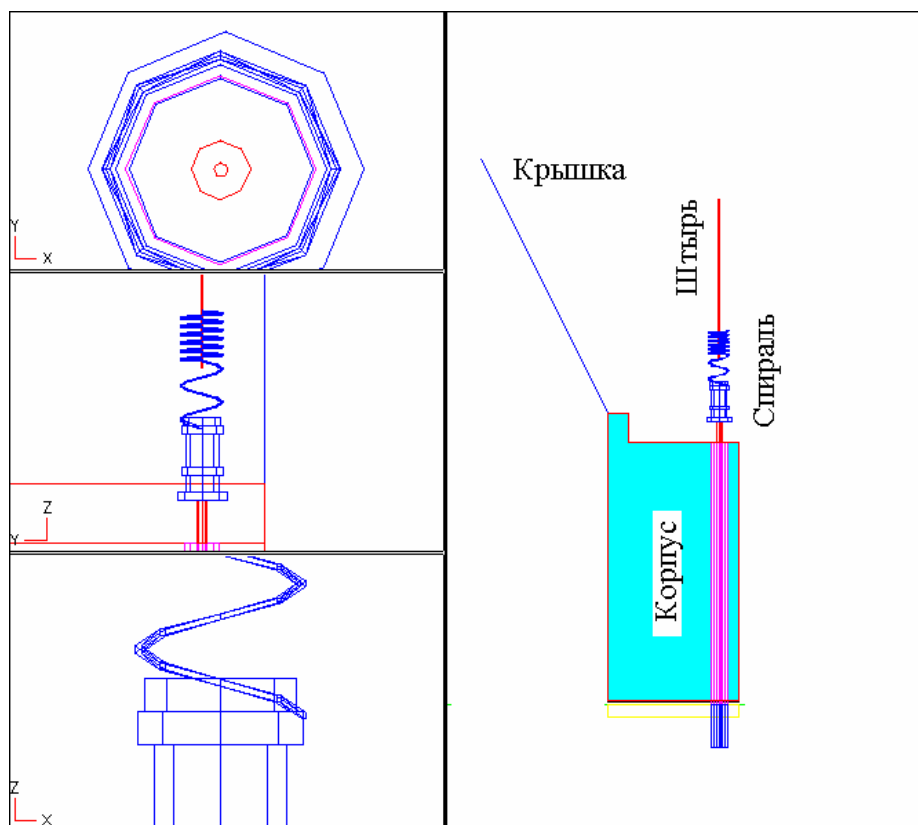


Рис. 4-1. Спиральная антенна с переменным шагом в поле программы HFSS (в левом ряду окон разный масштаб)

В окончательном расчете корпус телефона покрывается со всех сторон пластиком с диэлектрической проницаемостью 2.2. Толщина этого пластика, так же как форма корпуса, влияют на результаты моделирования, что является предметом исследований [3...5].

4.2. Расчет удельной мощности поглощения в диэлектрическом теле

По определению, величина удельной поглощаемой мощности (SAR – Specific Absorption Rate) в объеме пространства равна [9]

$$SAR = \frac{\sigma |E|^2}{\rho}, \quad (42)$$

где σ - проводимость материала в данном объеме, См/м,

E – напряженность поля, В/м,

ρ - удельная плотность вещества, кг/м³.

Формулу (42) можно использовать, если известны значения E в интересующих точках модели головы. Анализ поля можно ограничить точками, наиболее близко расположенными к антенной системе, или по наиболее характерным направлениям. Такими направлениями в данном анализе выбраны линии, идущие перпендикулярно корпусу телефона на заданной высоте, близкой к высоте антенны.

Рассмотрим следующую трехслойную модель головы человека, параметры которой приведены в табл. 4-1.

Табл.4-1. Параметры трехслойной модели головы человека

Вещество	Толщина	Радиус границы сферы	Относительная диэлектрическая проницаемость	Проводимость	$tg \delta^7$ (расчет)	Плотность материала
Мозг		48 mm	53 (для 0.9 ГГц) (46 для 1.9 ГГц)	1.1 См/м (1.7)	0.415 (0.369)	1030 кг/м ³
Кость	3 mm		9 (8)	0.06 См/м (0.1)	0.133 (0.125)	1800 кг/м ³
Кожа	1 mm		59 (46)	1.3 См/м (1.9)	0.44 (0.41)	1100 кг/м ³

17

Для анализа распространения волн в диэлектрической среде с большими потерями нужно воспользоваться понятием комплексной диэлектрической проницаемости [6]

$$\tilde{\epsilon} = \epsilon - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}, \quad (43)$$

где ϵ - реальная часть относительной диэлектрической проницаемости материала
 $\omega = 2 \pi f$ - частота распространяющейся волны,
 $\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$ Farad/m

Введение комплексной диэлектрической проницаемости вместо реальной, отражает тот факт, что в проводящем теле имеются т.н. сторонние токи, которые появляются за счет возбуждения из внешними источниками (в противоположность поляризационным токам, которые объясняются только движением зарядов диэлектрика). Значение вещественной части ϵ говорит об интенсивности процесса поляризации, в то время как мнимая часть характеризует плотность токов проводимости.

Изображая число $\tilde{\epsilon}$ на комплексной плоскости, можно характеризовать соотношение между вещественной и мнимой частью при помощи угла δ , носящего название угла диэлектрических потерь. Чем больше этот угол, тем относительно большая часть электромагнитной энергии рассеивается в виде тепла при протекании токов проводимости. На практике чаще всего пользуются тангенсом этого угла:

$$tg \delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_a}. \quad (44)$$

Рассчитанный по формуле (44) тангенс угла диэлектрических потерь вводим в программе HFSS при описании материала.

При внесении в анализируемое пространство неоднородного предмета, например модели головы, эта погрешность может быть скомпенсирована, поскольку вершины тетраэдров как раз располагаются на границе слоев головы. Для примера приведем картину разделения на тетраэдры в плоскости вертикального сечения (рис. 4-2) и рассчитанные линии равной напряженности поля в этом сечении.

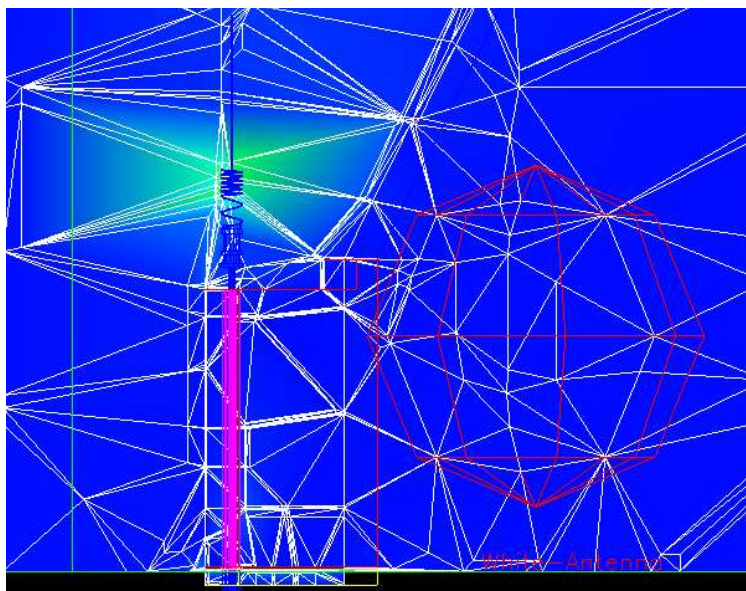
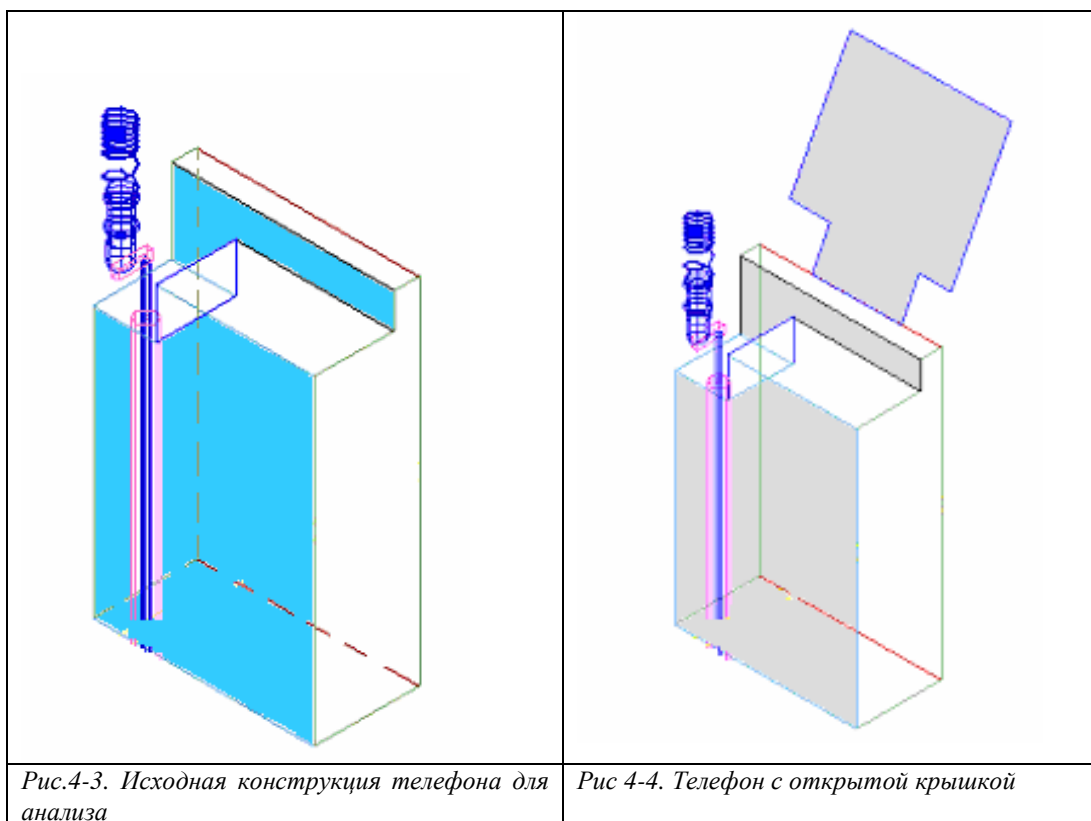


Рис. 4-2. Электрическое поле вблизи антенны, состоящей из секции с редким шагом и секции с частым шагом. Сверху виден штырь. Разбиение на тетраэдры показано в вертикальном сечении всего анализируемого пространства. Справа видны контуры сферы – простейший вариант модели головы

4.3. Анализ антенной структуры в присутствии модели головы

Ближнее поле антенной системы чаще всего носит реактивный характер, т.е. направление перемещения мощности (вектор Пойнтинга) вблизи излучаемого объекта не обязательно по радиальной линии от точки излучения. Границей ближнего и дальнего полей условно считается та, начиная с которой считается, что плоская волна распространяется строго от антенны. Программа HFSS, как известно, позволяет рассчитать как ближнее, так и дальнее поле антенны.



Для получения информации о ближнем поле необходимо с помощью постпроцессора вывести картину поля в сечении заданной плоскостью. В этом случае программа HFSS также рассчитывает максимальное поле в какой либо точке (эту точку можно определить визуалью по цвету) на этой плоскости.

Модель головы создана объединением сфер и цилиндров для трех диаметров, а затем вычитания один из другого. В результате получены 3 объекта: покрытие толщиной 1 мм, со свойствами кожи, следующий слой толщиной 3 мм с параметрами кости и далее в глубину - материал с параметрами мозга.

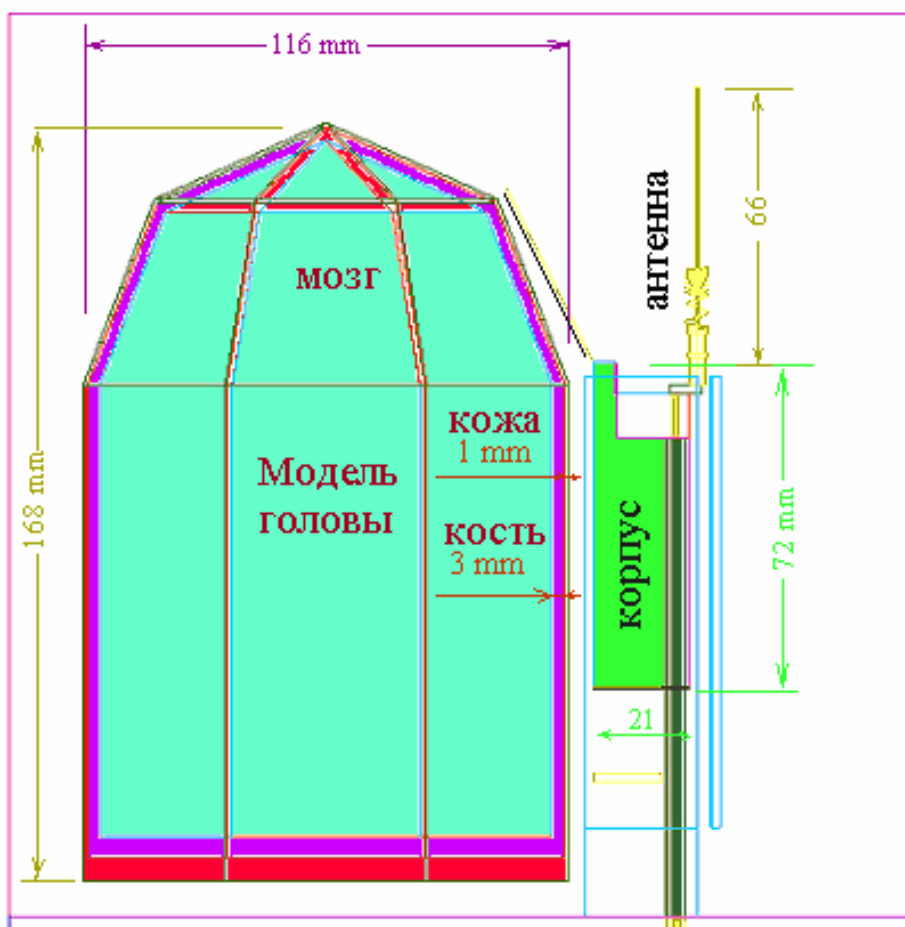


Рис. 4-5. Расположение модели головы и вертикально стоящий сотовый телефон

Такая модель головы в программе HFSS совместно с сотовым телефоном имеет следующие параметры расчета:

- Количество элементов порядка 15000 ... 20000;
- Количество неизвестных порядка 100000 ... 120000;
- Требуемая память RAM до 450 ... 650 МВ;
- Время счета 1 частотной точки на Pentium-III 30 мин.

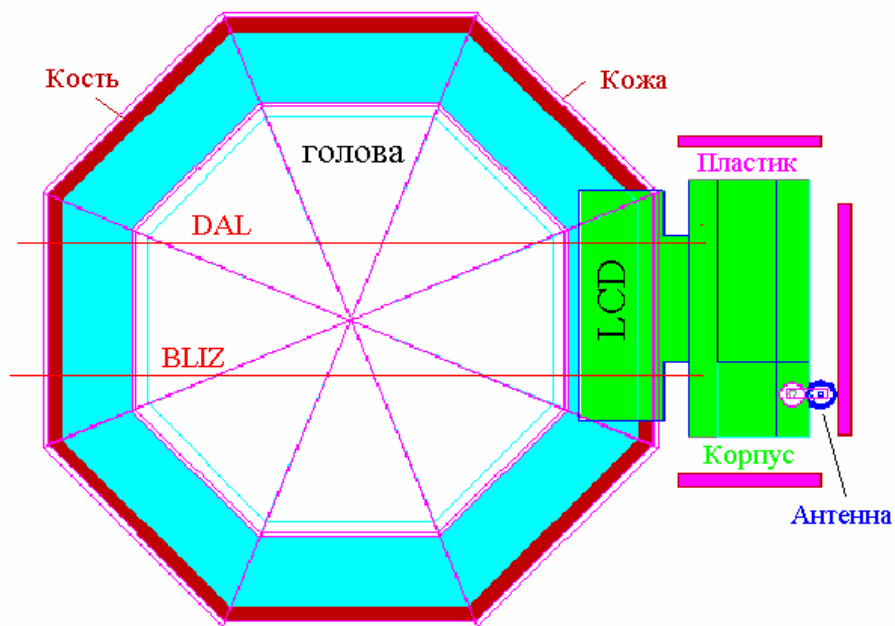


Рис. 4-б. Положение модели головы и телефонной трубки со спиральной антенной (вид сверху)

При выводе картины распределения электрического поля можно задать режим логарифмического распределения поля. Картину поля в объеме модели головы можно детально просмотреть и изучить.



Рис. 4-7. Распределение ближнего поля в сечении модели головы и телефонной трубки. От самого большого уровня (красный цвет) до самого маленького (голубой цвет)

Большую ценность несет информация о распределении поля в сечении заданной плоскостью (рис.4-8). Такие плоскости можно задать вдоль всей модели головы, но наиболее информативная часть – сечения, ближайшие к корпусу телефона.

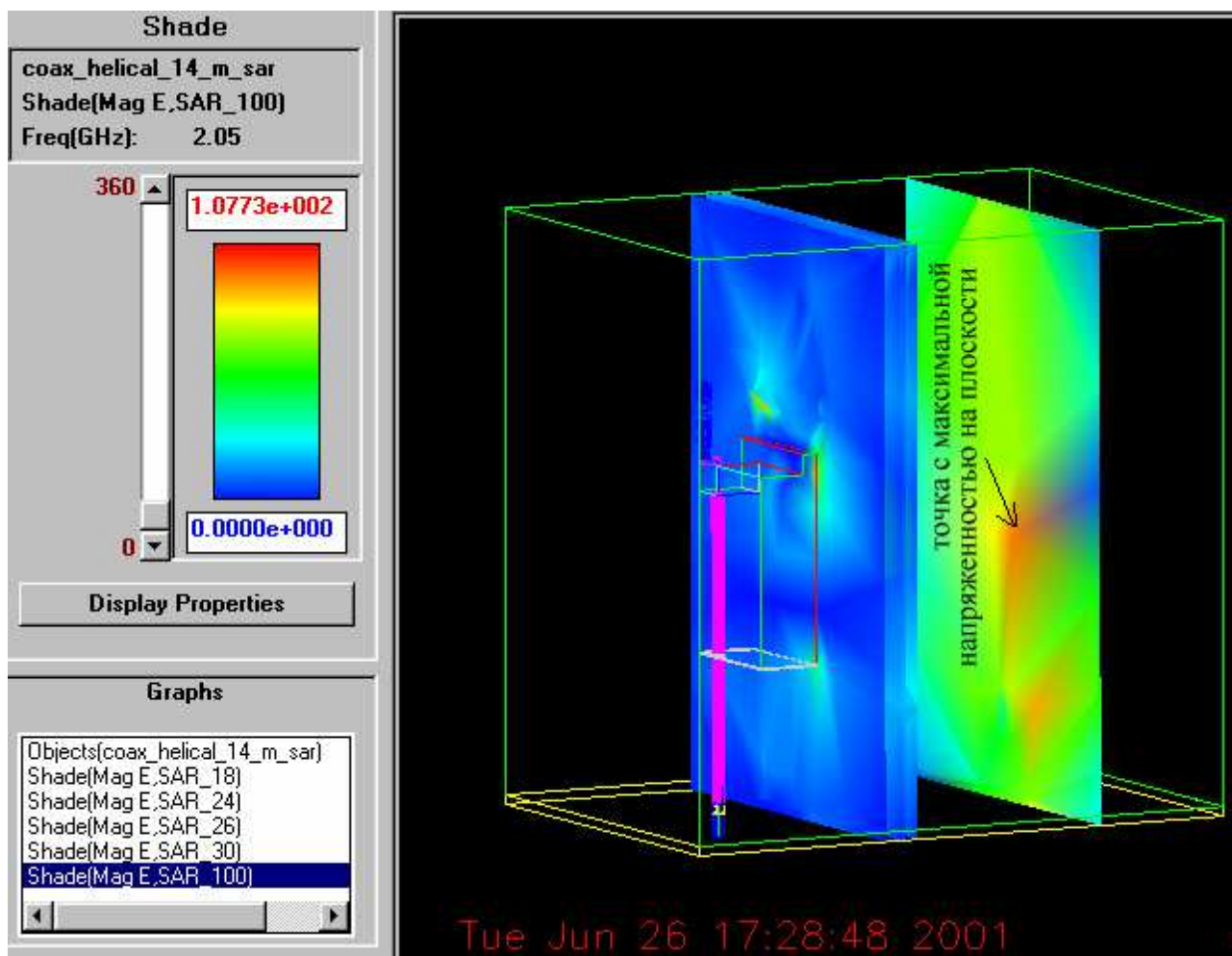


Рис. 4-8. Картина напряженности электрического поля в различных плоскостях, рассекающих модель головы. Постпроцессор программы HFSS

Однако для точного расчета SAR необходимо знать количественное распределение поля в пространстве. Для этого используется способ вывода характеристик поля вдоль заранее определенной линии, перпендикулярной корпусу телефона и идущей сквозь слои модели головы.

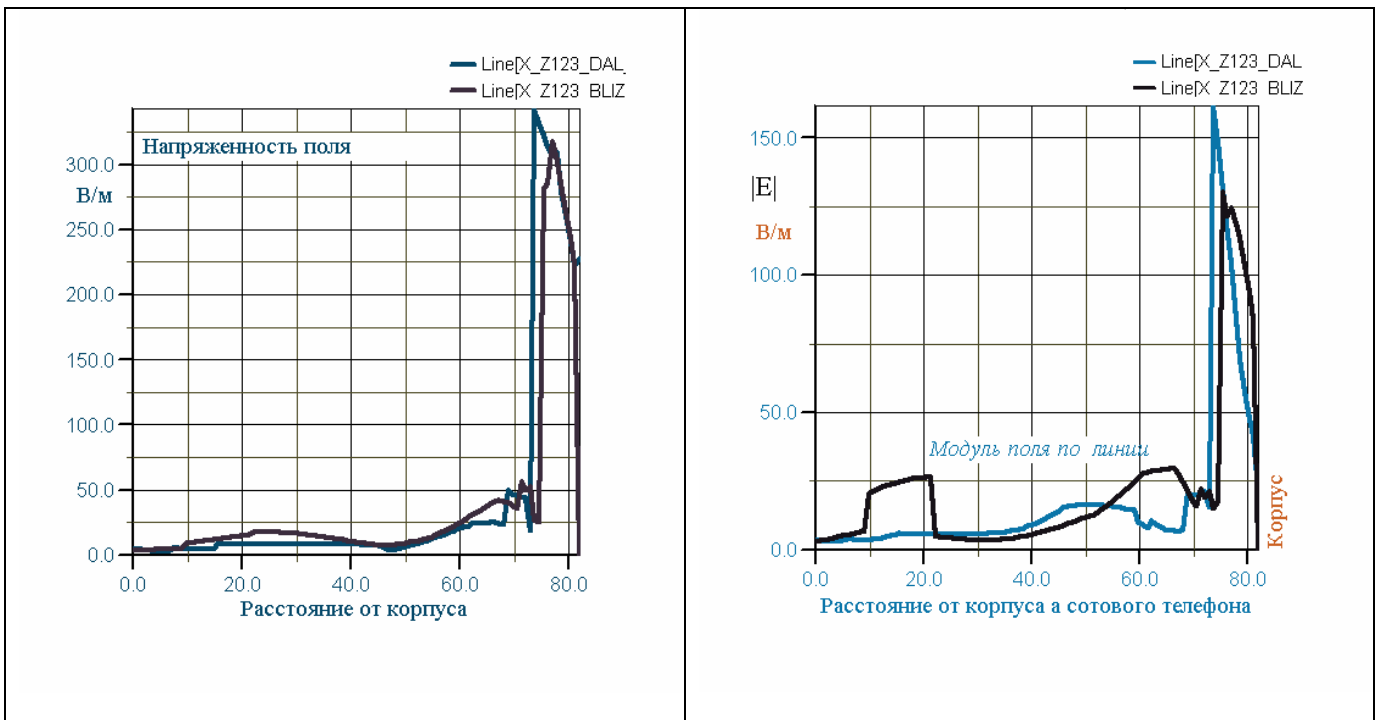


Рис. 4-9. Напряженность поля вдоль оси X по мере удаления от модели головы

Рис. 4-10. Напряженность поля вдоль оси X при другой амплитуде источника возбуждения

На рис. 4-9 правая координата $X=82$ мм соответствует точке корпуса телефона, ближайшей к модели головы; двигаясь влево от точки с координатой $X=82$ до точки с координатой $X=72$, видим отрезок, где напряженность поля особенно высока. Это пространство от корпуса телефона до головы.

Чтобы получить более подробную картину распределения напряженности поля в пределах модели головы, просто вводим другой масштаб (рис.4-11).

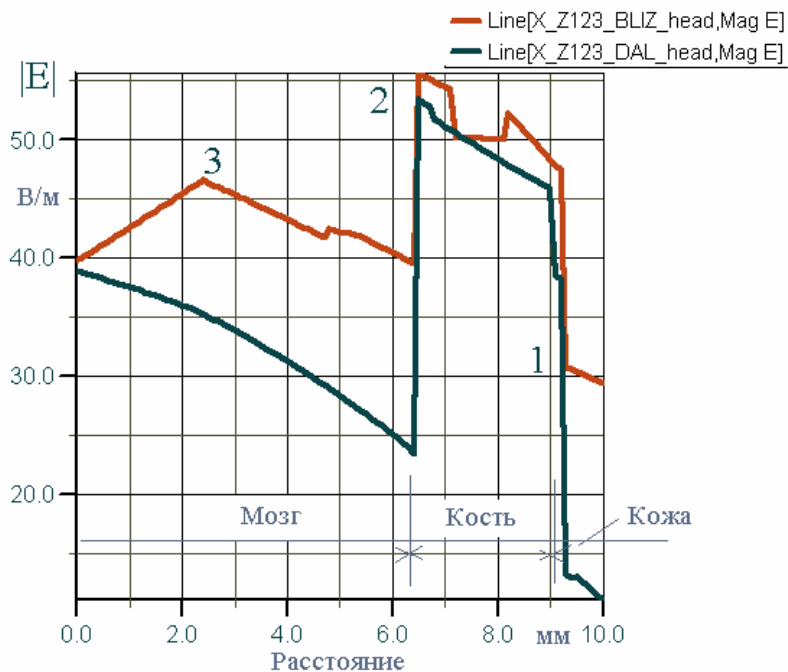


Рис. 4-11. Картина напряженности поля в первом и втором слое модели головы (увеличенный масштаб в первых слоях головы, наиболее близких к корпусу телефона)

В зависимости от амплитуды возбуждающего источника (который может изменяться по синусоидальному закону, напряженность поля также будет изменяться в каждой точке пространства, поскольку в ближнем поле высшие типы волн меняются ли линейно, но фазовые соотношения между волнами различных мод меняют картину поля. Это видно из сравнения нижеследующих графиков на рис. 4-12 и 4.13.

Таким образом, если менять амплитуду, то в каждой точке каждый тип волн меняется линейно, но результат может сдвигать картину поля. Мы имеем тут дело не с нелинейной средой, а с интерференцией (суммированием различных типов волн).

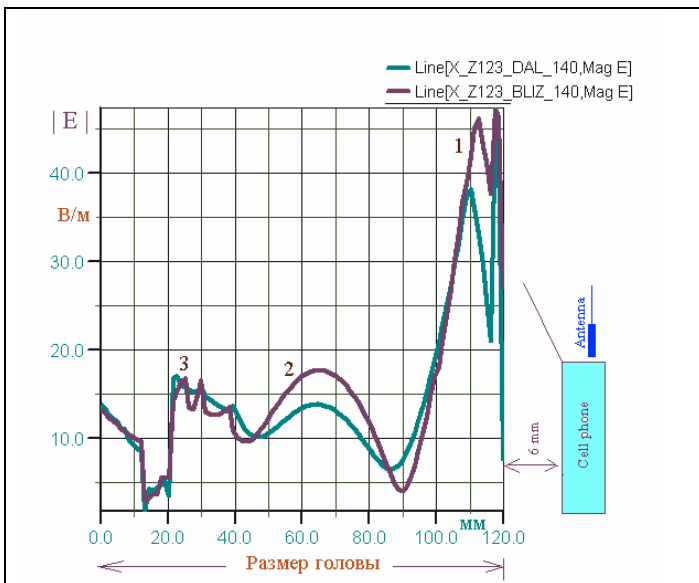


Рис. 4-12. Распределение модуля напряженности электрического поля вдоль анализируемой линии, проходящей через модель головы

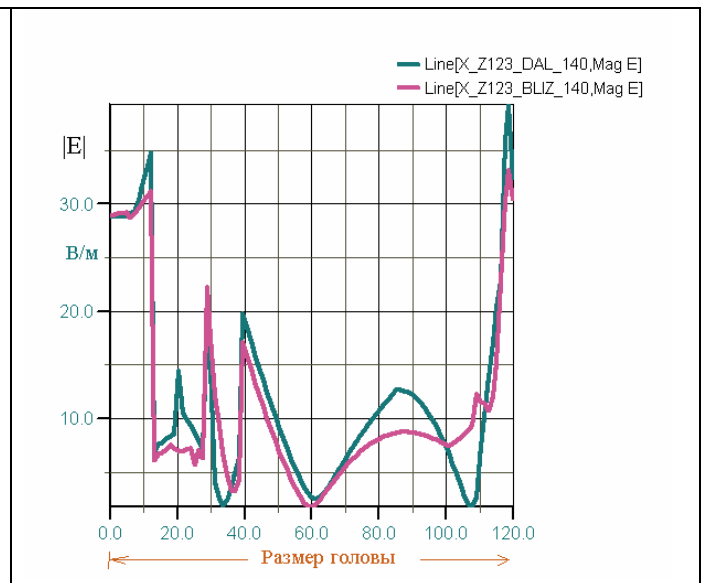


Рис. 4-13. Распределение модуля электрического поля по мере удаления от корпуса телефона (при отличном от рис.4-12 уровне возбуждения)

Если изменить параметры возбуждения, распределение ближнего поля изменяется к показанному на рис. 4-13. Такой характер распределения объясняется сложной картиной суперпозиции волн высших типов в ближнем поле антенной системы.

Результаты, показанные на рис. 4-11, используются для расчета значений SAR.

В точке 1

$$SAR = \frac{31^2 \cdot 1.3}{1100} = 1.14 \text{ Вт/кг.}$$

В точке 2

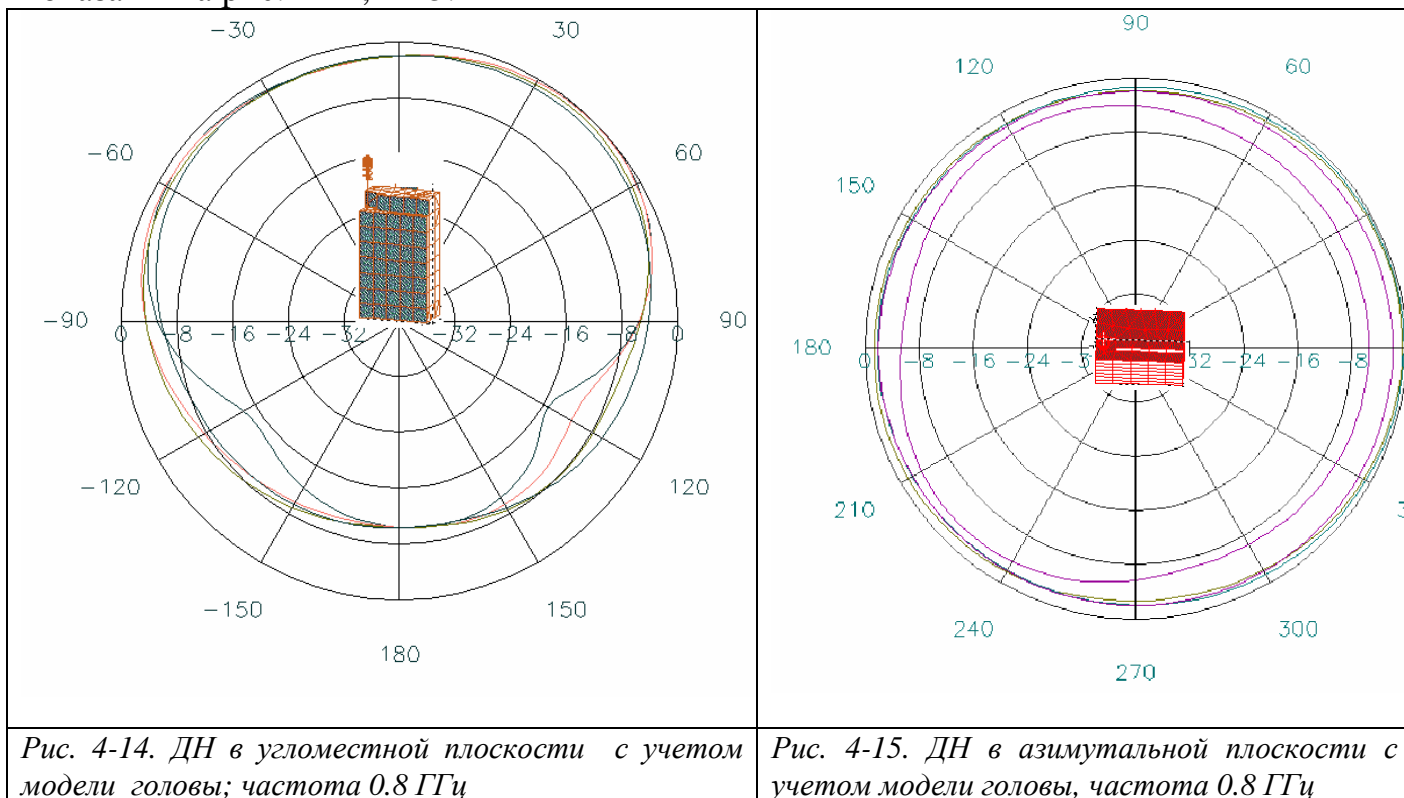
$$SAR = \frac{55^2 \cdot 0.06}{1030} = 0.18 \text{ Вт/кг.}$$

В точке 3

$$SAR = \frac{46^2 \cdot 1.1}{1030} = 2.26 \text{ Вт/кг.}$$

Аналогично можно просчитать данные рис. 4-12, 4-13. Из рисунка 4-13 можно видеть, что внутри головы человека существуют точки, в которых наблюдается концентрация энергии. Из-за особенностей корпуса и всей антенной системы происходит фокусировка ближнего поля в голове, из-за чего полностью исчезает характер монотонного спада поля с удалением от корпуса телефона с антенной.

Диаграммы направленности для общего случая – телефон с моделью головы – показаны на рис. 4-14, 4-15.



Эти диаграммы направленности демонстрируют уменьшение излучения на 1...3 дВ во всех направлениях по сравнению со случаем антенны в отсутствие головы. Очевидное объяснение этому – рядом с антенной системой находится объект (модель головы), поглощающий электромагнитную энергию. Однако из рис.4-15 видно также, что азимутальная ДН почти одинакова для изменении угла θ .

Из анализа распределения поля вдоль задаваемых опорных линий следует, что корпус телефона может концентрировать поле в отдельных точках, работая как зеркальный отражатель. Это можно видеть, если разрезать плоскости параллельно сторонам корпуса. Более подробное разбиение на ячейки при использовании больших ресурсов компьютера в адаптивном режиме показывает, что эти точки с

максимальным полем появились не из-за погрешности решения, а из-за принципиальной возможности такой концентрации поля.

4.4. Планарная антенна системы ближней связи

Системы ближней связи (Bluetooth), которые предназначены для передачи потока данных между компьютером и его периферийными устройствами, между сотовым телефоном и компьютером, предполагают применение антенн, обладающих специфическими свойствами.

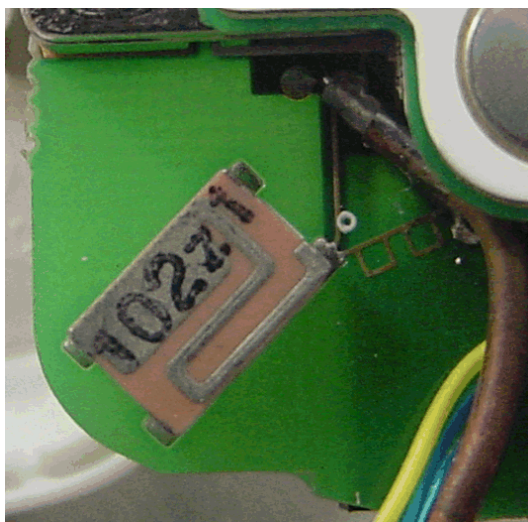


Рис. 4- 16. Керамическая антенна в корпусе сотового телефона (фото)

Анализ конструкций антенн для системы Bluetooth, позволяет выделить общие черты, на основании чего можно выбирать метод проектирования сотового телефона с такой антенной.

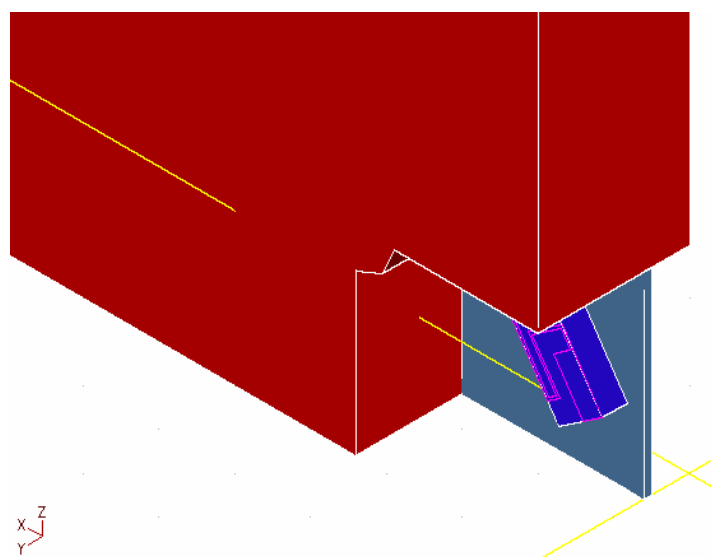


Рис. 4. 17. Вид антенны Bluetooth в металлизированном корпусе сотового телефона (чертеж в интерфейсе HFSS)

Технические требования на антенну системы Bluetooth.

Рабочая полоса частот: 2400 ... 2483.5 МГц.

Ширина диапазона: 100 МГц.

Среднее усиление: -3 dBi .

Входное сопротивление: 50 Ом.

VSWR: ≤ 3 .

В процессе проектирования антенной системы необходимо:

- рассчитать согласующую структуру между входом фильтра и точкой питания микрополосковой антенны,
- оптимизировать земляную поверхность (иногда называемую противовесом), т.е. найти оптимальное заполнение внутренней поверхности корпуса телефона проводящими участками. В настоящее время это часто реализуется закраской отдельных частей корпуса проводящей краской.

Целью проектирования антенны является получение требуемой диаграммы направленности (ДН) и хорошее согласование в рабочей полосе частот.

Из обзора существующих антенн для системы Bluetooth видно, что они имеют металлические формы сложной конфигурации, напыленные на одной или нескольких сторонах трехмерной подложки, чаще всего керамической с большой

проницаемостью. Поэтому можно сказать, что каждая из этих форм является резонатором. Известно, что размеры антенны связаны с рабочей частотой. Если считать, что антенна резонирует по более длинной стороне, то длину антенны можно оценить по следующей простой формуле [6]:

$$A[mm] \cong \frac{300}{2 * f_r[GHz] * \sqrt{\epsilon}}, \quad (45)$$

где f_r - заданная резонансная частота, ϵ - относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки. Эта формула не принимает во внимание влияния ширины подложки антенны и толщины подложки на резонансную частоту, но это влияние обычно незначительное. Формула (45) отражает физическую природу печатной антенны как полуволнового резонатора, который сформирован в пространстве между верхним проводником и земляной платой антенны. Например, на частоте $f_r = 2.5 \text{ GHz}$ и $\epsilon = 34$ (керамика) из (1) имеем $A \cong 10.3 \text{ мм}$.

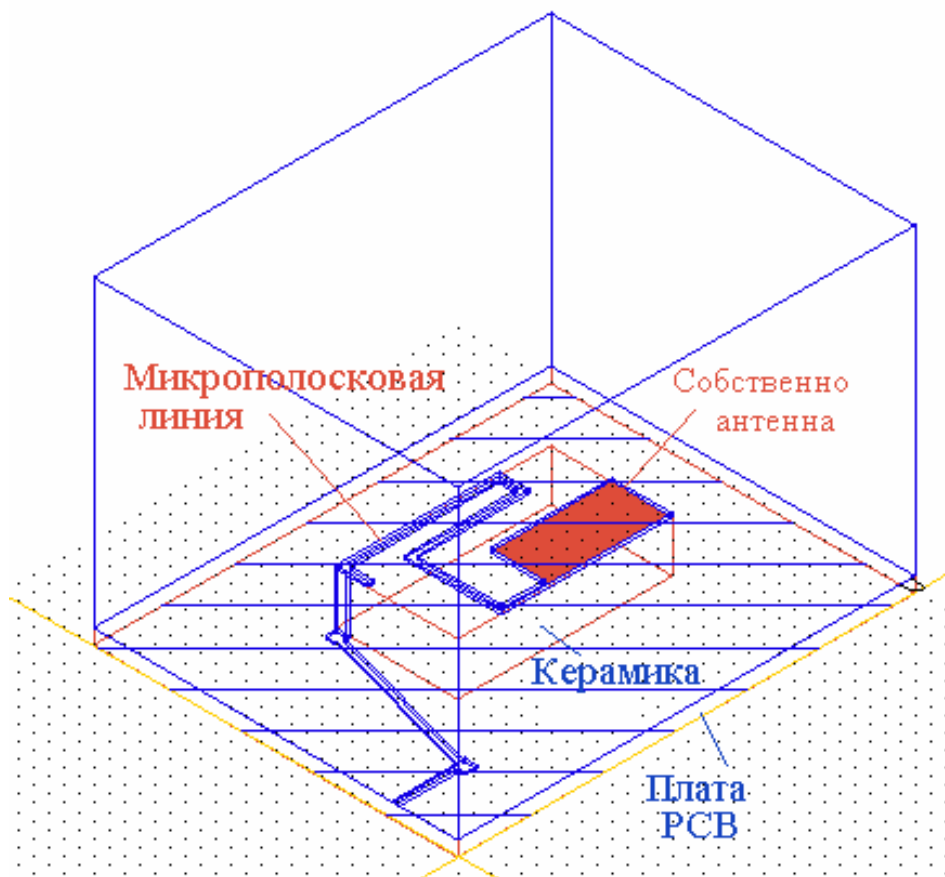


Рис.4-18. Геометрия Bluetooth антенны YCE-5207 в интерфейсе HFSS

Длина антенны может быть уменьшена по крайней мере в два раза (при работе на той же частоте), если один её конец заземлить. В этом случае получится так называемая инвертированная F-антенна (PIFA), которая представляет четвертьволновый резонатор, один конец которого заземлен, а другой открыт (холостой ход). PIFA (рис. 3) возбуждается коаксиальной линией в точке, где входное сопротивление антенны близко к 50 Ом. Таким образом, длина PIFA может быть приблизительно оценена как

$$a[mm] \cong \frac{300}{4 * f_r[GHz] * \sqrt{\epsilon}} \quad (46)$$

Для антенны, настроенной на ту же самую частоту $f_r = 2.5 \text{ GHz}$ и $\epsilon = 34$, получаем $a \cong 5.1 \text{ мм}$, что уже занимает намного меньше пространства, чем в предыдущем случае. Фактический размер антенны может быть даже меньше, благодаря эффекту краевого поля, сосредоточенного у открытого конца резонатора.

Размер E-антенны, поскольку она свертывается с обеих сторон, может быть оценен как

$$a[mm] \cong \frac{300}{8 * f_r[GHz] * \sqrt{\epsilon}} \cdot \quad (47)$$

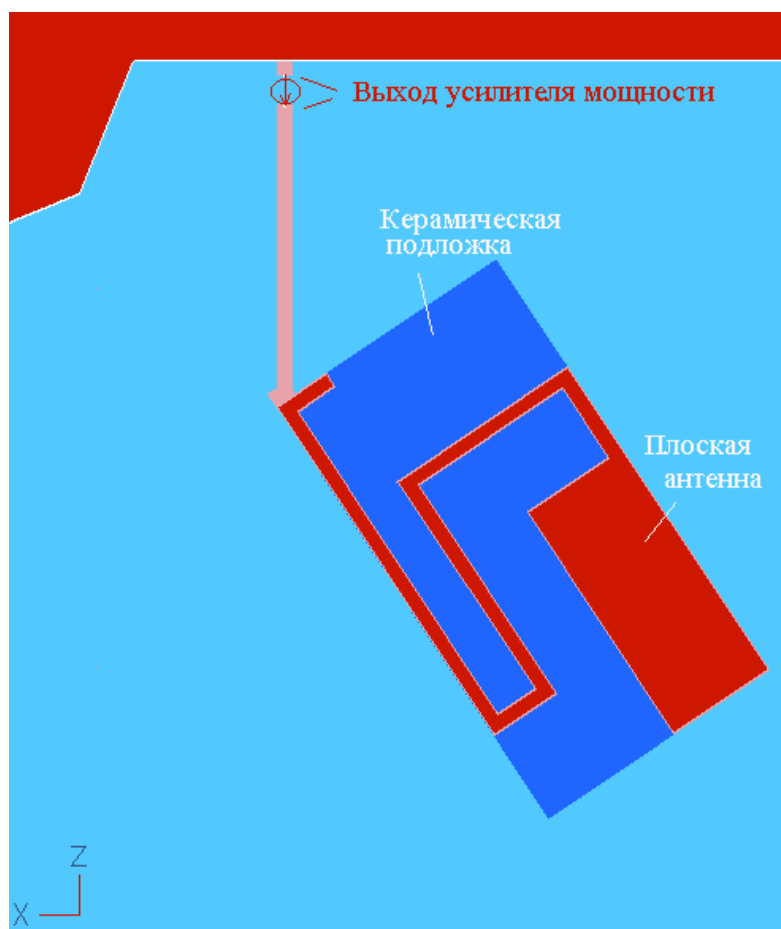


Рис. 4-19. Антенна Bluetooth (вид сверху) начерченная в HFSS

Поскольку антенны для системы Bluetooth находятся в полузамкнутом экране сложной формы, характеристики антенной системы могут значительно отличаться от характеристик, рассчитанных по теоретическим формулам. В этом случае, параметры антенны (размеры проводников и расстояние между ними по высоте) могут быть оптимизированы с помощью одного из программных пакетов, моделирующих электромагнитные структуры.

Отметим, что преимущество малого размера антенны PIFA достигается за счёт уменьшения её излучательной способности (излучает только один край), к тому же обычно PIFA антенны узкополосные.

4-5. Моделирование и анализ дуплексного фильтра

Для моделирования волноводного дуплексного фильтра (рис. 4-40) выполненного по технологии “на встречных штырях” также может быть использована программа HFSS.

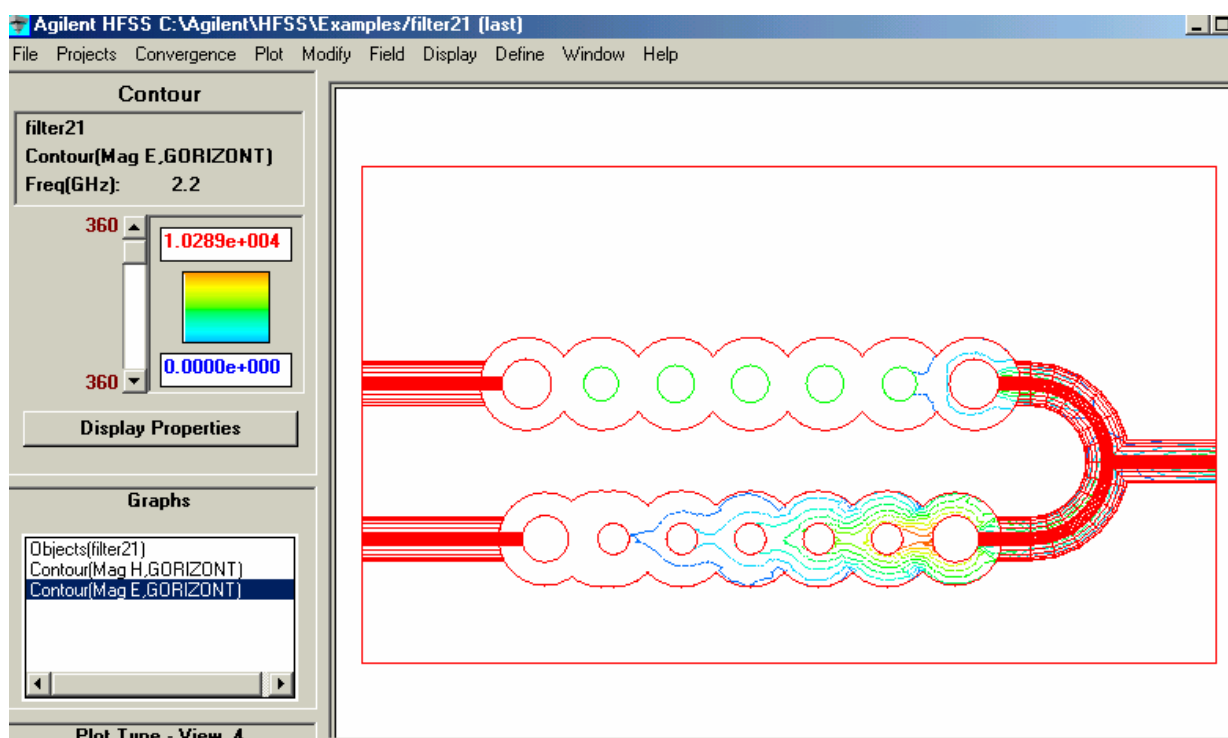


Рис. 4-20. Вид дуплексного фильтра сверху с линиями равного поля E

Подготовка задачи к решению состоит в черчении фильтра в системе HFSS, задания материала (металл, воздух, заполнение), портов (волноводный или коаксиальный вход и выход) и задании параметров для решения.

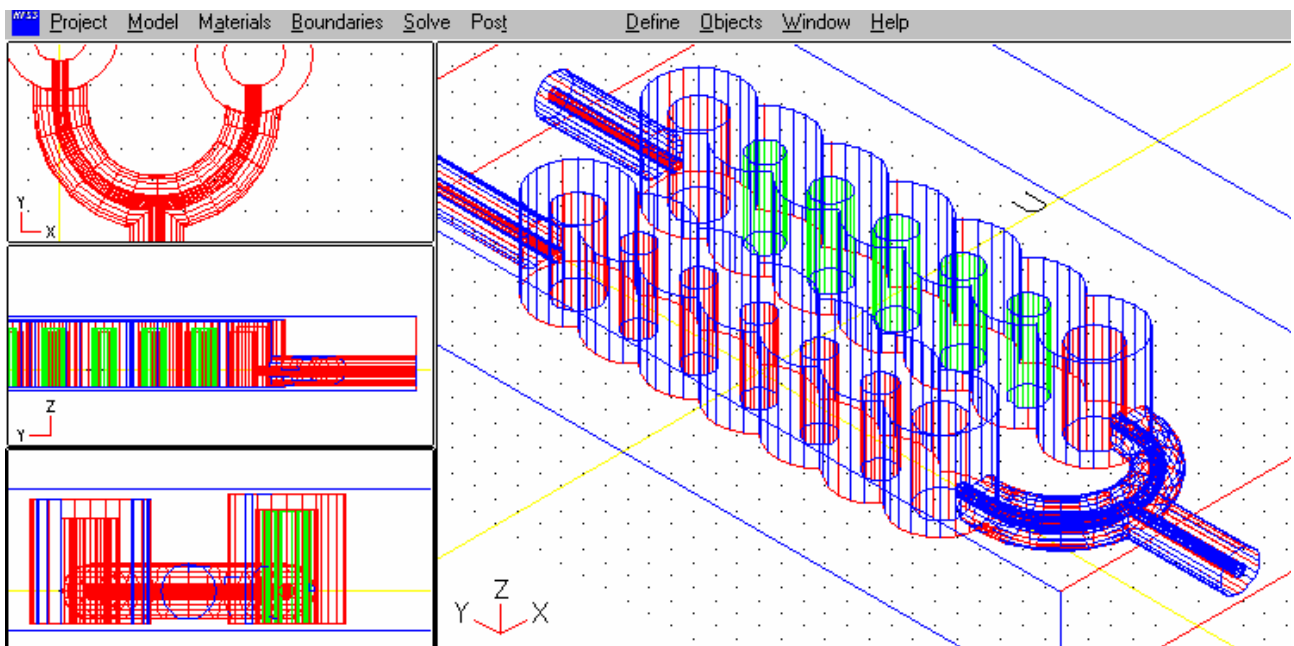


Рис. 4-21. Черчение дуплексного фильтра в программе HFSS

Программа HFSS очень точно выполняет анализ трехмерных (3D) пассивных структур, в частности металлических волноводных конструкций – переходов, аттенуаторов, фильтров и пр. (рис. 4-22, 4-23).

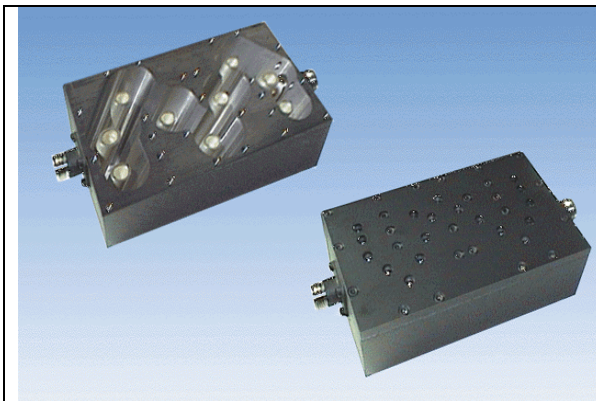


Рис.4-22. Полосовой фильтр на связанных резонаторах

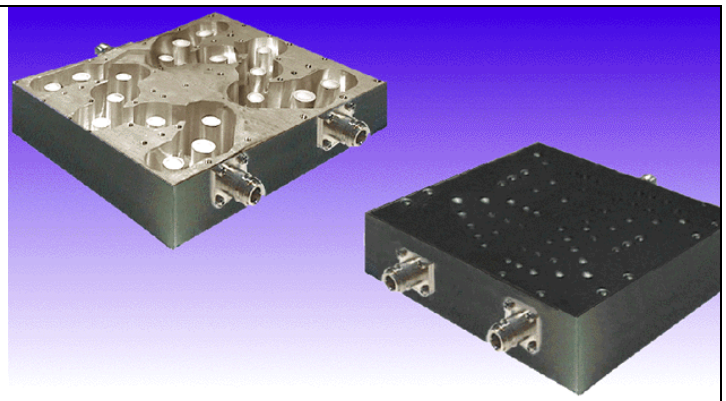


Рис.4-23. Дуплексный фильтр на связанных резонаторах

Поскольку в таких конструкциях принципиально существуют волны высших типов, то рассчитанная картина поля носит сложный характер. Однако входные линии обычно одномодовые. Поэтому основной интерес представляют амплитуды основных волн, то есть одномодовая матрица рассеяния устройства.

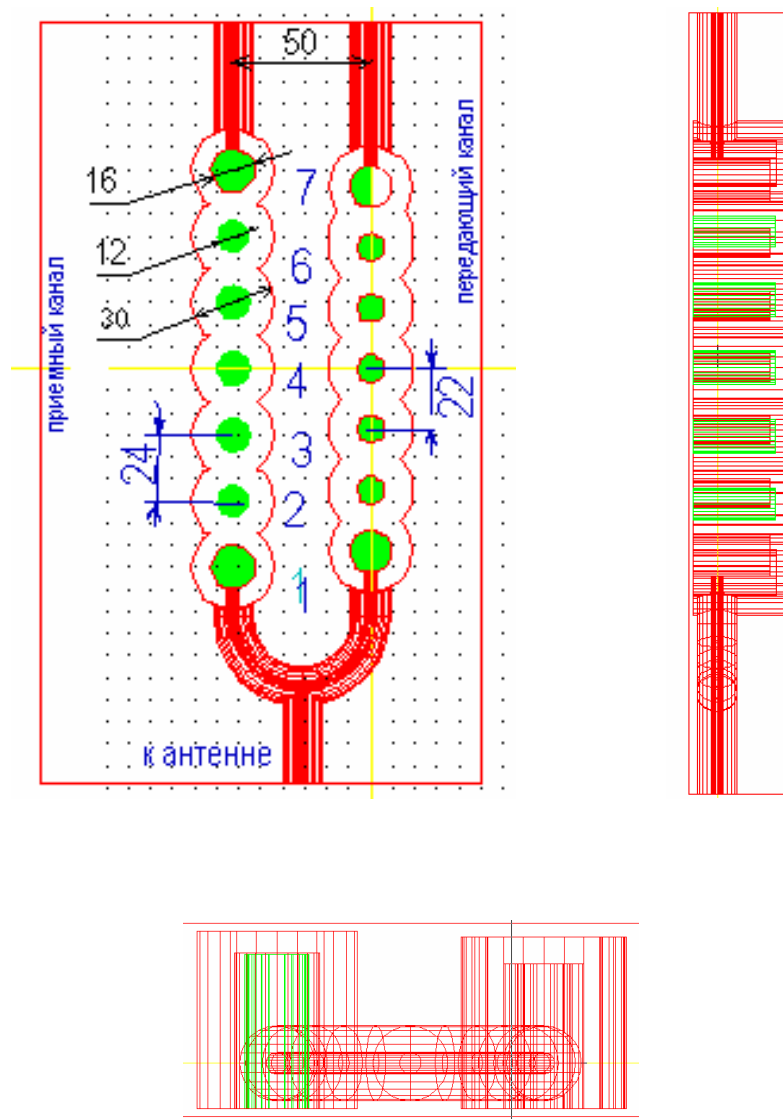


Рис. 4-24. Вид волноводного дуплексного фильтра

Результаты расчета на программе HFSS методом конечных элементов дуплексного фильтра (рис. 4-24) - это его S- параметры S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{21} , S_{31} , S_{32} . Эти параметры связывают амплитуды падающих и отраженных волн основного типа.

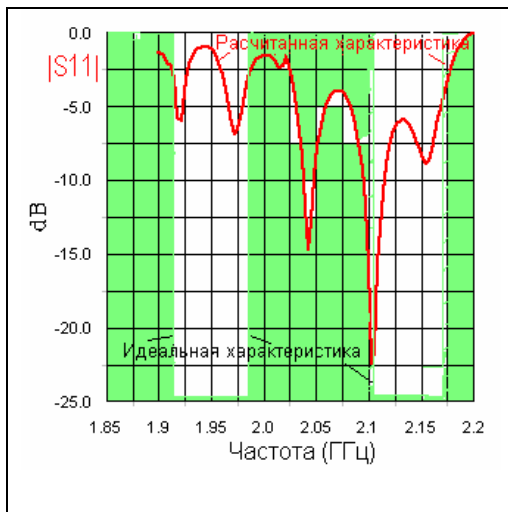


Рис. 4-25. Модуль $|S_{11}|$ рассчитанный и желаемый (заполнение цветом)

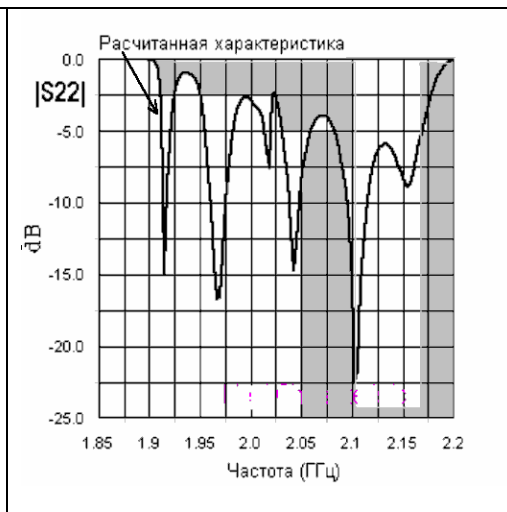


Рис.4-26. Модуль $|S_{22}|$ рассчитанный и желаемый

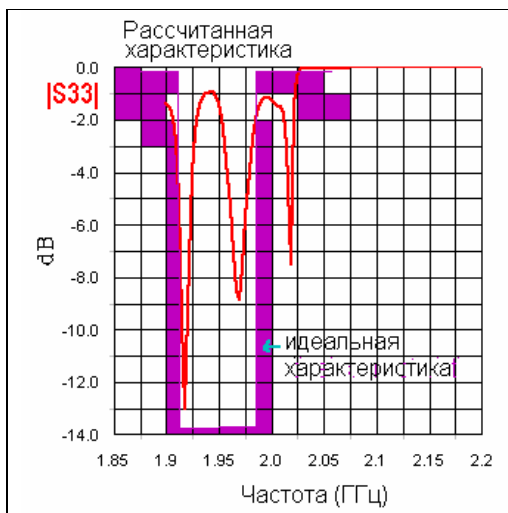


Рис.4-27. Модуль $|S_{33}|$ рассчитанный и желаемый

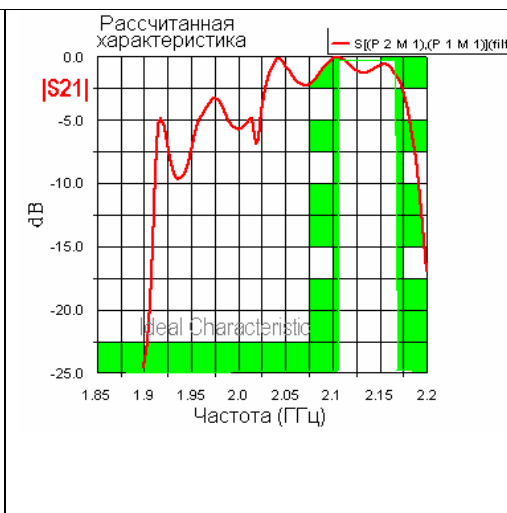
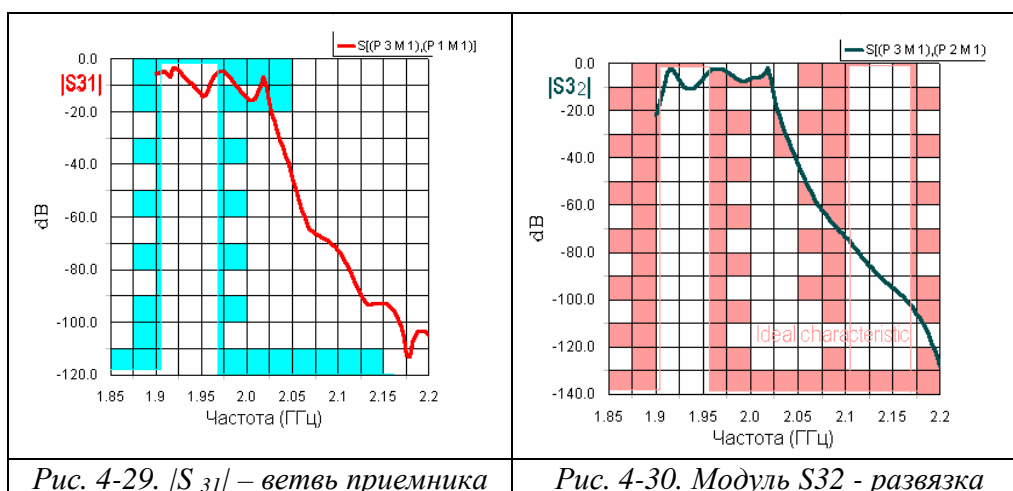
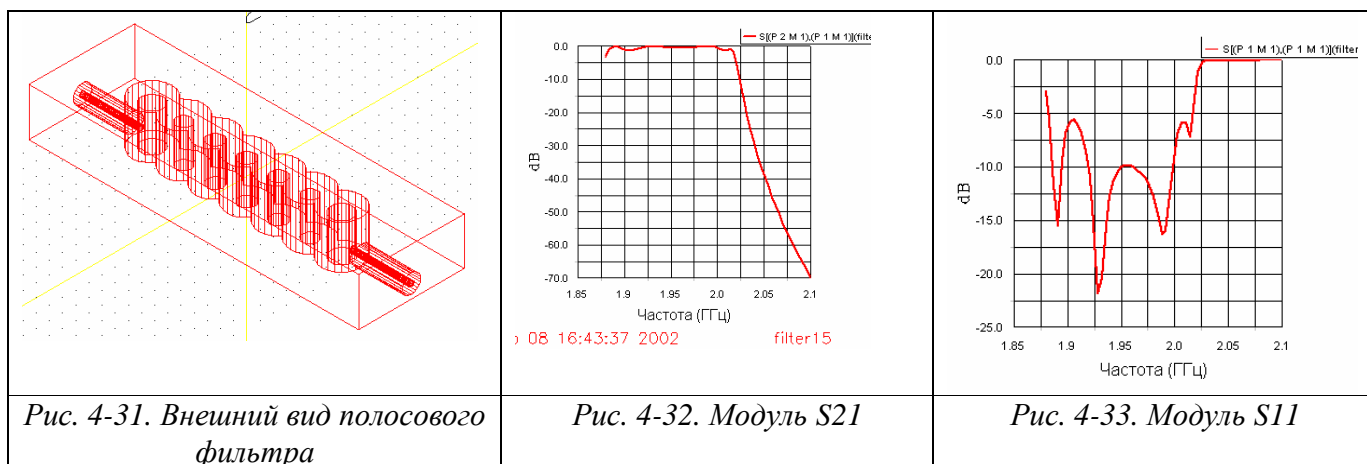


Рис.4-28. Модуль S_{21} – передающая ветвь



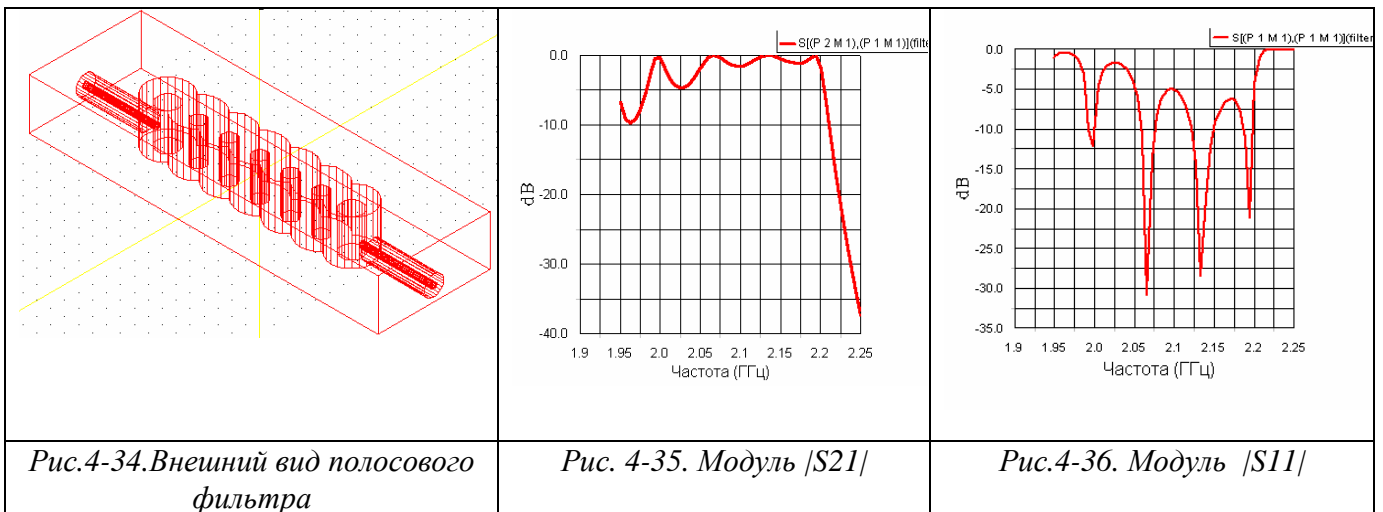
Расчитанные на HFSS характеристики (рис. 4-25 – 4-30) получились изрезанными и довольно неравномерными. Этот характер объясняется недостаточной развязкой между каналами приема и передачи. Улучшение этой развязки считается важнейшей целью при проектировании фильтра. Для сравнения приведем характеристики отдельно двух каналов фильтра, которые можно считать вполне достижимыми для развязанных отдельных каналов.

А. Канал приемника 1920 ... 1980 МГц (рис. 4-31).



В полосе пропускания потери менее 1 dB, связанные с ними потери на отражения лучше –10 dB.

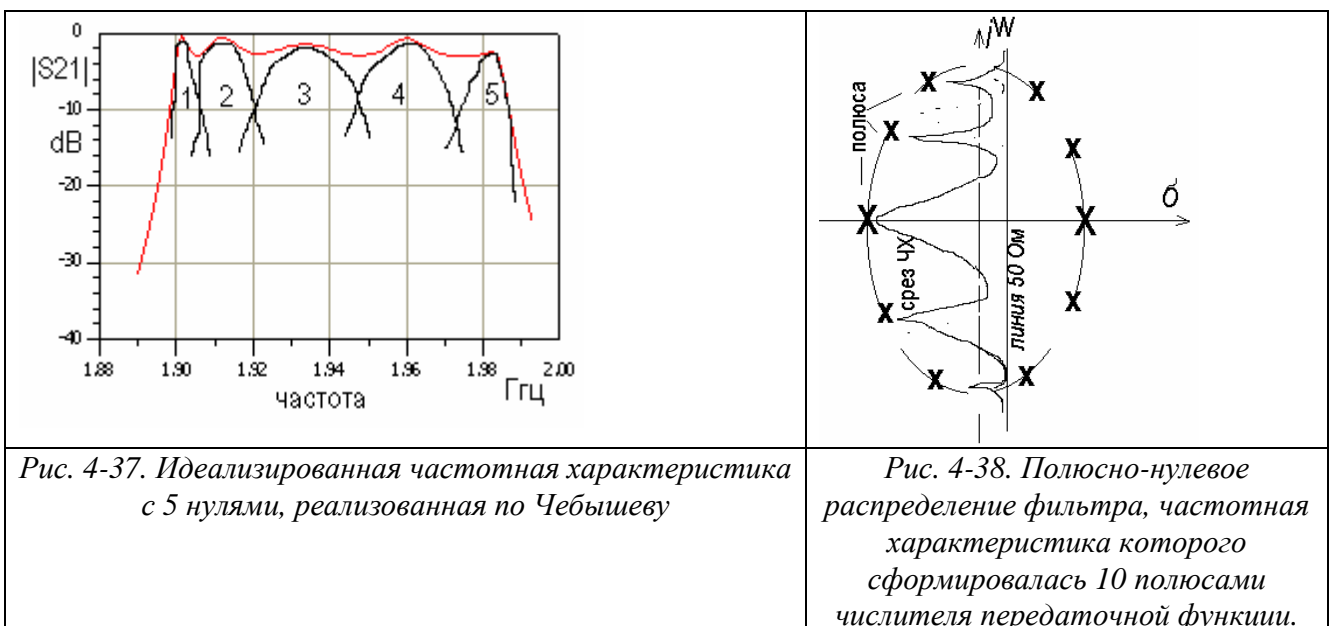
В. Канал передачи, 2110 ... 2170 МГц (рис. 4-34).



Из графиков рис. 4-35 – 4-36 видно, что затухание фильтра в полосе пропускания равно 0...1 dB; потери на отражение фильтра соответствует –20...-7 dB.

Характеристики смоделированного фильтра близки к характеристикам реальным фильтрам. Их характеристики отличаются только в полосе частот вне полос пропускания. Для того чтобы уменьшить суммарную полосу частот при сохранении крутизны скатов, необходимо сдвинуть нули отдельных резонаторов.

Частотная характеристика фильтра, состоящего из 5 связанных резонаторов, состоит из частотных характеристик отдельных связанных резонаторов, каждый из которых расстроен относительно друг друга из-за внесения реактивности одного контура в другой. Если фильтр реализован как фильтр с равноволновым отклонением, то он называется фильтром Чебышева.



Из этого рис. 4-38 видно, что в центре нуль влияет на частотную характеристику с более пологим характером, чем нули по краям частотной характеристики. Если бы все контуры были бы настроены на одну единственную частоту, и контуры не влияли бы друг на друга, то в контуры не вносились бы рассогласующие реактивности от соседних контуров, и частоты стягивались к одной точке. Но такого быть не может, поскольку часть энергии всегда должна передаваться в соседний контур (рис. 4-37), а также потому, что генератор и нагрузки имеют активное входное сопротивление ($R=50 \text{ Ом}$).

Другим способом анализа частотной характеристики фильтров на связанных резонаторах может быть анализ расположения и миграции нулей передаточной характеристики и частотную характеристику как среза трехмерной функции (рис. 4-38).

При настройке и проектировании фильтра на связанных резонаторах возможно и рекомендуется независимо изменять размеры конструкции. Причем расчетные эксперименты показали, как изменяется частотная характеристика фильтра на связанных резонаторах при изменениях размеров конструкции фильтра, приведенные в табл. 4-2.

Таблица 4-2.
Рекомендации по настройке и моделированию
волноводного полосового фильтра

№ п/п	Регулировка	Пределы	Результат действия на частотную характеристику	Пояснение
1	Раздвигание осей соседних резонаторов	21...25 мм	Сближает положение нулей на ЧХ, т.е. уменьшает полосу	Уменьшается связь между отдельными резонаторами и таким образом собственные частоты резонаторов сближаются
2	Снижение точки подключения входной линии к 1-му штырю	0...10 мм	Сглаживает характеристику в полосе частот при сохранении положении нулей на ЧХ	Уменьшается коэффициент связи между нагрузками и резонаторами, и т.о. меняется (чаще увеличивается) вносимые потери со стороны нагрузки, благодаря чему реальная добротность резонаторов уменьшается

3	Уменьшение диаметра внутренней оси коаксиальной линии, на входе и выходе фильтра	10...4 мм	Сглаживает частотную характеристику при сохранении нулей на ЧХ	Уменьшается коэффициент связи и меняется согласование нагрузок и резонаторов
4	Увеличение диаметров внешних патронов коаксиальных контуров		Снижается частота резонаторов	Увеличивается связь между отдельными резонаторами
5	Увеличение диаметра внутренних штырей резонаторов	10...12 мм	Снижается частота отдельных резонаторов и расширяется полоса	Увеличивается связь между резонаторами
6	Увеличение длины внутренних штырей	до зазора 5...2 мм	Снижается частота резонаторов	Увеличивается емкость резонатора
7	Уменьшение щели между отдельными резонаторами	с 30 до зазора 18...14мм	Сдвигаются нули отдельных резонаторов и уменьшается полоса пропускания	Уменьшается связь между резонаторами и взаимное их влияние

В заключение этого раздела отметим, что анализ данного идеализированного фильтра, выполненный на HFSS показывает сложный характер фазовой частотной характеристики фильтра, что, несомненно, нужно считать важным фактором при использовании его в широкополосной системе связи, поскольку в ней предъявляются жесткие требования на характеристики групповой времени задержки, связанной с фазочастотной характеристикой компонентов тракта.

4.6. Волноводные конструкции

В этом разделе приводятся несколько волноводных конструкций, чтобы показать, разнообразные задачи, которые можно решить с помощью HFSS.

Волноводный E-мост приведен на рис. 4-39. Этот мост имеет 4 порта, совпадающие с сечениями волноводов, объединенных по широкой стенке. По бокам связанной части объединенного волновода расположены металлические пластины.

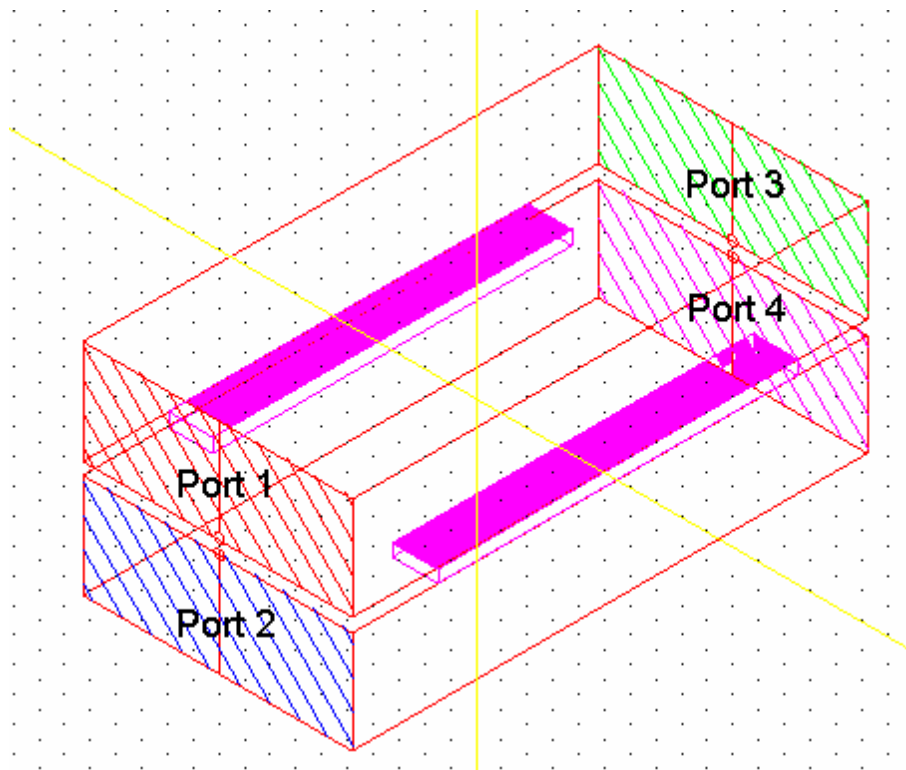


Рис. 4-39. Волноводный направленный ответвитель. Сечения портов PORT1, PORT2, PORT3, PORT4 отмечены наклонной штриховкой.

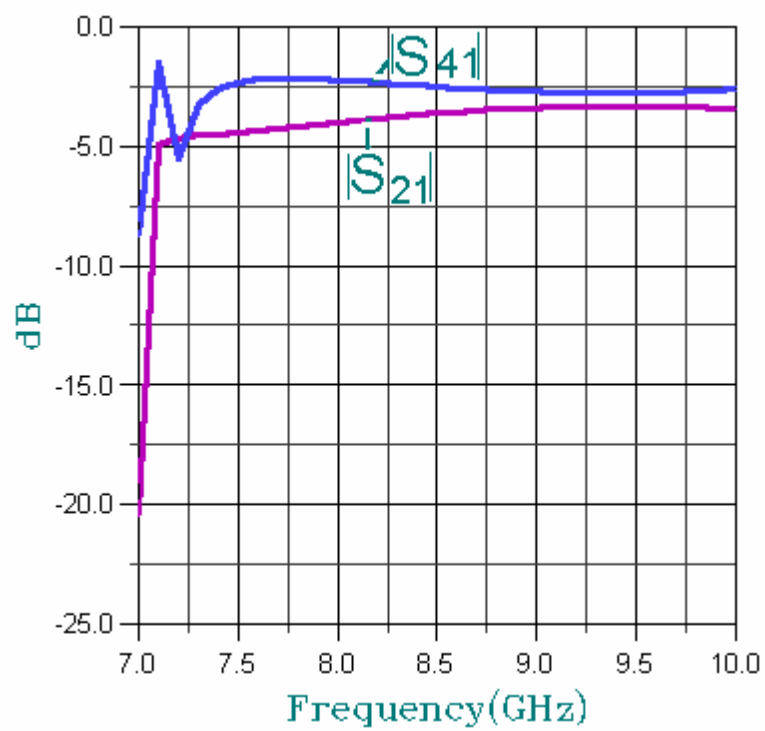


Рис. 4-40. Частотные характеристики параметров S_{21} и S_{41} , показывающие деление мощности между выходными каналами. Начиная с определенной частоты деление приблизительно пополам.

Более сложная конструкция волноводного E моста приведена на рис. 4-41.

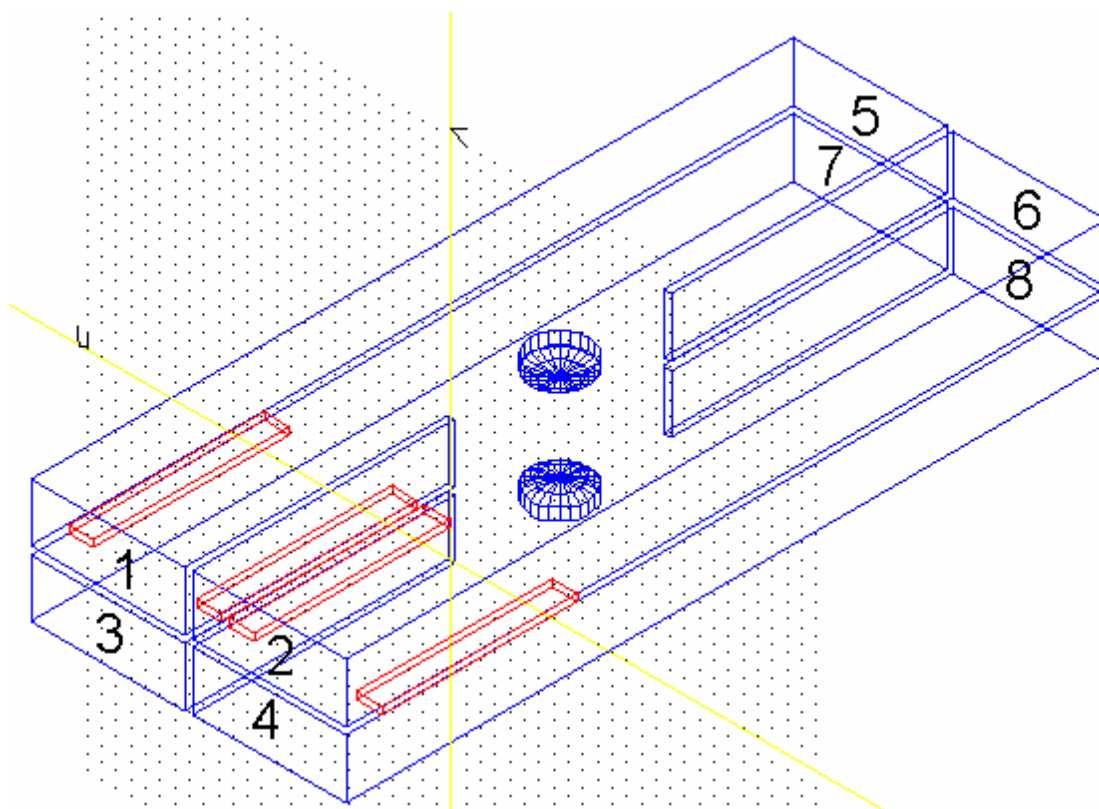


Рис. 4-41. Волноводный мост, предназначенный для обработки сигналов в разных плоскостях поляризации.

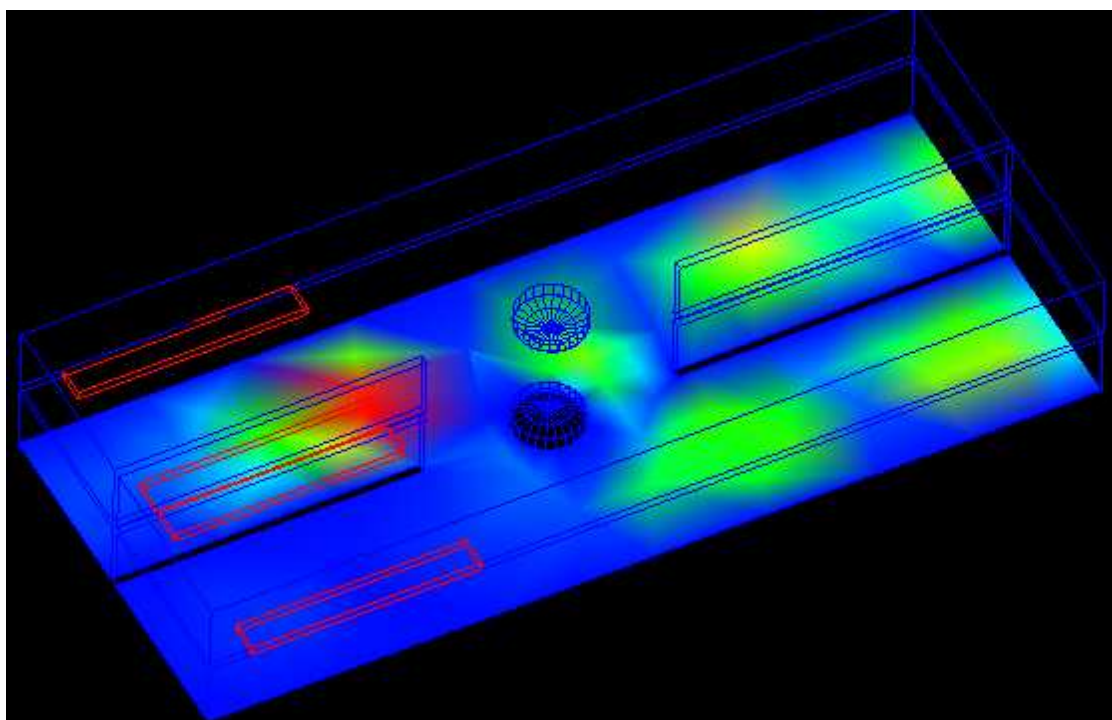


Рис. 4-42. Распространение поля в волноводном E-мосте

На центральной частоте волноводный E-мост имеет следующую матрицу рассеяния

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= 0.053 \angle -35.4^\circ \\
 S_{21} &= 0.0057 \angle -167.1^\circ \\
 S_{31} &= 0.113 \angle 154.2^\circ \\
 S_{41} &= 0.048 \angle -148.4^\circ \\
 S_{51} &= 0.49 \angle -73.0^\circ \\
 S_{61} &= 0.494 \angle -162.5^\circ \\
 S_{71} &= 0.496 \angle 17.9^\circ \\
 S_{81} &= 0.499 \angle -72.2^\circ
 \end{aligned}$$

Для подстройки направленного ответвителя в конструкции начерчены два винта, размеры которой можно изменять параметрически в режиме подстройки.

Структура фазовращателя на 180° , реализованная в виде двух отрезков микрополосковой линии и блока изменения фазы, показана на рис. 4-43.

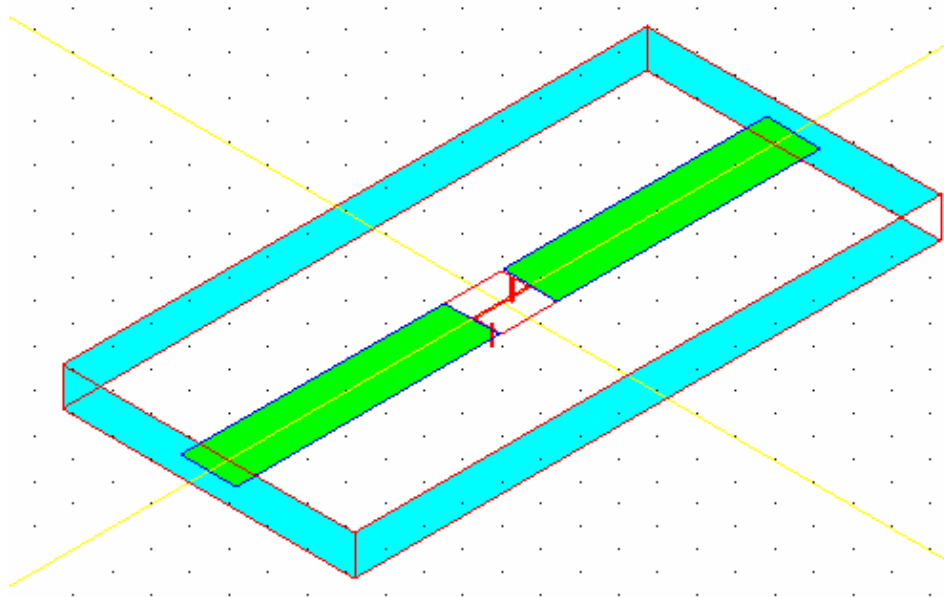


Рис. 4-43. Микрополосковый фазовращатель

Коаксиально волноводный переход (рис. 4-44), который включает выход в виде щелевой линии и пространство большой корпус для расчета излучения (ДН). Данные на границах этого корпуса можно использовать для объединения диаграмм направленности нескольких излучателей, и т.о. формировать диаграмму направленности антенной фазовой решетки (рис. 4-46).

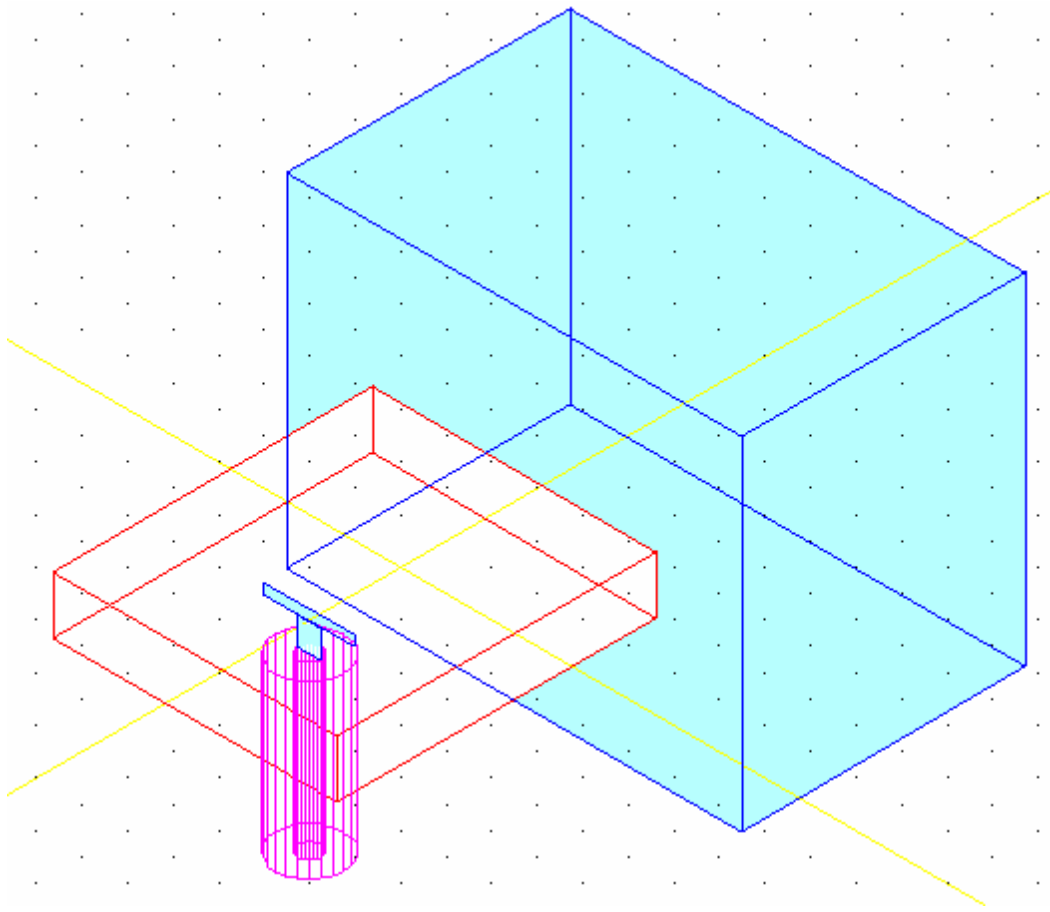


Рис. 4-44. Коаксиально-волноводный переход с вибратором-излучателем

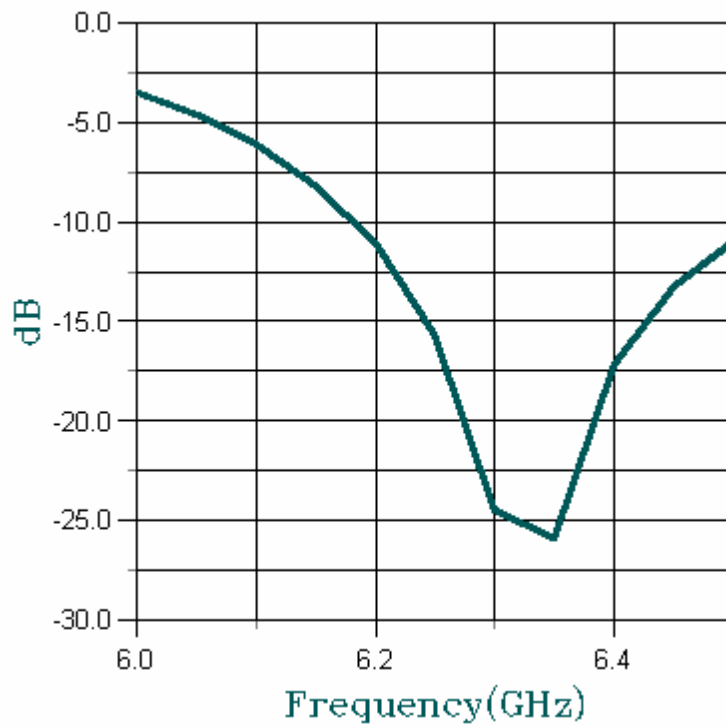


Рис. 4-45. График частотной характеристики S_{11} , показывающий на условие согласования антенны с пространством излучения.

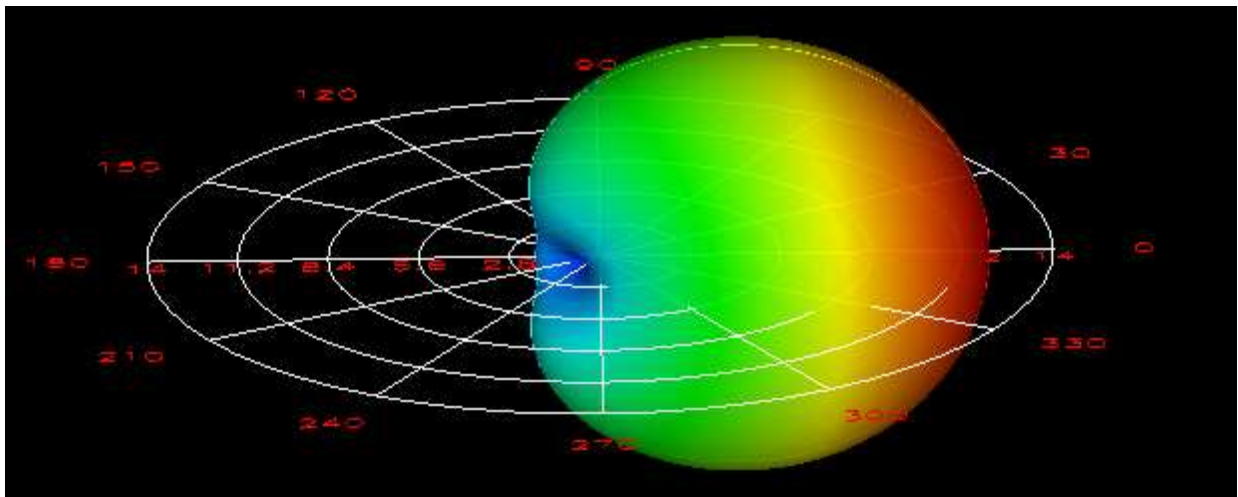


Рис. 4-46. Трехмерная диаграмма направленности отдельного излучателя антенной решетки

Работа нескольких излучателей в одном свободном пространстве анализируется в структуре, показанной на рис. 4-47. В ней два излучателя запитаны от одного волновода.

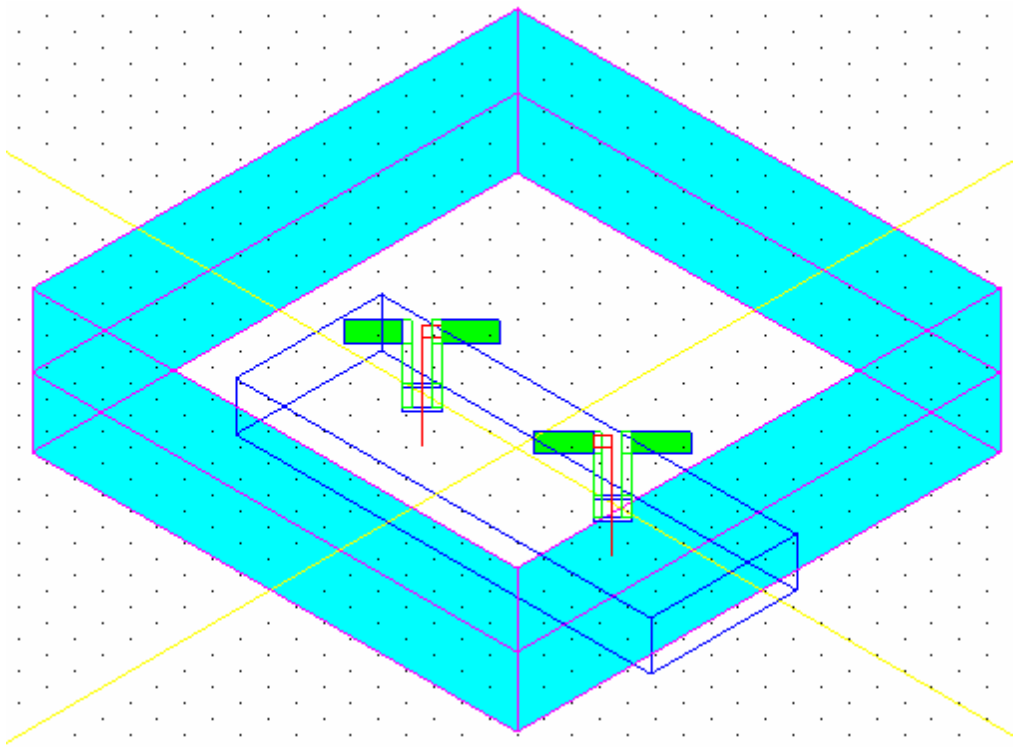


Рис. 4-47. Вибраторные излучатели, связанные с волноводом

Излучатели развернуты так, что фазы их сдвинуты на 180° . Это изменяет набег фазы, который задается размерами между излучателями (рис. 4-48).

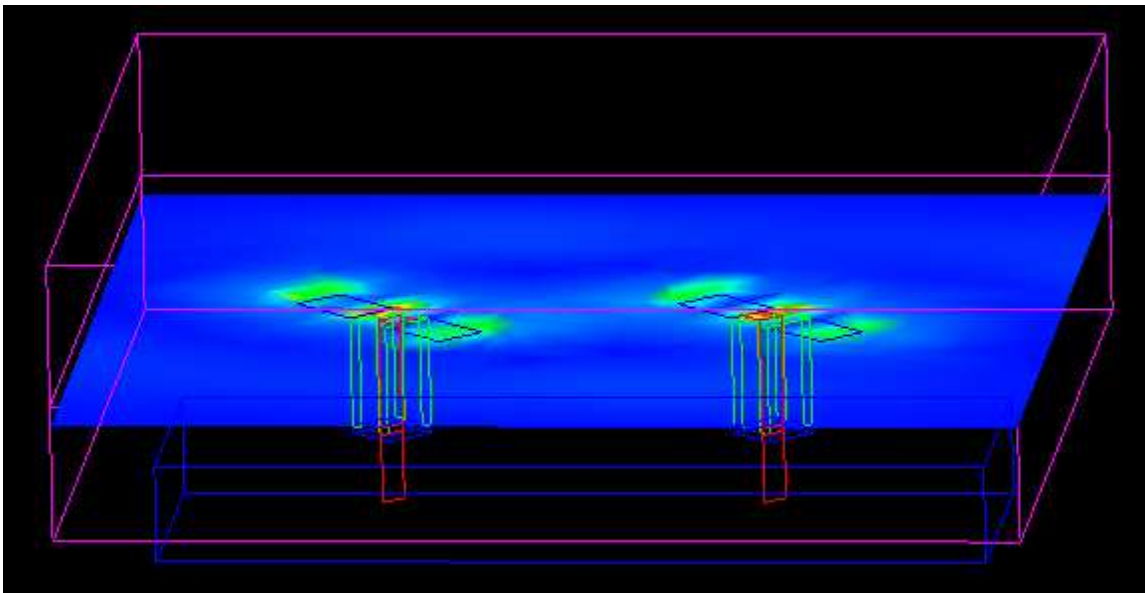


Рис. 4-48. Поле E в сечении вибраторов, связанных с волноводом

Возбуждение вибраторов осуществляется из волновода, поэтому разность фаз возбуждения зависит от расстояния между вибраторами.

Рассчитанные параметры в сечении волноводного порта $S_{11} = 0.505 \angle -2.1^\circ$, $S_{21} = 0.64 \angle -61.3^\circ$

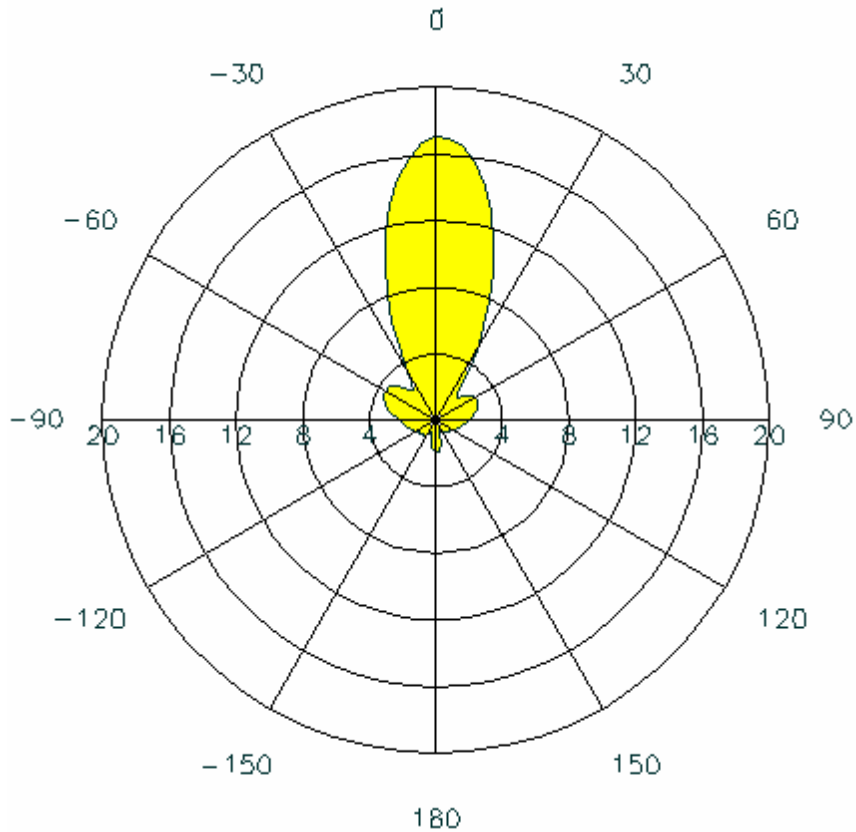


Рис. 4-49. Сечение диаграммы направленности сдвоенного антенного излучателя

Другой пример фазированной антенной решетки показан на рис. 4-50. Здесь роль излучателей играют щелевые антенны.

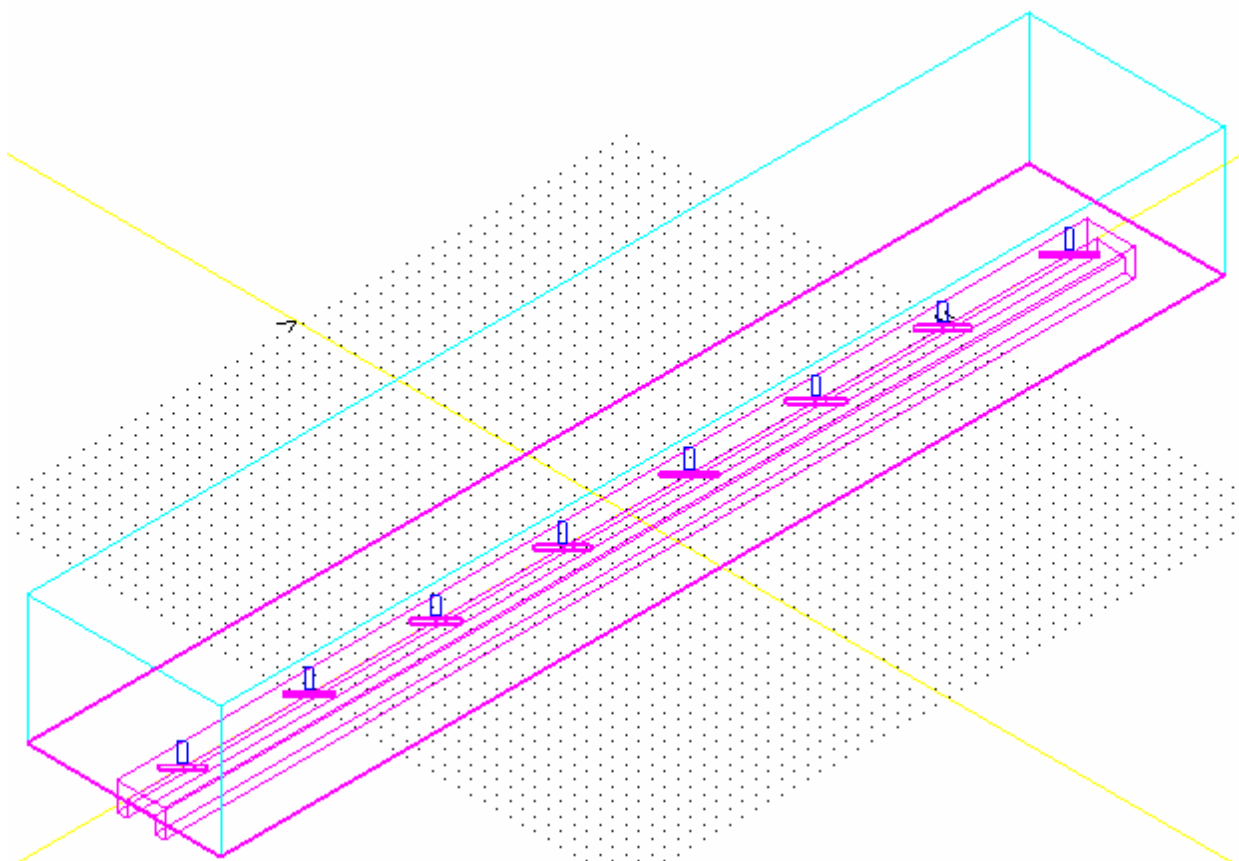


Рис. 4-50. Антенная решетка, состоящая из 9 щелевых излучателей в волноводе

Волновод, по которому поступает входная мощность на все излучатели, имеет П-образную структуру. Такой волновод имеет больший характеристический импеданс, чем прямоугольный волновод такого же размера, и лучше согласуется со щелью, используемой в качестве излучателей (рис. 4-51).

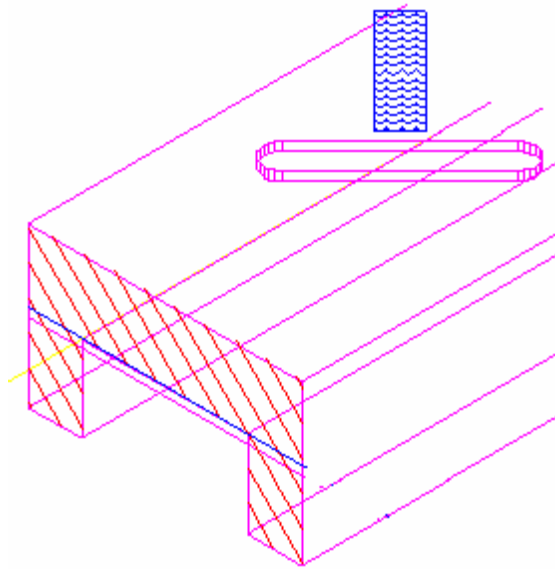


Рис. 4-51. Волноводный порт, щелевая антенна и вибратор

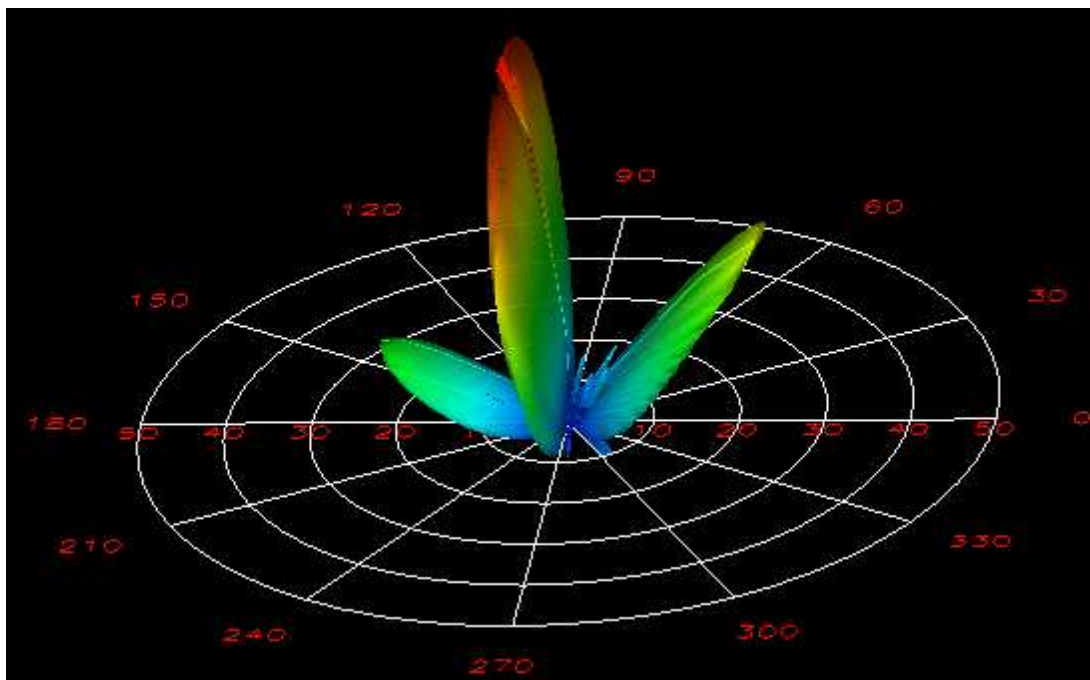


Рис. 4-52. Трехмерная диаграмма направленности антенной решетки на щелях в волноводе

Диаграмма направленности (рис. 4-52) имеет сужение главного и боковых лепестков, что согласуется с теорией и практикой создания антенных решеток.

S-параметры показывают согласование и поглощение мощности щелевыми антеннами и равны $S_{11}= 0.047\angle-82.8^\circ$, $S_{21}=0.23 \angle-31.3^\circ$.

Волноводный переход

Волноводный переход показан на рис. 4-53. Он состоит из ступенчатого перехода, имеющего скачок по высоте волновода и другого отрезка волновода, связанного с ним под углом.

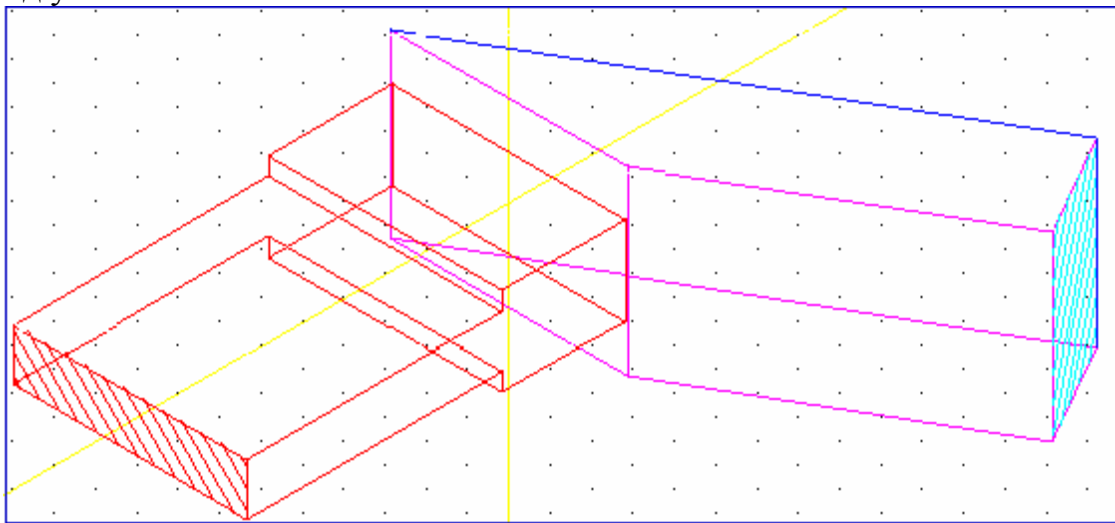


Рис. 4-53. Конструкция волноводного перехода с углом скоса

Частотная характеристика волноводного перехода показана на рис. 4-54.

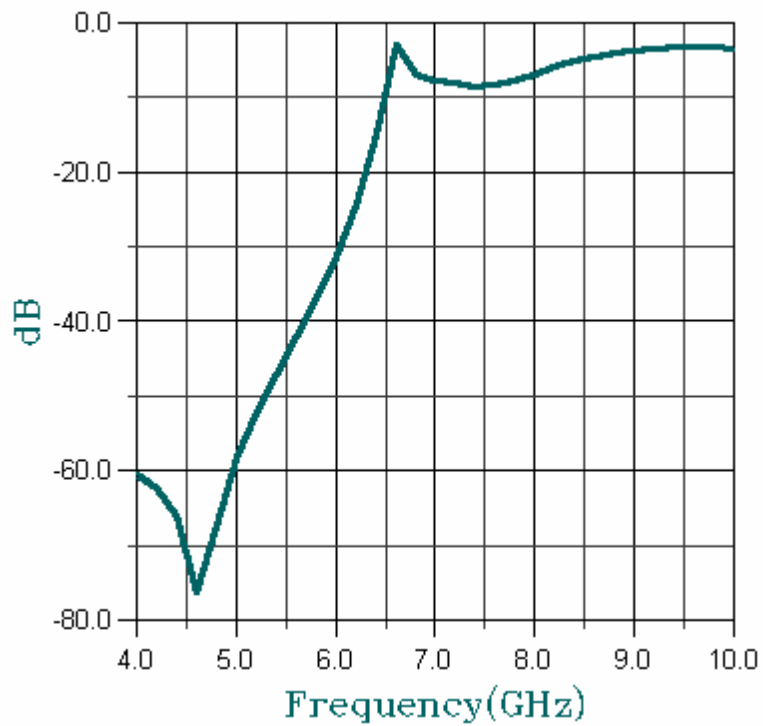


Рис. 4-54. Частотная характеристика волноводного перехода

Антенная фазированная решетка

На рис. 4-55 показан фрагмент антенной решетки, состоящей из 15 излучателей. Излучение выполняется из открытых концов волноводов.

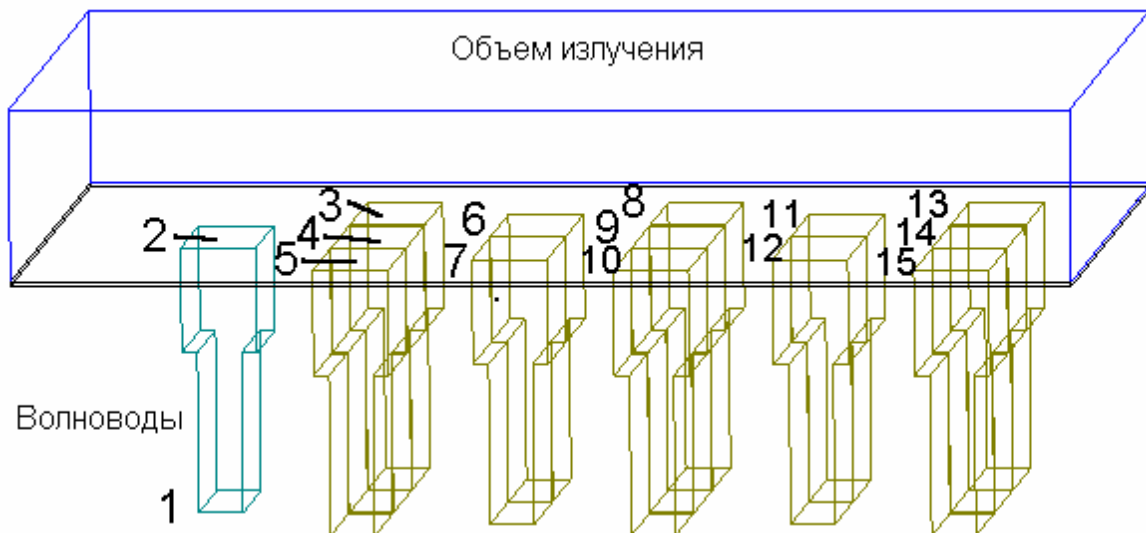


Рис. 4-55. Антенная решетка, состоящая из 15 открытых волноводов

Рядом стоящие волноводные излучатели в виде щелей волноводов формируют диаграмму направленности антенной решетки. Нумерация портов антенной решетки показана на рис. 4-55.

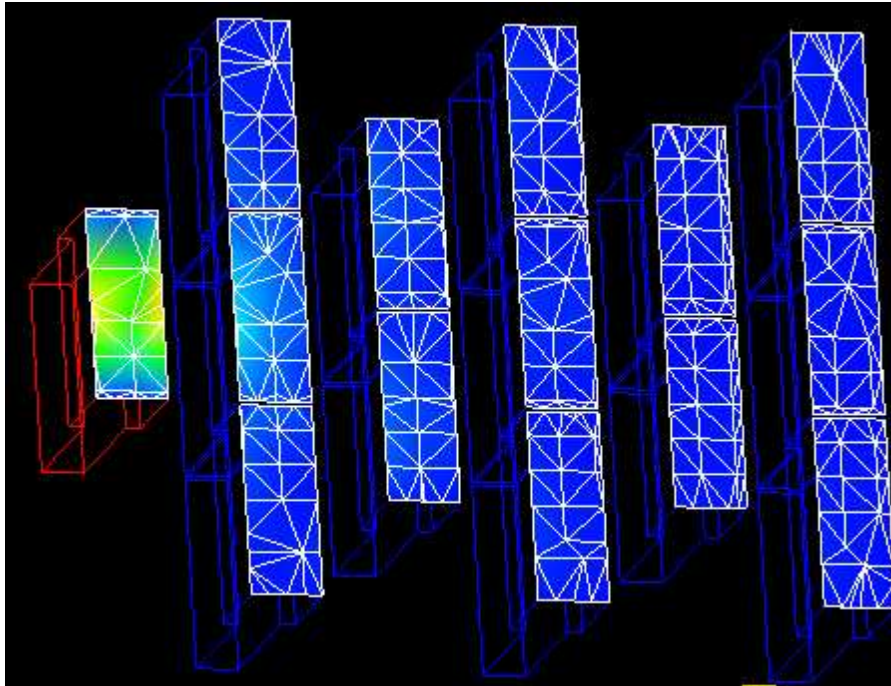


Рис. 4-56. Фрагмент антенной решетки

Возбуждая одну щель антенной решетки можно найти связь между отдельными излучателями, которая имеет место в пространстве взаимодействия. Эта связь может быть описана следующим набором S-параметров:

$$\begin{aligned}
 S_{1,1} &= 0.2424 \angle 138.3^\circ \\
 S_{1,2} &= 0.048 \angle -137.9^\circ \\
 S_{1,3} &= 0.162 \angle -55.7^\circ \\
 S_{1,4} &= 0.047 \angle -139^\circ \\
 S_{1,5} &= 0.068 \angle 107.2^\circ \\
 S_{1,6} &= 0.0687 \angle 107.1^\circ \\
 S_{1,7} &= 0.034 \angle -110.9^\circ \\
 S_{1,8} &= 0.056 \angle -37.2^\circ \\
 S_{1,9} &= 0.034 \angle -111.4^\circ \\
 S_{1,10} &= 0.023 \angle 138.3^\circ \\
 S_{1,11} &= 0.024 \angle 154.5^\circ \\
 S_{1,12} &= 0.017 \angle -63.7^\circ
 \end{aligned}$$

$$S_{1,13}=0.018 \angle 31.8^\circ$$

$$S_{1,14}=0.017 \angle -63.8^\circ.$$

Рассчитанные S-параметры количественно оценивает взаимную связь отдельных излучателей антенной решетки и могут быть использованы для дальнейшей оптимизации конструкции. Отметим также, что более поздняя версия программы HFSS, программа HFSS Ansoft включает периодические граничные условия, что позволяет моделировать фазированную антенную решетку с сотнями и тысячами элементов излучения.

Примеры, существующие в папке **Examples** рекомендуется использовать в качестве прототипов ваших собственных задач (табл 4-3).

Табл. 4-3.
Примеры, находящиеся в папке Examples программы HP HFSS

<i>№</i>	<i>Имя примера</i>	<i>Название и сущность задачи</i>
1	circular_Patch	Микрополосковая антенна с круговой поляризацией
2	coax_fed_patch	Планарная прямоугольная антенна
3	horn	Рупорная антенна
4	wgrad	Волноводный трансформатор импедансов
5	hplanner0	Волноводный фильтр с перегородками
6	fin01	Волноводный фильтр со вставкой
7	COAX20	Коаксиальный трансформатор
8	bend1	Волноводный поворот со скосом
9	PLANAR	Планарный режекторный фильтр
10	bends	Поворот микрополосковой линии
11	cpwtaper	Микрополосковый делитель мощности с рупорным разделением
12	meander2	Плавный поворот микрополосковой линии
13	ms_lpf	Низкочастотный микрополосковый фильтр
14	SLOTLINE	Щелевая линия
15	spiral	Планарная спиральная индуктивность
16	cap_dia	Индуктивная диафрагма в волноводе
17	cmb3	Объединитель волноводных каналов с различными поляризациями
18	coax_wg2	Коаксиально-волноводный переход
19	coaxt	T-образный коаксиальный разветвитель
20	cwg22rwg	Направленный ответвитель, использующий разделение каналов по поляризациям
21	filter	Волноводный режекторный фильтр
22	five_port	Сумматор мощности с 5 входными портами
23	hpcirpol	Переход с квадратного на круглый волновод
24	magict	Волноводный магический мост

Данными примерами не ограничиваются возможности программы HFSS. Она действительно стала тестовой программой моделирования трехмерных СВЧ устройств. В практике проектирования рекомендуется использовать блок **Empire3D**, который значительно ускоряет процесс оптимизации конструкции. Этой части программы HFSS будут посвящены последующие главы книги.

Глава 5. Оптимизация СВЧ структур с помощью программы EMPipe3D

В настоящее время в практике проектирования СВЧ конструкций – от фильтров до антенн - широко используются HFSS, CST, IE3D и другие коммерческие программы подобного класса.

В этих программах реализованы электродинамические методы расчета, которые гарантируют высокую точность расчета.

Программа HFSS, которая в системе оптимизации EMPipe3D является ядром расчета, использует метод конечных элементов для решения системы уравнений Максвелла, описывающих распространяющееся поле в пространстве анализируемого устройства.

Конечные элементы представляют собой тетраэдры, которыми заполняется все пространство анализируемого объекта. Вначале решаются уравнения Максвелла в плоскостях портов возбуждения и устанавливаются значения поля в точках, соответствующих всем границам. Затем составляется система уравнений, решаемая численно. В качестве неизвестных представляются компоненты вектора E в узлах, или вершинах тетраэдра.

Решение задачи анализа соответствует созданию модели. Синтез нового устройства заключается в организации алгоритма поиска оптимальной модели.

Процесс проектирования заключается в нахождении оптимальной структуры, которая удовлетворяет техническим требованиям.

В данной главе рассмотрим несколько примеров и ключевых опций, которые поясняют сущность оптимизации структуры, выполняемой программой EMPipe3D.

5.1. Номинальный и изменяемый проекты

Рассмотрим поворот волновода, рис. 5-1. Он выполнен со срезом, и задача оптимизации состоит в том, чтобы найти наилучший срез, при котором волноводный поворот внесет минимальное затухание при прохождении мощности через него. Таким образом, параметрами оптимизации являются геометрические размеры или те параметры конструкции, которые можно менять во время оптимизации. Целью же оптимизации является заданные технические требования.

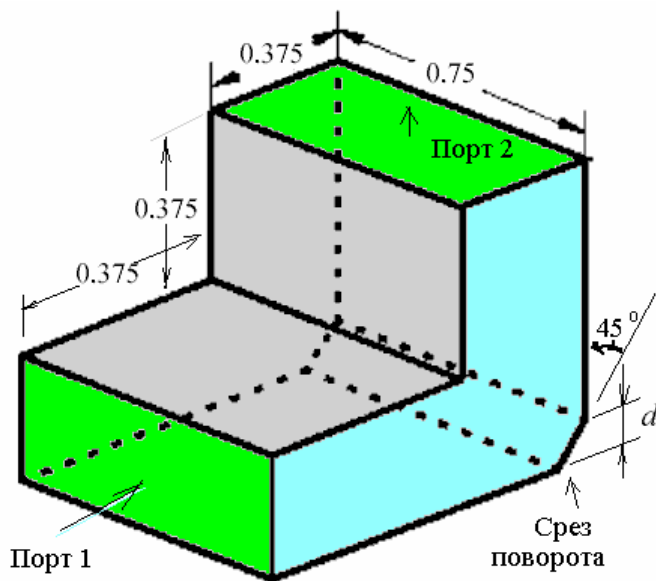
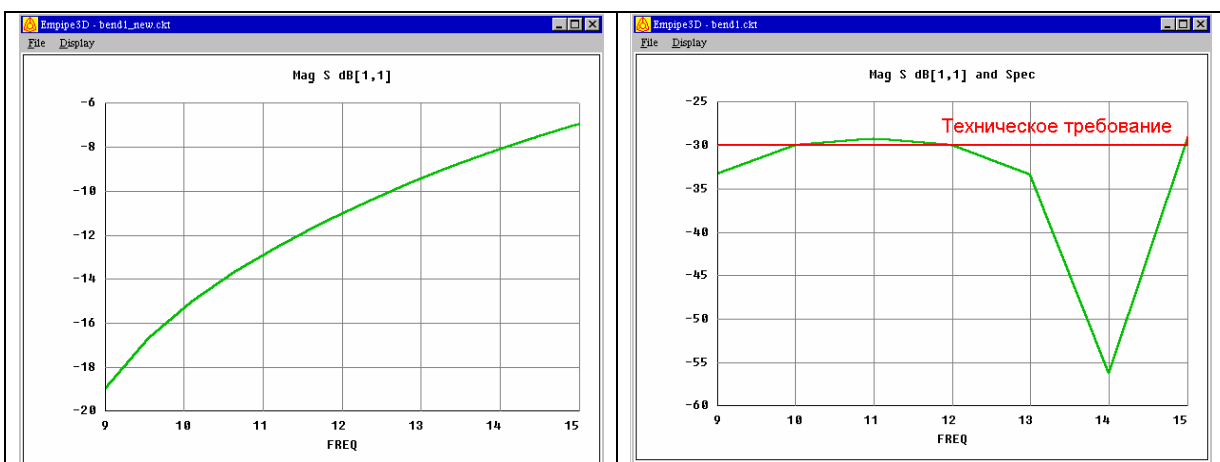


Рис. 5-1. Волноводный поворот со срезом

Для того, чтобы выполнить оптимизацию, необходимо задать технические требования (спецификации) к этой СВЧ структуре. В волноводном повороте (рис. 5-1) в диапазоне частот от 9 до 15 ГГц, нужно получить S_{11} , не хуже, чем -30 дБ. Это техническое требование отражено на рис. 5-2 прямой линией.

В простейшем случае поиска лучшего решения методом перебора можно рассчитать несколько различных конструкций, и выбрать лучшую, используя интерполяцию результатов, т.е. предсказание характеристик, с учетом их плавного изменения.

Программа EMPipe 3D, специально разработана, чтобы совместно с HFSS выполнить оптимизацию по заданным техническим требованиям. В результате ее работы находится такое положение среза поворота, что параметр S_{11} становится величиной, меньшей -30 дБ во всем диапазоне (рис. 5-2).



Частотная характеристика волноводного поворота до оптимизации	Частотная характеристика волноводного поворота после оптимизации
---	--

Рис. 5-2. Частотные характеристики волноводного поворота

Для того, чтобы выполнить оптимизацию, создается номинальный и изменяемый проекты, причем волноводный поворот номинального и изменяемого проекта отличаются так, что в них отличаются расстояние d от низа до точки среза поворота, при сохранении угла поворота (рис. 5-3). Программа EMPipe 3D на этапе анализа номинального и изменяемого проекта делает вывод о том, какие отличия есть между этими проектами, и следовательно, какие размеры будут меняться во время оптимизации.

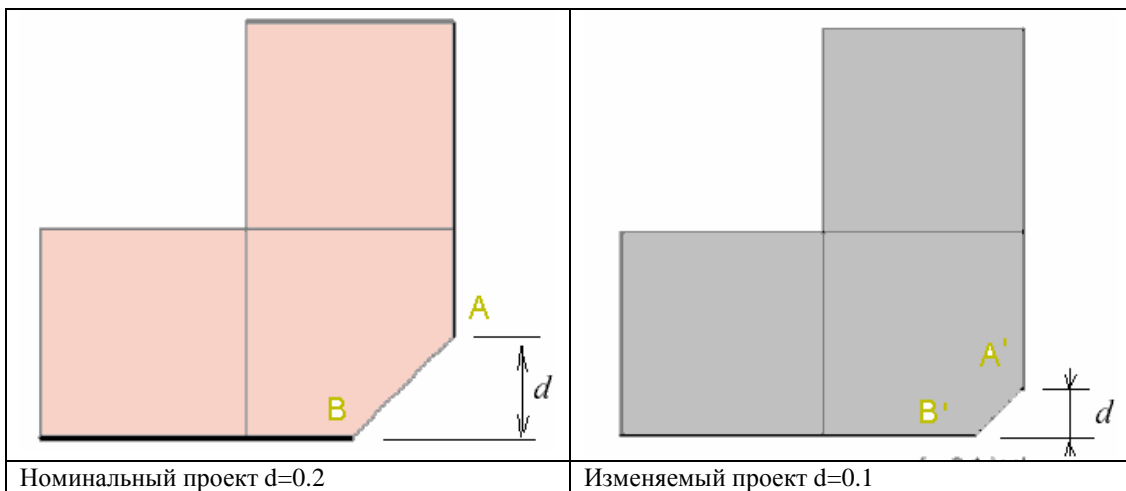


Рис. 5-3. Структура номинального и изменяемого проекта волноводного поворота со срезом

Более сложный случай конструкции представляет собой волноводный поворот, который состоит из двух призм (рис. 5-4). В этой конструкции можно получить лучшие характеристики поворота, по сравнению с конструкцией рис. 5-1, и в более широкой полосе частот.

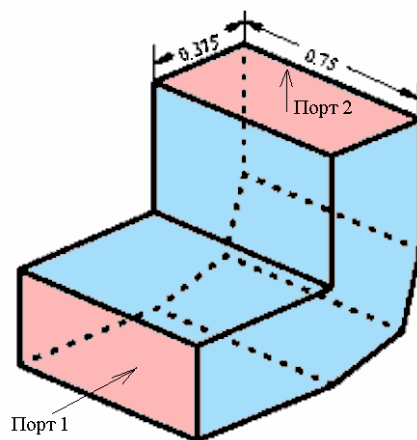


Рис. 5-4. Поворот, включающий два среза

В этом повороте достигаются лучшие характеристики, по сравнению с волноводным поворотом рис. 5-1 и достигаются они за счет того, что в ней более гладкий поворот. Однако известно, что полное скругление одной стороны волноводного поворота не приведет к наилучшим характеристикам. Следовательно и здесь есть оптимум.

Чтобы задать условия оптимизации конструкции, создается номинальный и изменяемый проект (рис. 5-5).

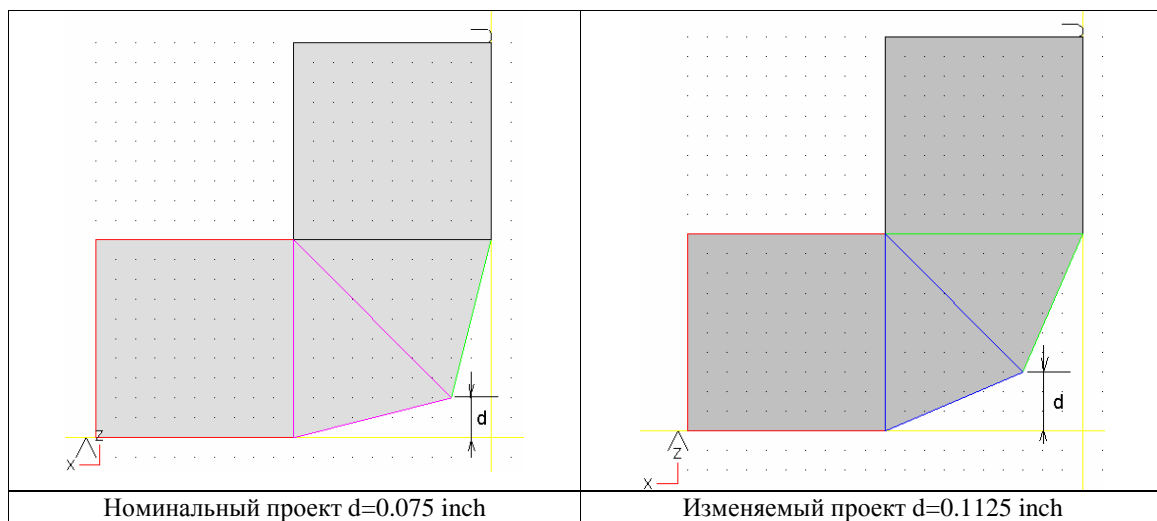


Рис. 5-5. Структура волноводного поворота с двумя скосами

Технические требования в этом проекте задаются как $|S_{11}| < -40$ дБ, которые выполняются в процессе оптимизации (рис. 5-6).

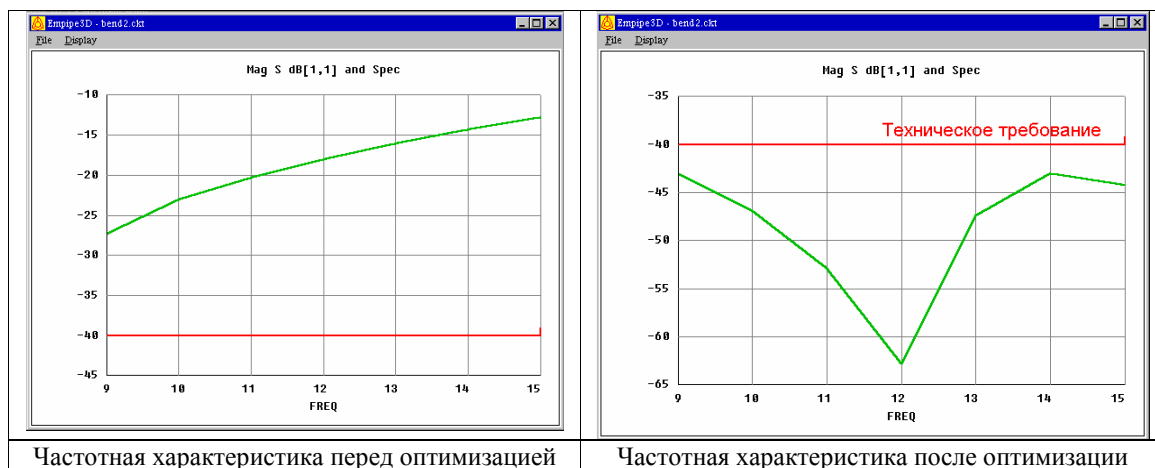


Рис. 5-6. Частотная характеристика номинального проекта и оптимизированной структуры волноводного поворота

Таким образом, хотя рассмотренные примеры **bend1** и **bend2** имеют по одному параметру оптимизации, геометрия примера **bend2** значительно сильнее меняется, и приводит к лучшим характеристикам.

Изменение структуры сопровождается перерасчетом количества конечных элементов. Если структура меняется значительно, а не плавно, то программа оптимизации может дать ошибку, поскольку изменение количества тетраэдров приводит к другому количеству уравнений. Поэтому при анализе номинальной и изменяемой структуры в первую очередь требуется, чтобы эти два проекта имели ясно разделенную на отдельные части структуру, каждая из которых может менять свой размер, не меняя сущности. Например, размер параллелепипеда может меняться по любой координате, но параллелепипед не может превращаться в другую форму, и не может сливаться один объект с другим.

Отметим, что в качестве параметра может быть задана также диэлектрическая проницаемость и другие параметры материалов.

Рассмотрим конструкцию волноводного фильтра (рис. 5-7), в котором задаются 4 степени свободы при оптимизации конструкции.

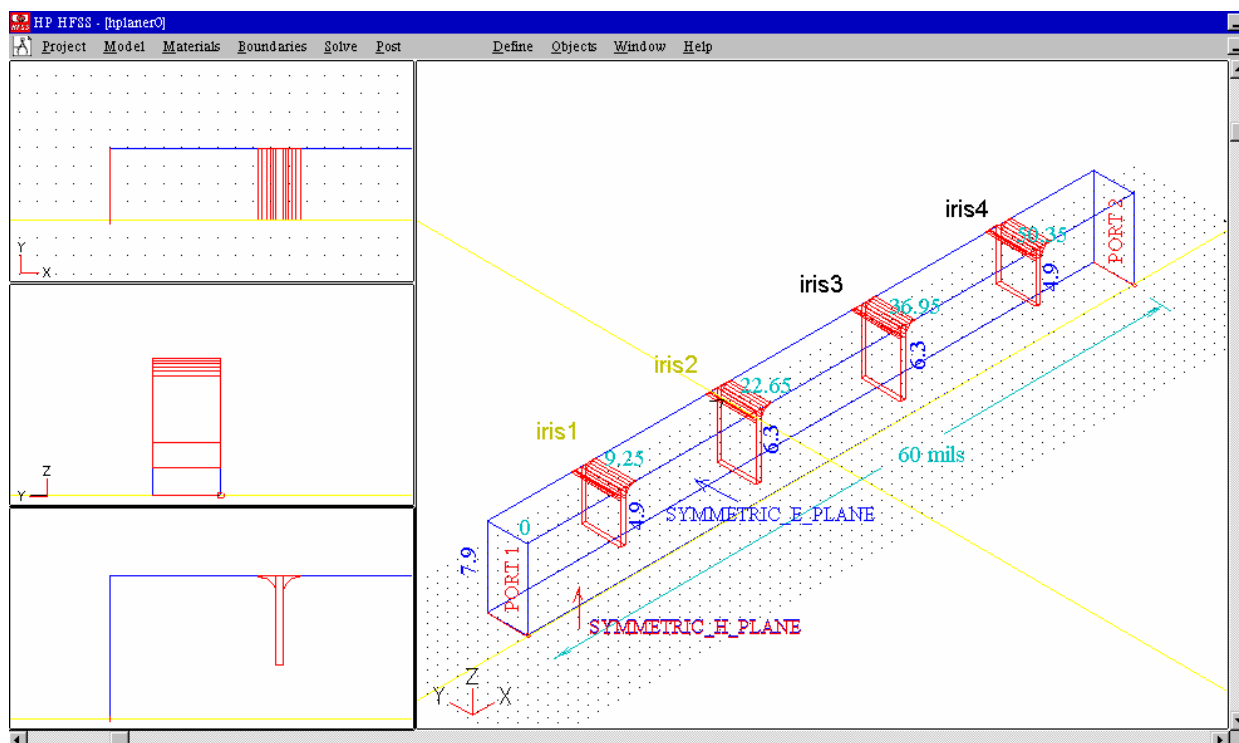


Рис. 5-7. Пример оптимизации волноводного фильтра

В этом волноводном фильтре в процессе оптимизации диафрагмы **iris1** ... **iris4** меняют свой размер (погружаются) и положение вдоль волновода. В процессе этой оптимизации не меняется количества вершин тетраэдров, на

которые разбивается пространство в методе конечных элементов. Вписываясь в размер волновода, диафрагмы нигде не пересекают стенки волновода, поэтому количество конечных элементов при этой оптимизации не меняется. Первым параметром оптимизации может быть погружение 2-х внутренних диафрагм **iris2** и **iris3**, вторым – погружение двух внешних диафрагм **iris1** и **iris4**.

Другой, более сложный случай оптимизируемой геометрии встречается, когда меняется размер элемента, который на следующем этапе должен быть просуммирован или вычтен из других, ранее созданных объемных объектов. Таким случаем можно считать круглый поляризатор рис. 5-8, в котором, в отличие от конструкции рис. 5-7, нет возможности построить и изменять размер диафрагм отдельно.

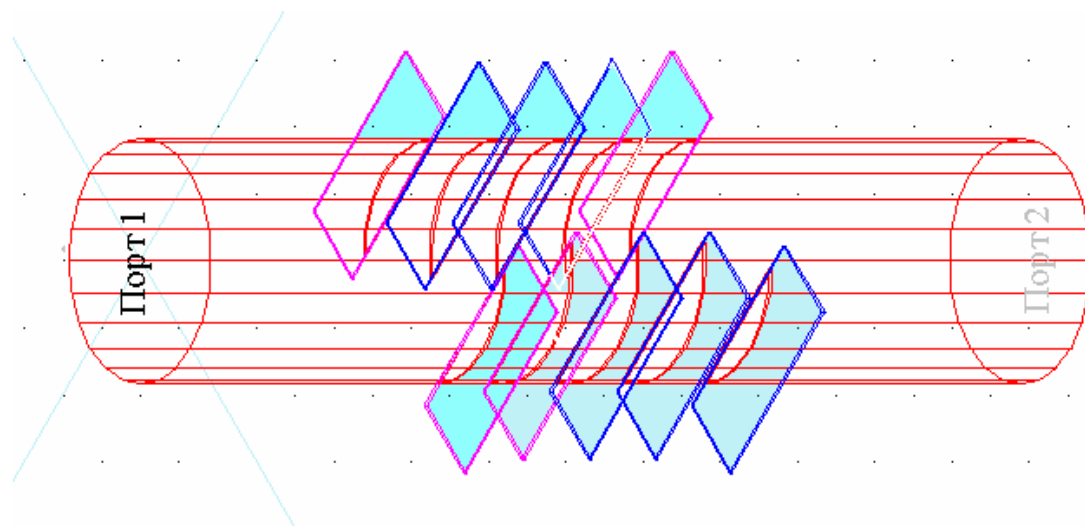


Рис. 5-8. Пластины, погружаемые в тело цилиндра для создания окончательной конструкции

При создании номинального проекта круглый цилиндр пересекается диафрагмами. Диафрагмы имеют конечную толщину и являются металлическими параллелепипедами. Вычитая из пространства цилиндра объемы диафрагм, мы получаем сложную конфигурацию, граница которой и представляет собой анализируемый поляризатор. Внешние «отрезанные» части диафрагм можно сделать невидимыми, в результате конструкция представляется как на рис. 5-9. Существенным здесь является то, что погружение диафрагм создает изрезанную форму, и это влияет на положение вершин тетраэдров. Это ограничивает возможности изменения величины погружения диафрагм и следовательно размах оптимизации.

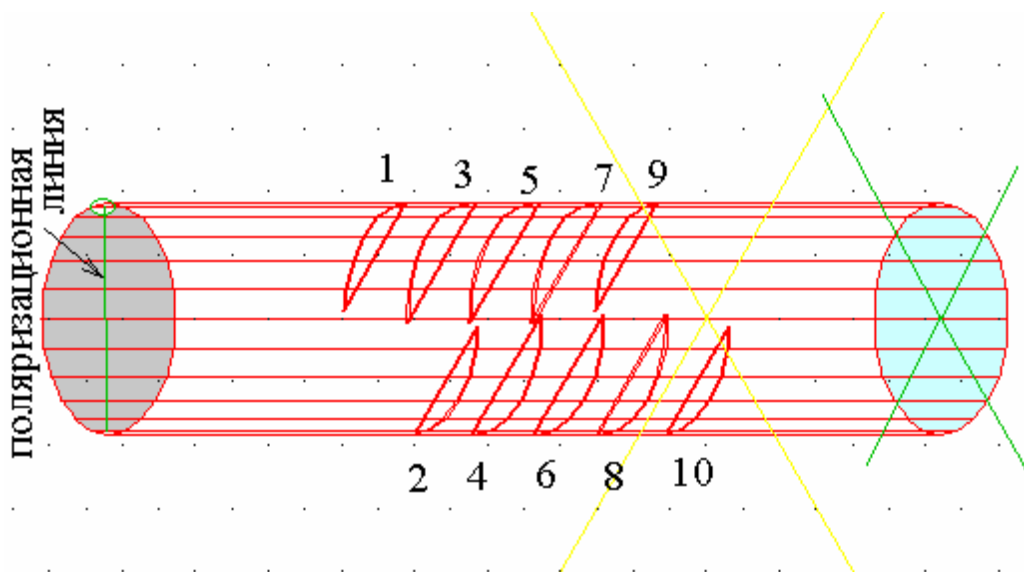


Рис. 5- 9. Окончательная конструкция поляризатора с линией поляризации волны на входе

Поляризатор (рис. 5-9) имеет 4 параметра изменения: степень погружения шести внутренних диафрагм, степень погружения 4-х внешних диафрагм (с номерами 1, 9, 2, 10), а также сдвиг 4 внутренних (с номерами 3, 5, 7, 4, 6, 8) и 4х внешних диафрагм по оси поляризатора.

Итак, возможности EMPipe3D позволяют 1) оптимизировать конструкцию, состоящую из отдельных элементов, которые меняют свою геометрию и 2) оптимизировать конструкцию, в которых после изменения геометрии выполняются булевы операции над твердыми телами. В своей работе программа оптимизации EMPipe3D основана на использовании внутреннего программного языка (макросов) при черчении конструкции. Эту особенность можно очень эффективно применять для изменения конструкции устройства, не выполняя подчас сложный процесс черчения, включающий суммирование, вычитание и деление областей. Так выполнить перестройку поляризатора на другую частоту можно, имея готовый шаблон начерченного поляризатора, и только применяя команду масштабирования, и затем выполняя оптимизацию в другом диапазоне частот.

5.2. Задание технических требований

Перед запуском оптимизации, необходимо задать одно или большее количество спецификаций. В окне **Optimization Setup**, нажмите закладку Specifications (рис 5-10).

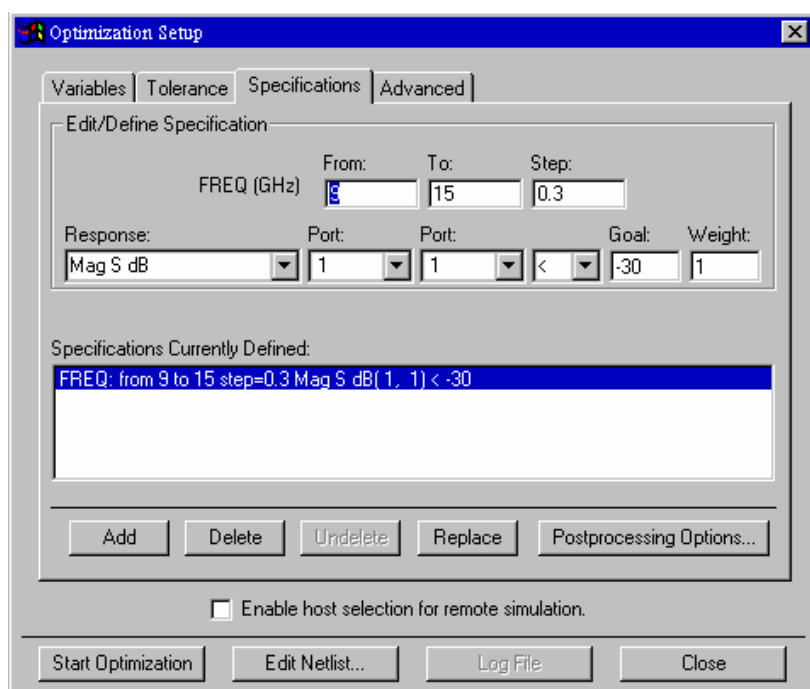


Рис. 5-10. Окно Empire3D установки технических требований.

Для задания технических требований:

1. Выберите весь или часть частотного диапазона
2. Выберите характеристики, которые желательно получить в процессе оптимизации. Это могут быть S-параметры или импедансные характеристики, а для антенны – антенные характеристики.
3. Выберите тип соотношений (больше, меньше, или равно техническим требованиям)
4. Введите значение требуемой характеристики (цель) и весовой множитель
5. Нажмите **Add**.

Например, для примера **bend1** (рис. 5-10) целевая функция задается как $20 \log_{10} (S_{11}) < -30$ в частотном диапазоне от 9 до 15 ГГц с шагом частот 0.3 ГГц.

5.3. Применение и редактирование Netlist

Файл Netlist - это текстовый файл, генерируемый **Empire3D** для моделирования и оптимизации.

Редактировать Netlist можно, чтобы использовать некоторые особенности, которые не доступны из интерфейса. Следующие два примера имеют такие особенности.

- Установка моделирования с параметрами свипирования.
- Создание целей оптимизации, определенных формулами и уравнениями.

Редактирование Netlist для моделирования выполняется следующим образом.

1. Нажмите **Edit Netlist**.

2. Появляется окно редактора Netlist, содержащее автоматически сгенерированный Netlist (рис. 5.11).

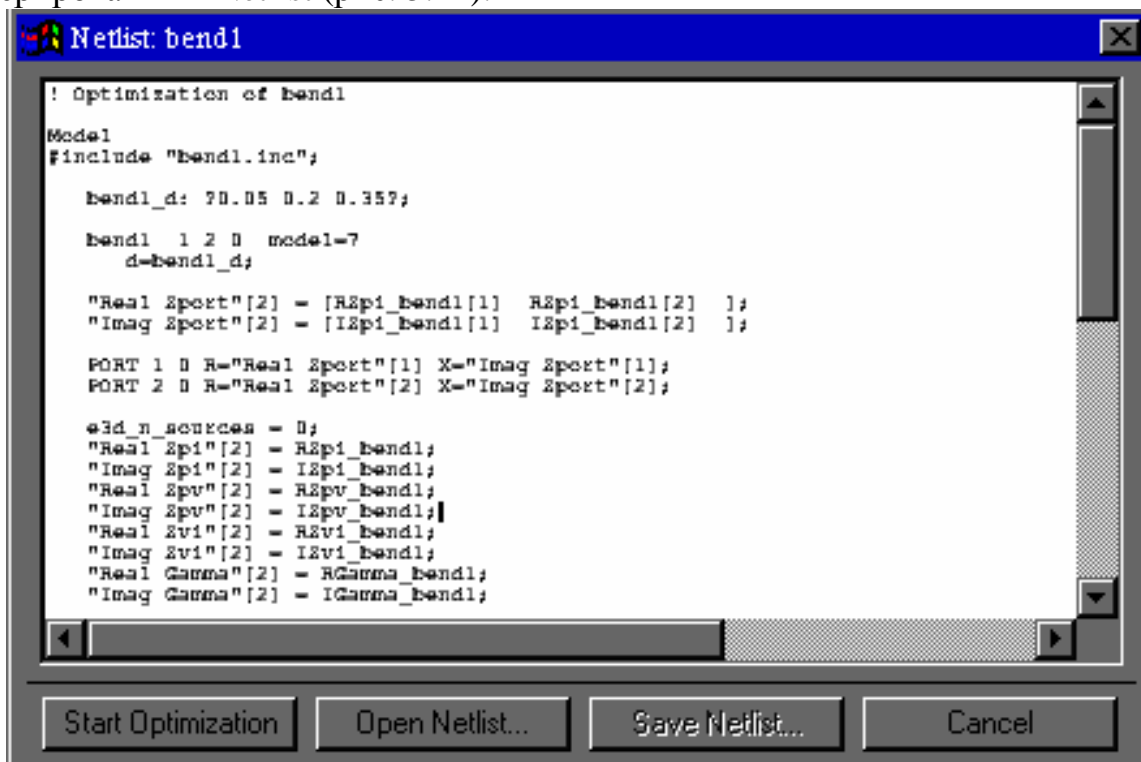


Рис. 5-11. Окно редактора файла Netlist

3. Если необходимо сохранить отредактированный Netlist, нажмите **Save Netlist** после редактирования. По умолчанию файл Netlist имеет имя *project.ckt*.

4. Чтобы восстановить Netlist, который Вы предварительно сохранили, нажмите **Open Netlist**.

5. Чтобы запустить моделирование, используя отредактированный Netlist, нажмите **Start Simulation** в окне редактора Netlist.

5.4. Алгоритмы оптимизации

Вы можете выбирать любой алгоритм оптимизации от списка, сведенного в табл. 5-1.

Табл.

5-1.

Алгоритмы оптимизации в программе EMPipe3D

	<i>Метод оптимизации</i>	Пояснение
1	Default	Автоматический выбор лучшего оптимизатора, наиболее подходящего для выбранной целевой функции
2	Minimax	Наиболее подходящий при задании верхней и нижней границы целевой функции
3	L1	Наиболее подходящий метод при точном задании требования на характеристику
4	L2	Классическое среднеквадратическое отклонение рассчитываемых и требуемых характеристик
5	Quasi-Newton	Алгоритм метода Ньютона, альтернативный L2
6	Simplex	Алгоритм симплекс-метода прямого поиска, без расчета градиента
7	Random	Метод случайного поиска, без расчета градиента
8	Simulated Annealing	Метод поиска глобального экстремума, требующий большое количество расчетов целевой функции

Каждый оптимизатор рассчитывает целевую функцию, заданную в спецификации и затем использует алгоритм поиска, чтобы минимизировать эту целевую функцию. Величины

$$F_j, j = 1, 2, \dots, m \quad (5-1)$$

представляют собой набор функций ошибок, сформулированных с учетом цели, веса и различных частот.

Опция **Default** автоматически выбирает оптимизатор, лучше всего подходящий для введенных определенных спецификаций.

Оптимизатор **Минимакс** концентрирует свое усилие на уменьшении максимального отклонения целевой функции (наихудший случай). Это наиболее соответствует случаю оптимизации с верхними и нижними спецификациями.

$$U = \max\{F_j\}. \quad (5-2)$$

Оптимизатор **L1** наиболее соответствует оптимизации целевых функций, заданных в виде равенств. Целевая функция **L1** определяется как

$$U = \sum_{j=1}^m |F_j|. \quad (5-3)$$

Оптимизатор **L2** Квази-Ньютона используют классическую целевую функцию наименьших квадратов, но использует два различных алгоритма, чтобы минимизировать её:

$$U = \sum_{j=1}^m F_j^2 \quad (5-4)$$

В методе Квази-Ньютона целевая функция задается в виде

$$U = \begin{cases} \sum F_j^2 |F_j \geq 0, \text{если, по крайней мере } F_j \geq 0 \\ \frac{-1}{\sum_{j=1}^m \frac{1}{F_j^2}}, \text{если } F_j < 0 \text{ для всех } j \end{cases} \quad (5-5)$$

Случайный оптимизатор не требует расчета градиента. Он может быть менее восприимчив к попаданию в локальный минимум, по сравнению с градиентными оптимизаторами, но менее эффективен в сходимости.

Оптимизатор ***Simulated Annealing*** использует стратегию поиска глобального минимума, но требует большого количества моделирований, чтобы достигнуть решения.

Max number of iteration - максимальное количество итераций. Если оптимизация не сойдется до достижения максимального количества итераций, процесс поиска остановится и предоставит лучшие результаты, полученные для данного числа итераций. По умолчанию максимальное число итераций равно 30.

Если оптимизация не сходится к оптимальному решению перед достижением этого предела, программа остановится и представит лучший результат решения.

5.5. Отображение характеристик

После того, как моделирование или оптимизация закончены, нажмите **Display** в главном окне Empire3D, чтобы вывести график характеристик (рис. 5-12).

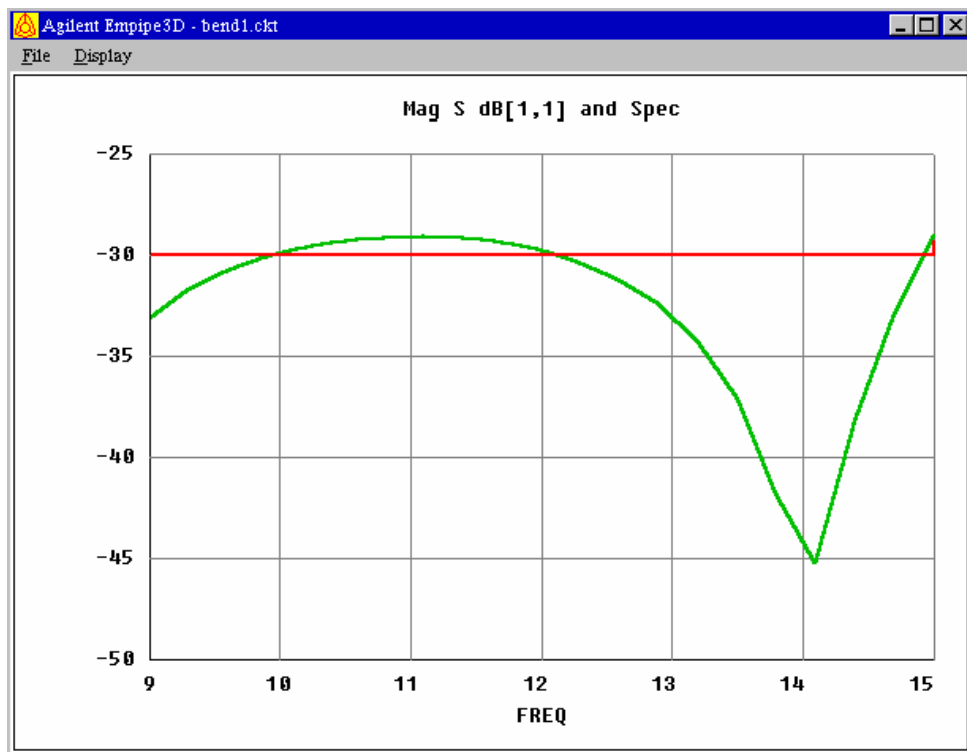


Рис. 5-12. Окно Empire3D вывода характеристик

Наиболее часто для вывода используется прямоугольная система координат для одной или большего числа частотных характеристик.

На дисплее нажмите кнопку **Display > Rectangular Plot**. Появляется диалоговое окно **Setup Rectangular Plot** (рис. 5-13).

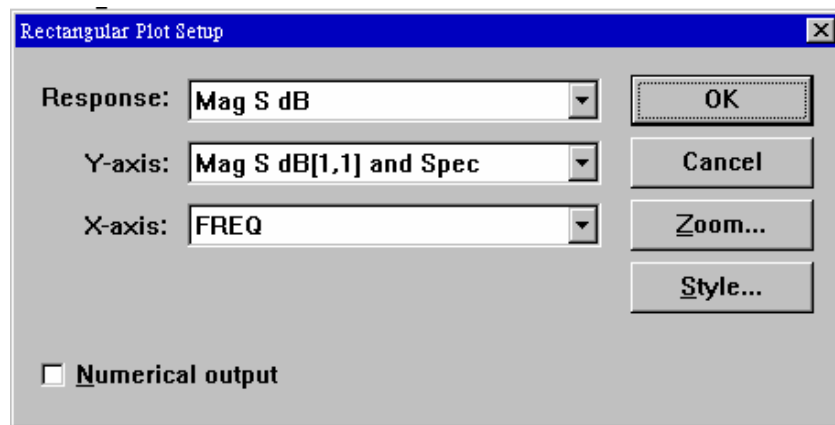


Рис. 5-13. Окно Setup Rectangular Plot

Выбор характеристик для составления графика

Вы можете выбирать категорию характеристик из списка характеристик Response, а саму характеристику из списка под Y-axis.

Вы можете вывести характеристики Empire3D численно (в виде таблицы). В этом случае отметьте поле Numerical output (рис. 5-13).

Можно вывести S-параметры на диаграмму Смита или на график в полярной системе координат. Нажмите команду **Display > Smith Chart**.

5.6. Вывод многомерных графиков

Рассмотрим пример Bend1, в котором имеются изменяемые параметры. Для вывода зависимости характеристики от этого параметра в диалоге **Simulation Setup** необходимо отметить галочку в окошке Sweep (рис. 5-14).

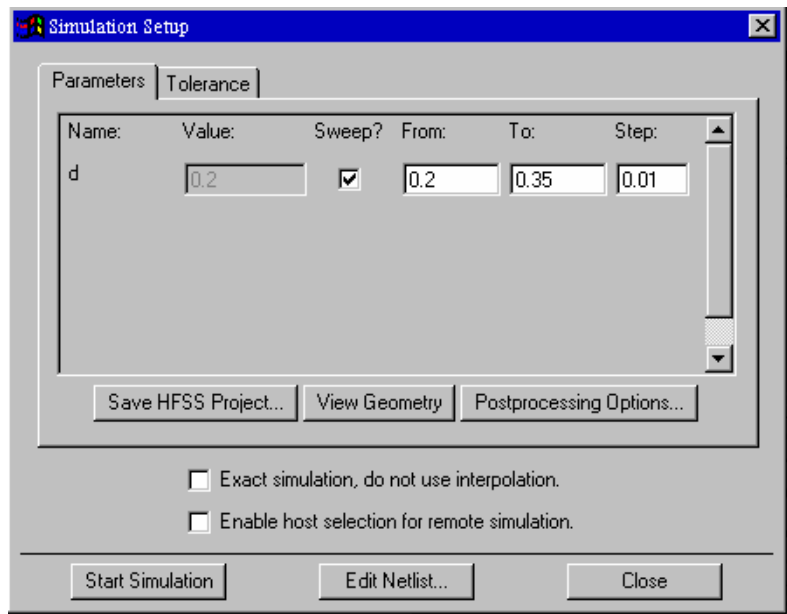


Рис. 5-14. Установка параметра свипирования для примера Bend1

Нажмите **Start Simulation** и, когда моделирование завершено, нажмите Display. Результирующий график показан на рис. 5-15.

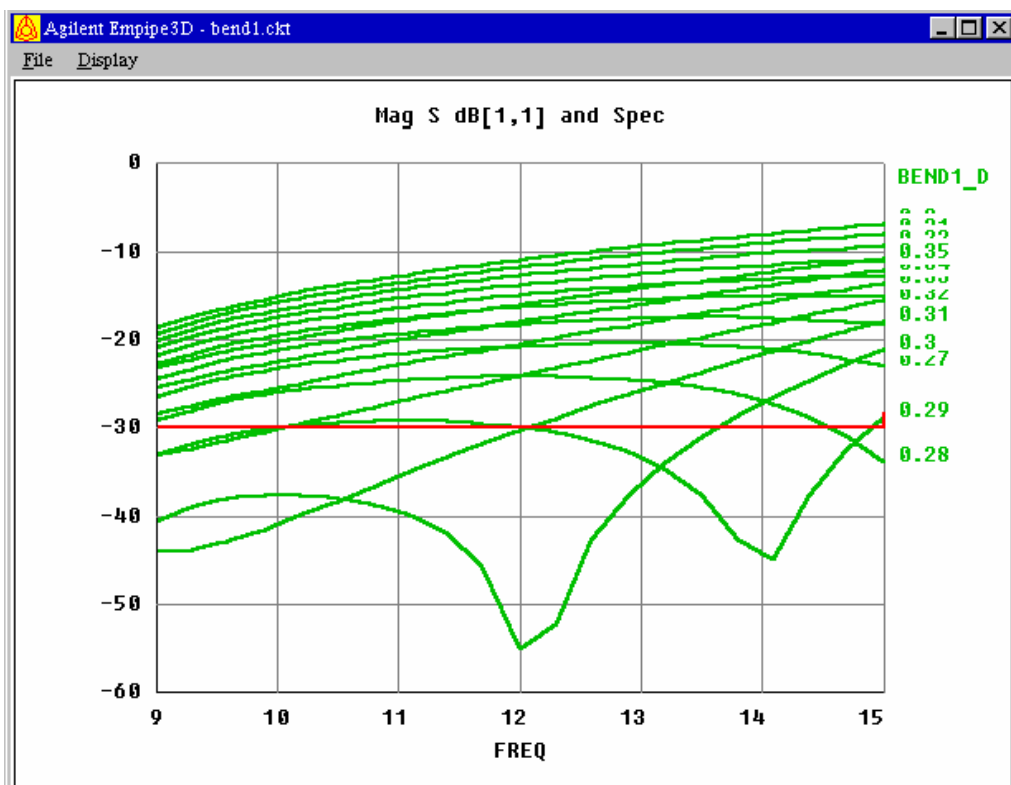


Рис. 5-15. Параметр Sweep plot для примера Bend1

График рис. 5-15 показывает семейство характеристик при различных величинах параметра среза волноводного поворота. Можно также вывести график зависимости одной характеристики от изменения выбранного параметра (например от частоты или среза поворота) из диалога **Rectangular Plot Setup** (рис. 5-16)

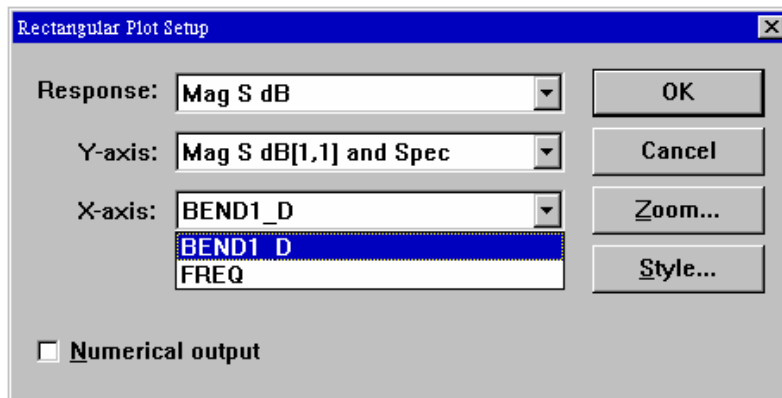


Рис. 5.16. Диалоговое окно вывода семейства характеристик

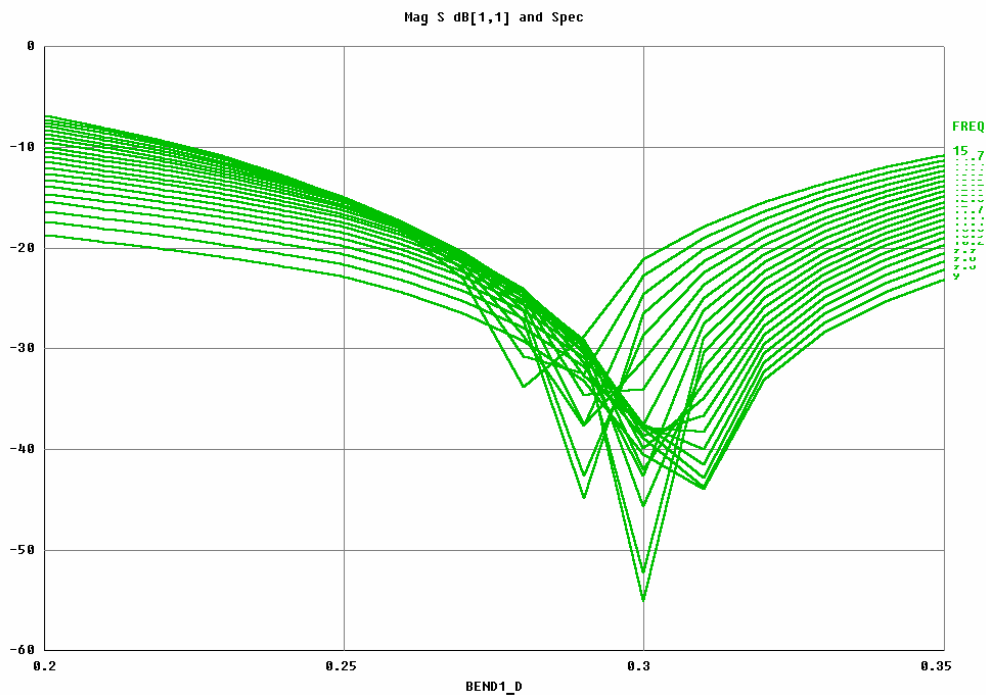


Рис. 5-17. Зависимость характеристики от изменяемого параметра

Зависимость модуля параметра S11 от величины поворота на разных частотах показывается на графике (рис. 5-17).

Стиль поверхности двумерного графика

Эта опция позволяет вывести график поверхности двумерной характеристики (рис. 5-18, 5-19). Чтобы активизировать эту особенность, необходимо задать эту характеристику в Empire3D netlist (или команду Sweep в диалоге Setup Simulation, как делалось выше). Затем нажмите опцию меню **Display > Surface Plot**.

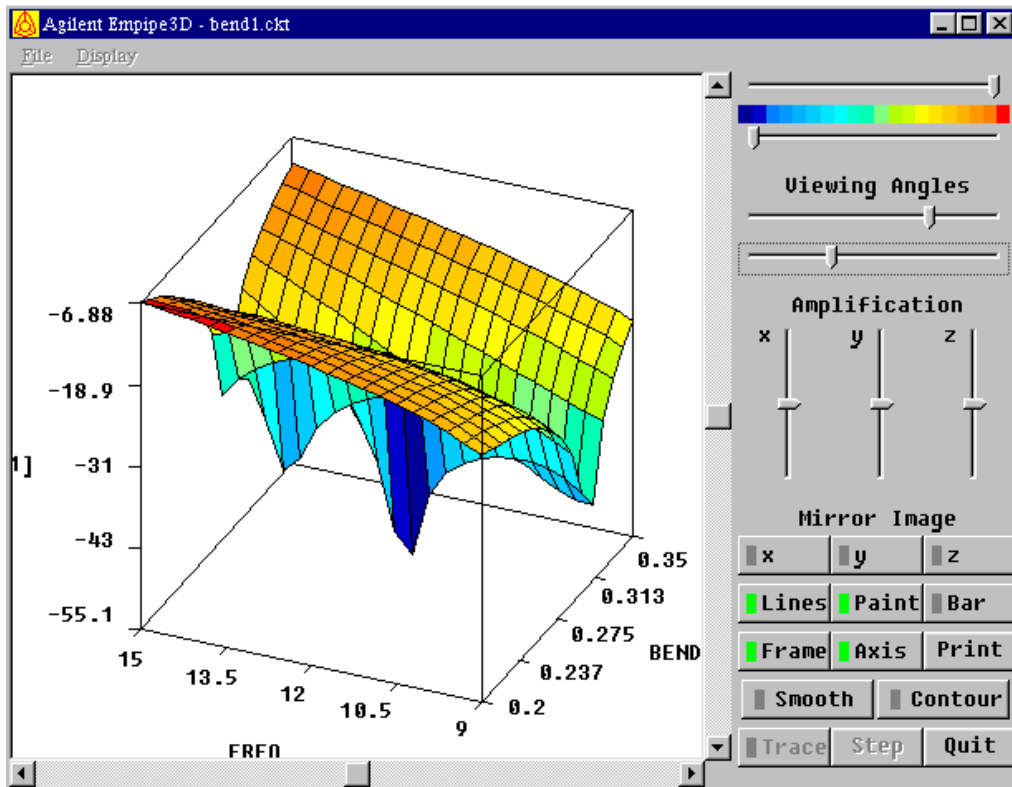


Рис. 5-18. Поверхность для примера Bend1

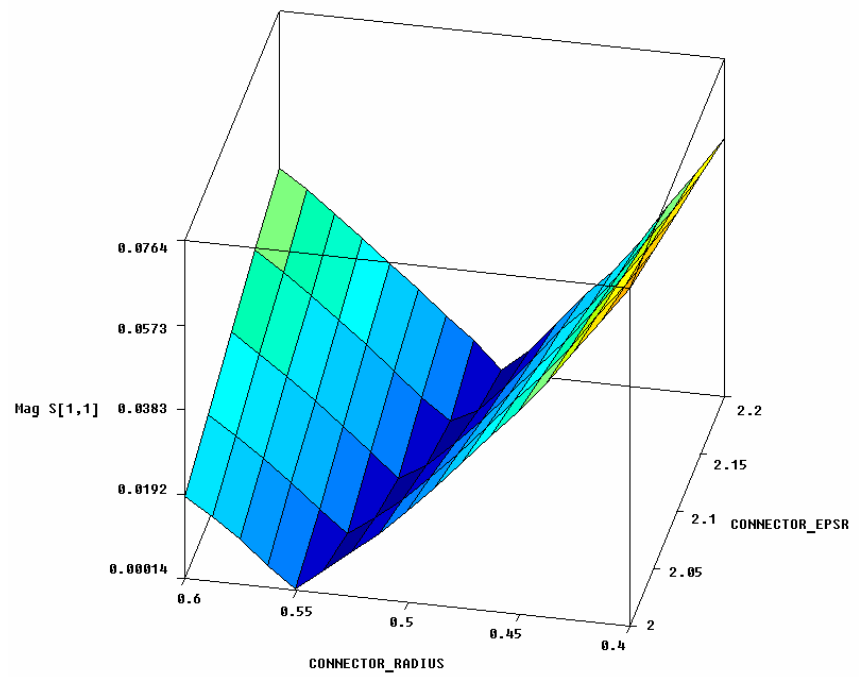


Рис. 5-19. Поверхность параметра для примера Connector

Нанесение на график одновременного двух изменяемых параметров

В примерах **Empire3D** имеется пример *Connector*, в котором одновременно изменяются два параметра. Рис. 5-20 показывает характеристику $Mag S[1,1]$ при изменении двух параметров.

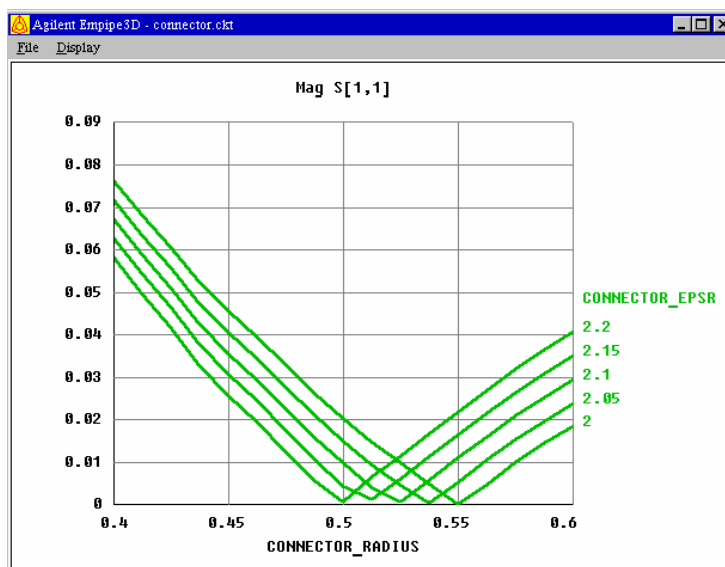


Рис. 5-20. Вывод графиков со сложной зависимостью, например с зависимостью модуля S_{11} от радиуса соединителя между двумя линиями (коннектора) для нескольких диэлектрических проницаемостей. Одновременное свипирование двух параметров

Если вы определяется два свипируемого параметра для проекта, который также имеет свипирование по частоте, тогда Empire3D не будет в состоянии нанести все данные одновременно. В этом случае, когда вы нажмете на *Display*, вы сможете выбрать одну частоту в диапазоне частот (рис. 5-21):

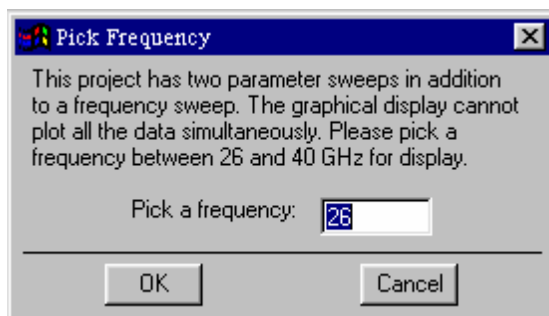


Рис. 5-21. Выбор частоты из частотного диапазона анализа

5.7. Примеры оптимизации.

Оптимизация простейшей антенной решетки

В данном примере *antenna0* два волноводных раскрытия излучают в общее пространство, которое в HFSS описывает как граничное условие излучения (рис. 5-22). При изменении расстояния между этими отдельными антеннами диаграмма направленности меняется (рис. 5-23).

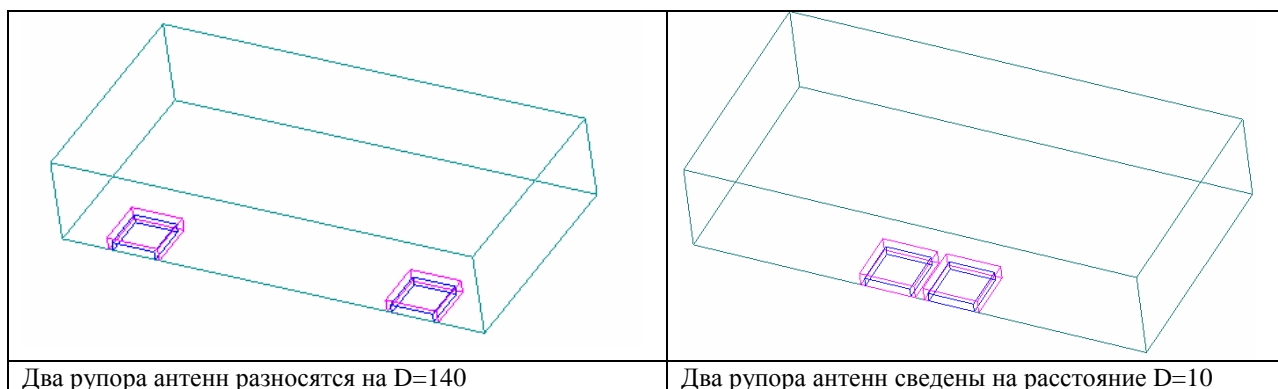


Рис. 5-22. Конструкция простейшей антенной решетки и изменение расстояния между отдельными антеннами при оптимизации ее конструкции

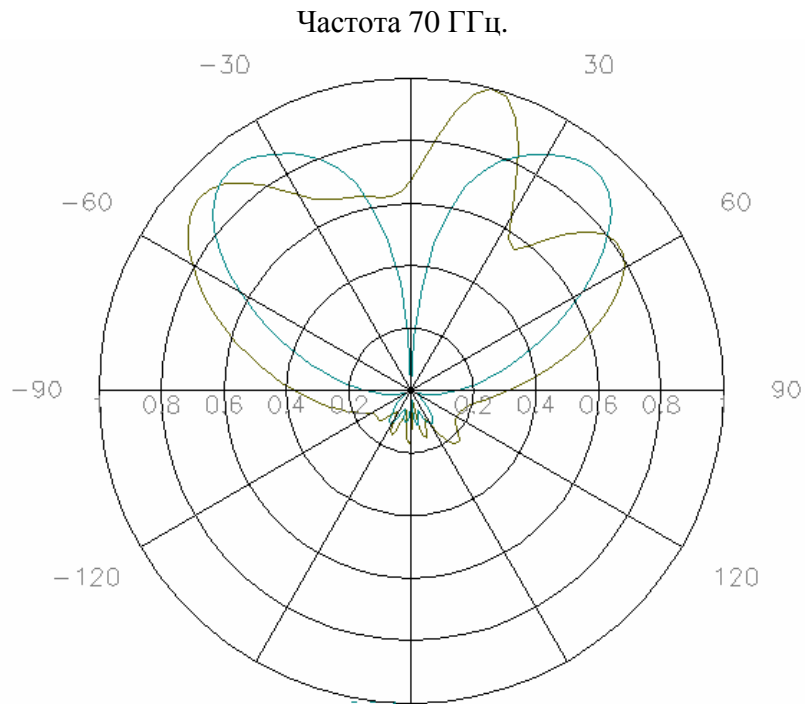


Рис. 5-23. Диаграммы направленности для двух положений антенн в простейшей антенной решетке

Оптимизацию можно выполнить по критерию коэффициента направленности в заданном направлении (угол θ и φ). В зависимости от расстояния между антеннами, направленность меняется так, как показано на рис. 5-24.

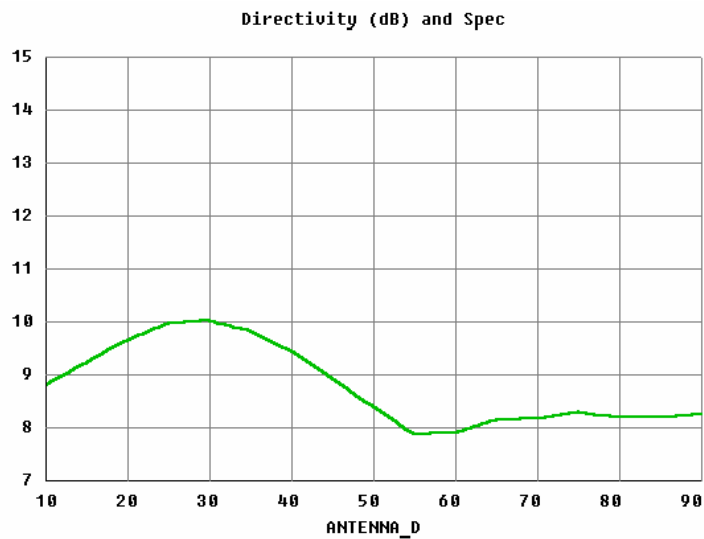


Рис. 5-24. Зависимость ДН простейшей антенной решетке в зависимости от расстояния между излучателями

Точное значение расстояния между двумя антеннами равно 28.8475 и найдено в процессе оптимизации по критерию коэффициента направленности (рис. 5.24).

Трансформатор волновых сопротивлений

Оптимизируемыми параметрами этого трансформатора (на рис. 5-25 показана только четвертая часть) являются высоты и длины трех средних секций.

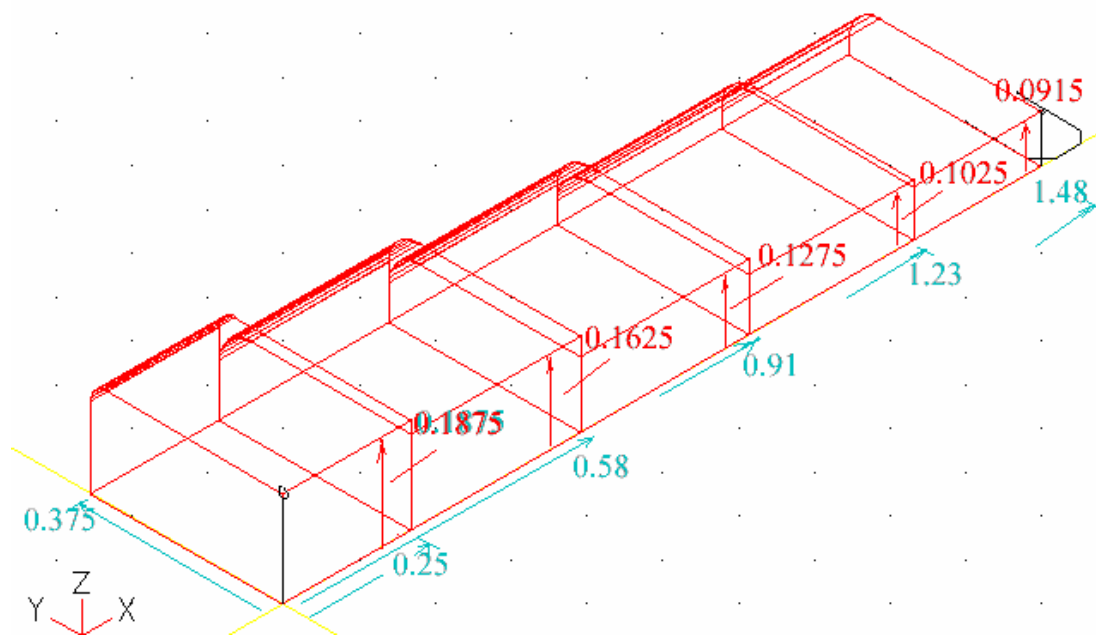


Рис. 5-25. Структура трансформатора волнового сопротивления

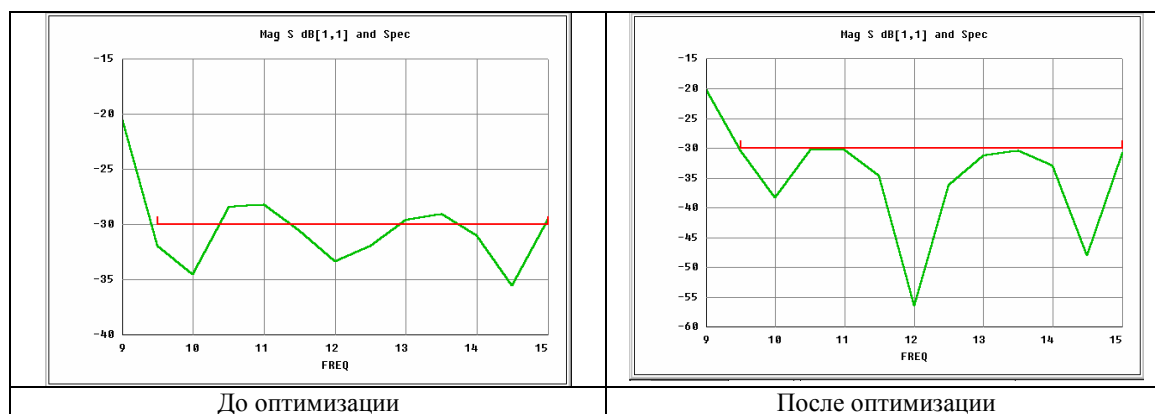


Рис. 5-26. Характеристики волноводного трансформатора сопротивлений до и после оптимизации геометрии

На примере оптимизации волноводного трансформатора (рис. 5-26) видно, как просто может быть учтена фаска в углах волноводного профиля, что невозможно сделать аналитическим путем.

Оптимизация формы нагрузки, выполненной в виде вставки

В данном примере (рис. 5-27) оптимизируется форма диэлектрической вставки с потерями. Качественная нагрузка считается, если в полосе частот S11 порядка – 30 дБ.

Поэтому в качестве спецификации задается $S_{11} < -30$ дБ (рис. 5-27).

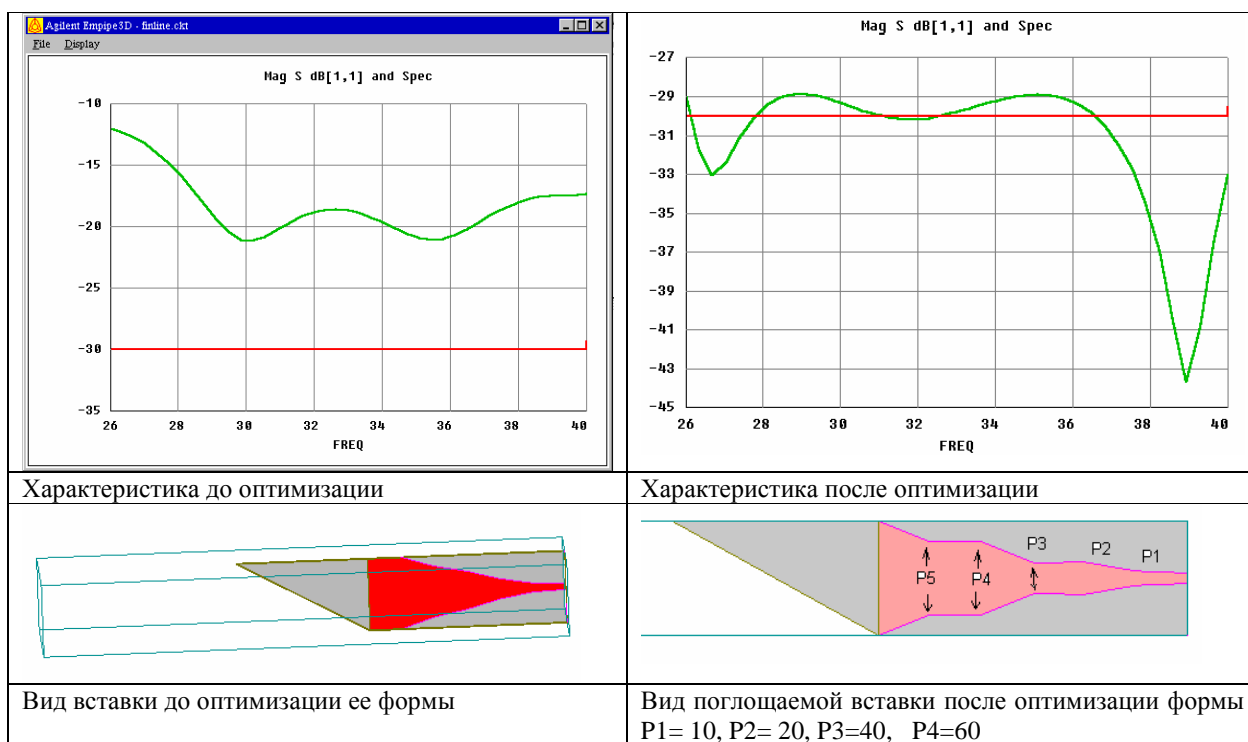
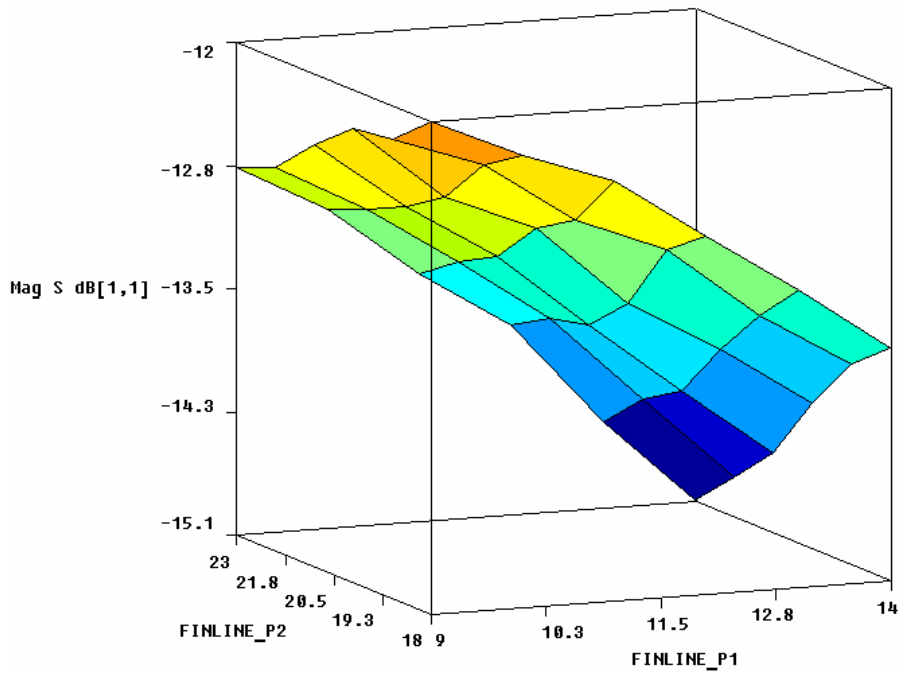


Рис. 5-27. Оптимизация формы нагрузки

Результаты оптимизации удобно вывести в виде двумерного графика, из которого можно видеть скорость изменения целевой функции при изменении формы вставки (рис. 5-28).



*Рис. 5-28. Плоскость, показывающая зависимость модуля S_{11} от расстояния $P1$ и $P2$.
Наилучшее затухание -15.1 дБ получилось при $P1=14$, $P2=23$*

Итак, в данной главе рассмотрены основные принципы реализации оптимизации геометрии, реализованные в программе **EMPipe3D**. В дальнейших главах будут рассмотрены шаги описания задачи оптимизации, на примере поворотов волновода, а также применительно к практической задаче оптимизации конструкции поляризатора – преобразователя сигнала с вертикальной поляризации в сигнал с круговой поляризацией.

Глава 6. Оптимизация волноводного поворота

Программа **Empire3D**, в комбинации с HFSS, предназначена для оптимизации электромагнитных СВЧ структур.

Empire3D дает возможность задавать геометрические и физические параметры как переменные для оптимизации. Используя инструмент трехмерного графического черчения внутри HFSS, создается несколько проектов, каждый из которых отличается от другого каким либо параметром или размером. Эти параметры определяются как набор возрастающих изменений параметров в конструкции. Информация об изменяемых параметрах получается Empire3D с помощью чтения геометрических данных (рис. 6-1).

Empire3D использует несколько оптимизаторов, использующие методы L1, L2 (наименьших квадратов), минимакс, квази-Ньютона, конфигураций и случайного поиска, с доказанными сходимостями в технических приложениях (рис. 6-2).

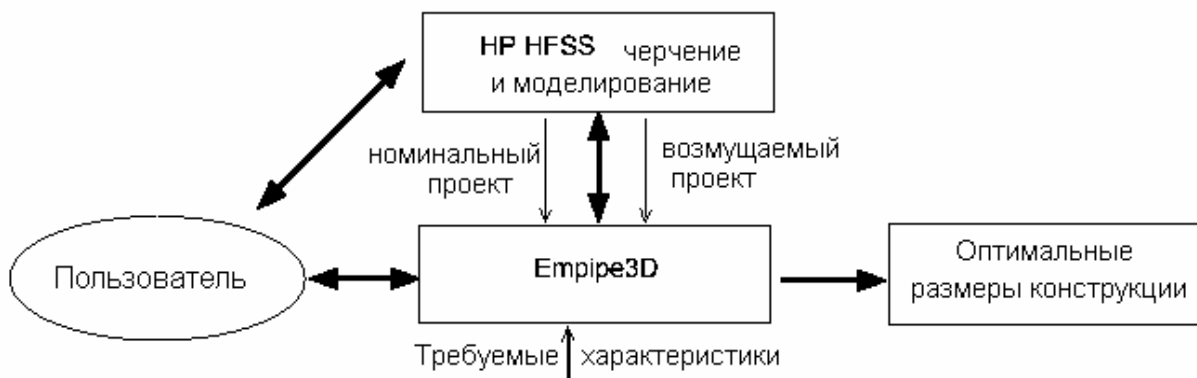


Рис. 6-1. Поток данных системы Empire3D

Empire3D использует дискретизацию параметров (размеров геометрии) не потому, что это требуется решающим устройством (HFSS использует ячейки переменного размера и поэтому не требует создания сетки с фиксированным шагом изменения геометрических размеров), а потому, что это улучшает скорость оптимизации. Применяя интерполяцию, общее количество моделирований EM

поля, заданных для оптимизации, можно существенно уменьшить. Это особенно важно для выборе градиентных способов оптимизации (рис. 6-2).

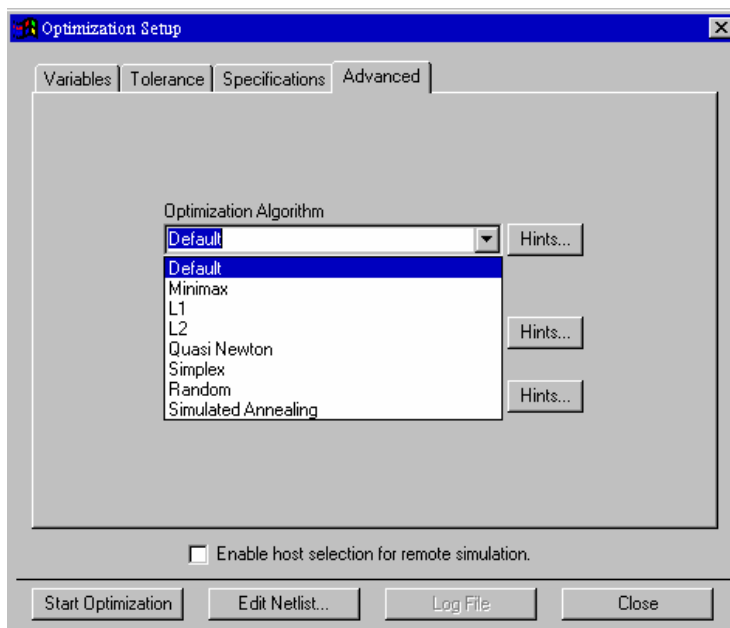


Рис. 6-2. Страница выбора метода оптимизации в EMPro3D

При выборе параметров оптимизации можно выбрать линейную или квадратичную интерполяцию S-параметров. S-параметры от всех решений EM поля сохраняются в базе данных EMPro3D для устранения дублирования расчетов.

6.1. Пример поворота волновода Bend1

В качестве простейшего примера оптимизации покажем работу **Empire3D**, на простом примере оптимизации положения скоса волноводного поворота (рис. 6-3).

В процессе решения задачи, рассмотрим:

- описание интерфейса Empire3D;
- параметризацию геометрических размеров как переменных оптимизации;
- задание целевой функции оптимизации по S-параметрам;
- запуск моделирования ЭМ из Empire3D;
- запуск оптимизации;
- сохранение оптимизированного решения.

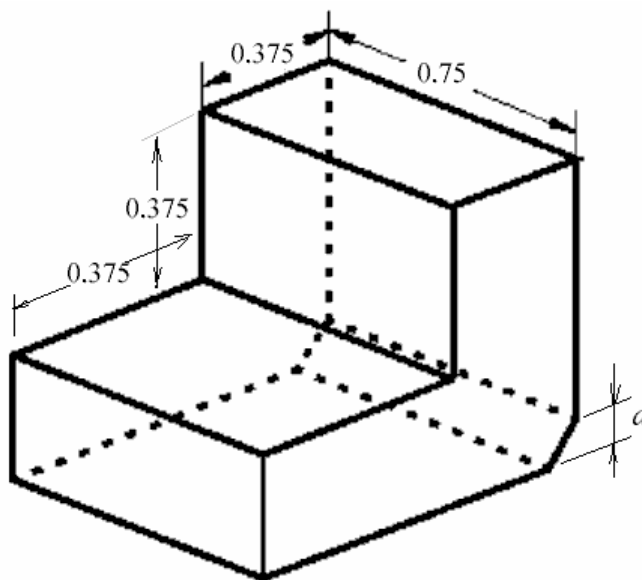


Рис. 6-3. Изгиб волновода со срезом

Оптимизируемый параметр d показан на рис. 6-3. Оптимизация параметра d , т.е. нахождение величины, при которой достигается выполнение критерия поиска, будет выполняться по критерию $20 \log_{10} (|S_{11}|)$ с целью получить эту величину, меньшую -30 dB в диапазоне частот от 9 до 15 GHz с шагом 1 GHz.

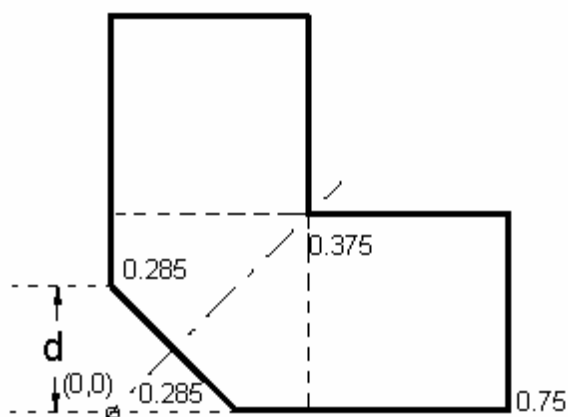


Рис. 6-4. Оптимизируемый параметр d в сечении поворота волновода

Создания исходного проекта bend1

Выполним черчение и моделирование волноводного поворота рис. 6-3 по алгоритму, описанному в главах 2...3. Выберем следующие установки проекта **bend1**:

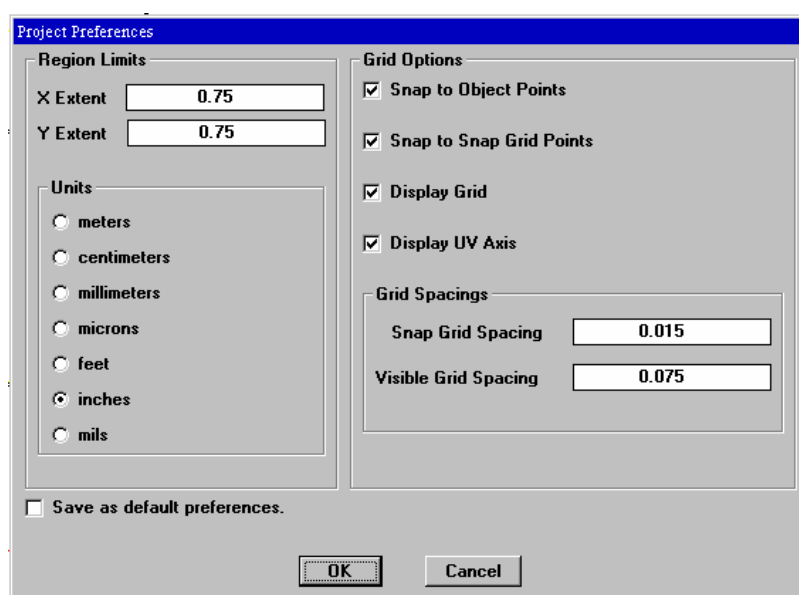


Рис. 6-5. Установки проекта при создании исходного проекта поворота

Для создания волноводного поворота со срезом, сначала создадим два параллелепипеда с помощью примитивов **box** (рис. 6-6), а затем скошенный поворот, который будем создавать с помощью операции Sweep, выполненный над стороной-многоугольником, начерченным как 2D объект.

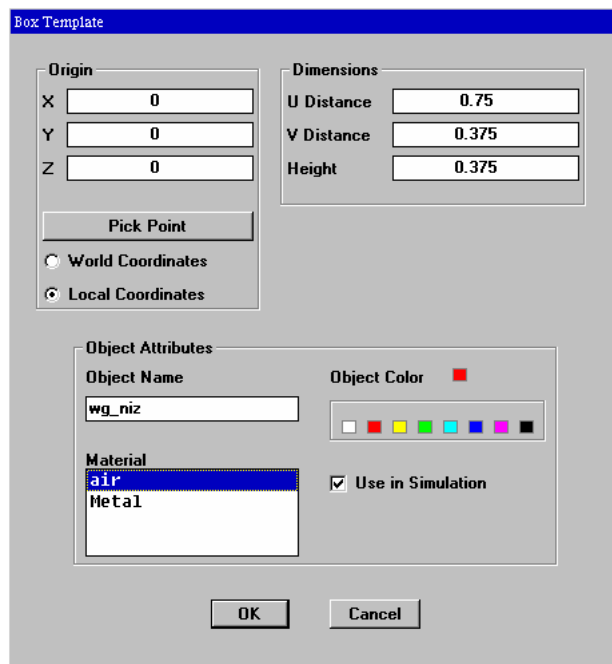


Рис. 6-6. Шаблон нижнего параллелепипеда, являющимся одним из трех элементов волноводного поворота

Для того чтобы начертить средний срезанный параллелепипед, создадим двухмерную сторону параллелепипеда и выполним операцию смещения Sweep на расстояние -0.375 inch (рис. 6-7).

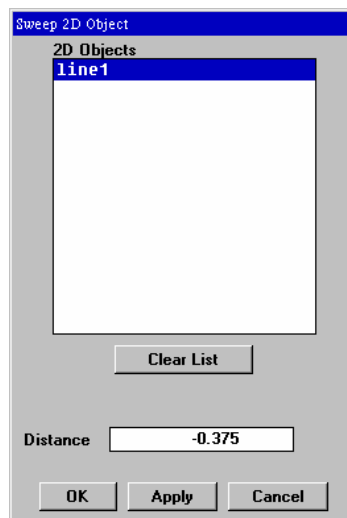


Рис. 6-7. Команда Sweep, примененная к 2D многоугольнику, создает параллелепипед нужной формы

Опишем границы волновода поворота: сечения портов, симметричную магнитную плоскость (рис. 6-8). Остальная часть границ становится границей *OUTER*, что будет означать, что она эквивалентна металлической поверхности.

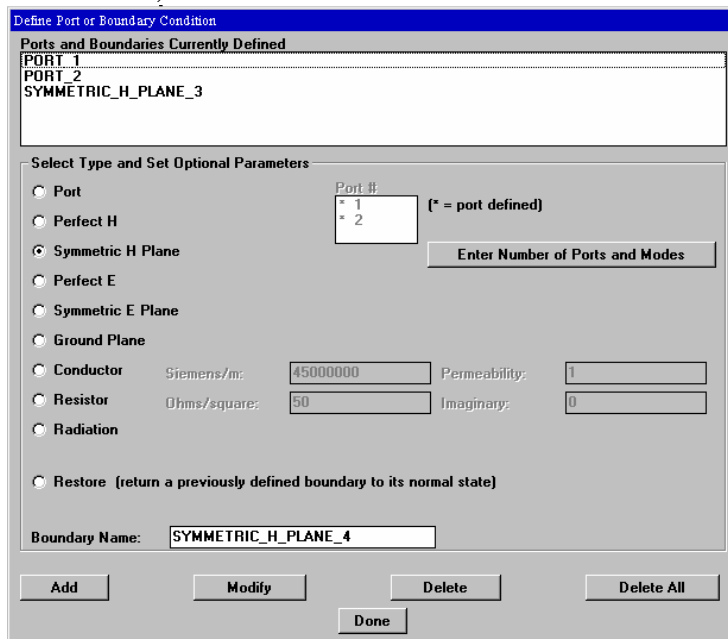


Рис. 6-8. Установка граничных условий

После создания базового проекта и расчета его характеристик (частотный диапазон анализа от 9 до 15 ГГц разбивается на 7 точек, рис. 6-9), запускаем программу **Empire3D**.

6.2. Запуск программы Empire3D

Нажмите **Start > Programs > HP HFSS > Empire3D**.

Появляется менеджер проектов Empire3D. Назначение этого диалогового окна (рис. 6-9) аналогично диалоговому окну менеджера проектов HP HFSS.

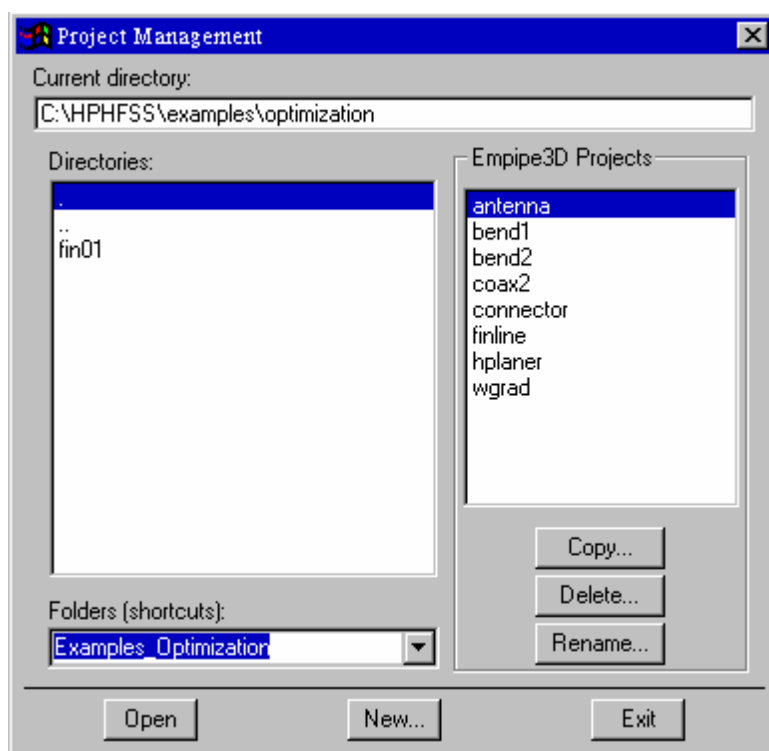


Рис. 6-9. Окно менеджера проектов Empire3D

Вы можете изменять различные каталоги, выбирая имена, перечисленные в «Directories». Имена, перечисленные в «Project Folders» - папки, которые содержат проекты HP HFSS. Имена, перечисленные в «Empire3D Projects» представляют проекты, которые являются параметризуемыми и устанавливаются для оптимизации. Если Вы нажимаете на кнопку «Open» на диалоге рис. 6-9, то это означает, что открывается уже созданный проект, предназначенный для оптимизации структуры. Если же нажимается кнопка «New..» то запускается ассистент процесса оптимизации.

Работа с помощью ассистента (Project Wizard) выполняется пошагово, отвечая на вопросы ассистента и заполняя нужные окошки. Как только Вы нажимаете на кнопку New, Вы попадаете на первый шаг ассистента (рис. 6-10).

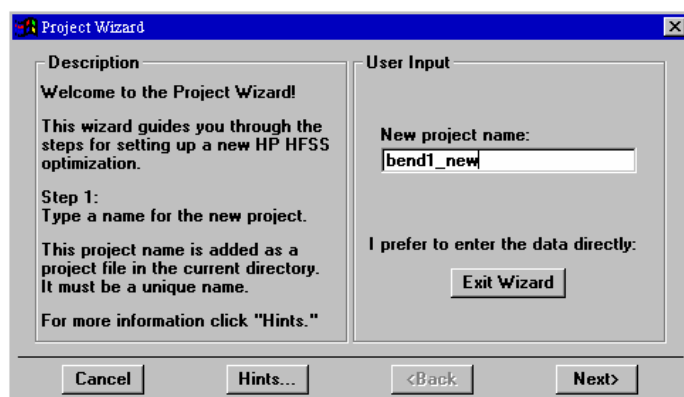


Рис. 6-10. Задание имени проекта оптимизации на первом шаге

Введите в окошко произвольно имя. Имеются определенные соглашения по тому, какие имена давать, но это не обязательно. Проект оптимизации будет включать несколько проектов, и первый из них – номинальный проект, который уже должен быть создан в HFSS (рис. 6-11)

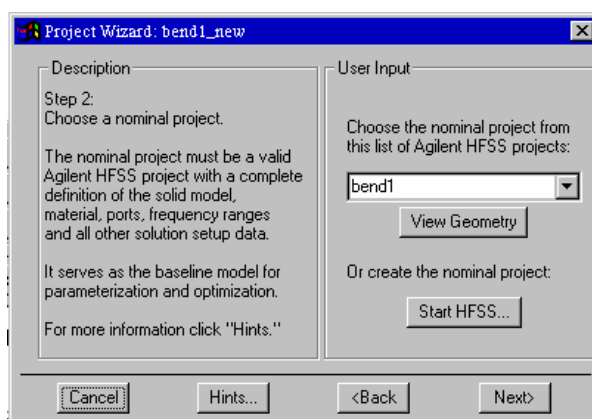


Рис. 6-11. Выбор номинального проекта из списка проектов HP HFSS на втором шаге

Выберите имя номинального проекта, который уже создан и находится в папке проекта Empire3D. Затем Вы можете просмотреть его геометрию, нажимая на кнопку **View Geometry**. Для большей ясности о процессе оптимизации на этом и последующем шаге Вы можете нажать на кнопку «Hints» (рис. 6-11). Для создания номинального проекта можно также нажать кнопку «Start HFSS...».

На третьем шаге нужно задать геометрический размер, который будет изменяться при оптимизации (рис. 6-12).

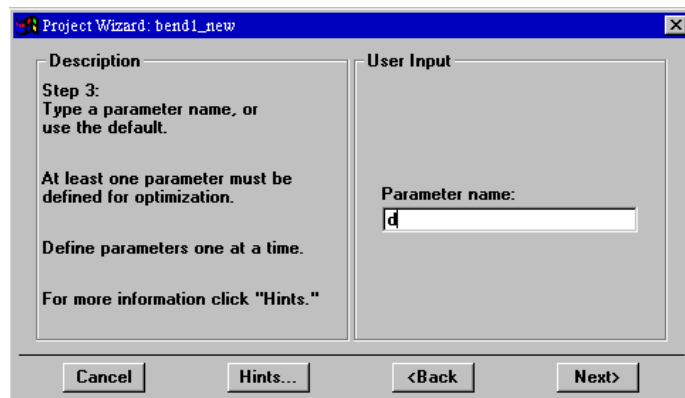


Рис. 6-12. Выбор параметра оптимизации на 3 шаге описания задачи оптимизации

Имя параметра можно задать произвольное (оно нужно для того, чтобы, когда будет несколько параметров, отличать их один от другого). Нажатие на «Next» выведет диалог, в котором устанавливается изменяемый проект, который будет полностью повторять номинальный, за исключением параметра **d** (рис. 6-13).

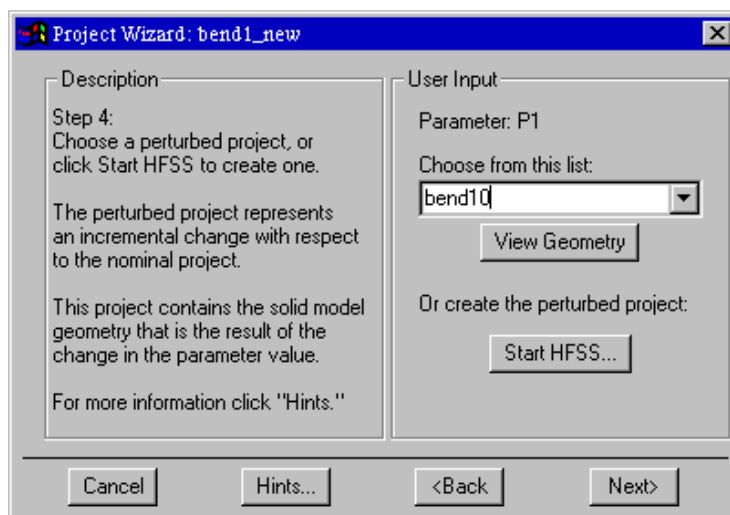


Рис. 6-13. Выбор изменяемого проекта на 4 шаге

Изменяемый проект также можно создать, запустив «Start HFSS...».

Затем, при нажатии на кнопку «Next» вызывается диалог рис. 6-14, в котором вносятся значения параметра $d=0.2$ в номинальном и $d=0.1$ в изменяемом проектах.

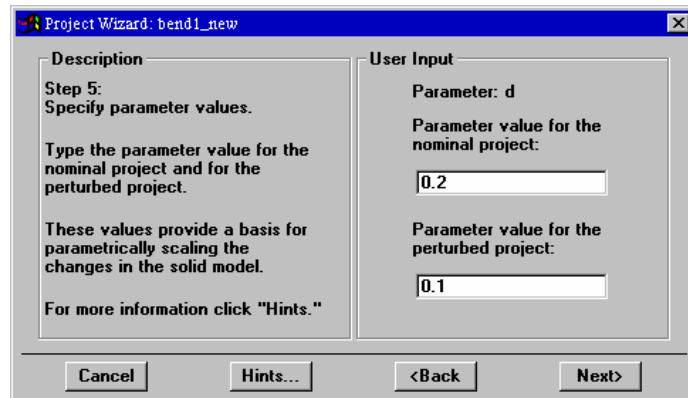


Рис. 6-14. Задание величины изменяемого параметра на 5 шаге: значение этого параметра в номинальном проекте и в изменяемом проекте

В процессе поиска оптимальной структуры, диапазон изменения параметра d будет разбиваться на N делений, который устанавливается в диалоге рис. 6-15.

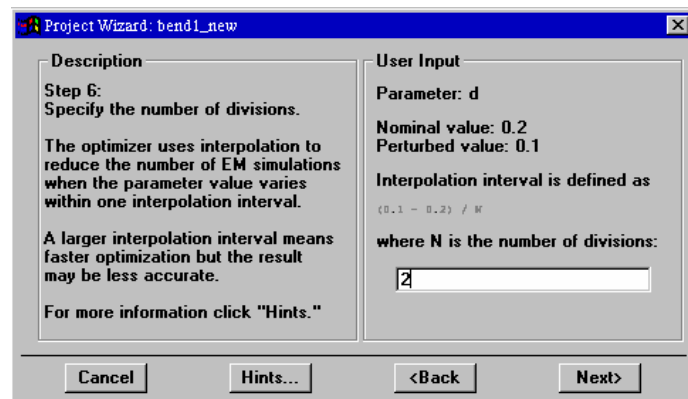


Рис. 6-15. Задание количества делений N в диапазоне изменения параметра на 6 шаге

Далее зададим нижнюю и верхнюю границу изменения параметра d (рис. 6-16), что является необходимым для получения физически реализуемой структуры.

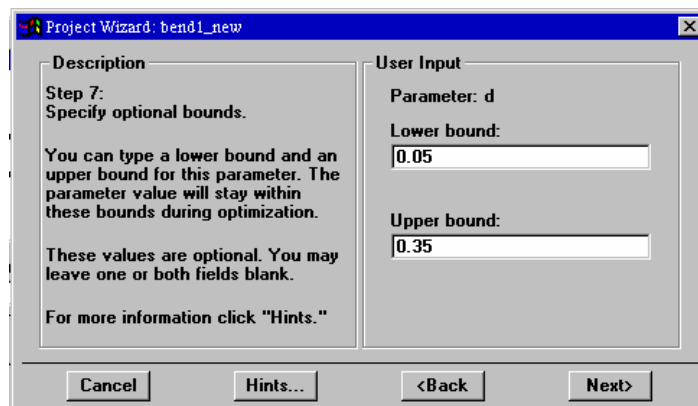


Рис. 6-16. Задание верхней и нижней границы изменения оптимизируемого параметра структуры на 7 шаге

Если имеется несколько изменяемых параметра, которыми отличаются номинальный и изменяемые проекты, то появляется диалог рис. 6-17, в котором задаются следующие оптимизируемые параметры.

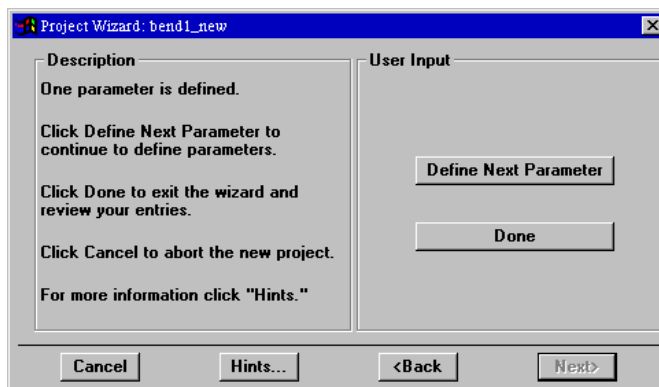


Рис. 6-17. Переход к следующему параметру или завершение определения оптимизируемого параметра

По окончании задания всех параметров в диалоге рис. 6-17 нажимаем на кнопку «Done», что означает, что изменяемый параметр d будет един-ственным. На этом подготовка проекта с помощью ассистента завершена и выполняется возврат к диалогу рис. 6-18.

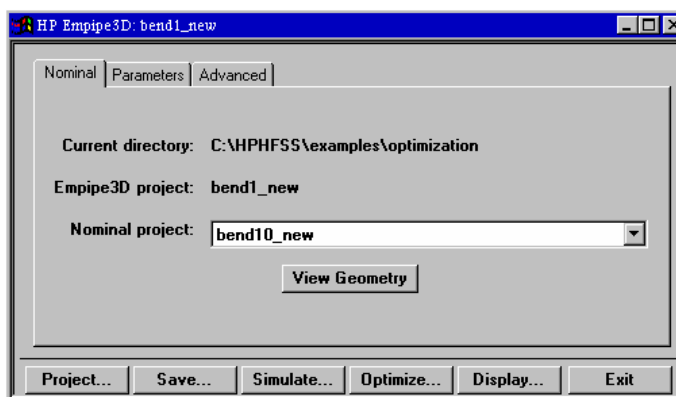


Рис. 6-18. Диалог управления анализом и оптимизацией

На диалоге рис. 6-18 нажмем на кнопку «Simulate...» чтобы получить частотные характеристики волноводного поворота (рис. 6-19).

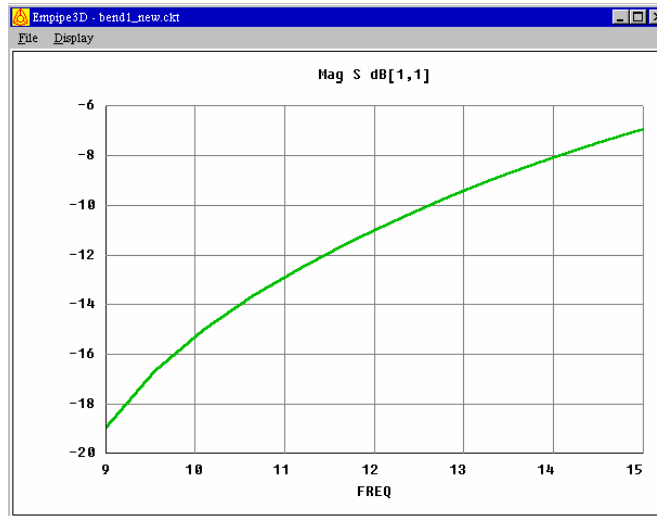


Рис. 6-19. Частотная характеристика поворота, полученная для номинального (первоначального) проекта

Если же мы работаем с программой, в которой уже имеются имена номинального и изменяемых проектов, как в нижеследующем примере, то в диалоговом окне менеджера проектов выберите **optimize_examples**, затем выберите **bend1** из «**Empipe3D Projects**», затем нажмите **Open**.

В этом случае появляется окно Empipe3D, как показано на рис. 6-20.

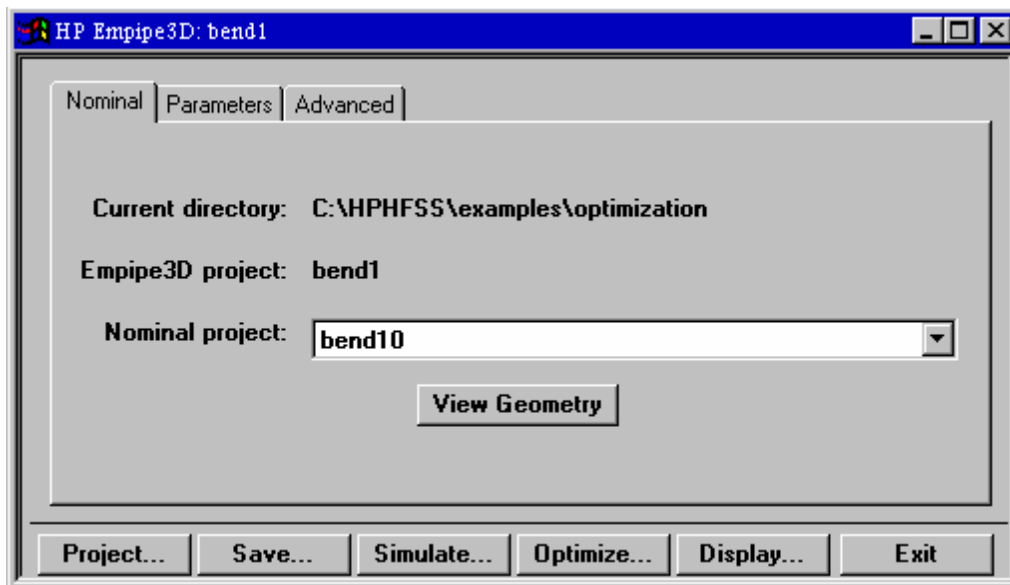


Рис. 6-20. Основное окно Empipe3D

Подкаталоги проекта

Подкаталоги, относящиеся к этому примеру:

bend1	Имя рабочего проекта созданного Empire3D
bend1_opt	файлы параметризации и база данных
bend10	номинальный проект
bend11	изменяемый проект

Проект **bend1** используется Empire3D как рабочий проект. То есть он модифицируется каждый раз, когда новое EM моделирование выполняется во время оптимизации. Данные, содержащиеся в подкаталоге **bend1_opt**, создаются и используются Empire3D в процессе оптимизации.

Номинальный проект

Номинальный проект для этого примера **bend10**. Он содержит номинальную (начальную) геометрию изгиба волновода, определение портов и границ, частотного диапазона и другие данные, заданные HP HFSS. Он служит как базовый проект для параметризации.

Нажмите **View Geometry**, чтобы рассмотреть пространственную модель номинального проекта (рис. 6-21).

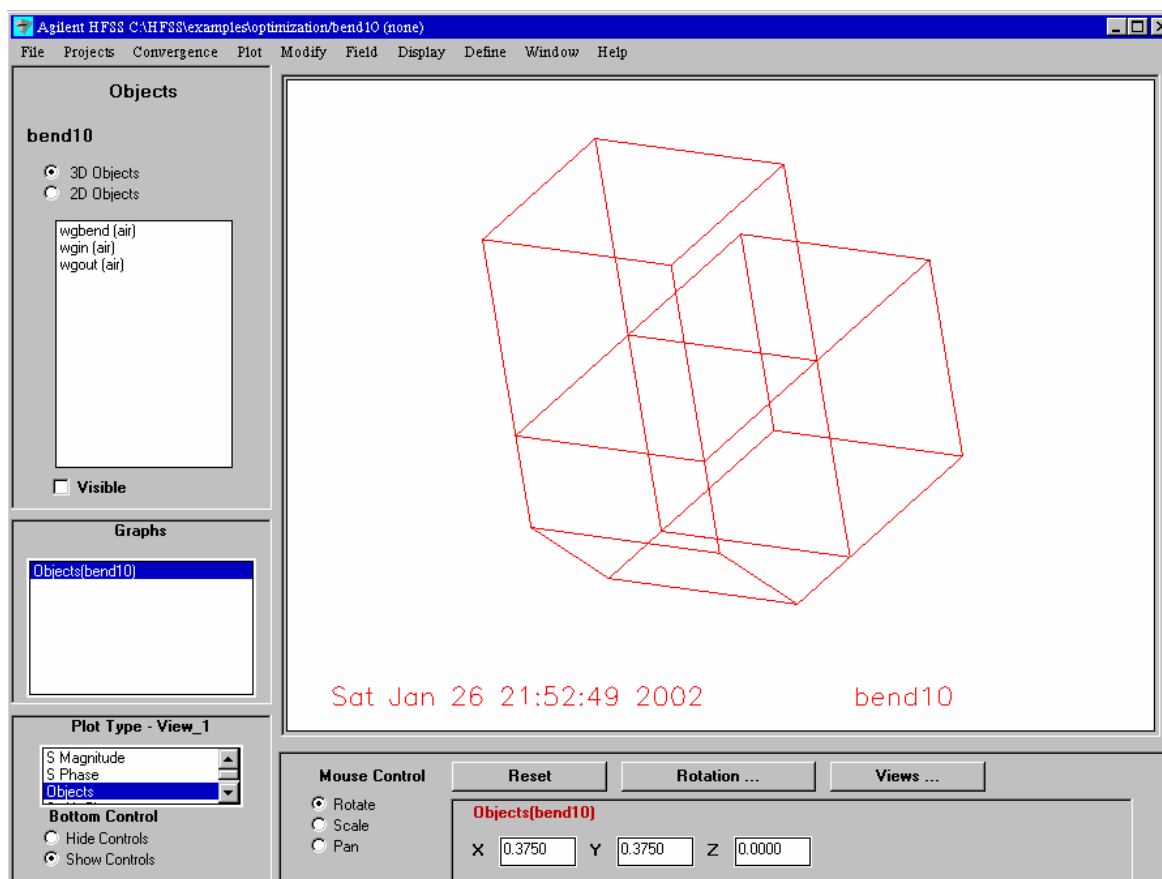


Рис. 6-21. Пространственная модель номинального проекта изгиба волновода

Чтобы выйти из средства просмотра HP HFSS, нажмите опцию **File > Return to Main**.

Использование геометрической симметрией

Известно, что в HFSS можно использовать геометрическую симметрию, чтобы уменьшить время вычисления. В структуре изгиба волновода, например, Вы можете установить магнитную стенку *Perfect H Boundary* так, что только половина структуры будет анализироваться HFSS. Поскольку пространственная модель - одна половина фактической структуры, кажется, что волновод имеет квадратное сечение. Фактически размер волновода 0.75×0.375 дюйма.

Создание нового проекта для представления возрастающего изменения

Чтобы подготовить структуру для оптимизации, Вы должны создать новые проекты для каждого параметра, который будет варьироваться. Сравняя номинальный и возмущаемые проекты, Empire3D сам зафиксирует информацию,

необходимую для изменения значений параметра соответствующей пространственной модели.

В примере *bend1* имеется только один параметр, а именно *d*. Новый проект создан, чтобы представить возрастающее изменение параметра *d*. Номинальный и изменяемый проекты содержат два явных значения параметра *d*.

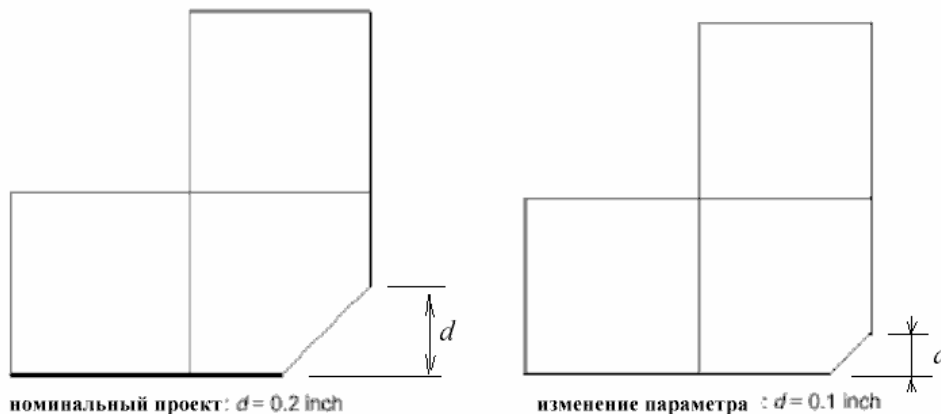


Рис. 6-22. Два явных значения параметра *d*

Замечание. Эти два значения *d* (рис. 6-22) не являются минимальным или максимальным значениями *d* (эти пределы могут быть определены отдельно, см. «Определение переменных и спецификаций»). Они просто устанавливают *направление* изменения. Шаг может быть или положительный или отрицательный, то есть значение параметра *d* может увеличиваться или уменьшаться.

При подготовке номинального и изменяемых проектов, оба этих проекта должны включить все описания материалов, портов, границ и параметров. Другими словами, оба они должны быть готовы для решения.

Число твердых объектов должно быть равным у номинального и изменяемого проектов. Число вершин каждого объекта должно остаться тем же самым, т.к. основная топология структуры не может изменяться. Например, вы можете изменять размер прямоугольника, но вы не должны изменять прямоугольник на треугольник.

Сбор данных геометрической параметризации

В главном окне Empire3D выберите закладку **Parameters**. Вы можете теперь видеть параметризованные данные для этого примера (рис. 6-23).

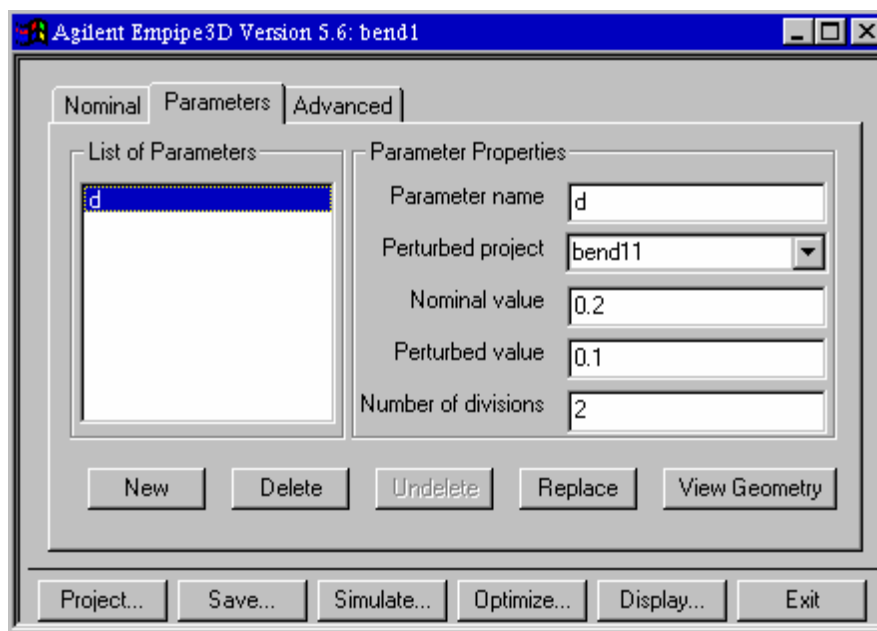


Рис. 6-23. Данные параметризации

В поле **List of Parameters** перечисляются все параметры. Когда Вы выбираете один параметр из списка, справа показываются его свойства. Для проекта *bend1* *d* - единственный изменяемый параметр (рис. 6-23).

Свойства параметра

Parameter name (имя параметра)

Это - произвольная строка ASCII не больше, чем 32 символа. Мы выбрали имя *d*, чтобы описать параметр среза изгиба волновода.

Perturbed project (изменяемый проект)

Этот ввод идентифицирует проект, содержащий возрастающее изменение в значении параметра относительно номинального проекта. Проект, который содержит возрастающее изменение параметра *d*, называется *bend11*.

Nominal value (номинальное значение)

Номинальное значение относится к значению параметра, представленного номинальным проектом. Для изгиба волновода, значение *d* в номинальном проекте равно 0.2 дюйма. Это значение должно быть введено как простое число. Физические единицы определены в самом проекте HP HFSS.

Perturbed value (возмущаемое значение)

Этот параметр есть величина параметра после возрастающего изменения. Для изгиба волновода, значение d в возрастающем проекте изменения равно 0.1 дюйма.

Number of division (число разделов)

Этот вводимый параметр задает *интервал интерполяции* следующим образом:

$$\text{Interpolation Interval} = |\text{Perturbed Value} - \text{Nominal Value}| / \text{Number of Divs}$$

Для уменьшения числа моделирований HFSS Empire3D использует интерполяцию.

Когда значение параметра изменяется в пределах одного интервала интерполяции, Empire3D использует интерполяцию S-параметров вместо вызова HFSS. Это - важная опция при использовании градиентных методом оптимизации.

Для параметра d число разделов установлено равным 2 (рис. 6-23). Так как возрастающее изменение 0.1 дюйма, интервал интерполяции $0.1 \text{ дюйм} / 2 = 0.05$ дюйма. Предположим, например, что на некоторых шагах во время оптимизации, параметр d изменяется в пределах интервала между 0.1 и 0.105.

Empire3D вызовет HFSS для двух граничных точек: $d = 0.1$ и $d = 0.105$ и затем выполнит интерполяцию, чтобы получить S-параметры для всех других значений d между 0.1 и 0.105.

Меньшее число разделов означает больший интервал интерполяции, что в свою очередь означает более быструю оптимизацию, но результат может быть менее точен. С другой стороны, очень малый интервал интерполяции увеличивает число моделирований HFSS и в конечном счете приводит к неудаче использования интерполяции.

Практические рекомендации состоят в том, чтобы начать с крупного интервала и постепенно уменьшать размер интервала по мере уменьшения целевой функции.

Моделирование

Перед оптимизацией изгиба, мы сначала выполним моделирование и проверим характеристики по отношению к техническим требованиям. Нажмите **Simulate** в Empire3D основном окне.

Появляется диалоговое окно, позволяя Вам задать значение параметра для моделирования (рис. 6-24).

Номинальное значение по умолчанию $d = 0.2$. Нажмите **Start Simulation**.

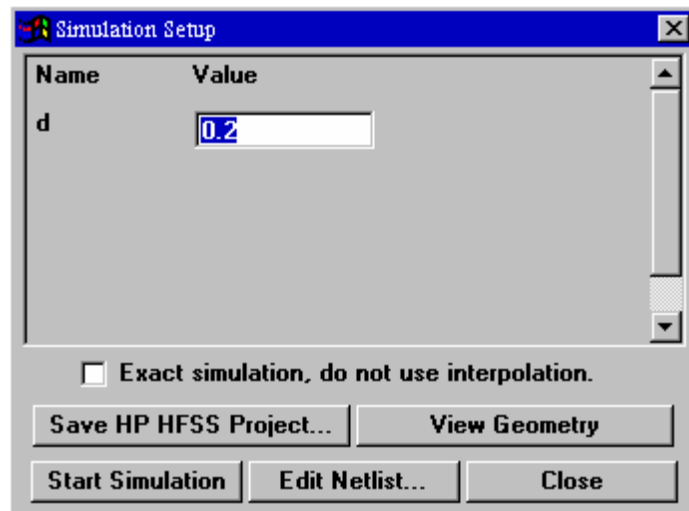


Рис. 6-24. Окно установки моделирования

Для этого примера S-параметры, рассчитанные HP HFSS уже были сохранены в базе данных, так что моделирование закончится очень быстро. Если база данных не существует, Empire3D вызовет HP HFSS, и Вы будете видеть окно управления заданиями HFSS.

Как только моделирование закончено, и Вы вернетесь назад в основное окно Empire3D, нажмите **Display**.

Показывается характеристика, как на рис. 6-9. Ясно, что без оптимизации технические требования $|S_{11}| < -30$ dB (указанное прямой линией), не выполнены.

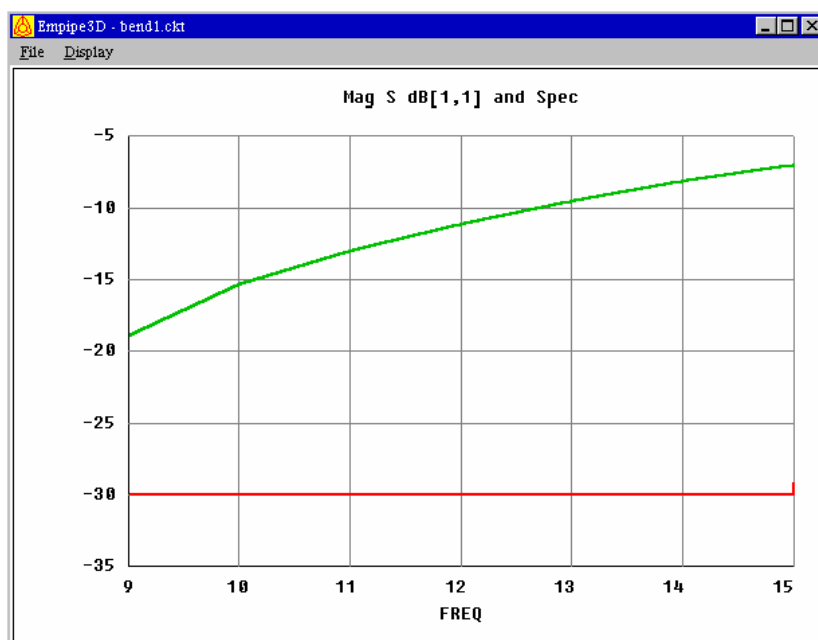


Рис. 6-25. Характеристика изгиба волновода перед оптимизацией

Чтобы выйти из окна вывода графика, нажмите **File > Exit**.

Определение переменных и спецификаций

В окне Empire3D нажмите **Optimize**. Появляется окно **Optimization Setup**:

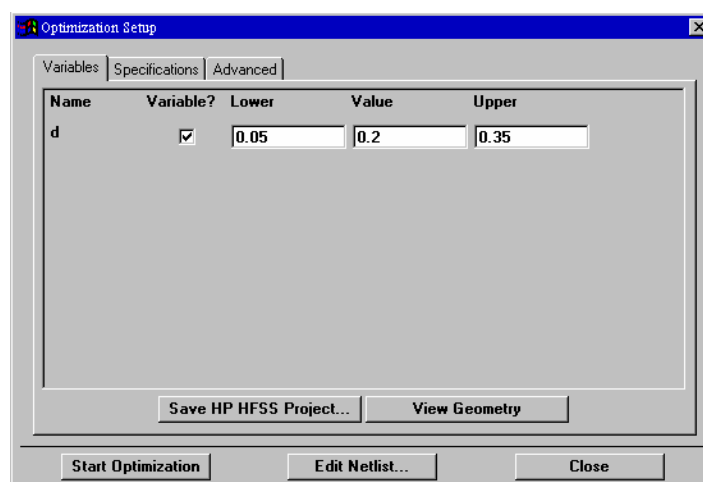


Рис. 6-26. Установление границ изменения переменной *d*

Выбор оптимизируемых переменных

В закладке **Variables** перечисляются все возможные оптимизируемые переменные. Когда флажок **Variables?** поставлен, соответствующий параметр отмечен как переменная, то есть ее значение задается оптимизатором.

Параметры, которые не отмечены как переменные, останутся постоянными во время оптимизации.

Value - это значение используется как стартовое значение параметра при оптимизации.

Если в качестве параметра оптимизации выбрана переменная, Вы можете задать верхнюю **Upper** и-или нижнюю **Lower** границу, чтобы ограничить диапазон значения параметра во время оптимизации. Установка подходящих границ для всех переменных желательна, это предотвращает от изменения структуры вне физической реализуемости.

В окне рис. 6-26 параметру d назначены границы 0.05 и 0.35 дюйма.

6.3. Спецификация целевой функции

Выберите закладку **Specifications**.

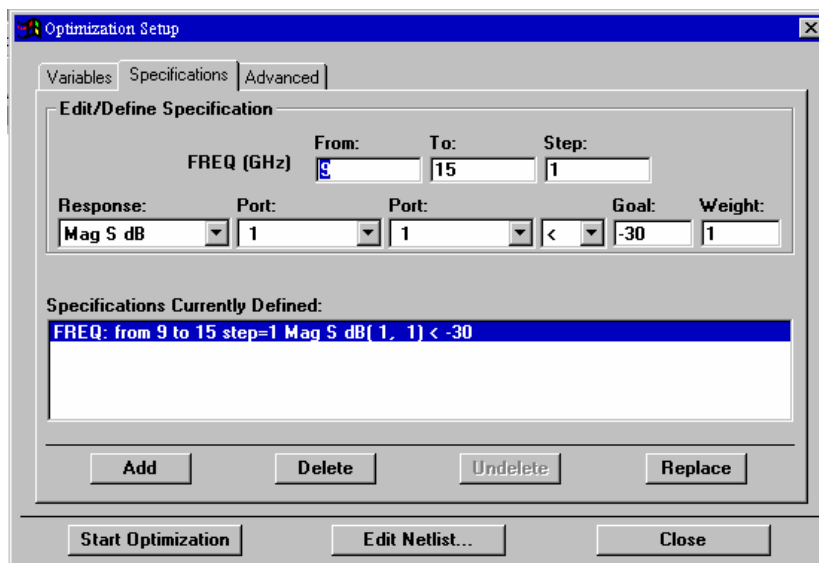


Рис. 6-27. Окно спецификация целевой функции

В общем случае определение технических требований, необходимо:

1. Выбрать частотный диапазон.
2. Выбрать импедансную характеристику или S-параметр.
3. Выбрать тип спецификации (больше, меньше, или точно).
4. Ввести численное значение как цель оптимизации.
5. По желанию, введите весовой множитель.

6. Щелкните **Add**.

Для примера **bend1** технические требования определим следующим образом:

$20 \log_{10} (|S_{11}|) < -30$ в диапазоне от 9 до 15 GHz с частотным шагом 1 GHz.

Выбор частотного диапазона

Все технические требования задаются в частотном диапазоне. Частотный диапазон для оптимизации может только быть набором дискретных частот, определенных в номинальном проекте HFSS (командой **Solve > Setup**).

Замечание. Частотный диапазон, который Вы определяете в **Empire3D**, не записывается поверх частотного диапазона номинального проекта, определенного в HP HFSS.

Выбор характеристики

Empire3D может оптимизировать S-параметры основной моды и портовые импедансы.

Чтобы выбрать характеристику, откройте список в меню Response (рис. 6-27):



Для задания S-параметров, Вы должны выбрать два номера портов. Для импедансной характеристики Вы должны выбрать один номер порта.

Выбор типа технических требований

Следующий список в диалоге рис. 6-27 позволяет выбрать технические требования:



Символы $<$, $>$, и $=$ представляют меньше, больше, и равенство соответственно.

Для установки технических требований, требуется ввести желаемый параметр - цель. В этом примере цель равна -30 dB.

Вы можете также ввести необязательный весовой множитель. Значение по умолчанию равно 1. Весовой множитель должен быть положительным числом.

Чтобы определять новые технические требования, нажмите **Add**. Этим добавляется новая строка в список **Specifications Currently Defined** на основании требуемой характеристики и весового коэффициента.

Оптимизация

Нажмите **Start Optimization**.

Появляется окно монитора оптимизации, показывая процесс оптимизации при каждой итерации (рис. 6-28).

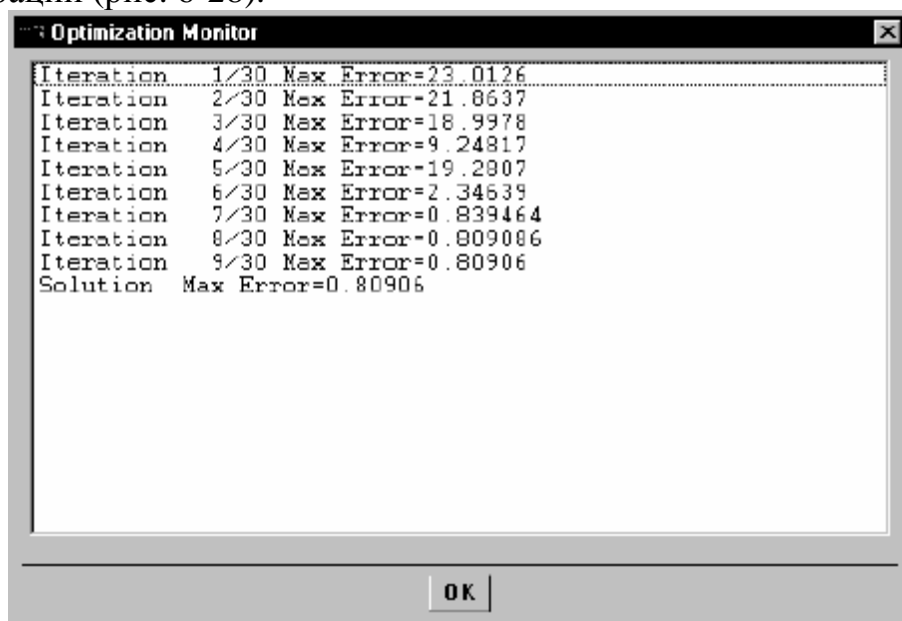


Рис. 6-28. Окно монитора оптимизации, в которой выводится номер итерации и значение целевой функции

Результаты моделирования HFSS для этого примера были сохранены в базе данных, так что оптимизация будет выполняться очень быстро. Пример оптимизации изгиба потребовал четырех моделирований HFSS.

Если базы данных не существует или она не содержит все необходимые данные, Empire3D вызовет HFSS, и Вы будете видеть окно выполнения задания HFSS.

По умолчанию Empire3D выбирает соответствующий оптимизатор согласно типу определенных спецификаций. Для примера изгиба, используется оптимизатор минимакс. В этом случае *Max Error* представляет самое большое отклонение расчетной и требуемой характеристики.

Оптимизированное значение параметра

Чтобы закрыть окно **Optimization Monitor** и возвратиться к окну **Optimization Setup**, нажмите **ОК**. Вы увидите, что значение параметра установится равным оптимальной величине (рис. 6-29).

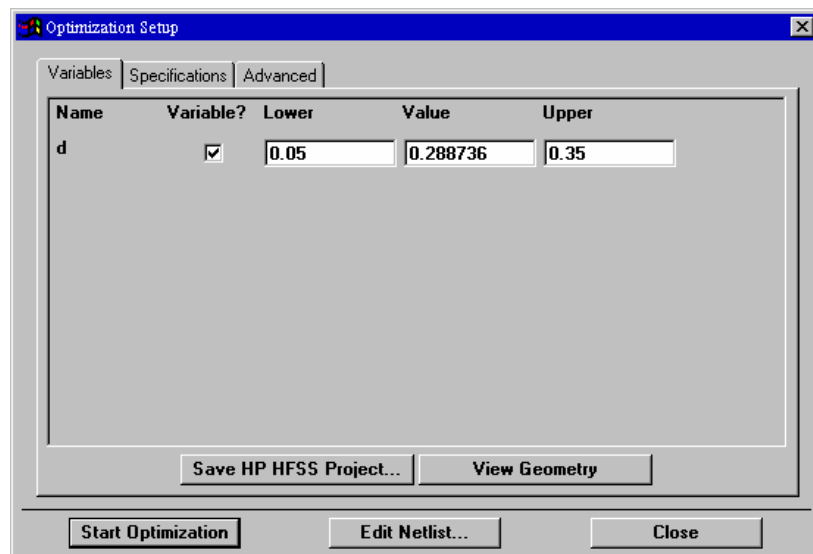


Рис. 6-29. Оптимизированное значение параметра *d*

Просмотр оптимизированной геометрии

В окне диалога рис. 6-29 нажмите **View Geometry**, чтобы вызвать программу просмотра HFSS, чтобы увидеть оптимизированную структуру изгиба.

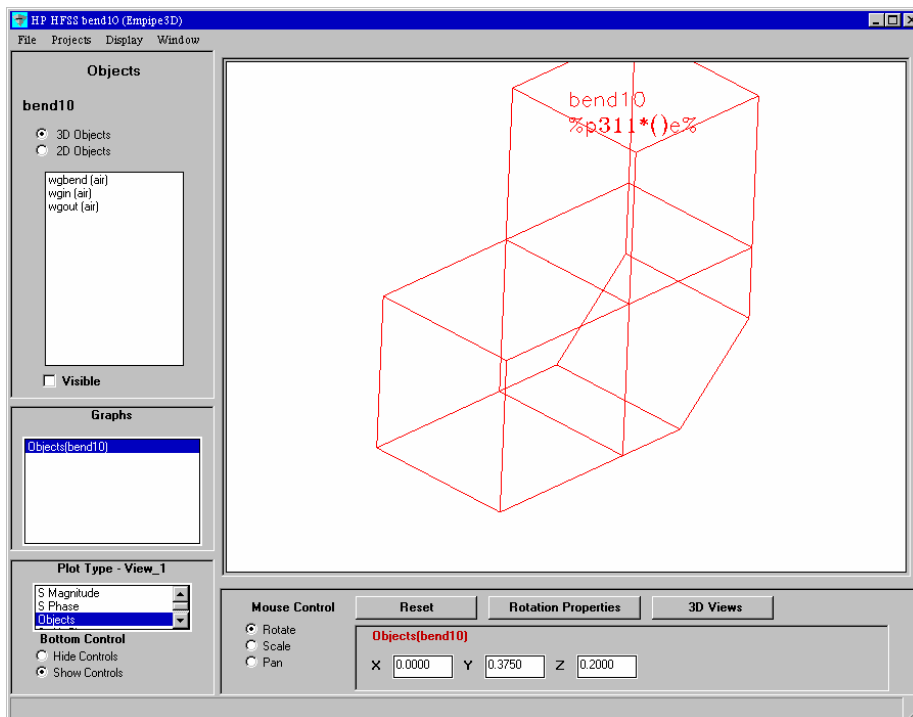


Рис. 6-30. Пространственная модель оптимизированного изгиба

Она будет отличаться тем, что срез установится на новом расстоянии по отношению к подводящим волноводам (по сравнению с рис. 6-21).

6.4. Просмотр оптимизированной характеристики

Нажмите **Close** в окне **Optimization Setup**. Затем нажмите **Display** в основном окне Empire3D. На дисплее показывается, что характеристика значительно улучшена по сравнению с исходной (рис. 6-31 по сравнению с рис. 6-19).

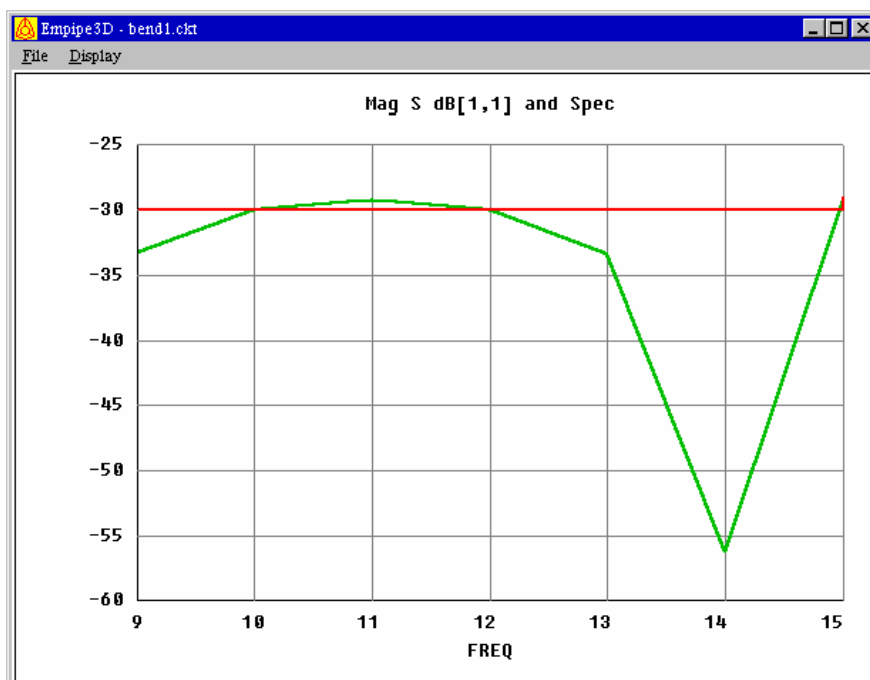


Рис. 6-31. Характеристика изгиба волновода после оптимизации и спецификация Spec на требуемый параметр S11

6.5. Оптимизация других конструкций

Для того, чтобы еще более улучшить характеристики проектируемой конструкции, необходимо усложнить конструкцию. В случае волноводного поворота можно предположить, что лучшие характеристики будут достигнуты, если поворот составить из двух срезов (рис. 6-32).

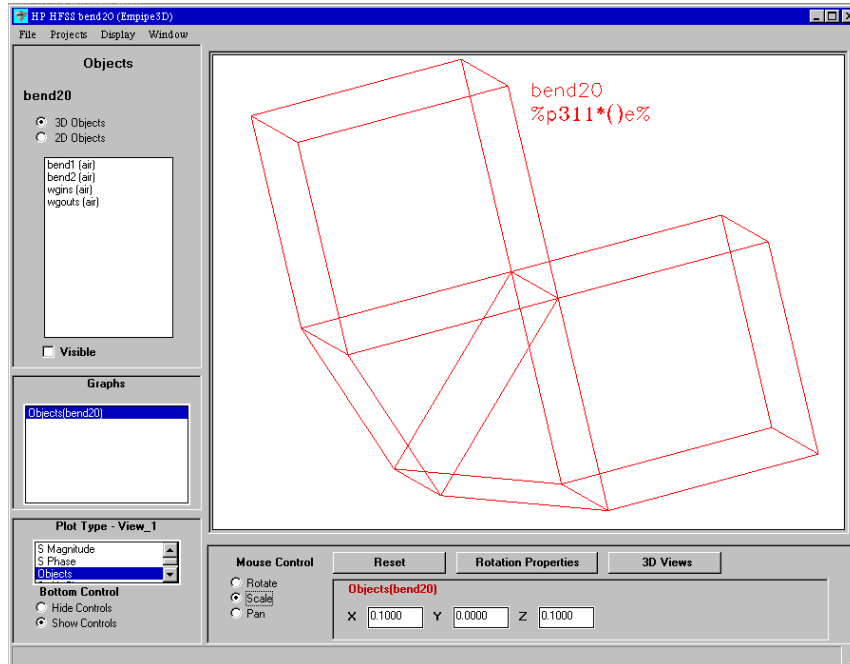


Рис. 6-32. Просмотр волноводного перехода в окне постпроцессора позволяет видеть объекты поворота, из которых состоит устройство

При создании поворота, он составляется из двух призм. Однако оптимизируемый параметр и в этом случае один, и он соответствует высоте средней точки сочленения этих призм (рис. 6-32).

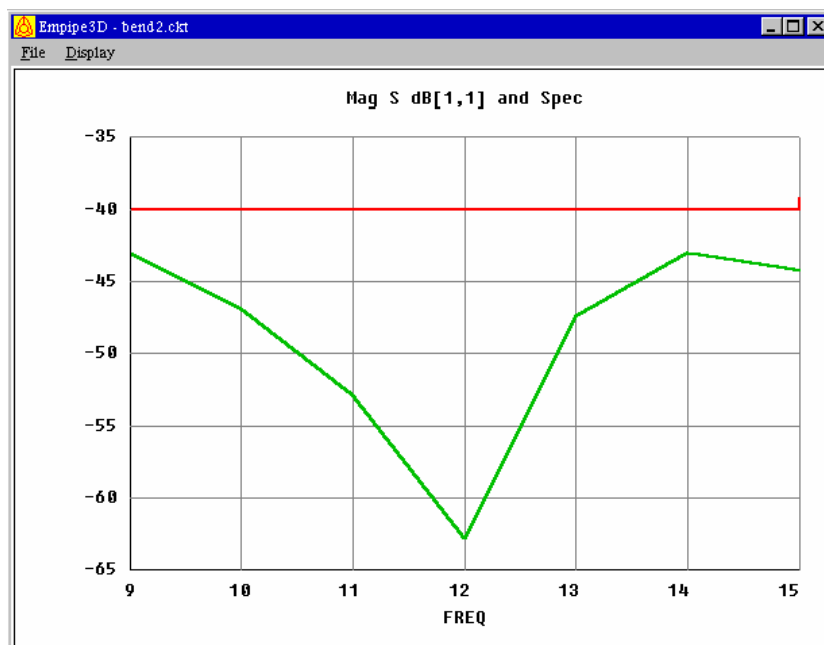


Рис. 6-33. Характеристика двухколенного изгиба волновода после оптимизации

В результате оптимизации полученные характеристики в полосе частот примерно на 10 дБ лучше, чем у поворота волновода с единственным срезом (рис. 6-33).

Рассмотрим также пример оптимизации, перечисленный в предыдущей главе - волноводный импедансный трансформатор (рис. 6-34).

Это - трансформатор с тремя сечениями, предназначенный для согласования импедансов между волноводом WR-75 половинной высоты и WR-75 волноводом с полной высотой. Все сечения имеют одну ширину 0.75 дюйма. Высоты и длины из трех сечений будут зафиксированы как оптимизируемые параметры, как обозначено на рис. 6-34.

На рис. 6-34 показан только правый верхний квадрант структуры. Для уменьшения времени счета используется симметрия трансформатора, и устанавливаются идеальная H стенка и идеальная E стенка.

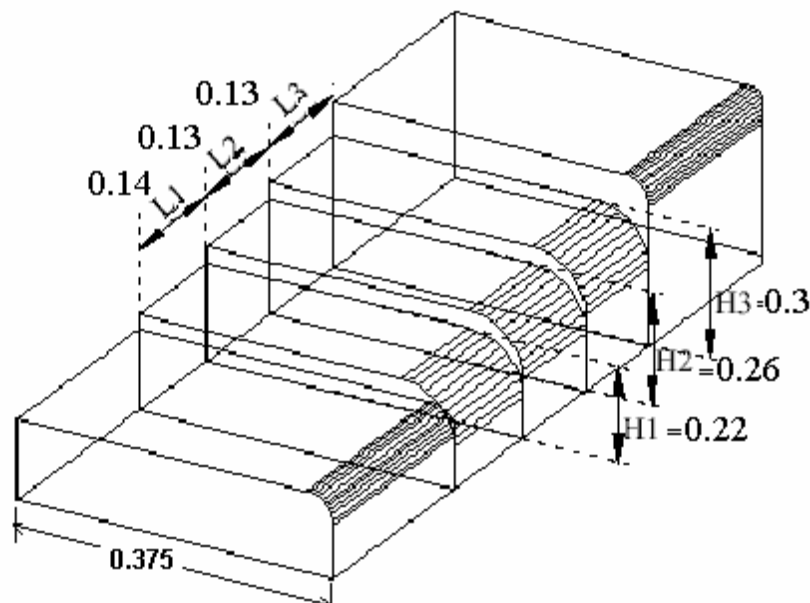


Рис. 6-34. Волноводный импедансный трансформатор (показана четверть)

Эта модель учитывает скругление углов волнопроводов. Этим она отличается от обычных волноводных моделей с идеальными прямоугольными поперечными сечениями. Учет радиус скругления должен привести к более точному моделированию. Когда относительно большой радиус угла имеется на углах волнопроводов, экономия на механической обработке приводят к нарушению технических требований проекта.

Технические требования проекта: $20 \log_{10} (|S_{11}|) < -30$ в частотном диапазоне от 9.5 до 15 GHz с шагом 0.5 GHz.

Оптимизируемыми параметрами являются размеры (длины и высоты) трех внутренних секций волноводного трансформатора. В результате оптимизации достигается более широкая полоса частот пропускания (рис. 6-35). Такие характеристики являются предельными для конструкций такого типа.

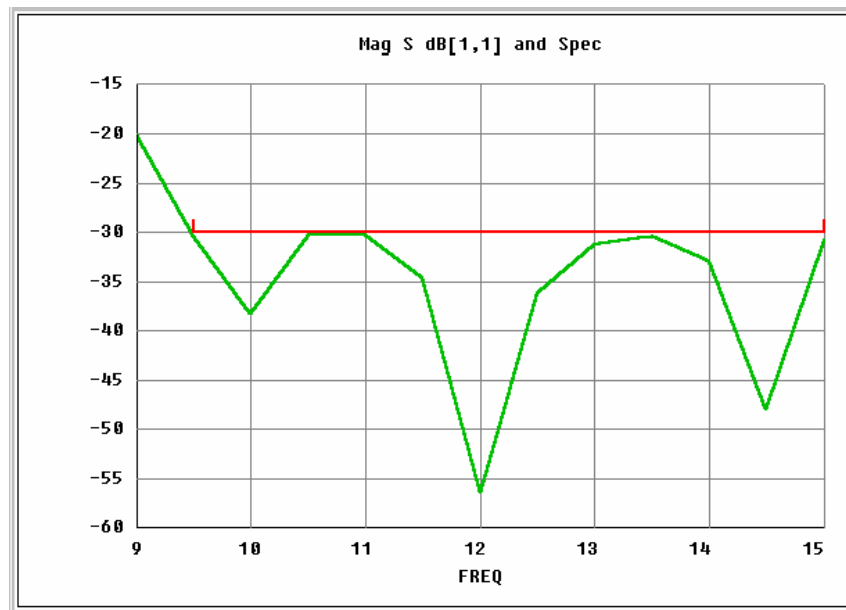


Рис. 6-35. Оптимизированная характеристика для Wgrad

Отметим, что структура, под которой понимается связанные объекты, все-таки, в процессе оптимизации, остается неизменной, хотя изменение геометрических размеров каждого из этих объектов, в процесс оптимизации, значительно меняет внешний вид устройства. Поэтому такую оптимизацию можно назвать оптимизацией структуры. В теории современной оптимизации методы, реализующие синтез структуры, часто называют метод генетической оптимизации, показывая связь с синтезом, реализованном в природе и выполняемом как включение и удаление отдельных частей конструкции по критерию целевой функции.

Глава 7. Оптимизация кругового поляризатора

Программа EMPire3D, кроме своего основного предназначения – выполнения оптимизации, позволяет выполнить также параметрический анализ сложной конструкции, составленной из многих объектов. При параметрическом анализе пользователь вписывает значения геометрических размеров, и программа выполняет перечерчивание конструкции и дальнейший расчет его характеристик.

Это относится в первую очередь к сложным конструкциям, которые создаются операциями суммирования, вычитания объектов, после черчения первичных примитивов, размеры которых становятся параметрами оптимизации.

Например, в круговом поляризаторе (рис. 7-1) можно изменять следующие параметры, при оптимизации конструкции [10]:

1. Погружение диафрагм. Всего диафрагм 10, причем 6 внутренних имеют в номинальном (исходном) проекте одну величину погружения 2.08 мм от верха окружности. Крайние 4 диафрагмы имеют погружение 1.63 мм.
2. Сдвиг положения диафрагм по оси циркулятора. В силу симметрии поляризатора по оси циркулятора, центральные диафрагмы можно считать фиксированными, а изменять положение диафрагм самых близких к центральному, отстоящим на 4 мм. Эти 4 диафрагмы будут меняться в соответствии с одним параметром оптимизации, а крайние диафрагмы, отстоящие от центральной на 8 мм, будут изменять свое положение от величины 8 мм до величины 4 мм к центру.

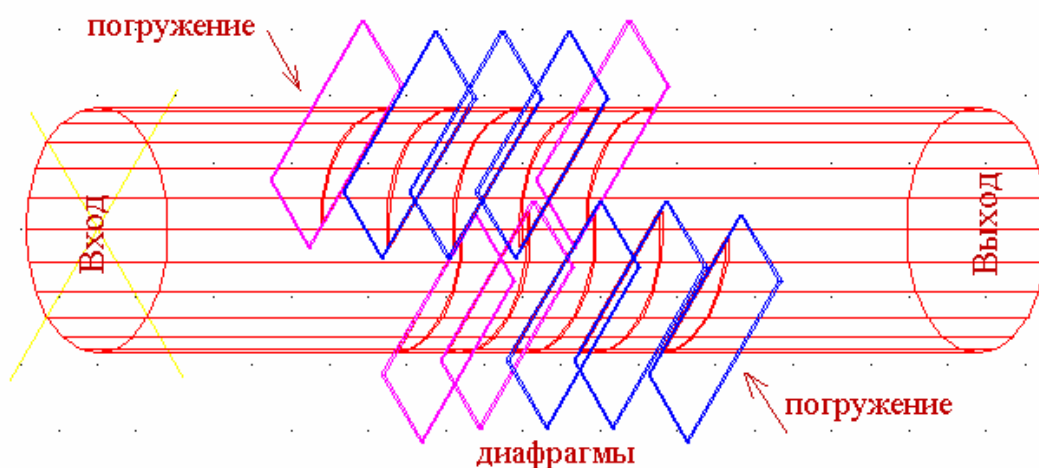


Рис. 7-1. Конструкция поляризатора: цилиндр и пластины диафрагм, которые вычитаются из цилиндра для получения окончательной конструкции поляризатора

Выбор изменяемых параметров, а также диапазона их изменения – очень важный момент при оптимизации конструкции. Главным образом проблема сводится к тому, что номинальный проект является опорой для изменяемых проектов, а изменяемые проекты должны иметь то же количество фасок, что и номинальный проект. Для некоторых сложных конструкций, к которым относится круговой поляризатор, при изменении какого либо размера, количество фасок может изменяться, при превышении какого либо размера больше определенного значения.

Важным является установка значений изменяемых параметров. По этим величинам программа EMPipe3D определяет область изменения размера конструкции.

Изменение параметра может отсчитываться от любой произвольной точки. Скажем, в нашем примере поляризатора изменение положения диафрагмы можно задать от 0 до 0.6 мм, а можно от 2.08 до 2.68 мм.

7.1. Проекты, создаваемые для оптимизации поляризатора

Табл. 7-1.

Список проектов, необходимых для оптимизации поляризатора

Имя	Проект	Параметры	Пояснение	Отношение
Polar_nom4	Номинальный проект	P1=2.08 P2=1.63 L1=0 L2=0		

Polar_izm4	Изменяемый проект	2.08 ...2.68	Погружение P1	6 внутренних диафрагм
Polar_izm8	Изменяемый проект	1.63...1.83	Погружение P2	4 внешние диафрагмы
Polar_izm5	Изменяемый проект	0...4	Смещение L1	4 внутренние диафрагмы
Polar_izm6	Изменяемый проект	0...4	Смещение L2	4 внешние диафрагмы

Рассматриваемый поляризатор имеет конструкцию, показанную на рис.7-1. Возбуждение кругового поляризатора выполняется под углом 45° . На входе поле возбуждения имеет вертикальную поляризацию.

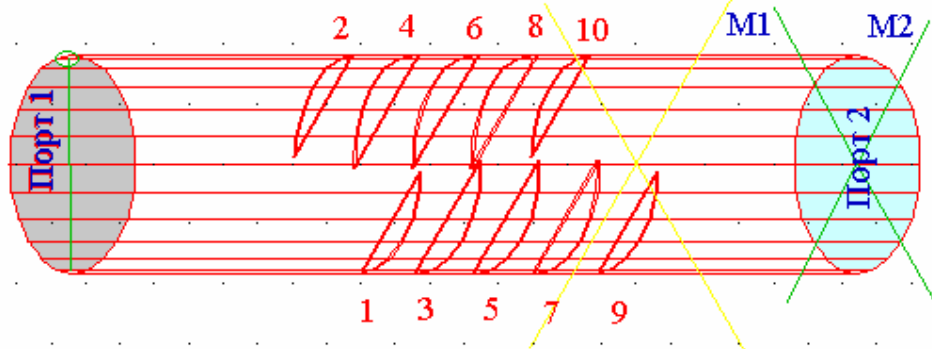


Рис. 7-2. Номинальный проект поляризатора в изометрии. Поверхность цилиндра с вырезанными диафрагмами получена вычитанием из тела цилиндра планарных диафрагм толщиной 0.1 мм

Благодаря тому, что ортогональные составляющие волны возбуждения распространяются в круглом волноводе с диафрагмами (рис. 7-2) с разными задержками, на выходе получается сигнал с круговой поляризацией (если разность фаз между составляющими равна 90°). Если разность фаз между составляющими отличается от 90° , то имеет место эллиптическая поляризация. Большая ось эллипса может при этом быть направлена не в направлении диафрагм.

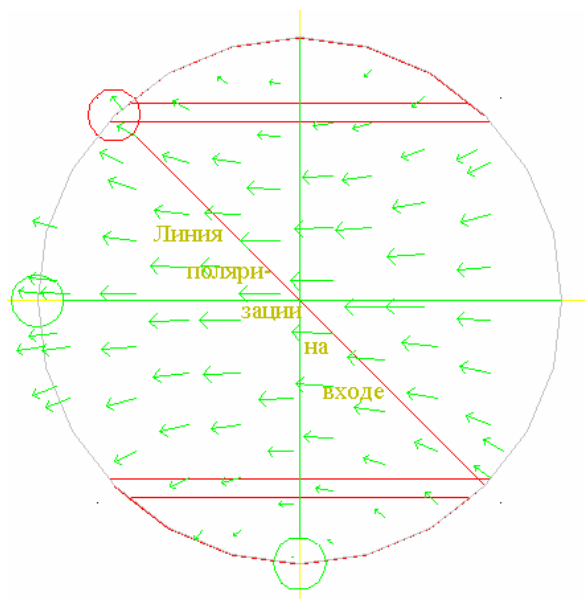


Рис. 7-3. Линия поляризации входной волны лежащая под углом 45° (красным цветом) и зеленые стрелки ортогональных составляющих волны на выходе поляризатора

На рис. 7-3 возбуждение поляризатора выполняется по линии поляризации, и волну возбуждения можно представить в виде двух ортогональных составляющих. Эти составляющие с разной скоростью проходят отрезок круглого волновода, заполненного диафрагмами. Очевидно, что вертикальная составляющая будет претерпевать большую задержку, поскольку эквивалентный волновод, по которому движется эта волна, имеет меньшую высоту, по сравнению с эквивалентным волноводом, по которому движется горизонтально ориентированная составляющая волны возбуждения.

Изменение фазы на входе будет «крутить» сигнал на выходе. Поскольку одна из составляющих на входе уже будет равна 0 при 1 на входе, т.е. складываться со сдвигом 90° , то на выходе будет круговая поляризация, при вертикальной на входе.

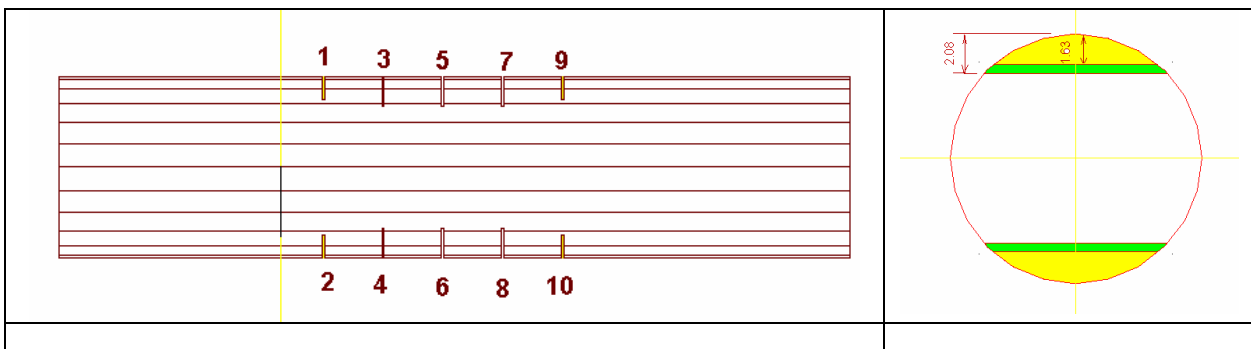


Рис. 7-4. Структура номинального проекта с нумерацией диафрагм. Справа погружение диафрагм в круглом цилиндре

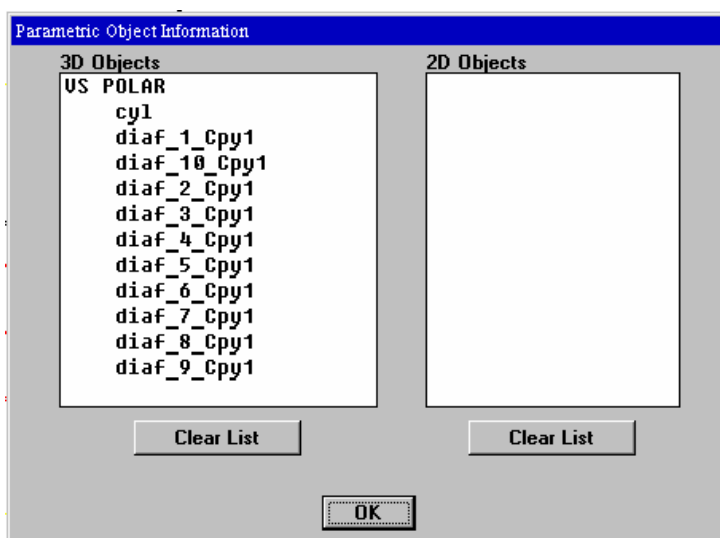


Рис. 7-5. Состав объектов поляризатора POLAR. Он состоит из цилиндра *cyl* и диафрагм, которые нумеруются так, что нечетные идут по одной стороне, четные номера – по другой

Электродинамический метод расчета дает в результате поле во всех точках пространства, которое разбивается на конечные элементы. Затем по значениям напряженности электрического поля во всех точках на этапе постпроцессорной обработки рассчитываются токи, напряжения в сечениях портов и S параметры.

Расчет характеристик номинального проекта. В постпроцессоре HFSS можно вывести S-параметры как на график в виде модуля (рис. 7-6), так и в виде таблицы (рис. 7-7).

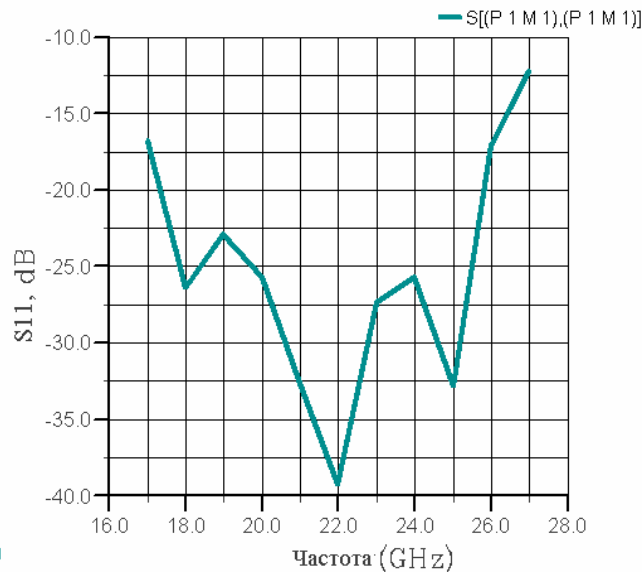


Рис.7- 6. Параметр S_{11} на входе поляризатора в полосе частот 17 ... 27 ГГц

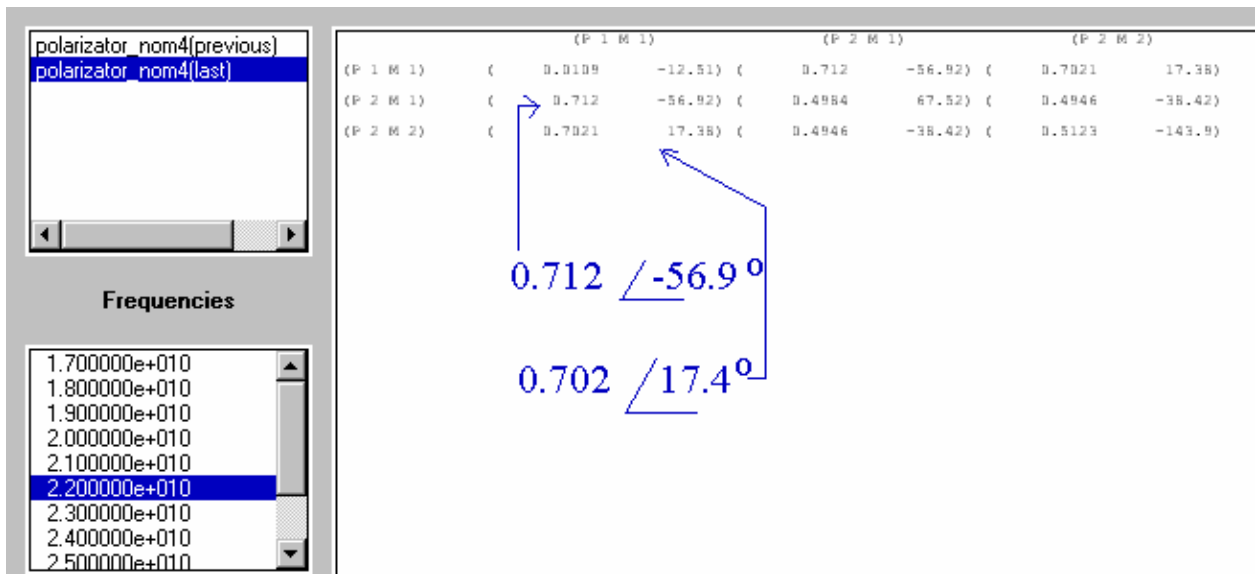


Рис. 7-7. Многомодовая матрица рассеяния на частоте 22 ГГц

На входе кругового поляризатора имеет место один тип волны (мода), а вот на выходе имеет место первый и второй тип волны. Поэтому рассчитываем многомодовую матрицу рассеяния. Для номинального проекта на частоте 22 ГГц параметрами передачи, которые характеризуют степень поляризацию на выходе,

являются $S(P2, M1)$ и $S(P2, M2)$, где P означает номер порта, а M – номер типа волны.

В HFSS имеется возможно вывести несколько зависимостей на один график, что позволяет сравнить модули коэффициентов передачи по взаимно-перпендикулярным осям на выходе поляризатора (рис. 7-8). Целью оптимизации поляризатора является, кроме выполнения фазовых соотношений (рис. 7-9), еще и выравнивание осей по большой и малой осям поляризационного эллипса, т.е. приведения его к окружности.

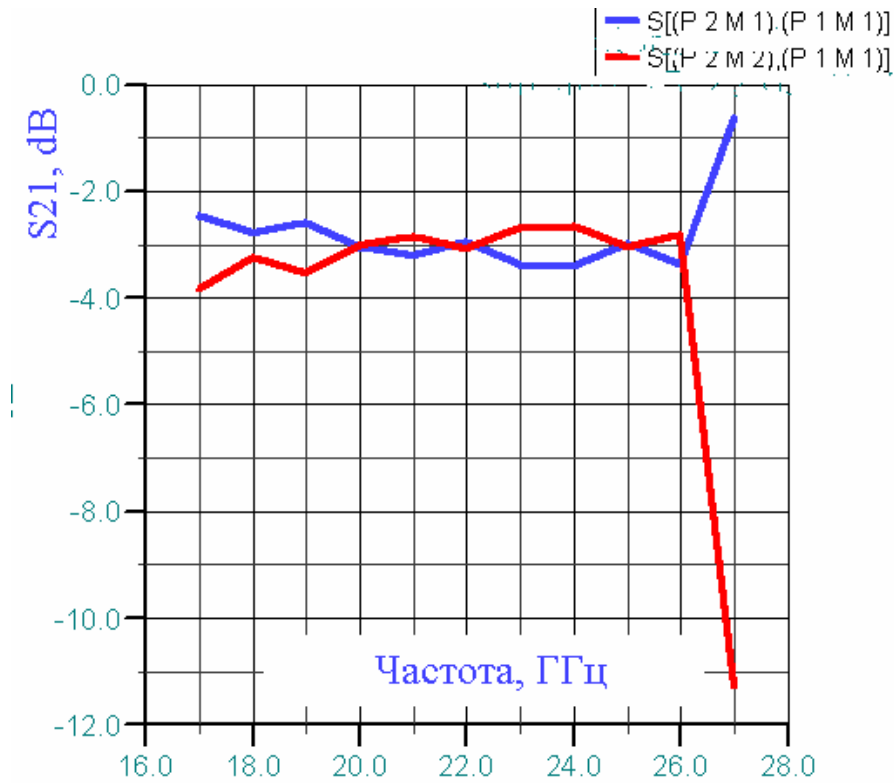


Рис. 7-8. Модули коэффициентов передачи двух взаимноперпендикулярных волн на входе поляризатора

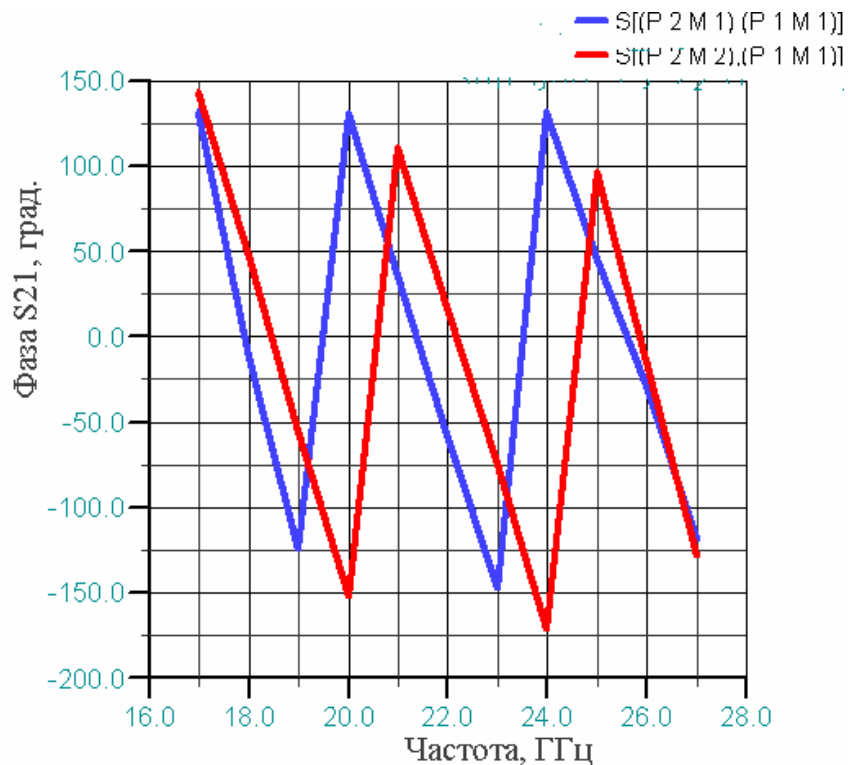


Рис. 7-9. Разница между фазами двух перпендикулярно поляризованных волн на выходе поляризатора в полосе частот

7. 2. Создание изменяемых проектов, в которых диафрагмы сдвигаются вдоль оси поляризатора

Создадим два изменяемых проекта **polar_izm5** и **polar_izm6**. В этих проектах диафрагмы меняют положение, смещаясь по оси поляризатора. В силу симметрии поляризатора, центральные диафрагмы 5 и 6 (рис. 7-10) можно считать фиксированными, а смещение положение диафрагм отсчитывать по отношению к центральному, отстоящим на 4 мм. Эти 4 диафрагмы будут менять свое положение в соответствии с одним параметром оптимизации, а крайние диафрагмы, отстоящие от центральной на 8 мм, будут изменять свое положение от величины 8 мм до величины 4 мм к центру в соответствии с другим параметром оптимизации.

Рассчитаем характеристики проекта **polar_izm5**, у которого 4 диафрагмы: 3,4,7,8 по сравнению с номинальным проектом (рис. 7-10), сдвинуты к середине (рис. 7-11).

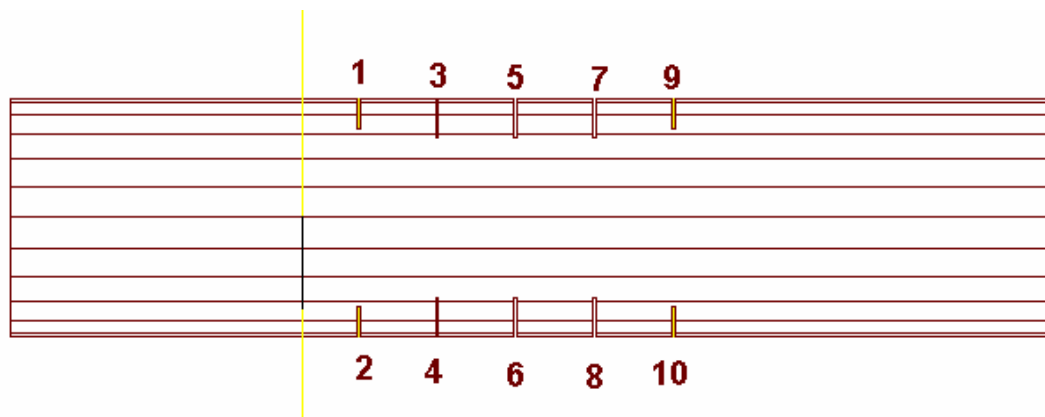


Рис. 7-10. Срез структуры номинального проекта

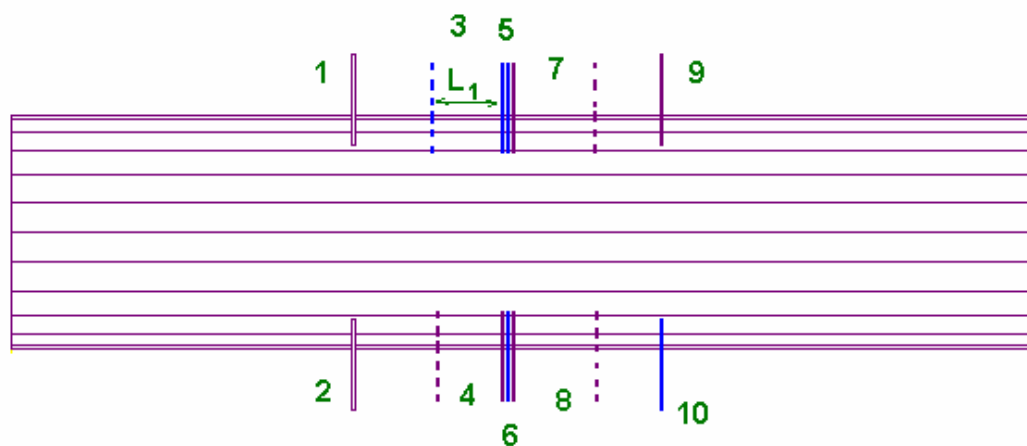


Рис. 7-11. Изменяемый проект polar_izm5, в котором на 4 мм смещены к центру средние диафрагмы

Характеристики этого изменяемого проекта можно рассчитать в HFSS и командой Matrix вывести многомодовую матрицу рассеяния (рис. 7-12). Моды M1 и M2 на выходном порту 2, относятся к взаимно-перпендикулярным типам волн, и фактически являются двумя компонентами выходной волны с ортогональной поляризацией.

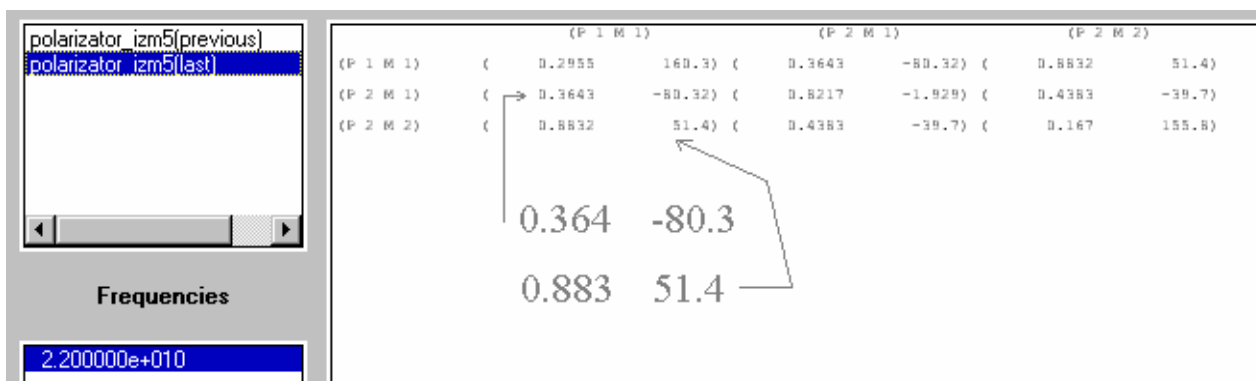


Рис. 7-12. Рассчитанные S-параметры изменяемого проекта polar_izm5. Формат модуль/угол в градусах

Матрица (рис. 7-12) выводится на одной частоте. Эту частота выбирается в списке **Frequencies**. В диапазоне частот график выводится командой S Plot и на одном графике модули коэффициентов передачи по взаимно-перпендикулярным направлениям (рис. 7-13).

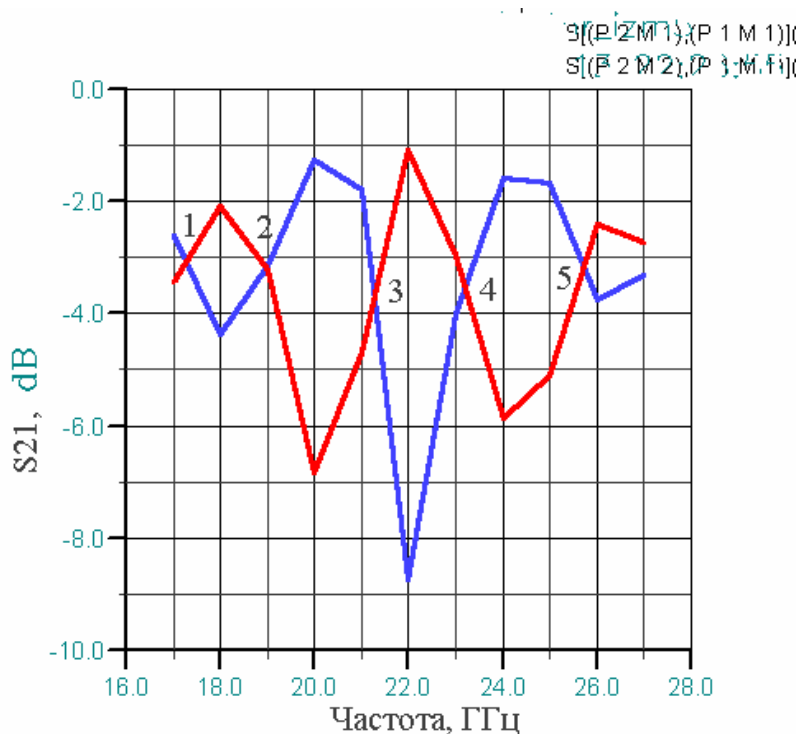


Рис. 7-13. Сравнение модулей коэффициентов передачи взаимно-перпендикулярных волн на выходе поляризатора

Для поляризатора, в котором на выходе будет круговая поляризация, т.е. полуоси эллипса равны, сигналы по взаимно-перпендикулярным направлениям будут иметь одинаковую амплитуду. Это выполняется (рис. 7-13) только для

отдельных точек 1,2,3,4,5. Фазовые характеристики (углы параметров S_{21}^{11} , S_{21}^{21} , нижние индексы которых относятся к портам, а верхние индексы означают первую и вторую моду на взаимно-перпендикулярных осях в плоскости выходного порта), которые показаны на рис. 7-14. Разница между ними для ожидаемого случая круговой поляризации должна быть равна точно 90° [10].

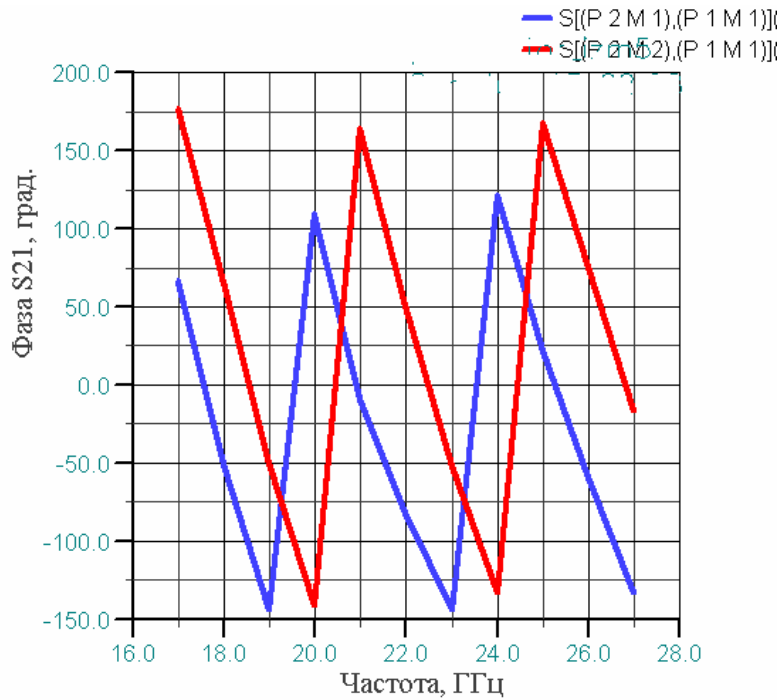


Рис. 7-14. Фазовые соотношения в изменяемом проекте polarizer_izm5

Смещение сигналов по взаимно-перпендикулярным направлениям на 90° (рис. 7-14) будет означать, что оси эллипса взаимноперпендикулярны, а равенство модулей коэффициентов передачи на рис. 7-13 будет означать, что эллипс превращается в окружность.

Второй изменяемый проект, **polar_izm6** служит для того, чтобы в качестве оптимизируемого параметра взять смещение внешних диафрагм к центру на расстояние до 4 мм.

На рис. 7-15 диафрагмы 1 и 2 будут смещаться вправо, а диафрагмы 9, 10 – влево, одновременно.

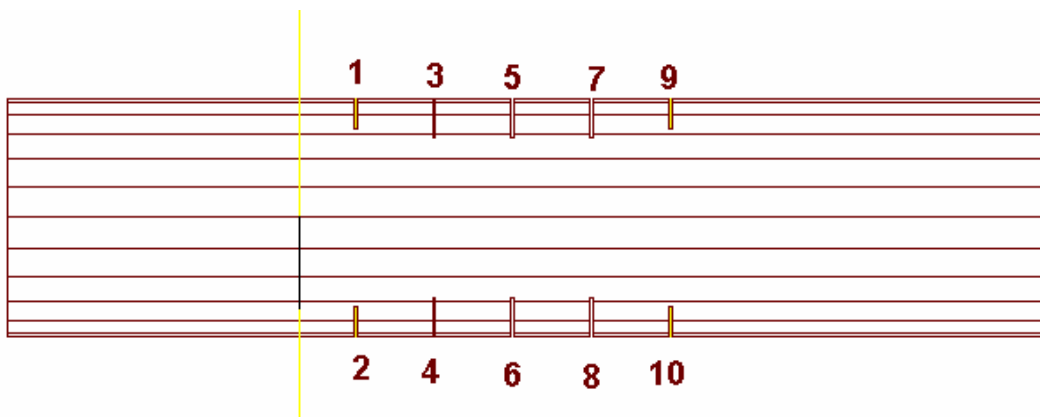


Рис. 7-15. Структура номинального проекта

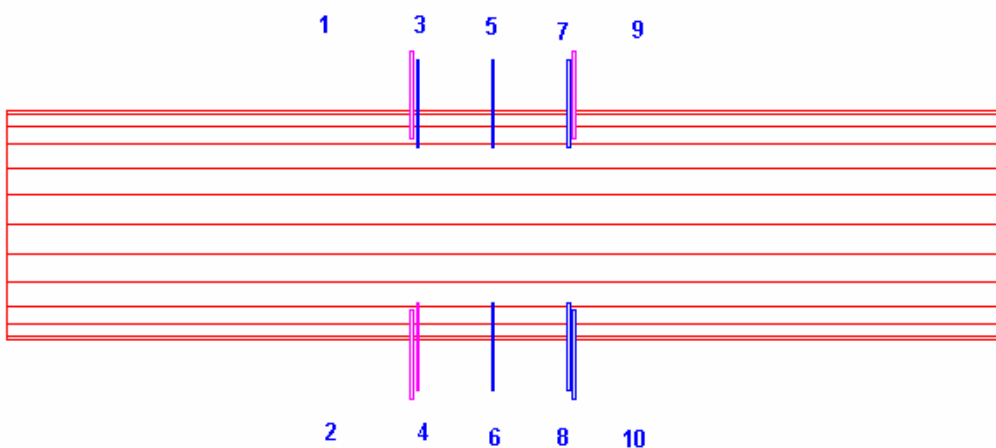


Рис. 7-16. Изменение положения внешних диафрагм вдоль оси

Характеристики этого изменяемого проекта **polar_izm6** показывают, что в случае смещения внешних диафрагм рассогласование по входу ухудшается (рис. 7-18), а разница модулей коэффициентов передачи по первой и второй модам увеличивается (рис. 7-19).

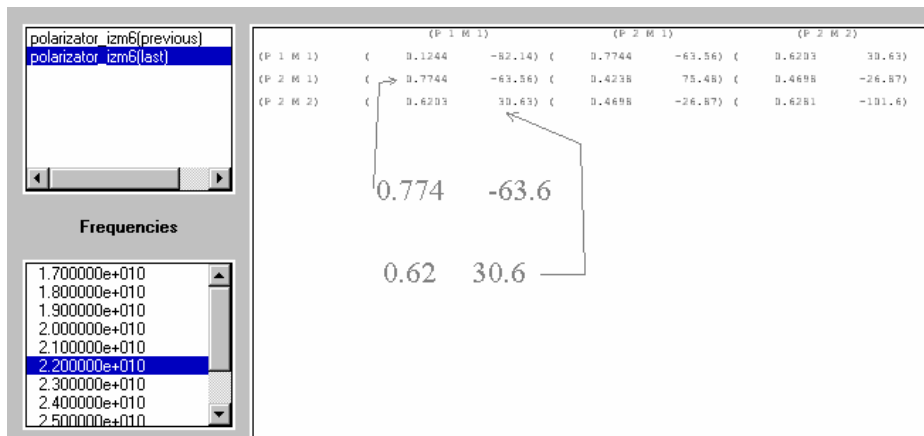


Рис. 7-17. Матрица рассеяния изменяемого проекта при смещении внешних диафрагм

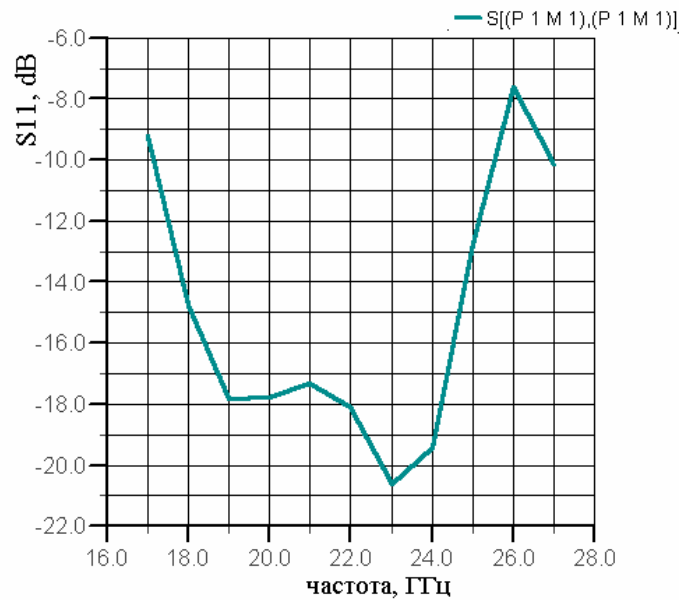


Рис. 7-18. Частотная характеристика параметра S_{11} изменяемого проекта при смещении внешних диафрагм

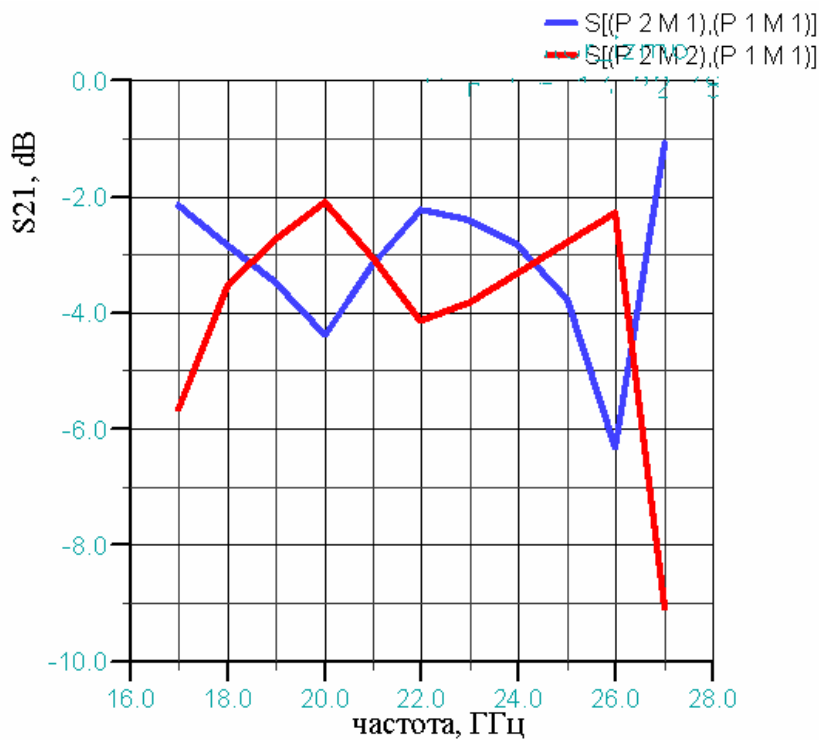


Рис. 7-19. Сравнение модулей коэффициентов передачи взаимно-перпендикулярных волн на выходе поляризатора

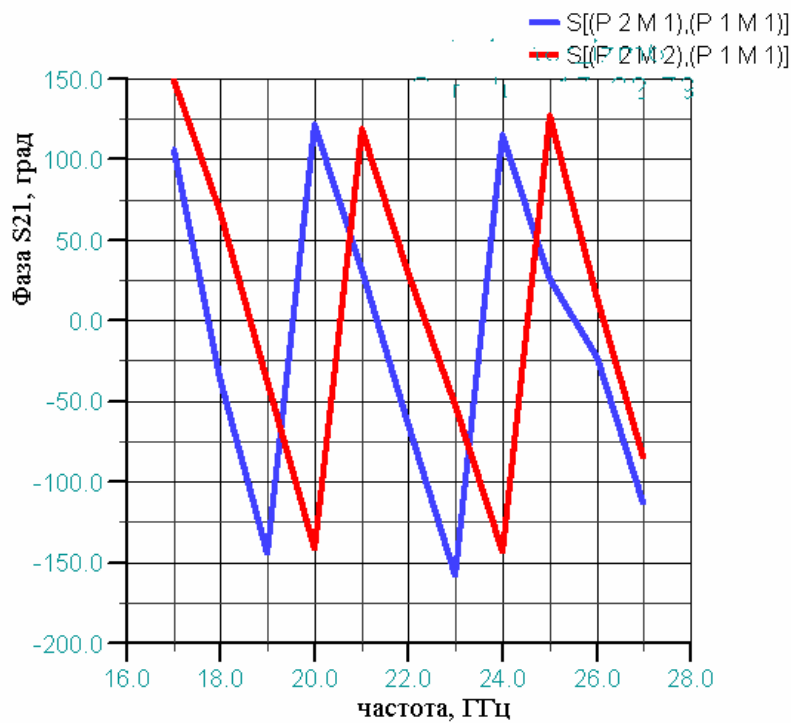


Рис. 7-20. Фазовые характеристики изменяемого проекта polar_izm6

Из рис. 7-20 видно, что разность фаз между взаимно-перпендикулярными составляющими изменяется от 50 до 80 градусов в полосе частот, причем на краях полосы эта разность меньше.

7.3. Создание изменяемых проектов polar_izm4 и polar_izm8, в которых в качестве параметров принимается погружение диафрагм

Для того, чтобы изменить погружение какой-либо диафрагмы, необходимо изменить ее положение в пространстве. Наиболее просто это сделать, если объект не участвует в качестве дочернего в последующем создании окончательной конструкции. В круговом поляризаторе после погружения диафрагмы выполняется ее объединение с цилиндром. Поэтому чтобы создать новый окончательный объект, вначале необходимо удалить материнский объект, и тогда останутся только объекты, из которых собран поляризатор POLAR (рис. 7-21). Это выполняется в меню Draw командой **Edit -> Delete**.

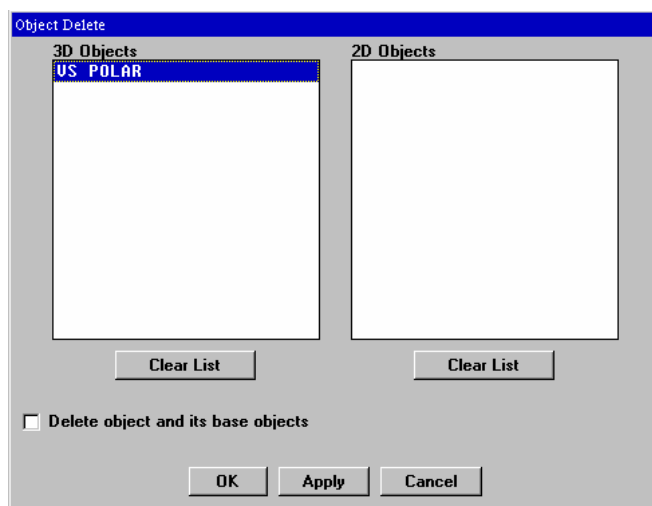


Рис. 7-21. Диалог удаления объекта POLAR. Внизу диалога находится окошко, в котором можно установить режим удаления как материнского объекта, так и дочерних (базовых, или примитивов)

После выполнения этой операции в списке 3D объектов (рис 7-22) появятся все компоненты, которые являются составными частями поляризатора. Теперь эти элементы можно модифицировать, включая их положение и размер.

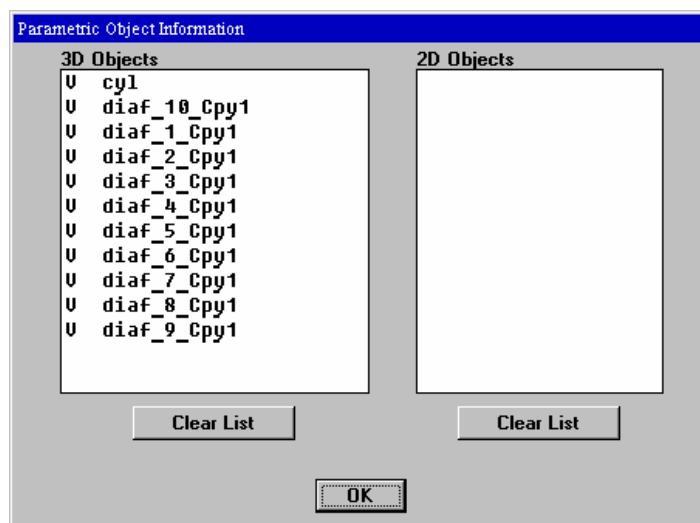


Рис. 7-22. Диалог информации об объектах: цилиндр и диафрагмы

Для создания изменяемого проекта **polar_izm4** необходимо погрузить на 0.6 мм три средних диафрагмы слева и три средних диаграммы справа (рис. 7-23). Это выполняется операцией *move*, применительно к конкретным диафрагмам.

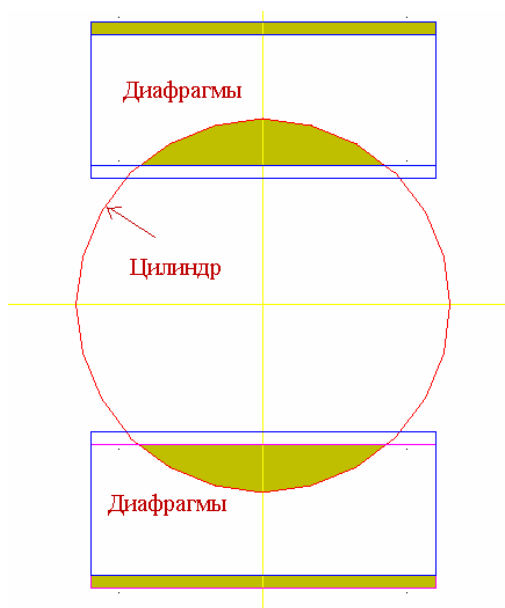


Рис. 7-23. После удаления POLAR тело цилиндра и диафрагм разделяются и их можно редактировать по-отдельности, в частности изменять положение диафрагм

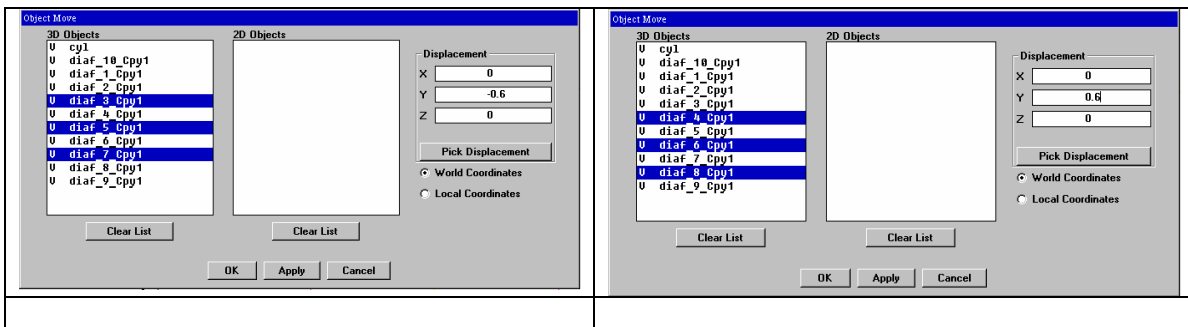


Рис. 7-24. Выделение диафрагм для сдвига вниз и вверх по оси Y

В результате погружения получается конструкция изменяемого проекта **polar_izm4**, показанная на рис. 7-25.

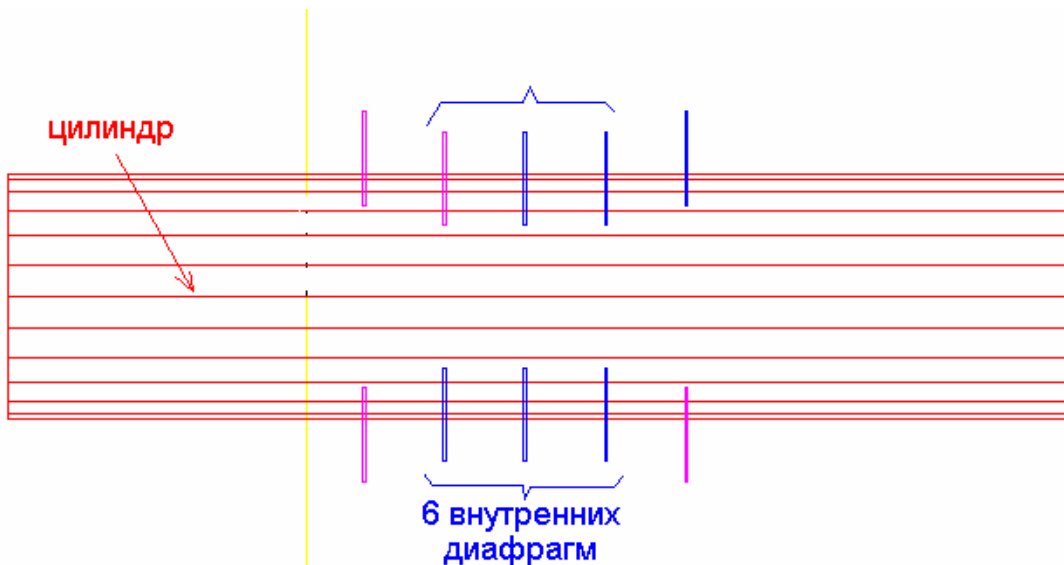


Рис. 7-25. Погружение 6 внутренних диафрагм при создании изменяемого проекта

Теперь нужно вычистить из цилиндра диафрагмы операцией, выполняемой в окне **3D Object Subtract** (рис. 7-26).

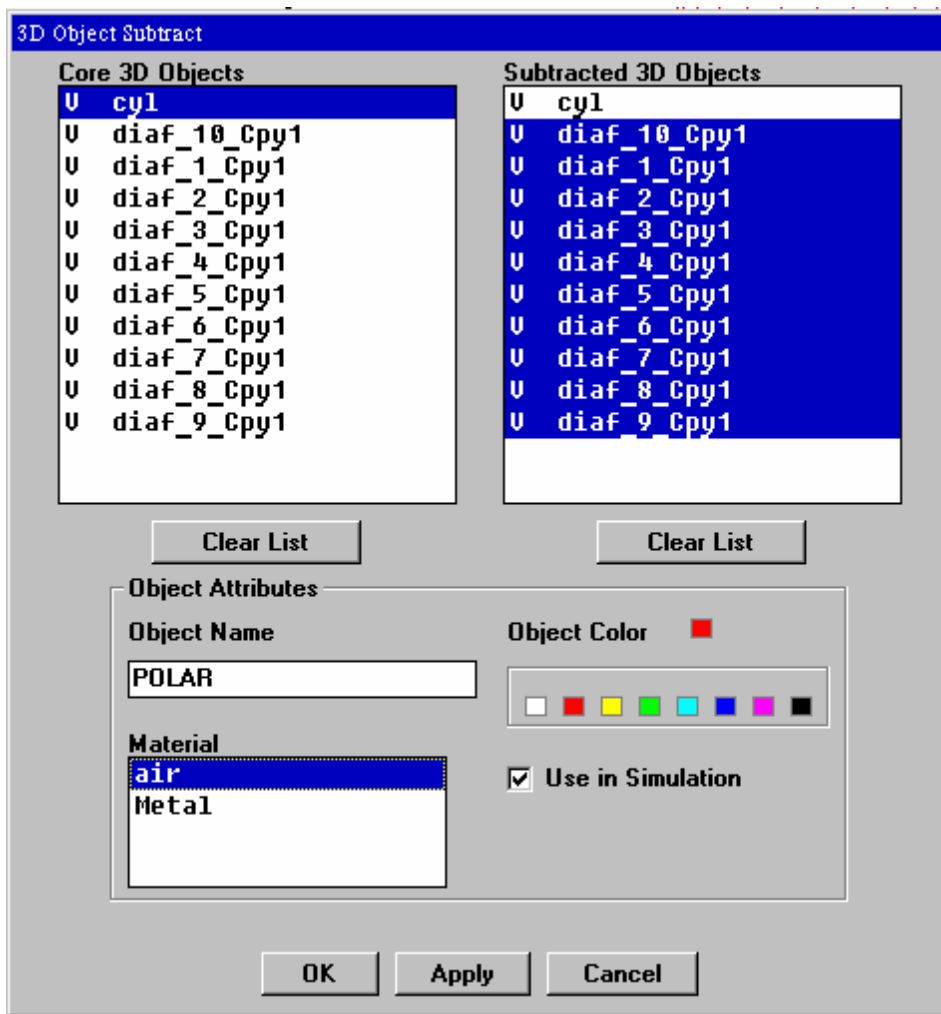


Рис. 7-26. Окно для вычитания диафрагм из цилиндра и создания поляризатора POLAR

Теперь в проекте существуют объекты, перечисленные в диалоге рис. 7-27.

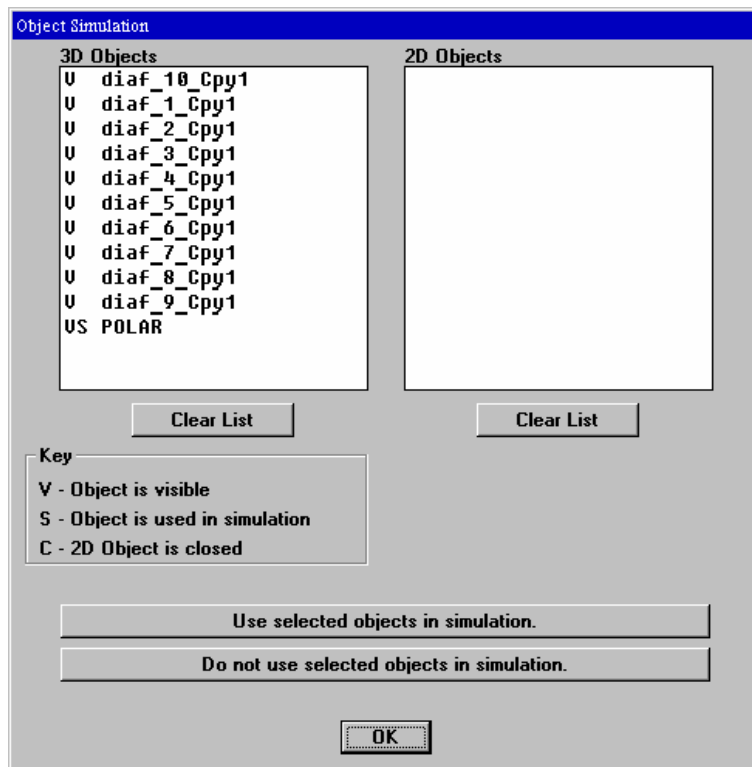


Рис. 7-27. Окончательные объекты в проекте поляризатора

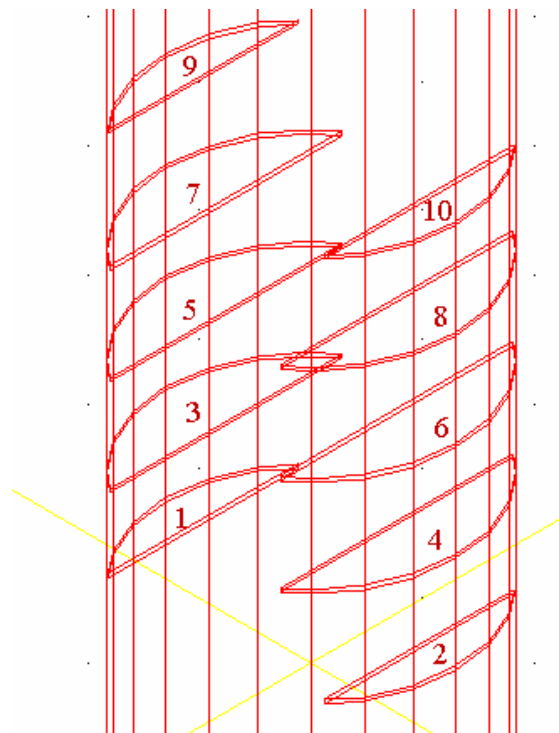


Рис. 7-28. Изометрия изменяемого проекта polar_izm4

Изменяемый проект **polar_izm4** с погруженными диафрагмами, после выполнения операции вычитания и выбора видимости (ключ V), показывается на рис. 7-28.

Последний изменяемый проект, **polar_izm8**, отличается от номинального тем, что в нем выполняется погружение четырех внешних диафрагм. Погружение выполняется с 1.63 до 1.83 мм (это ограничение объясняется тем, что изменения позволяют только с сохранением количества фасок при погружении).

7.4. Выполнение оптимизация конструкции поляризатора

В предыдущих разделах мы описали создание номинального и изменяемых проектов. Каждый изменяемый проект имеет один параметр, отличный от другого.

На изменяемые проекты накладываются определенные требования, для того, чтобы программа EMPipe3D выполняла изменение параметра.

Количество фасок в номинальном и изменяемом проекте должно быть равными. Для оптимизируемого поляризатора все проекты имеют по 114 фасок. Количество фасок рассчитывается HFSS в начале выполнения оптимизации и в случае разницы оптимизация останавливается.

Описание задачи оптимизации выполняется обычно с помощью ассистента Wizard. Если уже проект оптимизации имеется, то управлять им можно из главного окна EMPipe3D (рис. 7-29). В данном разделе дадим пояснения диалогам, которые применяются во время задания задачи на оптимизацию конструкции.

Исходными данными для описания задачи оптимизации будут уже созданные и рассчитанные на HFSS номинальный и изменяемые проекты. Номинальный проект **polarizator_nom4** будет опорным при проведении оптимизации.

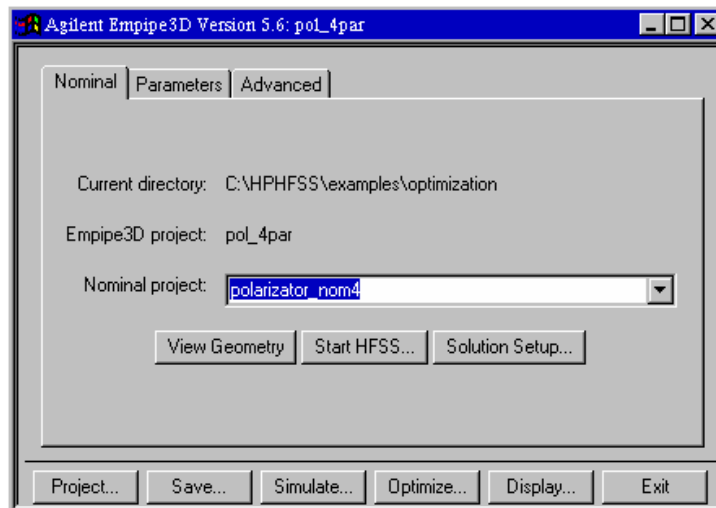


Рис. 7-29. Страница номинального проекта при оптимизации конструкции поляризатора

На закладке «Nominal» (рис. 7.29) находятся кнопки «View Geometry» – просмотр геометрии с помощью вызова окна постпроцессора, а также кнопка «Start HFSS...» - запуск программы HFSS для полного расчета и анализа номинального проекта. Далее пошагово выполняем действия, описанные в главе 6, и заполним все данные относящиеся к изменяемым проектам.

Кнопки внизу, которые остаются при выборе любой закладки, означают следующее:

«Project...» - выбор проекта EMPipe3D, директории и папки, где находится проект; «Save...» - сохранение проекта оптимизации. Нажимая на кнопку моделирования «Simulate...», вызывается диалог рис. 7-30.

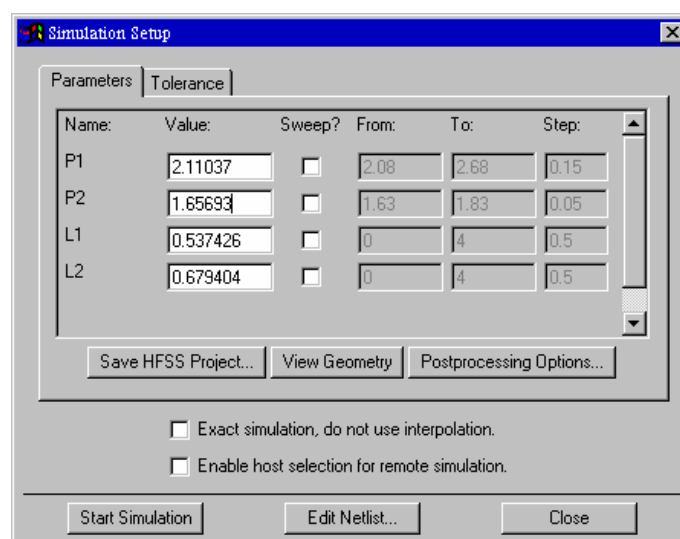


Рис. 7-30. Диалог установки моделирования

Из этого диалога можно выполнить параметрический анализ, изменяя все параметры в пределах верхней и нижней границы, заданной при описании задачи на оптимизацию. Очень ценно то, что при параметрическом анализе, черчение сложной модели выполняется автоматически. Для того, чтобы выполнить оптимизацию, необходимо заполнить весь список параметров (рис. 7-31), как выполнялось в главе 6.

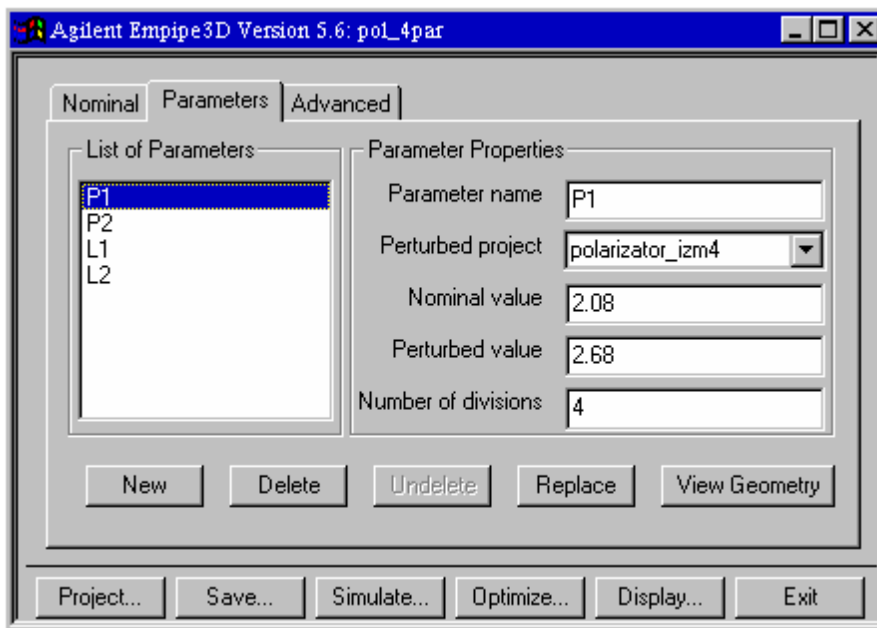


Рис. 7-31. Страница параметров при оптимизации поляризатора

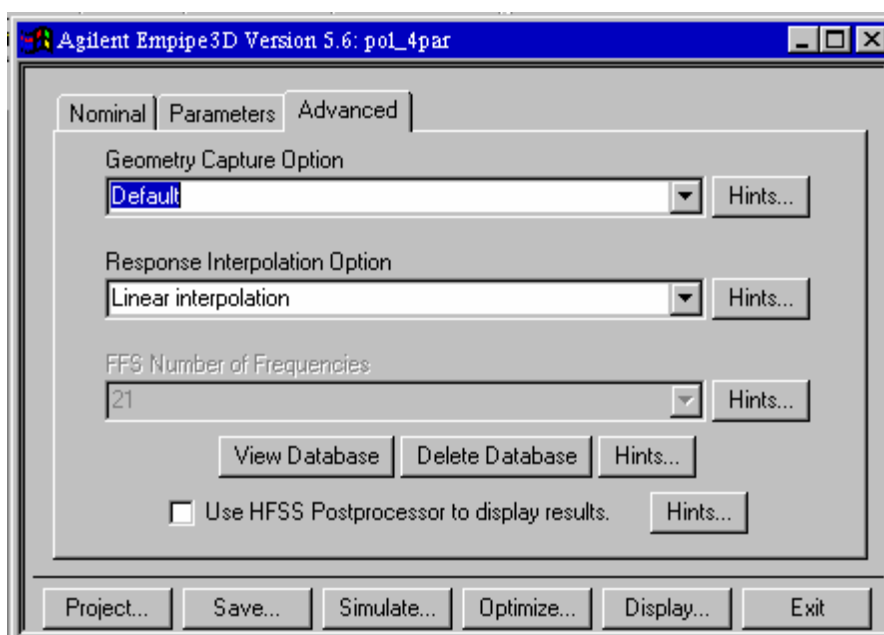


Рис. 7-32. Страница установки параметров анализа геометрии проекта

В опции **Geometry Capture Option** выбирается метод, по которому в процессе **параметризации** сравниваются номинальный и изменяемый проекты.

Имеются три возможные выбора сравнения:

Default (по умолчанию), **Proximity** (близость), и **Rank Orientation** (ранг ориентации).

В режиме **Proximity** каждая вершина тетраэдров в изменяемом проекте согласуется с вершинами в номинальном проекте, которые имеет самые близкие координаты. Этот метод скольжения, когда смещение вершин в возмущаемых проектах мало, по сравнению с минимальным расстоянием между различными вершинами в номинальном объекте. Однако очень малые возмущения часто неудобны для реализации и могут также приводить к излишне малым интервалам интерполяции.

В режиме **Rank Orientation** вершины согласованы согласно их относительному положению в пространстве. Этот метод основан на том, что возмущаемые объекты сохраняют ориентацию номинального проекта относительно осей x , y , и z . Однако это предположение не может иметь силу, если изменение связано с вращением некоторой вершины.

Опция **Default** использует комбинацию близости и методов ориентации ранга. Это должна быть лучшая опция для большинства проектов.

Empire3D использует интерполяцию, чтобы уменьшить число точных моделирований, вызывая **HFSS**.

Когда значение параметра изменяется в пределах одного интервала интерполяции, Empire3D использует интерполируемые S-параметры, вместо вызова **HFSS**.

Если при выполнении оптимизации используется режим **Fast Frequency Sweep**, то вы можете выбрать число частотных точек, заданных в FFS, которые будут занесены в базу данных. Если Вы хотите изменить эти выборы после того, как была создана база данных, вы должны сначала удалить существующую базу данных.

В диалоге рис. 7-30 имеется также кнопка режима постпроцессорной обработки **Postprocessing Options...**, нажимая на которую появляется диалог рис. 7.33.

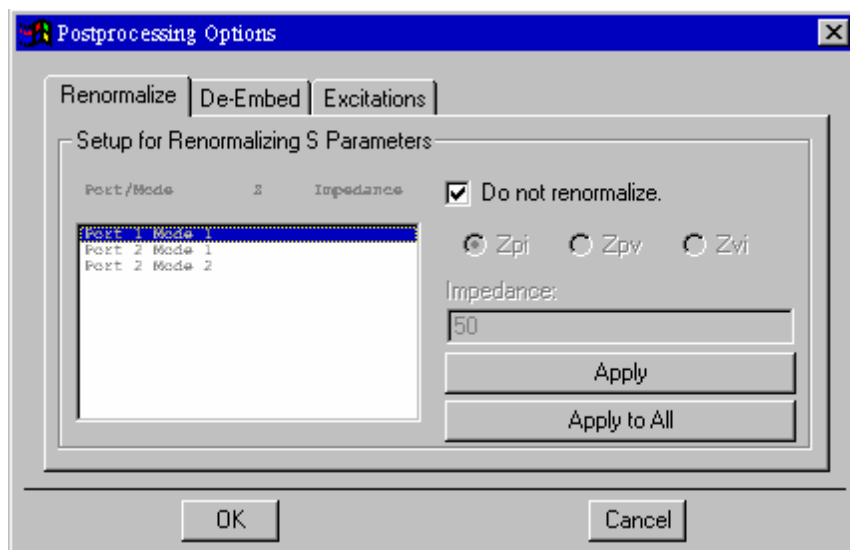


Рис. 7-33. Установки постпроцессорной опции. Состоит из закладки перенормировки характеристического сопротивления, закладки разгерметизации и закладки возбуждения (только для антенны)

Окно постпроцессорной обработки рис. 7-33 имеет три закладки: Renormalize (перенормировка сопротивлений портов), De-Embed (внесение линий для разгерметизации неоднородности портов), Excitations (установка источников возбуждения).

После нажатия на кнопку **Optimize...** (рис. 7.32), появляется диалог **Optimization Setup** (рис. 7-35).

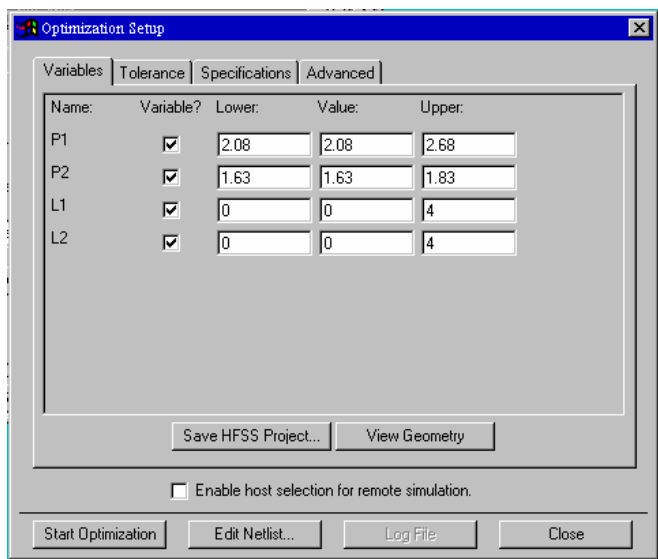


Рис. 7-34. Установки на оптимизацию, в котором можно выделить изменяемые параметры из всего набора

В этом диалоге имеется 4 закладки: **Variables** (переменные), для установки начальных значений переменных, нижняя и верхняя границы изменения переменных (рис. 7-35).

Tolerance – закладка поля разброса, в котором устанавливается точность изменения величин переменных для расчета поля разброса характеристик.

Specification – задание спецификации, т.е. технических требований на проект.

Advanced – выбор особенностей поиска решения.

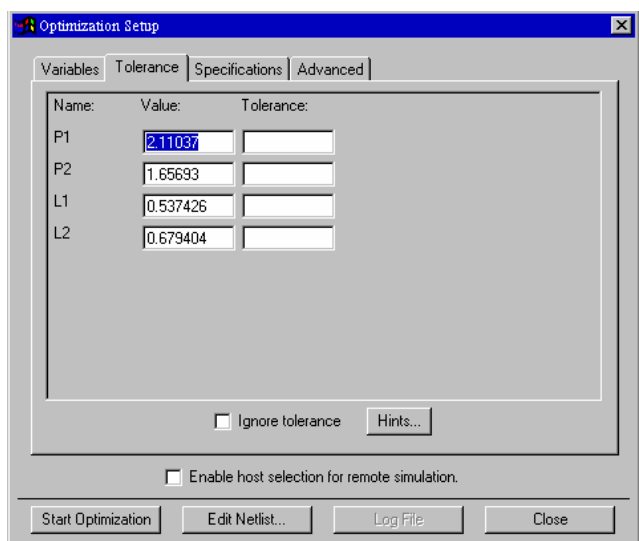


Рис. 7.35. Закладка задания разброса данных при расчете поля разброса характеристик

Оптимизация в режиме поля разброса параметров - это оптимизация одновременно нескольких геометрий. Каждое отклонение параметра описано как Value «+/-» Tolerance.

Общее число комбинаций равно 2^N в степени N, где N – число параметров с отклонениями.

Отклонение может быть задано величиной, или процентом отклонения, например 2%. Окошко **Ignore tolerance** позволяет удалить из текущей оптимизации уже заданное отклонение параметра.

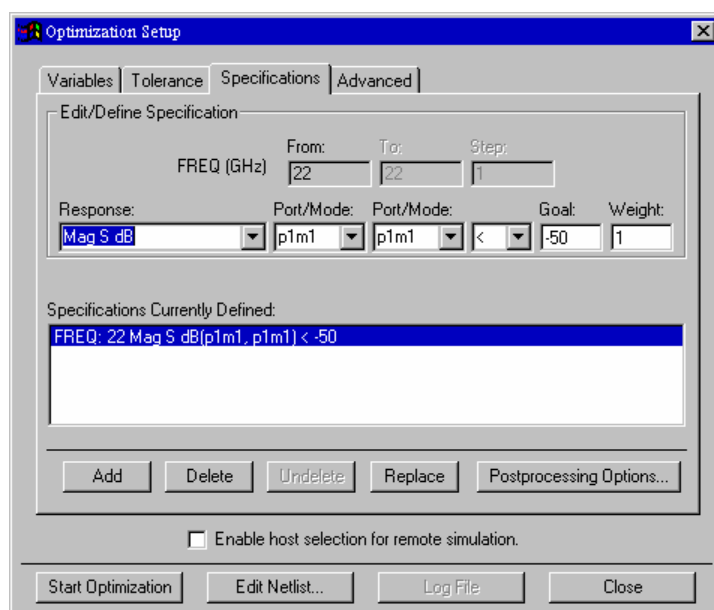


Рис. 7.36. Диалог задания вида целевой функции

Теперь, задав целевую функцию в виде параметра S11 в диапазоне рабочих частот 17 ... 27 ГГц (рис. 7.36), мы готовы запустить оптимизацию, нажимая на кнопку Start Optimization.

Время оптимизации может занять минуты и десятки минут, в результате чего целевая функция должна уменьшиться до 0, что будет свидетельствовать, что параметр S11 стал меньше -50 дБ во всем диапазоне частот. Практика оптимизации на HP HFSS показала, что оптимизация по критерию равенства коэффициента передачи по 1 и 2 моде на выходе и одновременного выравнивания фазы S21 по первой и второй моде, равной -90° лучше выполнить, используя параметрический анализ. Результатами оптимизации (рис. 7-35) получились величины погружения и смещения диафрагм поляризатора.

В заключении отметим, что СВЧ структуры имеют принципиально трехмерный характер, и предпочтительный метод анализа таких структур – метод FEM, реализованный в программе HFSS, в котором конечные элементы заполняют все анализируемое пространство. Программа EMPipe3D, являющаяся частью системы HFSS предназначена для выполнения оптимизации СВЧ конструкции.

Оптимизация трехмерных структур сводится к выбору параметров оптимизации, к которым могут относиться геометрические размеры конструкций, и даже координаты отдельных вершин структуры. При такой оптимизации накладываются определенные рамки изменения координат вершин, связанное с тем, что количество тетраэдров начального (номинального) и изменяемого проекта должно сохраняться.

В рассмотренном примере оптимизируемая конструкция кругового поляризатора (преобразователя вертикальной в круговую поляризацию) создается объединением круглого цилиндра и тонких прямоугольных диафрагм. Особенностью оптимизации является то, что при изменении геометрии сначала «программно» выполняется погружение и сдвиг диафрагм, а затем объединение с круглым цилиндром поляризатора.

Целевой функцией стала разница между фазовыми сдвигами взаимно-ортогональных составляющих электрического поля. Если такая разница в полосе частот приближается к 90° , а модули коэффициентов передачи по этим выравняются и приближаются 3 дБ, то поляризация приближается к круговой.

Оптимизация позволила достичь наибольшей рабочей полосы частот, а также получить модель для создания, с помощью масштабирования, подобного поляризатора для любой частоты см и мм диапазона волн.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Резкое увеличение мощности компьютеров позволяет говорить о возможности не только анализа, но и синтеза устройств СВЧ на электродинамическом уровне. Развитие и реализация методов анализа нелинейных устройств в скором будущем приведут к исключению всякого рода упрощений, типа линеаризации и квазинелинейного подхода в моделировании СВЧ устройств. Моделирование всё более приближается к электрофизическому представлению всех электронных приборов, входящих в микросхему. Измерительные стенды, оснащенные самыми современными программами, к которым относится и *HFSS*, позволяют свести процесс проектирования сложной

СВЧ конструкции по времени до месяца со дня получения задания и кончая экспериментальным образцом. Расчет, моделирование и измерение параметров сливаются в единый процесс и требуют высокой квалификации исследователя.

Компьютер, устраняя из практики проектирования рутинные, трудоемкие операции, оставляет исследователю творческую часть работы, которая требует от него с одной стороны хорошего знания принципов функционирования программы, а с другой стороны ясного представления о физических процессах в моделируемом объекте. Появление около 5 лет назад программ трехмерного моделирования электромагнитного поля типа HFSS, позволило поставить учебный процесс предметов «Электродинамика и распространение радиоволн» и «Антенные устройства» на новый уровень. Уравнения Максвелла, связывающие временное и пространственное изменение электрического и магнитного поля, получили решения в новом, цветовом, изобразительном представлении и без сомнения, программы электромагнитного проектирования стали неоценимым помощником преподавателя.

Эффект от практических и лабораторных занятий, как это видно уже сейчас, значительно усиливается, если, например, студент видит распространяющиеся радиоволны в сложной волноводной структуре.

Получение программы **HFSS** в руки исследователя привносит в его работу еще большее отличие от предыдущей стратегии создания новой техники. Сейчас на столе почти каждого инженера стоит компьютер, и ушли те времена, когда продвинутый инженер самостоятельно пишет и отлаживает программу, написанную на языке FORTRAN или PASCAL. Время создания современной техники так сжато, что только применение современных коммерческих программ, с лучшими интерфейсами, продуманной стратегией решения задачи, может стать приоритетной стороной для предпочтения данной программы. Судьба программы **HFSS** оказалась удачной.

На первом этапе эта программа стала учителем для преподавателя и инженера разработчика. В тех задачах, которые приближались к приведенным в комплексе примеров и шаблонов, поставляемым первыми версиями программы, HFSS давала высокую точность особенно в решении волноводных задач. Однако по мере уникализации задач, расширения анализируемого пространства, усложнения объекта анализа, включения деталей с мелкими геометрическими деталями, программа стала давать неточные решения, и справедливо стал вопрос о степени доверия к программе. Поэтому на втором этапе освоения HFSS проектировщик стал больше внимания обращать разбиению на сетку, адаптации подстройки, включению в область работы всех возможностей программы, включая оптимизацию конструкции на программе **Empire3D**. Освоение программы **Empire3D** значительно усиливает возможности пользователя, начиная

с параметрического анализа и кончая полноценной оптимизацией по критерию заданной целевой функции.

Надеемся, что предлагаемая книга поможет Вам войти в интересный мир электродинамического моделирования.

Литература

- [1] **HFSS** – High Frequency Structure Simulation. Manuals, Agilent, 2000.
- [2] **Автоматизированное проектирование устройств СВЧ.** Под ред. **В.В. Никольского/** М., Радио и Связь, 1982. - 272 стр.
- [3] **К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха.** Машинное проектирование СВЧ устройств. – М.: Радио и связь, 1987. – 432 стр.
- [4] **С. А. Balanis.** Antenna Theory: Analys and Design, Wiley & Sons, 2nd edition, 1997.
- [5] **Гвоздев В.И., Нефедов Е.И.** Объемные интегральные схемы СВЧ. М., “Наука”, 1987, 108 стр.
- [6] **К. Fujimoto, and J.R. James** (editors), Mobile Antenna Systems Handbook, 2nd edition, Artech House, 2001, 710p.
- [7] **Баскаков С.И.** Основы электродинамики, М., Москва, Сов.Радио, 247 стр.
- [8] **Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А.** Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office. Под редакцией В.Д. Разевига. – СОЛОН-Пресс, 2003.- 496 с. (серия «Системы проектирования»).
- [9] **Курушин А.А., Титов А.П.** Расчет мощности поглощения в теле человека при работе сотового телефона на программе HFSS. Chip News, #10, 2002.
- [10] **Лаврецкий Е.И., Стариков В.Д.** Поляризатор и поляризационный селектор для радиотелескопа «Радиоастрон» в диапазоне 18...26 ГГц. «Радиотехнические тетради» (РТФ МЭИ) № 24, 2002, стр. 58-61.