

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

Кафедра СВЧвысокочастотной и квантовой радиотехники
(СВЧиКР)

Основы автоматизированного проектирования антенных систем

ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

к лабораторной работе для магистрантов, направления 210400.68

"Радиотехника", профиль

"Микроволновая техника и антенны"

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

Кафедра СВЧвысокочастотной и квантовой радиотехники
(СВЧиКР)

УТВЕРЖДАЮ

Зав. каф. СВЧиКР

_____ Шарангович С.Н.

“ _____ ” _____ 2014г.

Основы автоматизированного проектирования антенных систем

ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

к лабораторной работе для магистрантов, направления 210400.68

"Радиотехника", профиль " Микроволновая техника и антенны"

Разработчики:

проф.кафедры СВЧиКР

_____ Г.Г. Гошин

ассистент кафедры СВЧиКР

_____ А.А. Трубачев

доцент кафедры СВЧиКР

_____ А.В. Фатеев

2014

УДК 621.372.62

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

Фазированная антенная решетка: Руководство к лабораторной работе по дисциплине «Основы автоматизированного проектирования антенных систем». — Томск: Томский гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2014. — 33 с.

В руководстве содержится методический материал по теории плоских антенн, антенных решеток и принципах их фазирования, а также и расчет плоского излучателя резонаторного типа. Также приводятся рекомендации по работе со средством автоматизированного проектирования, моделирования и электродинамического анализа *CST Microwave Studio*. Отмечаются основные теоретические положения, расчётные формулы.

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

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

© Гошин Г.Г. 2014

© Трубачев А.А. 2014

© Фатеев А.В. 2014

Оглавление

Введение.....	5
1 Краткие теоретические сведения.....	5
1.2 Антенные решетки.....	9
1.3 Фазированные антенные решетки.....	13
1.4 Распределители в виде закрытого тракта	13
2 Рекомендации по выполнению работы.....	17
2.1 Содержание отчета.....	17
2.2 Контрольные вопросы	18
2.3 Расчетное задание	18
3 Работа с программным обеспечением	19
Список литературы	32

Введение

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

1 Краткие теоретические сведения

1.1 Расчет параметров микрополосковых антенн

Моделирование микрополосковых антенн (рисунок 1.1), основанное на аналогии с линиями передач, позволяет лучше понять суть их принципа действия. В такой модели излучатель заменяется на линейный резонатор, рассчитанный приблизительно на половину длины волны, а излучение происходит вследствие действия граничных полей на его разомкнутых концах (*Bahl, Bhatia, 1980*). Увеличение ширины антенны приводит к повышению ее излучающей способности. Но при ширине антенны, превышающей некоторое оптимальное значение, начинают возбуждаться волны более высоких порядков, что ухудшает излучательные характеристики.

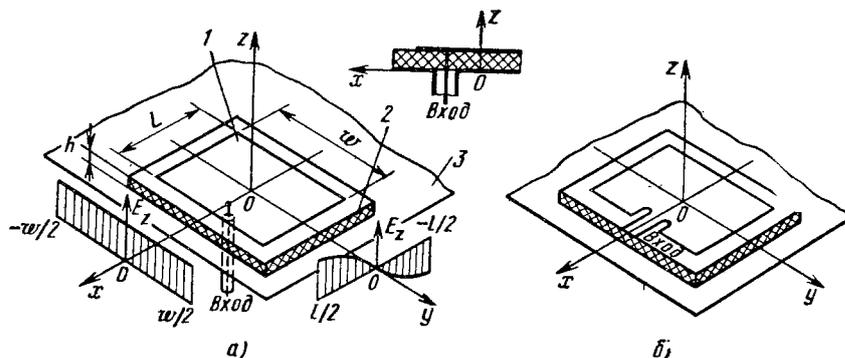


Рисунок 1.1 Прямоугольные микрополосковые антенны с питанием коаксиальной (а) и полосковой (б) линией

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

$$W = \frac{c}{2f_0} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \quad (1.1)$$

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

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1 + 12h}{W} \right)^{-1/2} \quad (1.2)$$

Длина излучателя равна:

$$L = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\varepsilon_e}} - 2\Delta l \quad (1.3)$$

где Δl – изменение длины из-за действия граничных полей на концах излучателя, ε_e — эффективная диэлектрическая проницаемость. Величину Δl можно оценить при помощи выражения:

$$\Delta l = 0.412h \frac{(\varepsilon_e + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_e - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (1.4)$$

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

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_s} \quad (1.5)$$

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

$$Q_r = \frac{2\omega\varepsilon_r L}{hG_{t/L} 4} \quad (1.6)$$

$$Q_c = h(\pi f \mu \sigma)^{1/2} \quad (1.7)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta}, \quad (1.8)$$

где

$$G_{t/L} = \frac{G_{rad}}{W} \quad (1.9)$$

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

$$f_n = \frac{nc}{4h(\varepsilon_r - 1)^{1/2}} \quad (1.10)$$

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

$$P_{TM_0} = 3.33 \frac{d}{\lambda_m} P_{\text{суммарная}} \quad (1.11)$$

где d – толщина подложки, λ_m – длина волны в материале подложки.

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

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q_t} \frac{S_{max} - 1}{\sqrt{S_{max}}} \quad (1.12)$$

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

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

$$D = \frac{4W^2 \pi^2}{I_1 \lambda_0^2} \quad (1.13)$$

$$I_1 = \int_0^\pi \sin^2 \left(\frac{kW \cos \theta}{2} \right) \tan^2 \theta \sin \theta d\theta \quad (1.14)$$

Полная направленность излучателя антенны может быть найдена при помощи формулы:

$$D_w = \frac{2D}{1 + g_{12}} \quad (1.15)$$

где взаимная проводимость g_{12} определяется как:

$$g_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \frac{\sin^2\left(\frac{\pi W \cos \theta}{\lambda}\right) \tan^2 \theta \sin \theta J_0\left(\frac{2\pi L}{\lambda} \sin \theta\right)}{G} d\theta \quad (1.16)$$

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

$$\eta = \frac{Q_t}{Q_r} \quad (1.17)$$

На рисунке 1.2 показаны зависимости эффективности и полосы частот антенны от высоты подложки и длины волны.

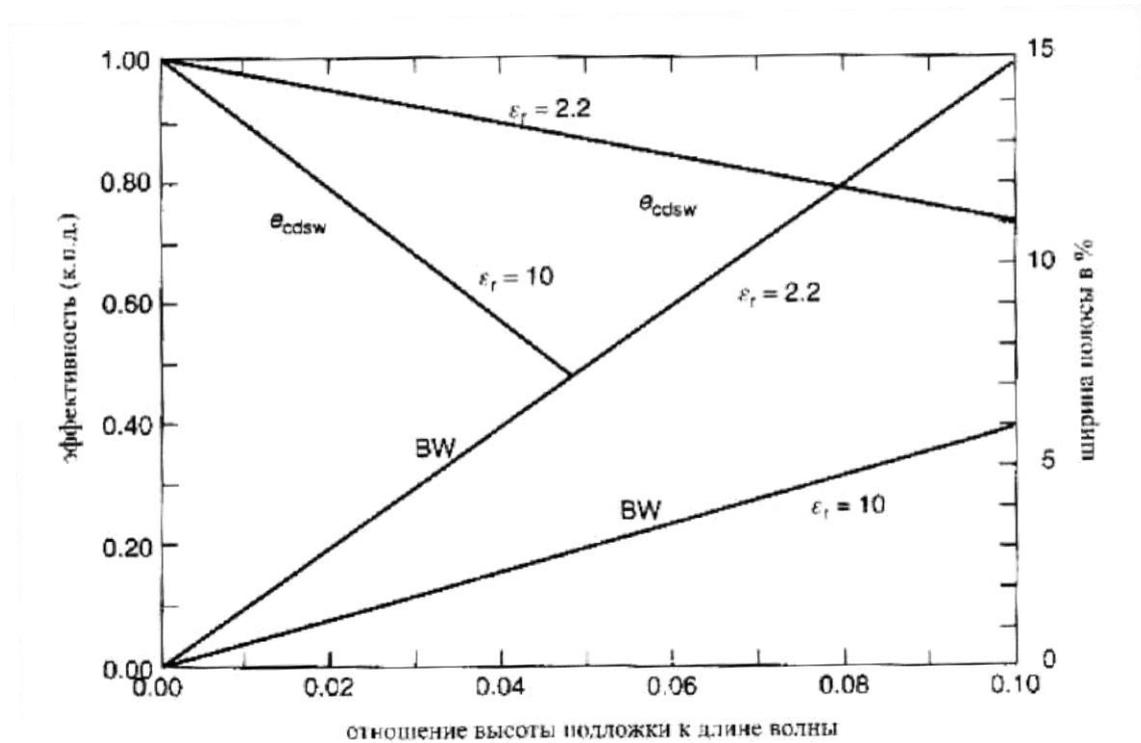


Рисунок 1.2. Эффективность и полоса частот микрополосковой антенны для подложек разной высоты (*BW* – полоса частот, ϵ_{cdsw} – эффективность, ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость)

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

Коэффициент связи между двумя соседними элементами определяется их относительным расположением. На рисунке 1.3 коэффициент взаимной связи между двумя элементами показан в виде функции от расстояния между ними в двух ортогональных плоскостях. Взаимная связь между элементами антенны осуществляется при помощи волн: пространственных, поверхностных и утечек, возникающих вследствие действия полей вдоль границы раздела воздух-диэлектрик и перемещающихся между элементами. Для электрически толстых подложек на значение коэффициента связи сильно влияют поверхностные волны в плоскости E , особенно при значительном расстоянии между элементами [1, 2].

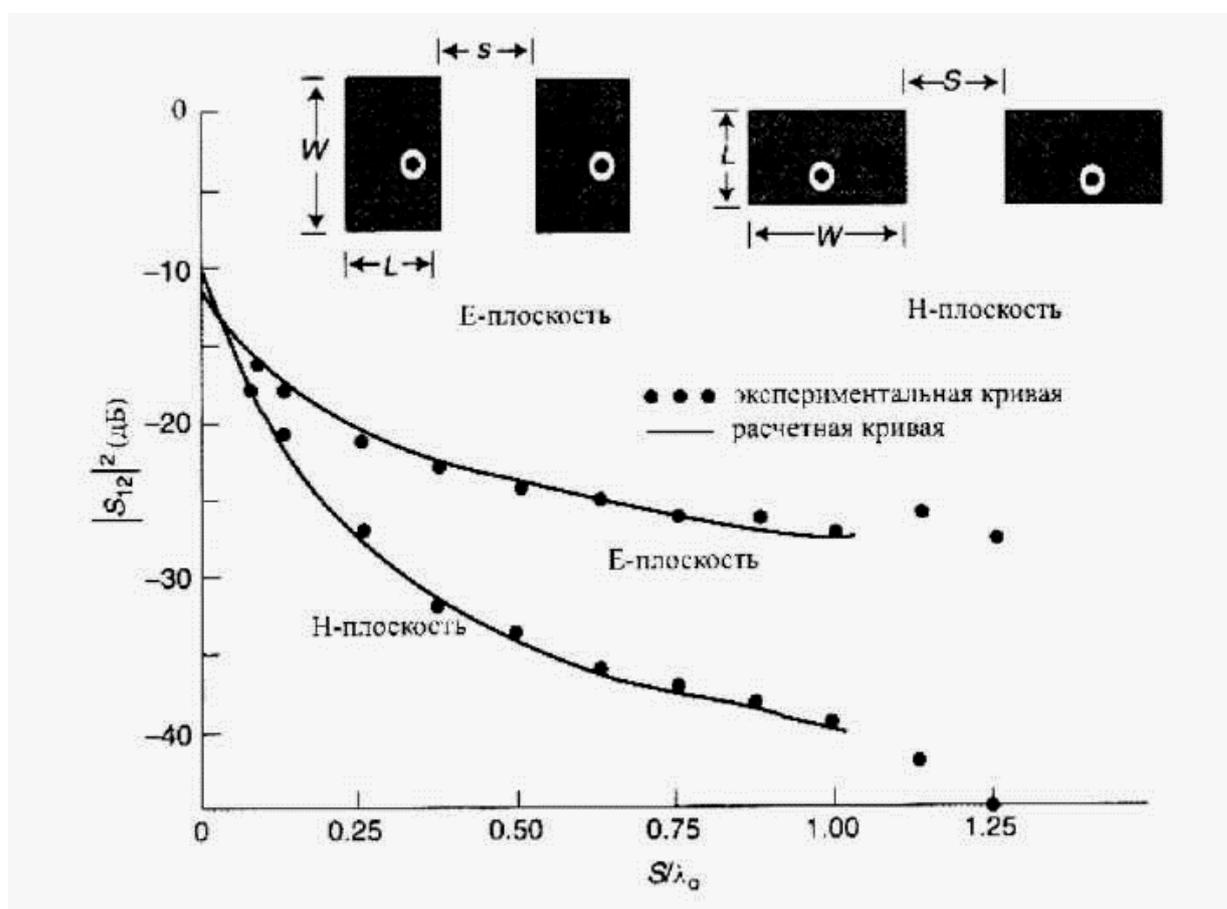


Рисунок 1.3 Коэффициент взаимной связи между двумя коаксиальными проводниками микрополосковой антенны в плоскостях E и H

1.2 Антенные решетки

Сканирование, т. е. перемещение луча антенны в пространстве, может осуществляться механическим, электромеханическим и чисто электрическим

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

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

Электрическое сканирование реализуется в многоэлементных антенных решетках. Различают фазовое, амплитудное и частотное сканирование. В фазовом способе сканирования регулируются только фазовые сдвиги на входах отдельных излучателей решетки при почти не меняющемся амплитудном распределении. В амплитудном способе сканирования перемещение луча осуществляется переключением входов многолучевой антенной системы, т. е. происходит коммутация парциальных ДН. При частотном способе электрического сканирования управление фазовыми сдвигами элементов антенной решетки происходит при изменении только одного параметра — частоты колебаний, что требует создания специальных частотно-зависимых схем возбуждения элементов решетки.

Принципы управления положением луча антенной решетки при изменении закона фазирования излучателей были известны еще в 20—30-х годах, однако практическая реализация сканирующих антенных решеток с

электрическим управлением задержалась до 50—80-х годов. Именно в это время с возрастанием скоростей самолетов, появлением ракет и освоением космоса резко возросли требования к быстродействию радиолокационных средств: Решающее значение сыграло появление ЭВМ, без которых было бы немыслимо скоординировать работу многих сотен или даже тысяч излучателей сканирующей антенной решетки. Немаловажной предпосылкой реализации электрического сканирования явились также успехи в разработке быстродействующих полупроводниковых и ферритовых управляющих устройств.

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

1. Электрическое сканирование в широком секторе углов.

2. Получение ДН заданной формы путем регулирования амплитуд и фаз возбуждения отдельных излучателей.

3. Возможность когерентного сложения в одном луче мощностей многих генераторов или усилителей мощности колебаний СВЧ для получения больших мощностей излучения, недостижимых в обычных антеннах из-за ограниченной электрической прочности.

4. Более полное извлечение информации из проходящих к антенне электромагнитных волн в результате применения сложных методов совместной параллельной обработки сигналов, принимаемых отдельными элементами антенной системы.

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

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

Практическая реализация управляемых антенных решеток осложняется рядом специфических трудностей. К числу мешающих факторов относятся: появление фазовых ошибок в раскрыве из-за неточности действия управляющих устройств, из-за дискретности фазирования, рассогласования и

взаимосвязи элементов при сканировании; появление дополнительных потерь мощности СВЧ в управляющих устройствах; относительная узкополосность, связанная с возможностью появления побочных главных максимумов, и др. Немалые трудности проистекают из-за высокой начальной стоимости и сравнительно больших эксплуатационных расходов, связанных с периодическими проверками, подстройками и заменой отказавших элементов.

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

1.3 Фазированные антенные решетки

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

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

1.4 Распределители в виде закрытого тракта

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

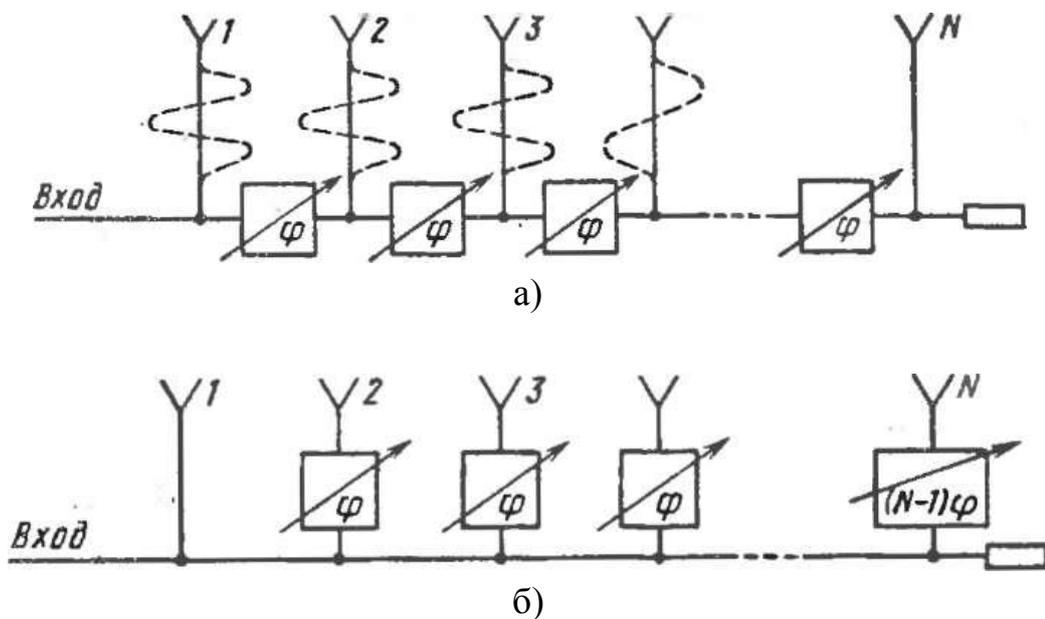


Рисунок 1.4 Схемы последовательного питания излучателей ФАР

Классическая схема последовательного питания линейной эквидистантной решетки показана на рисунке 1.4, а. Мощность к каждому излучателю ответвляется от главного тракта, и одинаковые проходные фазовращатели включаются в главный тракт между отводами к соседним излучателям. В качестве ответвляющих элементов могут использоваться реактивные тройники со слабой связью в боковое плечо, а также направленные ответвители с малой связью (развязанное плечо ответвителя замыкается на согласованную нагрузку). Схема компактна, все фазовращатели управляются по одному и тому же закону, так как для отклонения луча на определенный угол фазовый сдвиг между соседними излучателями должен быть одинаковым по длине решетки. В результате упрощается система управления фазовращателями. Однако последовательная схема имеет ряд существенных недостатков. Во-первых, происходит накопление и возрастание фазовых ошибок и потерь к концу решетки, в связи с чем допустимо использование только точных фазовращателей с очень малыми потерями. Во-вторых, через ближайший ко входу фазовращатель проходит почти вся излучаемая мощность и, таким образом, требуются фазовращатели с повышенной электрической прочностью. В-третьих, электрическая длина путей сигналов от общего входа до каждого излучателя оказывается существенно различной, и это может приводить к нежелательному расфазированию решетки на краях рабочей полосы частот. Для выравнивания электрических длин в линии питания излучателей следует включать компенсирующие отрезки линий (штриховые линии на рисунок

1.4), что увеличивает размеры распределителя, а потому он уже не является компактным. Фазовращатели в последовательной схеме могут включаться в боковые отводы от главного тракта (рисунок 1.4, б), однако при этом теряется простота схемы управления.

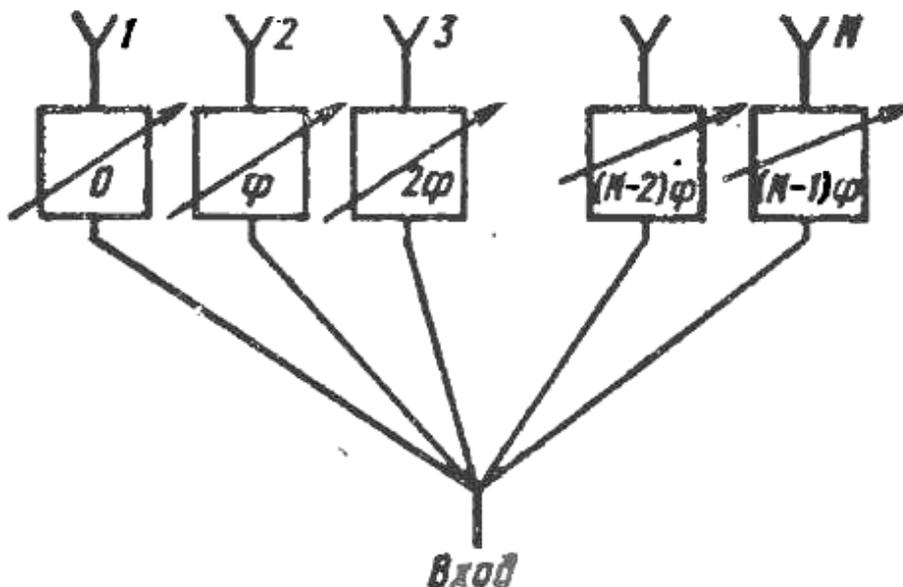


Рисунок 1.5 Схема параллельного питания излучателей ФАР

Параллельная схема питания N -элементной решетки показана на рисунок 1.5. Эта схема имеет ряд важных преимуществ. Во-первых, можно использовать сравнительно маломощные фазовращатели, так как через каждый из них проходит только $1 / N$ излучаемой мощности. Во-вторых, общие потери мощности в управляющих устройствах определяются ослаблением лишь одного фазовращателя, и поэтому можно использовать фазовращатели с ослаблением, достигающим 1,0—1,5 дБ. Важным преимуществом параллельной схемы является отсутствие накопления фазовых ошибок вдоль раскрыва и возможность выравнивания длины отдельных каналов для обеспечения широкополосности.

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

Особым случаем схемы параллельного питания является показанная на рисунок 1.6, а двоично-этажная схема типа «елочка», в каждом узле которой происходит каскадное деление мощности на две части (возможны варианты схемы с каскадным делением и на большее число частей). В качестве

делителей мощности в узлах «елочки» можно использовать простые тройники, мосты, кольцевые резистивные делители мощности. Положительным свойством «елочки» является равенство электрических длин всех каналов, а недостатком — некоторая громоздкость. Используя «елочку» можно упростить схему управления решеткой, если включить фазовращатели в каждый этаж (рисунок 1.6, б). В этом случае для получения линейного фазового распределения с шагом 2φ между соседними излучателями все фазовращатели каждого этажа должны отрабатывать одинаковый фазовый сдвиг φ (с точностью до знака) и число управляющих сигналов уменьшается до числа этажей схемы.

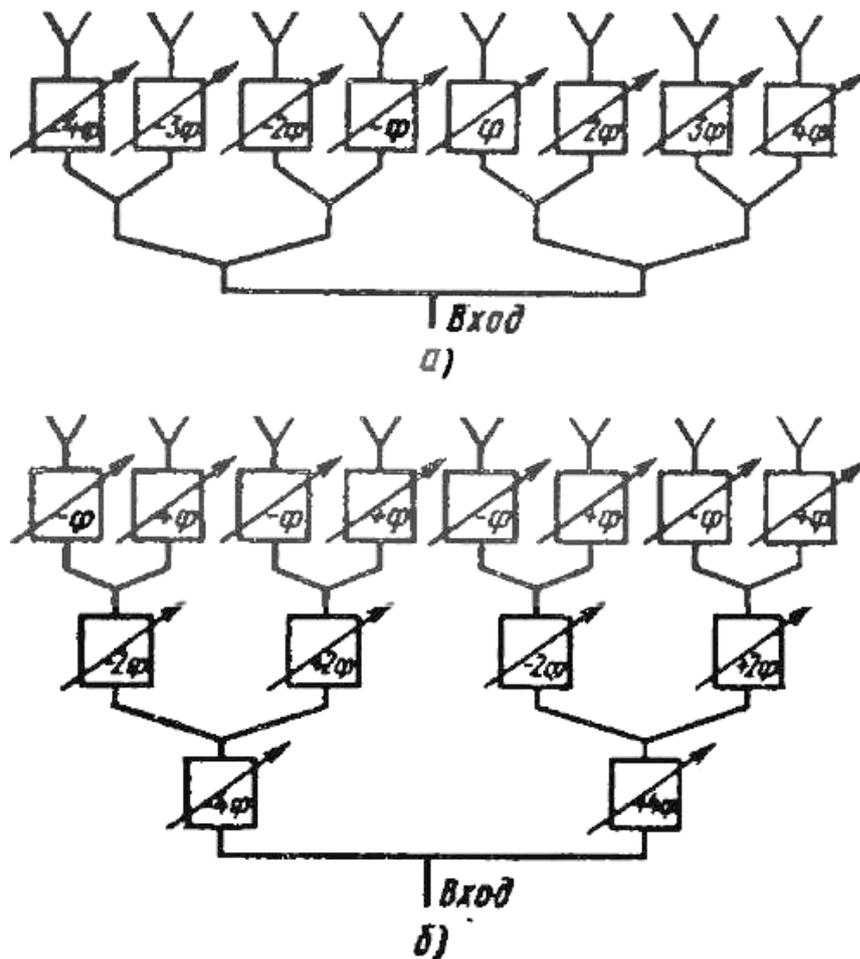


Рисунок 1.6 Двоично-этажная схема питания излучателей ФАР

При создании двумерных сканирующих антенных решеток возможны различные комбинации последовательных и параллельных схем питания, особенно если вся решетка предварительно разбита на подрешетки меньших размеров. При выборе той или иной схемы закрытого тракта вопросы определения допустимых ослаблений управляющих элементов, пропускаемой мощности, точности фазирования и допустимой сложности системы

управления решают компромиссно. Неоспоримым преимуществом закрытых трактов является возможность равномерного распределения мощности между излучателями (или создание иного заданного амплитудного распределения) и отсутствие паразитного неуправляемого излучения, присущего схемам оптического питания [3].

2 Рекомендации по выполнению работы

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

Для каждого варианта данные задаются из таблицы 2.1

Таблица 2.1

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

2.1 Содержание отчета

Отчет о проделанной работе должен содержать следующие разделы:

Цель работы;

Краткая теория;

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

Выводы по проделанной работе

2.2 Контрольные вопросы

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

2.3 Расчетное задание

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

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

диаметр внутреннего проводника $d1 = 1$ мм;

диаметр внешнего проводника $d2 = 3,447$ мм;

Частота излучения антенны 10 ГГц.

3 Работа с программным обеспечением

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

2. В качестве возбуждающей линии используйте коаксиальную линию с диаметром внутреннего проводника $d1 = 1$ мм и диаметром внешнего проводника $d2 = 3,447$ мм и заполнением из диэлектрика подложки. Для задания координат установки коаксиальной линии создайте переменные $x = 0$, $y = 0$. В итоге получите структуру, изображенную на рисунке 3.1.

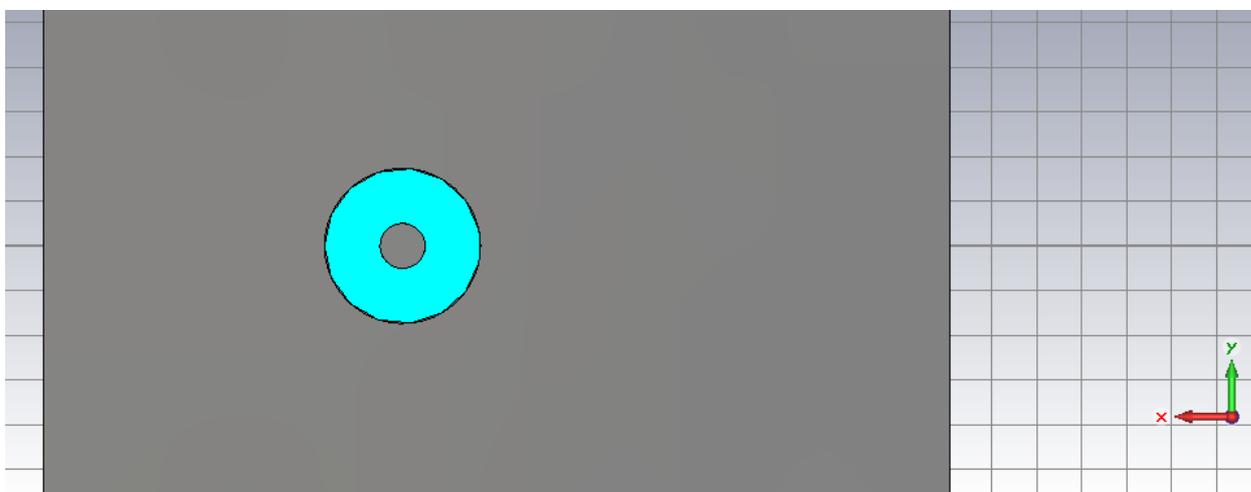


Рисунок 3.1

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

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

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

4. Установите волноводный порт в месте подключения коаксиальной линии.

5. Для расчета диаграммы направленности необходимо установить монитор поля, выбрав в качестве монитора *Farfield/RCS* на частоте 10 ГГц, как показано на рисунке 3.2.

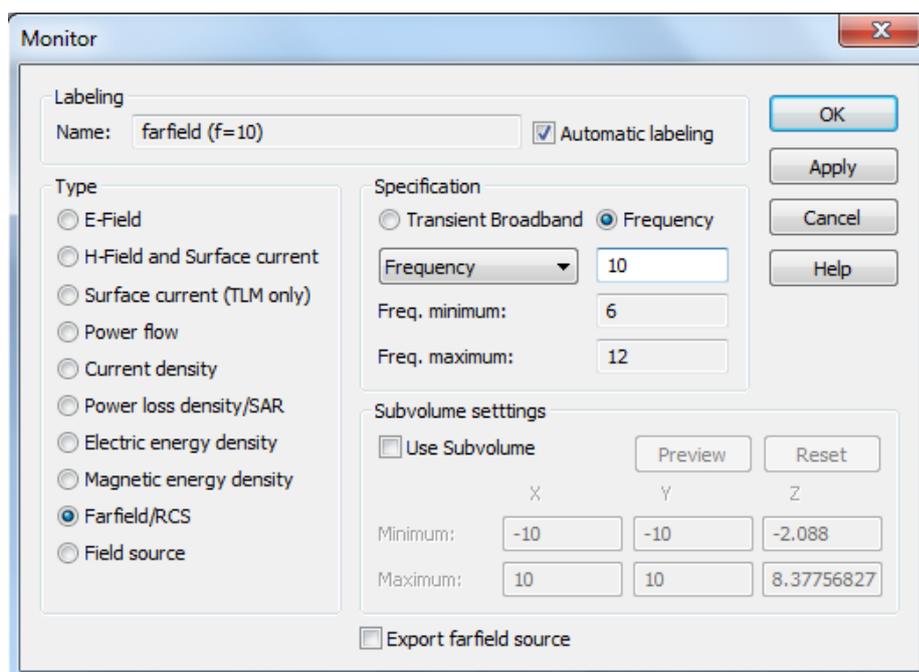


Рисунок 3.2

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

7. После окончания расчета в каталоге *Farfields* дерева навигации появится папка *Farfield (f = 10)* в которой расположена смоделированная диаграмма направленности антенны (ДНА). В CST Microwave Studio ДНА может быть представлена в качестве трехмерного (рисунок 3.3), двухмерного распределения (рисунок 3.4), в полярных (рисунок 3.5) и в декартовых (рисунок 3.6) координатах. Переключение между режимами осуществляется выбором соответствующей иконки на вкладке *Farfield Plot* при выборе ДНА.

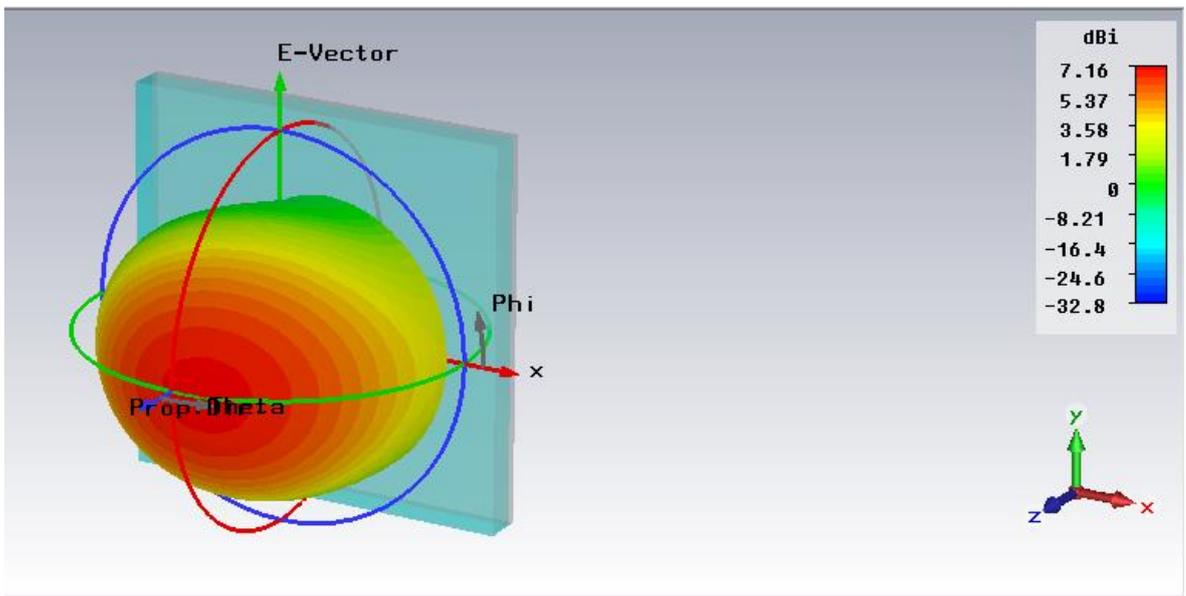


Рисунок 3.3

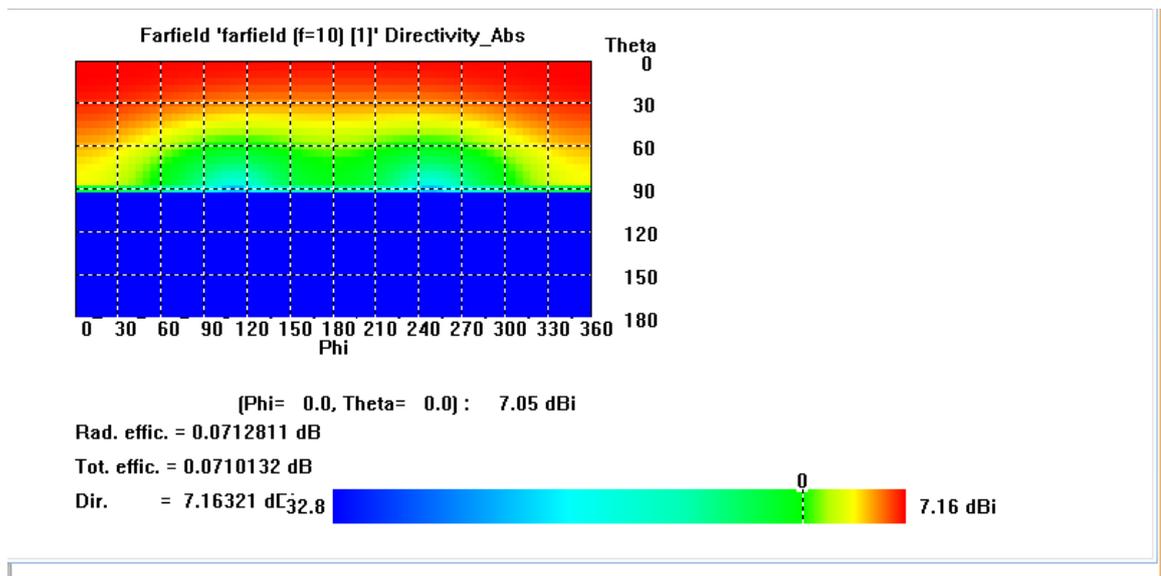


Рисунок 3.4

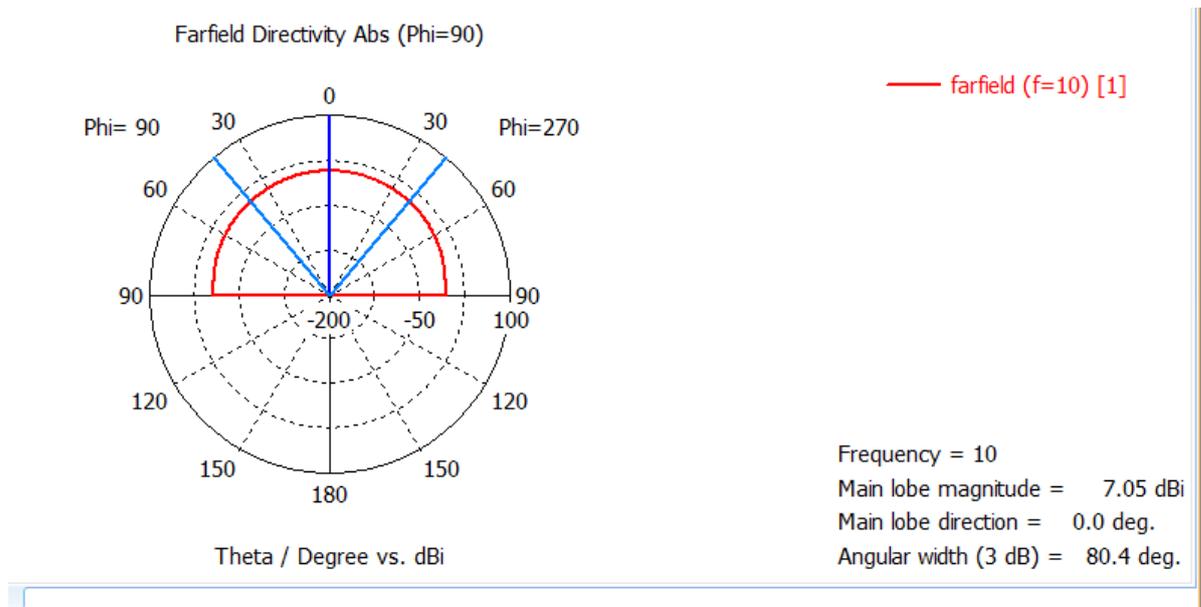


Рисунок 3.5

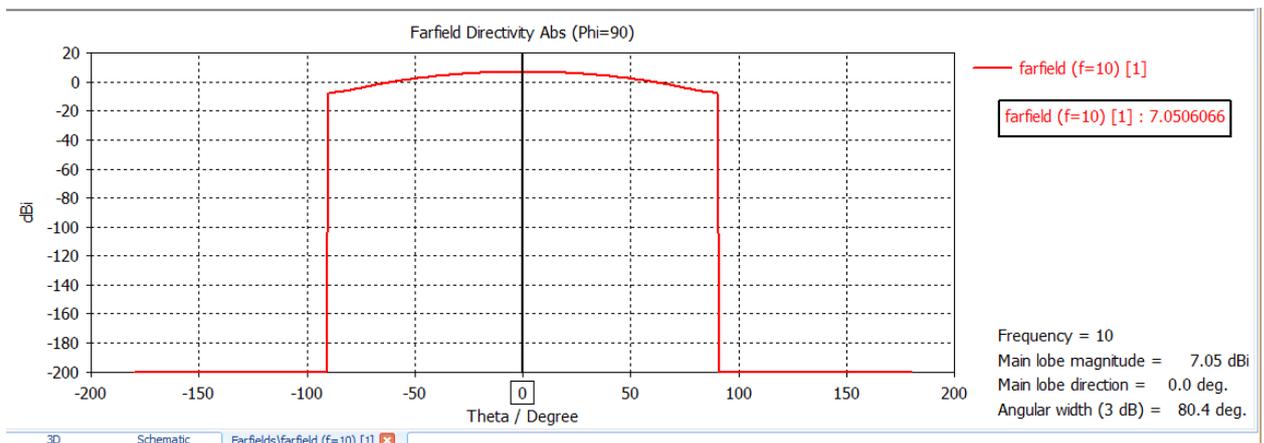


Рисунок 3.6

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

8. Рассмотрим смоделированный график зависимости $S_{1,1}$ от частоты нашей модели антенны. Как мы видим, частота минимума коэффициента отражения от входа антенны несколько отличается от рассчитанной теоретически. Для того, чтобы добиться требуемой частоты излучения используем инструмент оптимизации параметров структуры. Для этого необходимо перейти к настройкам частотного метода анализа структуры (*Frequency Domain Solver*).

В появившемся окне нажмите кнопку *Optimizer...*

Окно настроек оптимизации состоит из трех вкладок (рисунок 3.7):

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

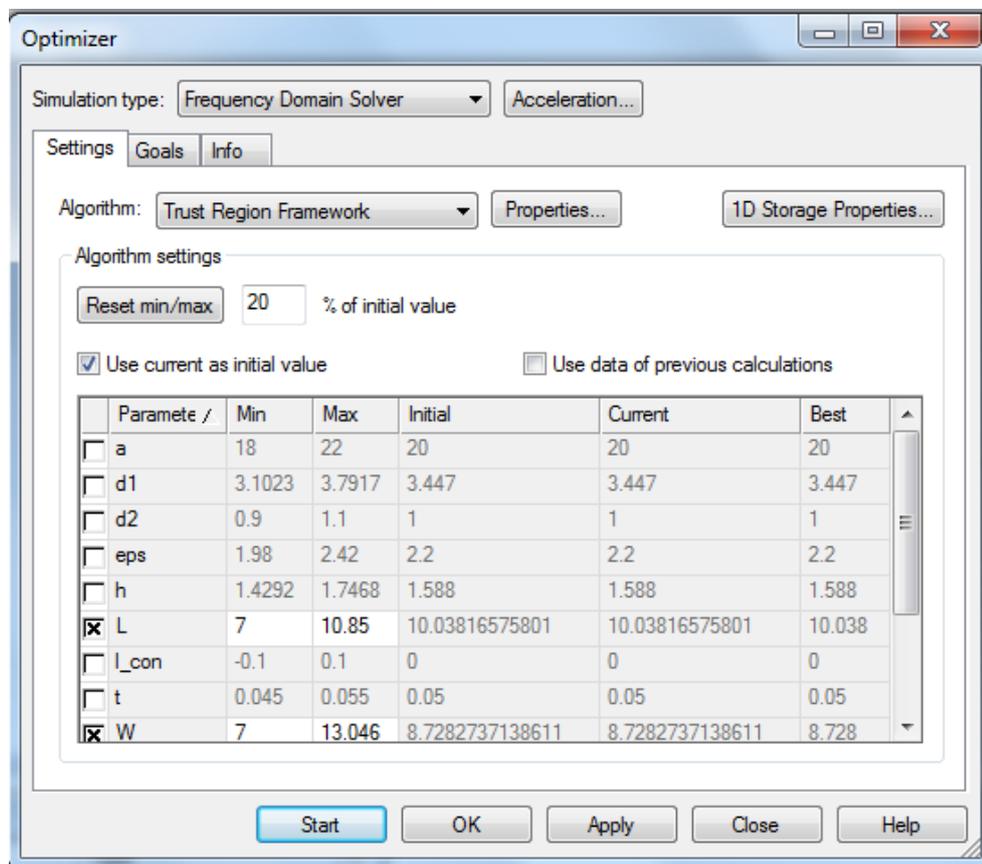


Рисунок 3.7

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

L – от 7 до 11 мм;

W – от 7 до 13 мм;

x – от 0 до $W/2$.

На вкладке *Goals* необходимо задать цели оптимизации. Интересующий нас параметр это модуль коэффициента отражения от входа антенны $S_{1,1}$, значение которого должно быть меньше 40 дБ на частоте 10 ГГц. После добавления требуемой цели получим окно следующего вида, представленного на рисунке 3.8.

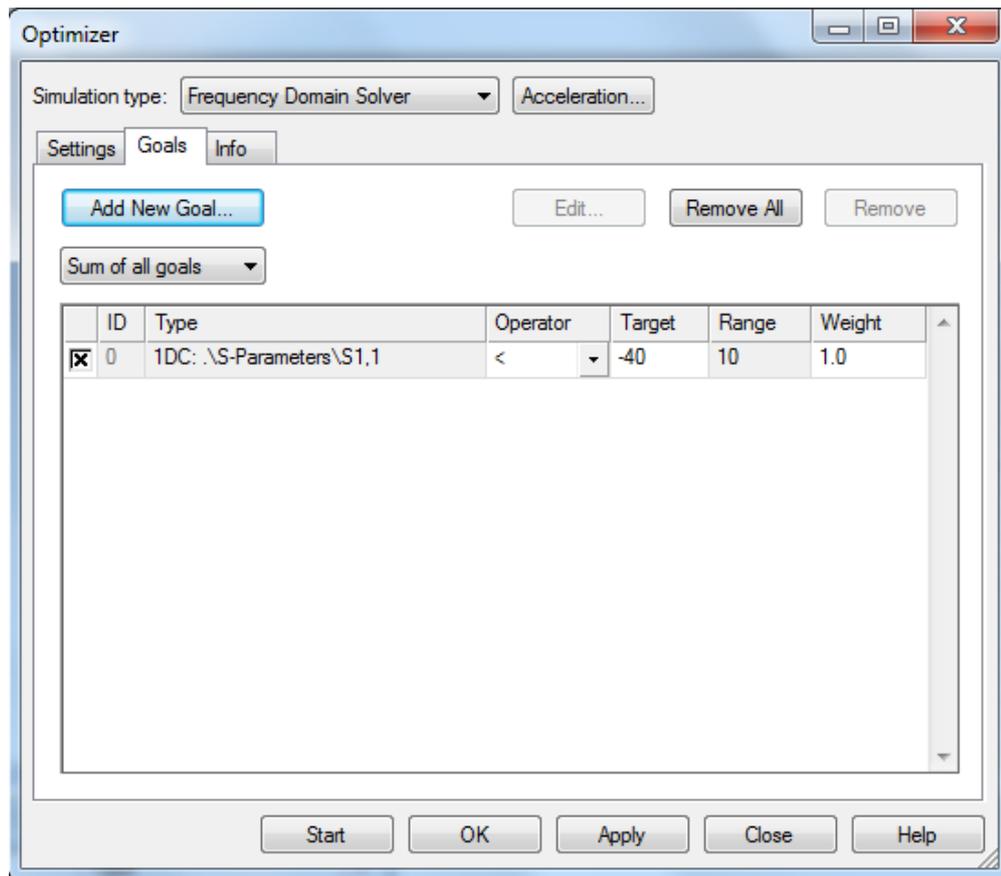


Рисунок 3.8

После нажатия кнопки *Start* начнется процесс подбора необходимых значений переменных для достижения поставленной цели. Все графики зависимостей интересующего параметра ($S_{1,1}$) появятся в дереве навигации в папке *Tables* и имеет вид, представленный на рисунке 3.9. Для просмотра значений переменных для конкретной кривой нажмите правой кнопкой мыши на графике и выберите пункт *Curve Info* (Информация о кривых). В появившемся окне можно получить интересующую информацию о всех кривых.

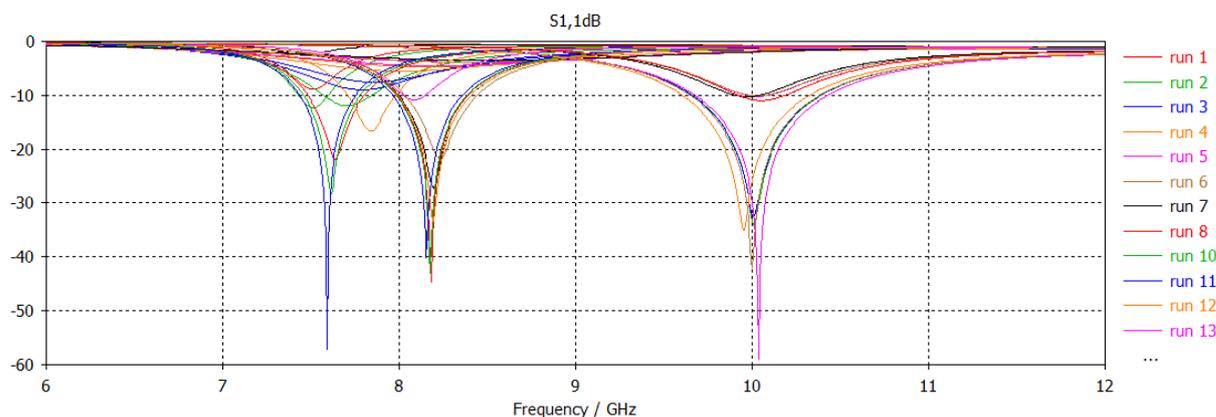


Рисунок 3.9

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

Микрорешетчатая антенна (МПА) обладает низкой направленностью. Для повышения коэффициента направленного действия (КНД) часто МПА объединяют в антенные решетки. Множитель направленности линейной антенной решетки вычисляется по формуле:[4].

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

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

θ – угол, отсчитываемый от перпендикуляра к оси решетки,

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

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

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

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

Первый способ – использование функции *Farfield array* на вкладке *Farfield plot* при выборе ДНА в дереве навигации. Этот способ доступен после полного анализа одного элемента решетки (микрорешетчатой антенны). При выборе данной функции открывается меню, представленное на рисунке 3.10.

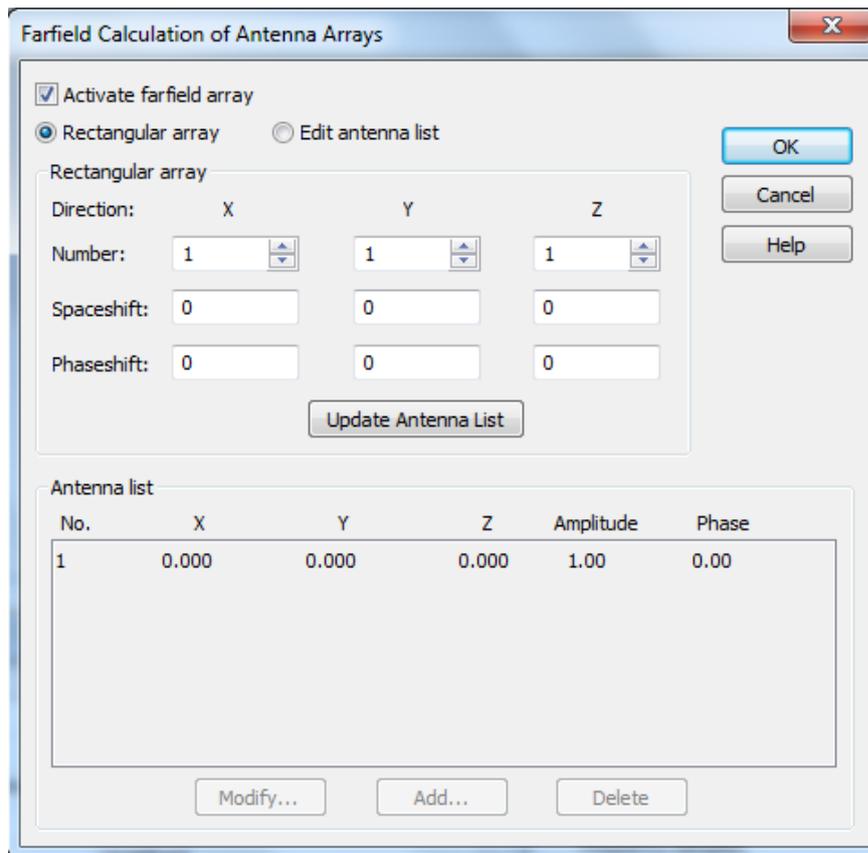


Рисунок 3.10

На рисунке 3.11 изображен принцип работы данной функции.

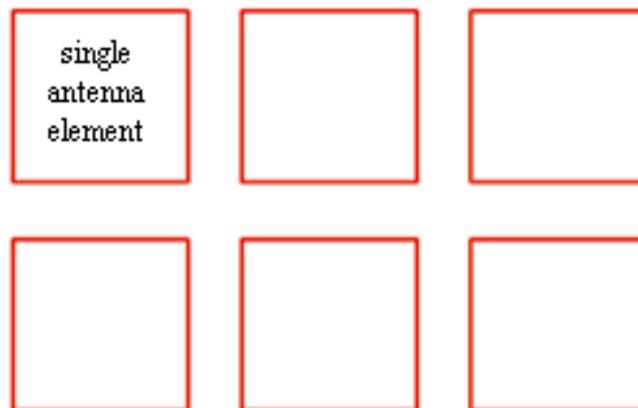


Рисунок 3.11

В таблице *Rectangular array* задается :

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

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

Выберем количество элементов по осям $X - 5$, $Y - 5$, $Z - 1$. Выберем расстояние между элементами согласно условию (4.18), например 20 мм и фазовый сдвиг равный нуль градусов. После этого диаграмма направленности антенной решетки примет вид, изображенный на рисунке 3.12.

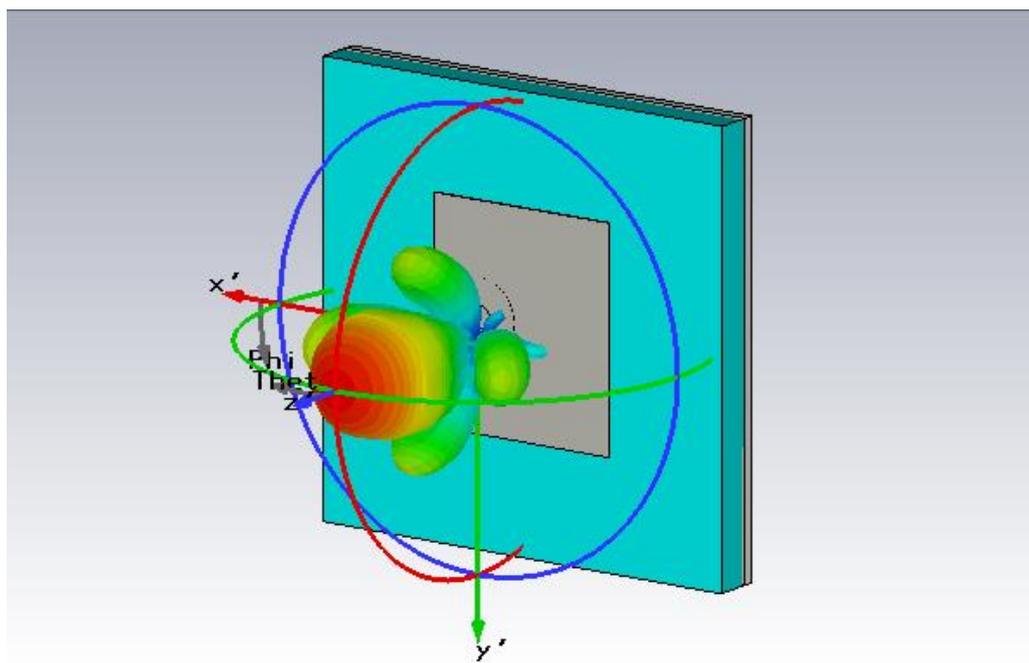


Рисунок 3.12

Второй способ – использование встроенного мастера – *Array Wizard* на вкладке *Home* в меню *Macros – Wizard*. Общий вид меню представлен на рисунке 3.13.

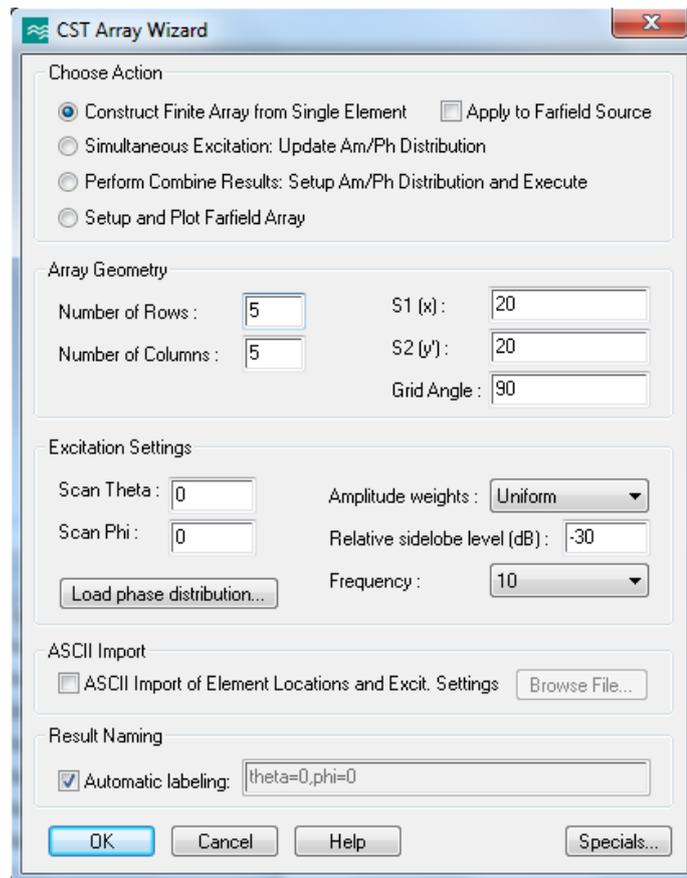


Рисунок 3.13

Основные параметры и принцип работы с мастером описанные в [5] представлены ниже.

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

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

Следующие рисунки иллюстрируют некоторые возможности этого мастера.

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

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

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

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

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

В итоге получим решетку, изображенную на рисунке 3.14.

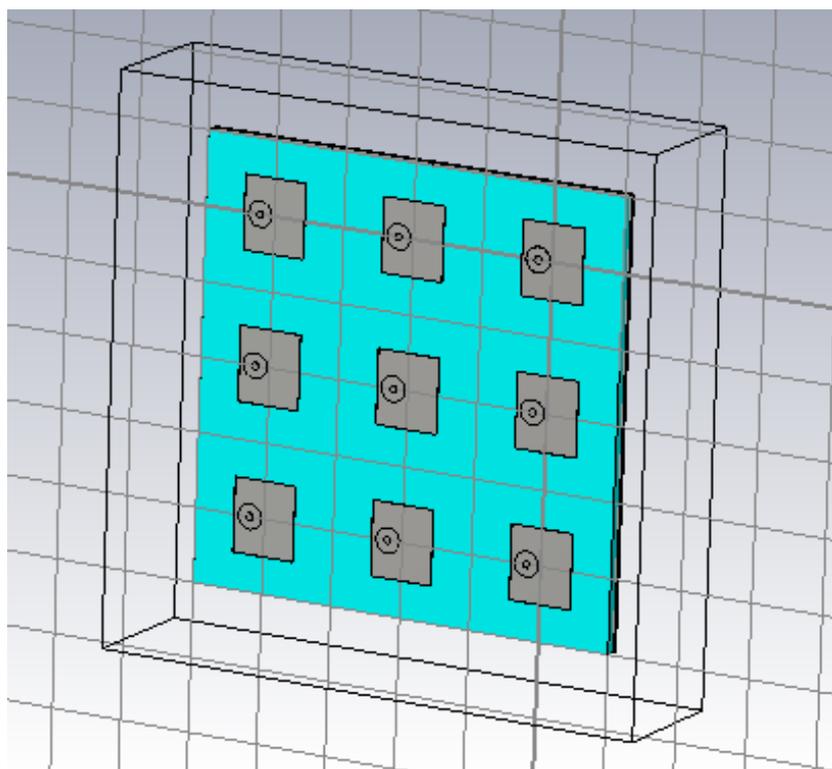


Рисунок 3.14

Проведем анализ новой построенной структуры. В итоге после расчета, в дереве навигации, рассмотрим рассчитанную диаграмму направленности антенной решетки (Рисунок 3.15).

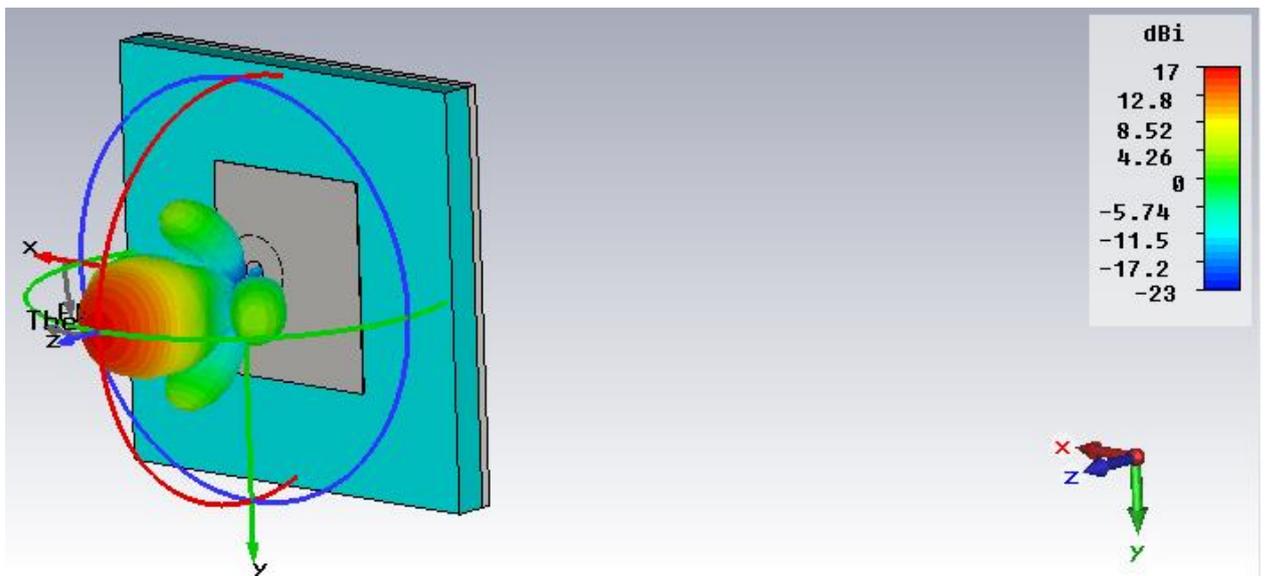


Рисунок 3.15

Как видно из рисунка 3.15, рассчитанная диаграмма направленности полной решетки, соответствует рассчитанной ранее.

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

Для наглядного просмотра работы фазированной решетки вернемся к анализу отдельного элемента (Для этого отредактируем *History List*, то есть удалим все пункты после расчета единичного элемента). Далее, в меню *Farfield array* на вкладке *Farfield plot* выставим количество элементов по осям X , Y равное 5. Изменяйте значение сдвига фаз по оси X от 0 до 180 градусов (при значении сдвига фаз по оси Y равное 0). Зафиксируйте полученные ДНА. На рисунке 3.16 изображена ДНА при сдвиге фаз по оси X равным 90 градусов.

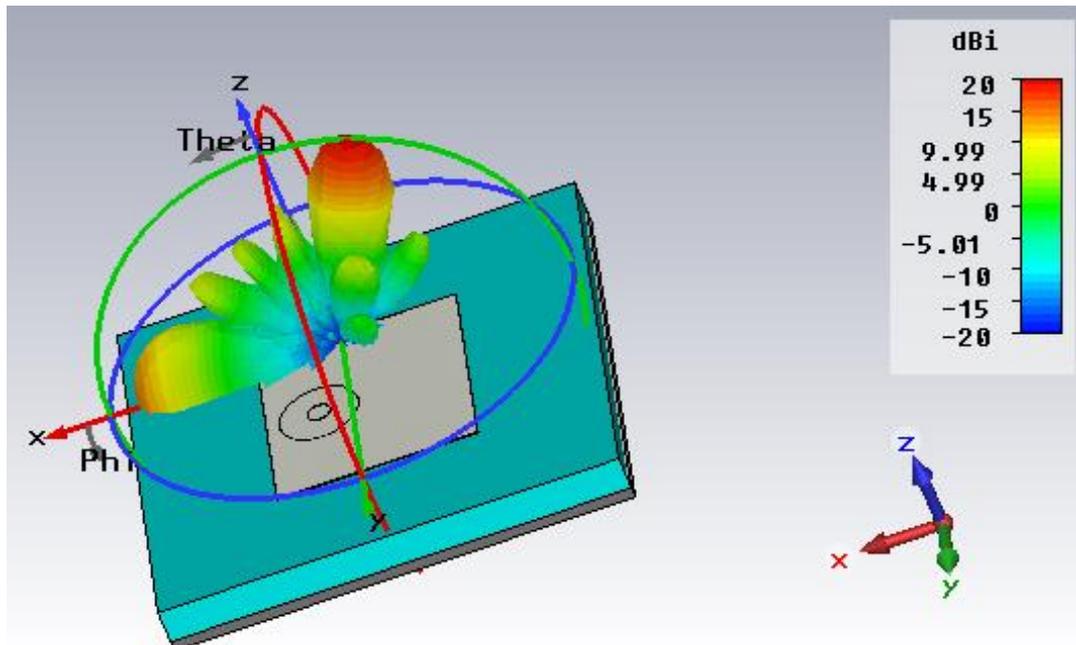


Рисунок 3.16

Затем изменяйте значение сдвига фаз по оси Y от 0 до 180 градусов (при значении сдвига фаз по оси X равное 0). Зафиксируйте полученные ДНА. На рисунке 3.17 изображена ДНА при сдвиге фаз по оси Y равным 90 градусов.

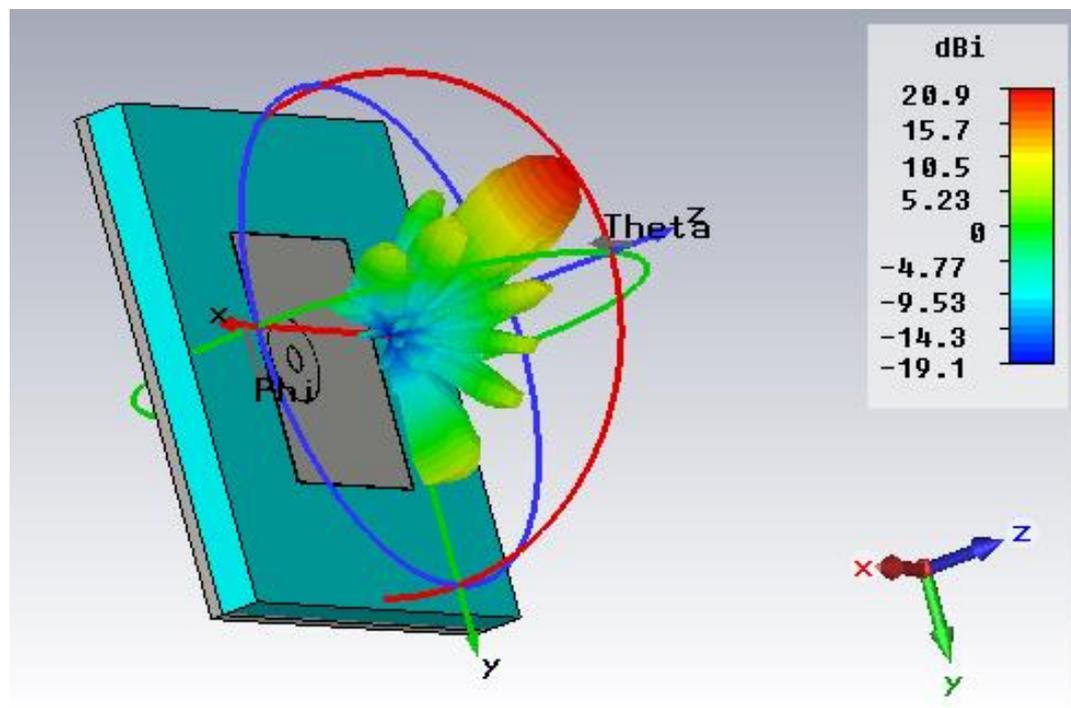


Рисунок 3.17

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

Список литературы

1. Лысенко И.Е. Курс лекций: «Компоненты микросистемной техники. Семестр 6» Лекция №27: «Микроантенны» [Электронный ресурс] // Дисциплина "физические основы микро- и наносистемной техники" URL: http://fep.tti.sfedu.ru/russian/kes/subjects/kmst/lecture_27.doc.
2. Balanis C. Antenna Theory, 3rd Edition, Wiley, 2005, 1073 p.
3. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: Учеб. для радиотехнич. спец. вузов. – М.: Высш. шк., 1988. – 432 с.
4. Системы автоматизированного проектирования СВЧ устройств: учебно-методическое пособие для практических занятий и самостоятельной работы [Электронный ресурс] / сост.: А. А. Ерохин, Е. А. Литинская, В. С. Панько, Ю. П. Саломатов. – Электрон. дан. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2013.
5. CST Studio 2014 [Электронный ресурс]. – Computer Simulation Technology, 2014. 1 электрон. опт. диск (DVD-ROM).

Учебное издание

Гошин Геннадий Георгиевич
Трубачев Анатолий Андреевич
Фатеев Алексей Викторович

ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА

Руководство к лабораторной работе

Формат 60x84 1/16. Усл. печ. л.-----.

Тираж экз. Заказ-----.

Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники.

634050, Томск, пр. Ленина, 40.

Тел. (3822) 533018.