

Министерство образования и науки Российской Федерации

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ  
(ТУСУР)

**Лабораторный практикум «Антенны»**

Учебное пособие

2018

УДК 621.372.62

**Рецензенты:**

к.ф.-м.н., доцент кафедры радиофизики НИТГУ

Балзовский Е.В.

к.ф.-м.н., доцент кафедры «Радиотехника» ИИФиРЭ

Лемберг К.В.

Лабораторный практикум «Антенны»: Учебное пособие/ Фатеев А.В.,  
Запасной А.С., Клоков А.В., Левяков В.В., Юнчис А.Ф. — Томск: Томский  
гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2018. — 66 с.

В пособии содержатся рекомендации по работе с системой автоматизированного проектирования, EMPro и электродинамическому моделированию антенн.

Учебное пособие предназначено для студентов технических вузов, обучающихся по направлениям подготовки «Радиотехника» и «Радиоэлектронные системы и комплексы»

© Томск. гос. ун-т систем упр. и  
радиоэлектроники, 2018

© Фатеев А.В. 2018

© Запасной А.С. 2018

© Клоков А.В. 2018

© Левяков В.В. 2018

© Юнчис А.Ф. 2018

## Оглавление

Лабораторная № 1 Волноводные антенны .....	4
Лабораторная работа №2 Печатный излучатель .....	24
Лабораторная работа №3 Линейная антенная решётка .....	39
Лабораторная работа №4 Влияние амплитудного распределения в линейных АР .....	54
Список использованной литературы.....	66

# Лабораторная № 1 Волноводные антенны

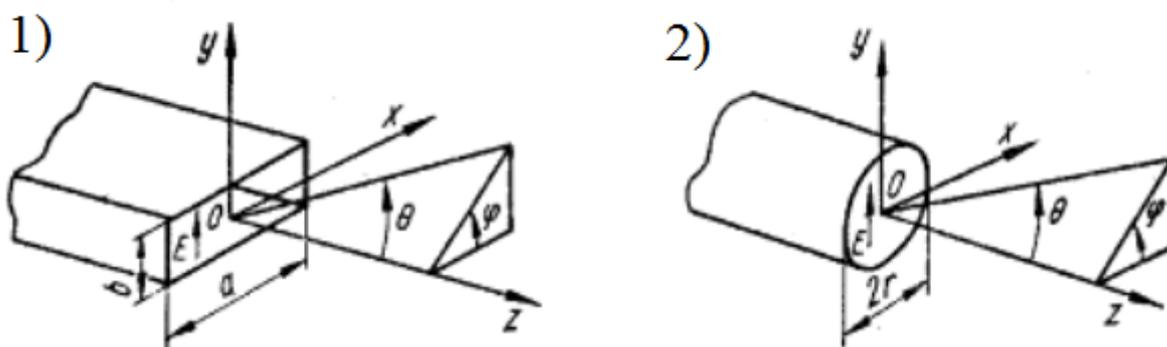
## Введение

**Цель работы:** изучение принципов работы программного обеспечения для электромагнитного моделирования устройств *EMPro* и изучения процесса распространения волн в апертурных антеннах.

## 1 Краткие теоретические сведения

### 1.1 Излучатель в виде открытого конца волновода

Простейшей антенной можно считать открытый конец волновода (рис. 1.1). Такие антенны находят применение в качестве облучателей зеркальных и линзовых антенн, а также используются как самостоятельные слабонаправленные антенны. На практике используются волноводные излучатели круглого, прямоугольного и эллиптического сечений.



а) Размер широкой стенки волновода, б) размер узкой стенки.

1) Волновод прямоугольного сечения; 2) волновод круглого сечения.

Рисунок 1.1 – Открытый конец волновода

Прямоугольный волновод обычно возбуждается волной  $H_{10}$ , для чего размеры волновода выбираются в пределах  $0,5\lambda < a < \lambda$ ,  $b < 0,5\lambda$ . Излучатели круглого сечения возбуждаются, как правило, волной  $H_{11}$ , а отсутствие волн других типов обеспечивается при диаметре  $d < 0,77\lambda$  [1].

Нормированная диаграмма направленности (ДН) открытого конца прямоугольного волновода в главных плоскостях имеет вид:

$$\bar{F}(\theta^H) \cong \frac{\cos\left(\frac{\pi \cdot a}{\lambda} \cdot \sin(\theta^H)\right)}{1 - \left(\frac{2 \cdot a}{\lambda} \cdot \sin(\theta^H)\right)^2} \cdot \frac{1 + \cos(\theta^H)}{2}; \quad (1.1)$$

$$\bar{F}(\theta^E) \cong \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot b}{\lambda} \cdot \sin(\theta^E)\right)}{\frac{\pi \cdot b}{\lambda} \cdot \sin(\theta^E)} \cdot \frac{1 + \cos(\theta^E)}{2}; \quad (1.2)$$

где  $\theta^H$ ,  $\theta^E$  - углы, отсчитываемые от нормали к раскрытию в плоскостях  $H$  и  $E$ , соответственно.

Ширина ДН в главных плоскостях может приближенно рассчитываться по формулам:

$$2\theta_{0,5}^E \approx 51^\circ \cdot \frac{\lambda}{b}; \quad (1.3)$$

$$2\theta_{0,5}^H \approx 68^\circ \cdot \frac{\lambda}{a}; \quad (1.4)$$

$$b \cong 0,45 \cdot a. \quad (1.5)$$

Для расчета коэффициента использования поверхности (КИП) и коэффициента направленного действия в направлении максимума ДН используются формулы:

$$V \approx 0,81;$$

$$D_0 = 4 \cdot \pi \cdot V \cdot \frac{a \cdot b}{\lambda^2}. \quad (1.6)$$

Поляризация поля излучения открытого конца прямоугольного волновода с волной  $H_{10}$  линейная, вектор  $\vec{E}$  поля излучения ориентирован

параллельно узкой стенке волновода. Излучатель имеет точечный фазовый центр, расположенный в центре апертуры.

Открытый конец прямоугольного волновода недостаточно хорошо согласован со свободным пространством и имеет КСВ порядка 1,6 – 1,9. Это связано с тем, что волновое сопротивление прямоугольного волновода лежит в пределах 560 – 590 Ом и значительно отличается от волнового сопротивления свободного пространства, равного 377 Ом.

Нормированную ДН открытого конца круглого волновода можно рассчитать по формулам:

$$\bar{F}(\theta^E) \cong \left| \frac{1 + \cos(\theta^E)}{2} \cdot \Lambda_1(u_1) \right|; \quad (1.7)$$

$$\bar{F}(\theta^H) \cong \left| \frac{1 + \cos(\theta^H)}{2} \cdot \Lambda_2(u_2) \right|; \quad (1.8)$$

где  $u_1 = k \cdot a \cdot \sin(\theta^E)$ ,  $u_2 = k \cdot a \cdot \sin(\theta^H)$ ,  $a$  – радиус волновода.

$$\Lambda_n(u) = \frac{n! \cdot J_n(u)}{\left(\frac{u}{2}\right)^n}; \quad (1.9)$$

где  $\Lambda_n(u)$  - лямбда-функция порядка  $n$ .

Ширина ДН оценивается по формулам:

$$2\theta_{0,5}^E \approx 69^\circ \cdot \frac{\lambda}{2 \cdot a}; \quad (1.10)$$

$$2\theta_{0,5}^H \approx 93^\circ \cdot \frac{\lambda}{2 \cdot a}. \quad (1.11)$$

Для КИП и КНД в направлении максимума ДН имеем:

$$V \approx 0,84;$$

$$D_0 = V \cdot \left( \frac{2 \cdot \pi \cdot a}{\lambda} \right)^2. \quad (1.12)$$

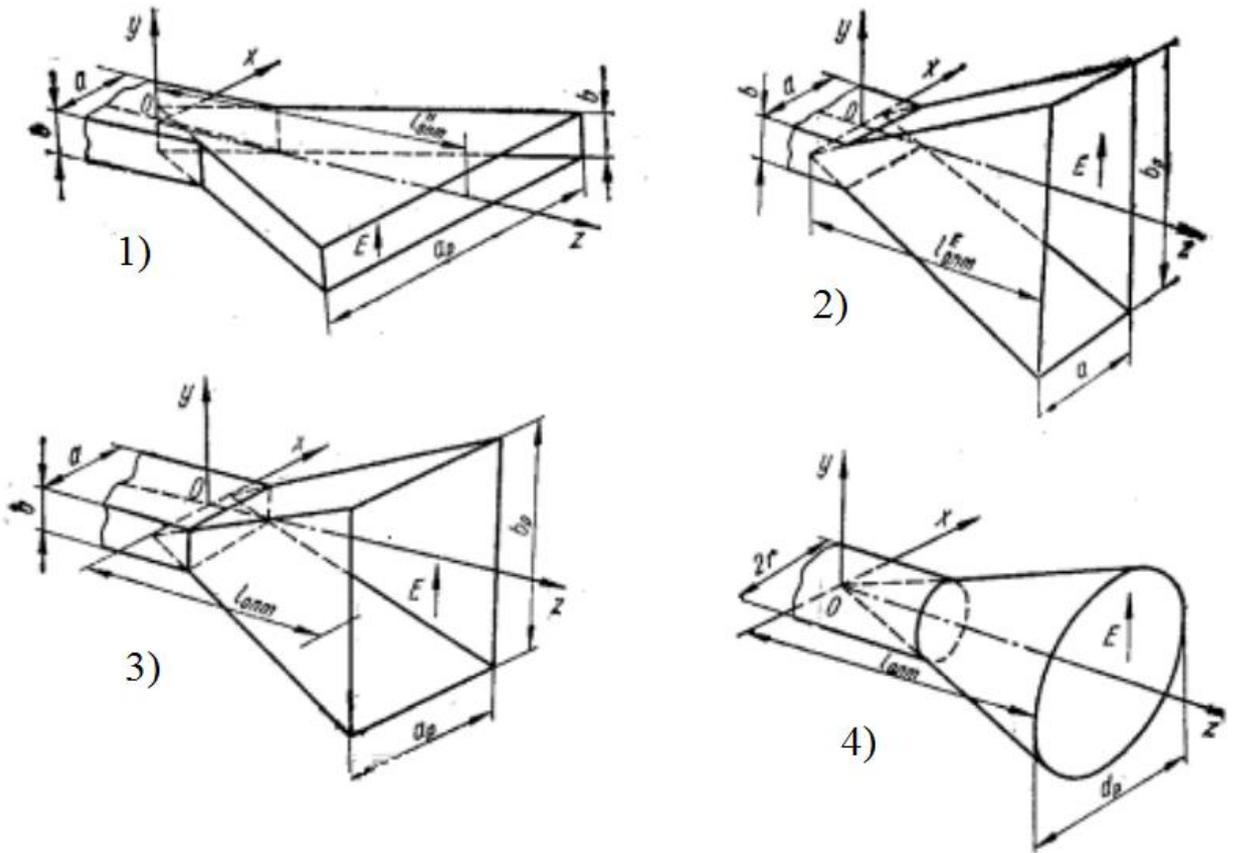
Поляризация поля излучения линейная. Недостатком такого излучателя является неустойчивость положения плоскости поляризации. Поэтому излучатели в виде открытого конца круглого волновода обычно используются для работы с круговой или эллиптической поляризациями. Точечный фазовый центр излучателя совпадает с центром раскрытия. Согласование с пространством открытого конца круглого волновода лучше, чем у прямоугольного и КСВ лежит в пределах 1,2 – 1,3.

## 1.2 Рупорные антенны

Волноводные излучатели имеют малую направленность ( $\max D_0 < 5$ ) и недостаточно согласованы со свободным пространством. Устранение этих недостатков возможно путем плавного увеличения поперечного сечения волновода, т.е. переходом к рупорным излучателям. Волновые размеры апертуры рупора могут быть сделаны гораздо большими, чем у волновода, что позволяет значительно сузить главный лепесток ДН.

Рупорные антенны широко применяются в диапазоне СВЧ как самостоятельные антенны, а также в качестве облучателей зеркальных и линзовых антенн, элементов антенных решеток. Наибольшее распространение получили секториальные, пирамидальные и конические рупорные антенны.

Различные виды раскрытий рупорных антенн представлены на рисунке 1.2.



- 1)  $H$  – плоскостной секториальный рупор; 2)  $E$  – плоскостной секториальный рупор; 3) пирамидальный рупор; 4) конический рупор.

Рисунок 1.2 – Виды раскрывов рупорных антенн

В  $H$  – плоскостном секториальном рупоре фазовое распределение в магнитной плоскости имеет квадратичный характер.

$$\Phi(x) \cong -\frac{\pi \cdot x^2}{\lambda \cdot L^H} \quad (1.13)$$

где  $L^H$  - длина раскрыва рупора.

На краю рупора при  $x = \frac{a_p}{2}$  фаза достигает максимального (относительно центра) значения, равного:

$$\Phi_2(x) \cong -\frac{\pi \cdot a_p^2}{\lambda \cdot L^H} \quad (1.14)$$

Квадратичные изменения фазы приводят к расширению ДН и падению КНД, в то время, как увеличение длины рупора сужает ДН и поднимает КНД. В результате оптимизации по этим двум факторам получается, что максимум КНД имеет место при  $\Phi_2 \cong -\frac{3 \cdot \pi}{4}$  и соответствующей этому значению фазы длины рупора (из формулы 1.14). Такой  $H$  – секториальный рупор называется оптимальным. Его КИП будет:

$$V = V_a \cdot V_\phi \cong 0,81 \cdot 0,79 \cong 0,64; \quad (1.15)$$

где  $V_a$  - КИП за счет спадающего к краям амплитудного распределения,

$V_\phi$  - КИП, обусловленный квадратичным изменением фазы.

Размеры оптимального  $H$ - плоскостного секториального рупора связаны между собой соотношением:

$$L_{opt}^H = \frac{a_p^2}{3 \cdot \lambda}; \quad (1.16)$$

где  $L_{opt}^H$  и  $a_p$  - оптимальная длина и ширина раскрыва рупора.

Ширина ДН такого рупора в главных плоскостях определяется по формулам:

$$2\theta_{0,5}^E \approx 80^\circ \cdot \frac{\lambda}{a_p}; \quad (1.17)$$

$$2\theta_{0,5}^E \approx 51^\circ \cdot \frac{\lambda}{b}; \quad (1.18)$$

В  $H$  – плоскостном секториальном рупоре значение фазовой скорости волны плавно уменьшается, стремясь к ее значению в свободном пространстве. Поэтому по сравнению с открытым концом прямоугольного волновода согласование улучшается и КСВ лежит в пределах 1,2 – 1,4.

Для оптимального  $E$ - плоскостного рупора максимальная фазовая ошибка равна  $\Phi_2 \cong -\frac{\pi}{2}$ . При этом КИП составляет  $V_\phi \cong 0,79$ .

Размеры оптимального  $E$ - плоскостного секториального рупора связаны между собой соотношением:

$$L_{onm}^H = \frac{b_p^2}{2 \cdot \lambda}; \quad (1.19)$$

где  $b_p$  - высота рупора.

Ширина ДН такого рупора оценивается по формулам:

$$2\theta_{0,5}^E \approx 68^\circ \cdot \frac{\lambda}{a_p}; \quad (1.20)$$

$$2\theta_{0,5}^E \approx 53^\circ \cdot \frac{\lambda}{b}; \quad (1.21)$$

КСВ  $E$ -плоскостного секториального рупора лежит в пределах 1,3-1.7.

Пирамидальный рупор образуется при расширении волновода в обеих плоскостях. Его можно рассматривать в виде наложения двух  $E$ - и  $H$ - секториальных рупоров. Продолжения стенок пирамидального рупора могут пересекаться в одной точке ( $L^E = L^H$ ) и тогда его называют остроконечным. Если они пересекаются в разных точках ( $L^E \neq L^H$ ), рупор называется клиновидным.

Оптимальные соотношения длины рупора и его раскрыва в каждой плоскости определяются соответствующими соотношениями для секториальных рупоров. Размеры оптимального клиновидного рупора рассчитываются по формулам (1.16) и (1.19), а остроконечного – по формулам:

$$L_{onm} = \frac{a_p^2}{3 \cdot \lambda}; \quad (1.22)$$

$$b_p \cong 0,8 \cdot a_p. \quad (1.23)$$

Ширина ДН оптимального пирамидального рупора в главных плоскостях определяется по формулам:

$$2\theta_{0,5}^E \approx 80^\circ \cdot \frac{\lambda}{a_p}; \quad (1.24)$$

$$2\theta_{0,5}^E \approx 53^\circ \cdot \frac{\lambda}{b}; \quad (1.25)$$

Нормированные амплитудные ДН пирамидальной рупорной антенны при возбуждении ее волной  $H_{10}$  в главных плоскостях приближенно можно рассчитать по формулам (1.1), (1.2), полагая в них  $a = a_p, b = b_p$ .

КНД оптимального пирамидального рупора в направлении максимума ДН оценивается по формуле:

$$D_0 \cong \frac{6,2 \cdot a_p \cdot b_p}{\lambda^2}. \quad (1.26)$$

Для оптимального пирамидального рупора КИП равен  $V \cong 0,49$ .

КСВ оптимальных пирамидальных рупоров лежит в пределах 1,04 – 1,15.

Конический рупор образуется при плавном увеличении диаметра круглого волновода. При линейной поляризации поля в волноводе поляризация на выходе рупора неустойчива. Поэтому этот тип рупора обычно используется как излучатель круговой или эллиптической поляризации. Возбуждается рупор круглым волноводом с волной основного типа  $H_{11}$ .

Размеры оптимального конического рупора связаны между собой соотношением:

$$L_{opt} = \frac{d_p^2}{2,4 \cdot \lambda} - 0,15 \cdot \lambda; \quad (1.27)$$

где  $L_{opt}, d_p$  - оптимальная длина и диаметр раскрыва рупора.

Диаграммы направленности конических рупоров рассчитываются апертурным методом с использованием выражений для множителя направленности круглого раскрыва (1.28) и при тех же допущениях, что были сделаны в случае пирамидального рупора.

$$f_{\Sigma}(\theta) = 2 \cdot \pi \cdot a^2 \cdot \left[ (1 - \delta) \cdot \Lambda_1(u) + \delta \cdot \frac{\Lambda_{n+1}(u)}{n+1} \right]. \quad (1.28)$$

Ширина ДН оптимального конического рупора в главных плоскостях составляет:

$$2\theta_{0,5}^E \approx 70^\circ \cdot \frac{\lambda}{d_p}; \quad (1.29)$$

$$2\theta_{0,5}^E \approx 60^\circ \cdot \frac{\lambda}{d_p}. \quad (1.30)$$

КНД конического рупора в направлении максимума ДН определяется по формуле:

$$D_0 \cong 5 \cdot \left( \frac{d_p}{\lambda} \right)^2. \quad (1.31)$$

КСВ конического рупора лежит в пределе 1,1 – 1,2 [2].

## 2 Рекомендации по выполнению работы

Электромагнитное моделирование антенных элементов проводится в САПР микроволновых устройств *EMPro*.

В таблицах 1.1 и 1.2 приведены стандарты прямоугольных и круглых волноводов.

Таблица 1.1 – Стандарты прямоугольных волноводов

Частотный диапазон, ГГц	Стандарт ( $a \cdot b$ ), мм
0,5 – 0,75	WR1500 (381 x 190,5)
0,75 – 1,15	WR975 (247,65 x 123,82)
1,15 – 1,72	WR650 (165,1 x 82,55)
1,72 – 2,6	WR430 (109,22 x 54,61)
2,6 – 3,95	WR284 (72,13 x 34)
3,95 – 5,85	WR187 (47,55 x 22,15)
5,85 – 8,2	WR137 (34,85 x 15,80)
8,2 – 10,4	WR90 (22,86 x 10,16)
10,4 – 18	WR62 (15,80 x 7,90)
18 – 26,5	WR42 (10,67 x 4,32)

Таблица 1.2 – Стандарты круглых волноводов

Частотный диапазон, ГГц	Диаметр, мм
8,5 – 11,6	23,83
12,4 – 15,9	17,48
17,5 – 20,5	11,56
20 – 24,5	10
24 – 26,5	8,33

Для каждого варианта данные задаются из таблицы 1.3.

Таблица 1.3 – Варианты заданий

№ Варианта	Тип антенны	Частотный диапазон, ГГц	КСВ, менее	Коэффициент усиления, дБ
1	Пирамидальный рупор	8 – 10	1,7	21
2	Секториальный рупор	6 – 8	1,7	17
3	Конический рупор	8 – 10	1,15	19
4	Конический рупор	4 – 5	1,15	14
5	Секториальный рупор	14 – 16	1,7	16
6	Пирамидальный рупор	10 – 12	1,7	22
7	Конический рупор	8 – 10	1,15	16
8	Пирамидальный рупор	12 – 16	1,7	14
9	Пирамидальный рупор	18 – 22,5	1,7	20
10	Секториальный рупор	20 – 23,5	1,7	23

## 2.1 Содержание отчета

Отчет о проделанной работе должен содержать следующие разделы:

- 1) Цель работы;
- 2) Краткая теория;
- 3) Аналитический расчет антенны
- 4) Результаты моделирования. Частотные зависимости модулей коэффициентов отражения. Диаграммы направленности антенн. Сопоставление результатов моделирования и аналитического расчета.
- 5) Выводы по проделанной работе.

## 3 Работа с программным обеспечением

1. По рассчитанным данным и заданному варианту создайте модель рупорной антенны с волноводной линией питания. Пример подобной антенны представлен на рисунке 3.1.

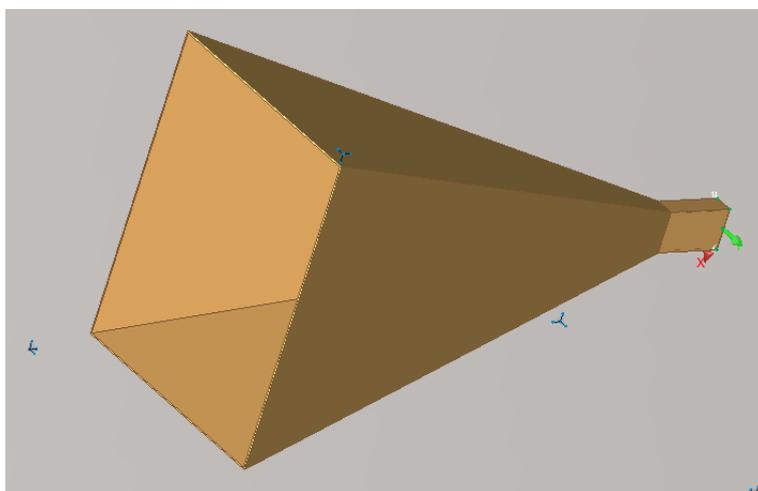


Рисунок 3.1 – Пример рупорной антенны

Основными функциями, необходимыми для создания рупора, являются:

*Loft*, *RemoveFaces*, *ThickenSheet*.

2. Для создания раскрыва необходимо создать волновод и указать, где будет находиться апертура с помощью двух параллелепипедов 1й имеет габариты волноводного тракта, 2й габариты раскрыва рупора с толщиной 0.1

мм, со смещением на длину раскрыва рупора). Пример приведен на рисунке 3.2.

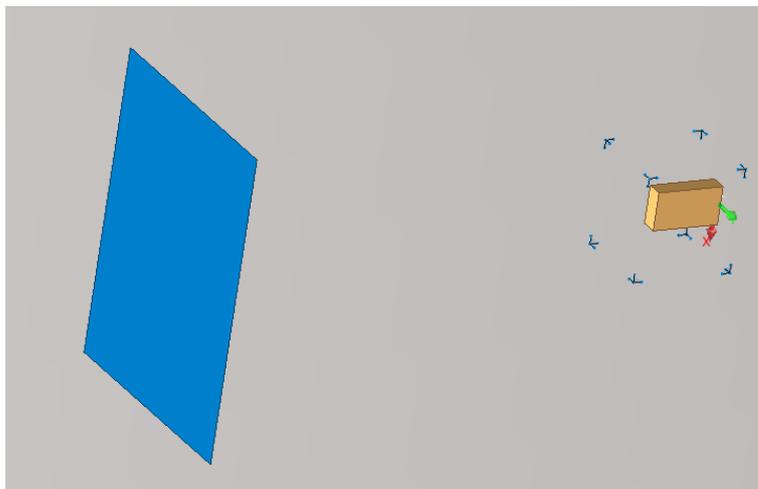


Рисунок 3.2 – Плоскость рупора и его волноводное основание, основа для создания рупорной антенны

3. При помощи функции *Loft* выделяем плоскость раскрыва рупора и плоскость волновода. Во вкладке *specify loft*, при помощи *Add Loft As*, объединяем 2 объекта в 1. Результатом данной операции, будет создание цельного объекта с плавным переходом от большего прямоугольника к меньшему. Пример приведен на рисунке 3.3.

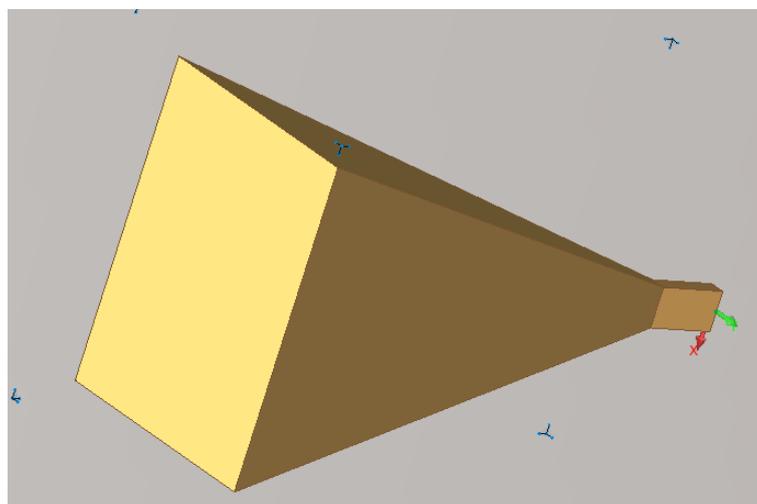


Рисунок 3.3 – Результат применения функции *Loft*

4. Следующим действием, используя функцию *RemoveFaces*, выделяем плоскость раскрытия рупора и плоскость волновода, при помощи *Ctrl*. Результатом данного действия, будет создание рупорной антенны с бесконечно малой толщиной стенок.

5. Используя *ThickenSheet* можно задать толщину стенок рупорной антенны, выдавливание происходит по внешним стенкам. (Внутренний габарит антенны не изменится)

6. После создания рупора, необходимо установить волноводный порт. Настройка волноводного порта, приведена на рисунке 3.4.

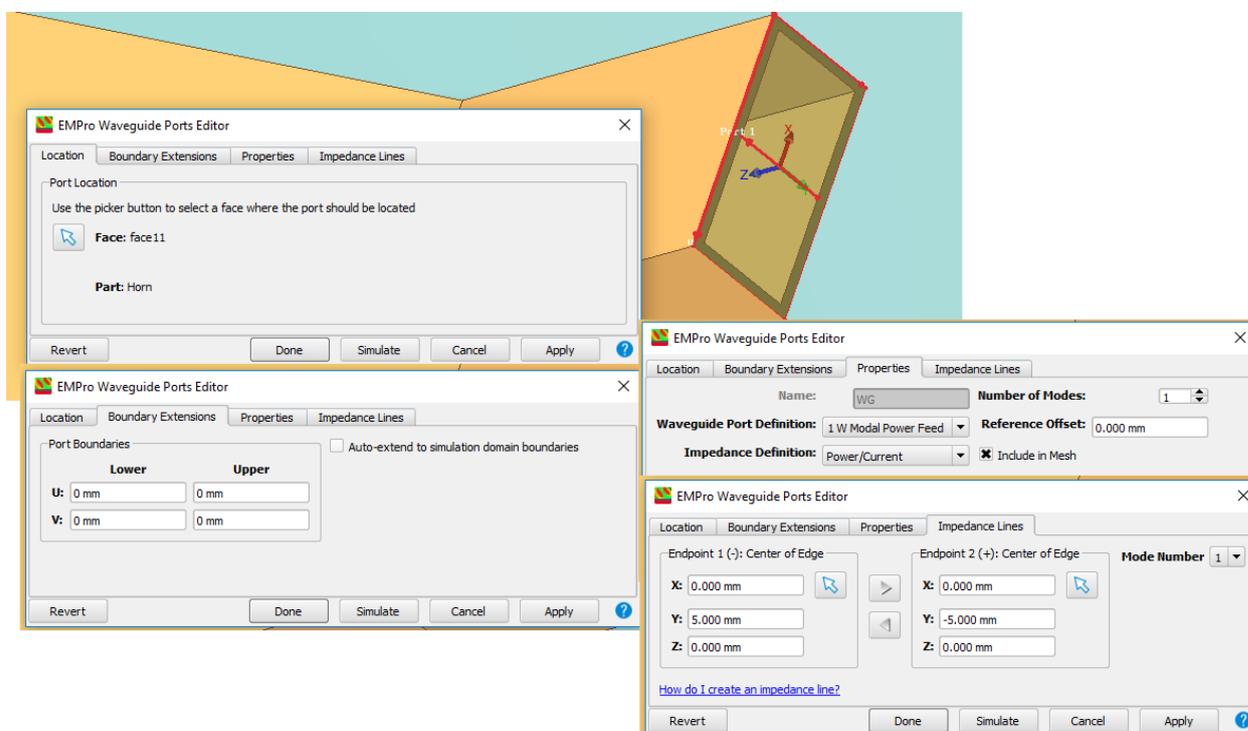


Рисунок 3.4 – Пример настройки волноводного порта

7. Во вкладке  *Parameters*, зададим необходимый диапазон частот.

8. Следующим действием, зададим граничные условия, во вкладке *Boundary Conditions*, в данном случае граничным условиям по всем плоскостям будет *Absorbing* (тем самым, не ограничивая излучения). На рисунке 3.5 приведен пример настройки.

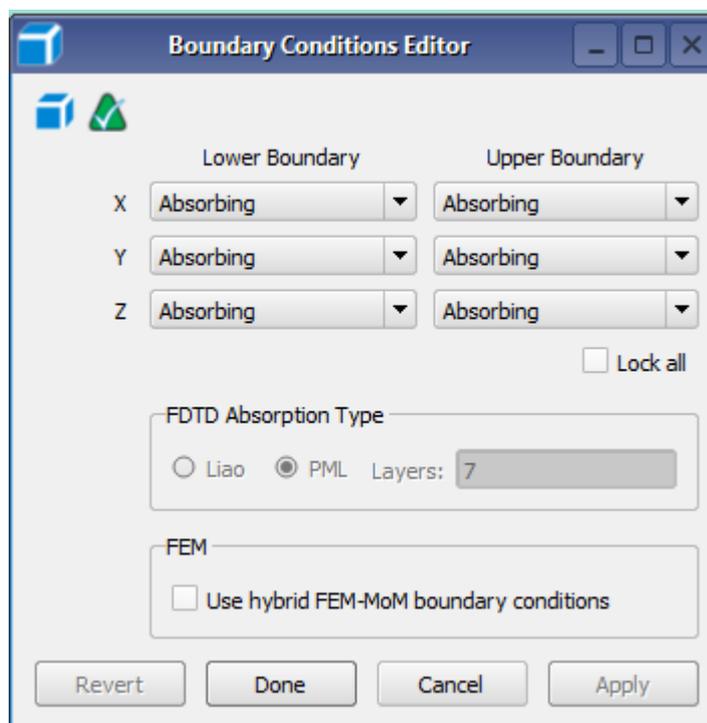


Рисунок 3.5 – Настройка граничных условий

7. Для просмотра характеристик излучения антенны, требуется поставить *Far Zone Sensors*. Пример приведен на рисунке 3.6



Рисунок 3.6 – Создание сенсора, в данном случае, для просмотра ДН антенны

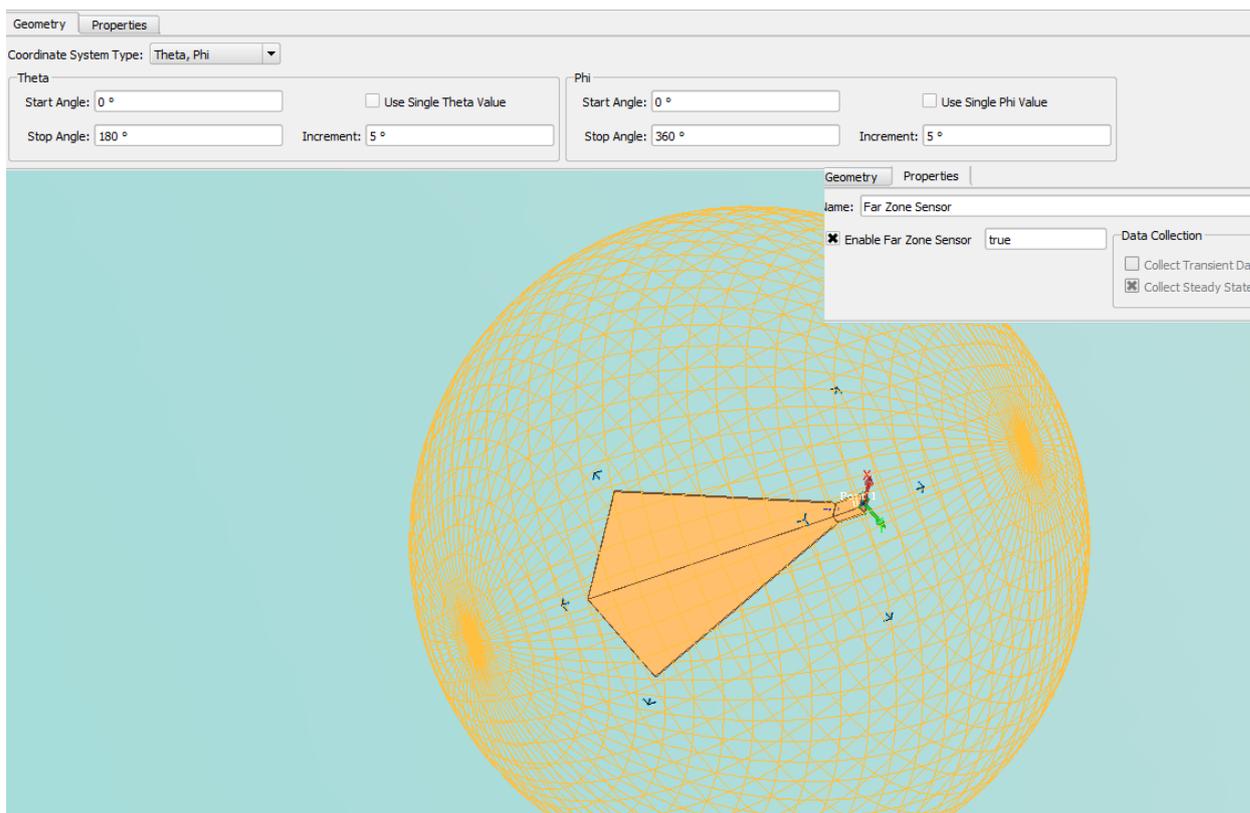


Рисунок 3.7 – Вид настройки сенсора

8. Задаем угол ( $\theta$ ,  $\phi$ ), который будет соответствовать сечению ДН (+90 град.) При помощи галочек *Use Single Theta Value* и *Use Single Phi Value*, производится выбор по какой из плоскостей будет построена ДН. Пример на рисунке 3.8

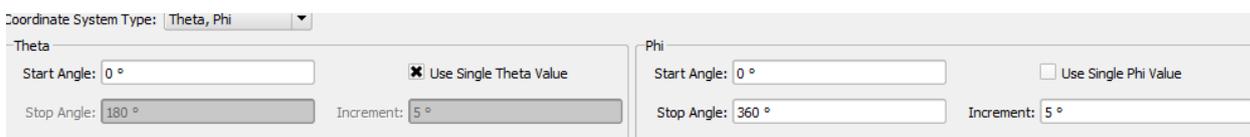


Рисунок 3.8 – Выбор необходимой плоскости, в которой будет показана ДН

9. Далее необходимо настроить разбиение сетки. Во вкладке  *Edit Simulation setup*, выбираем закладку *Mesh/Refinement Properties*. В данном случае представлена настройка для получения предварительного результата, для получения более точных значений и расчета сложных моделей, требуется

дополнительная настройка сетки, пример настроек представлен на рисунке 3.9

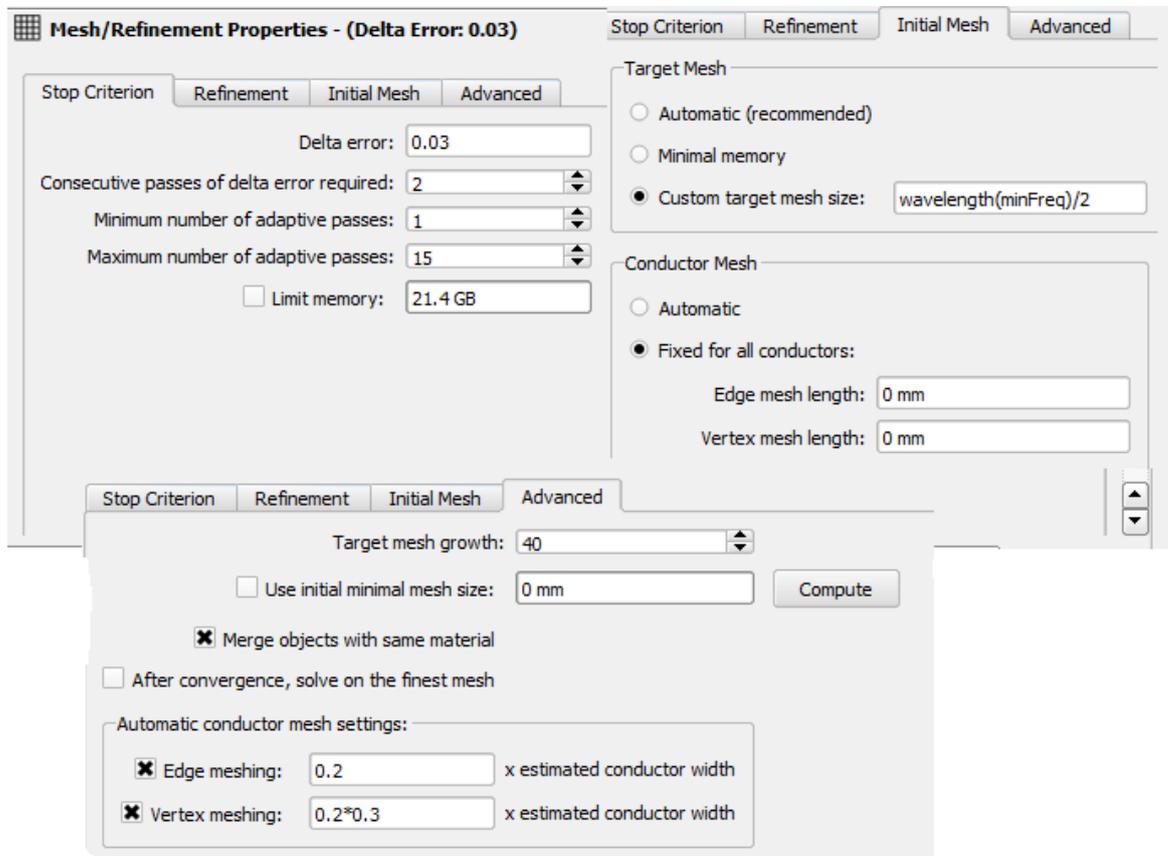


Рисунок 3.9 – Настройка параметров сетки разбиения

10. Зайдя во вкладке *Edit Simulation Setup*, перейдем в подраздел *Solver*, где предлагается выбор метода решения, требуется задать *Direct*, при расчете модели антенны используется прямое решение. Пример приведен на рисунке 3.10

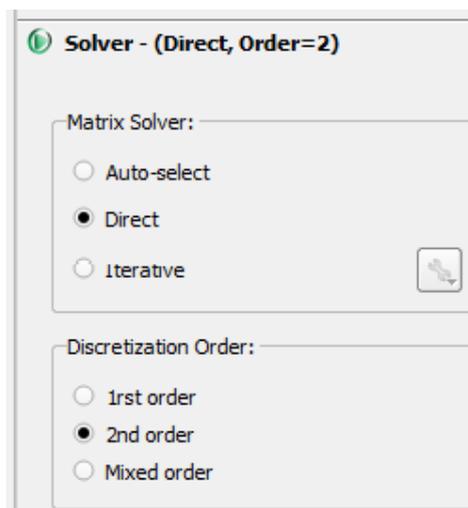


Рисунок 3.10 – Выбор метода моделирования

11. Для запуска расчет электро-магнитной симуляции созданной модели, требуется нажать кнопку  *Create and simulation* . При правильной настройке, расчет должен запуститься без каких-либо проблем.

12. Во вкладке  *Simulations*, можно посмотреть результаты моделирования. Во вкладке, можно посмотреть, как проходит расчет. Пример приведен на рисунке 3.11

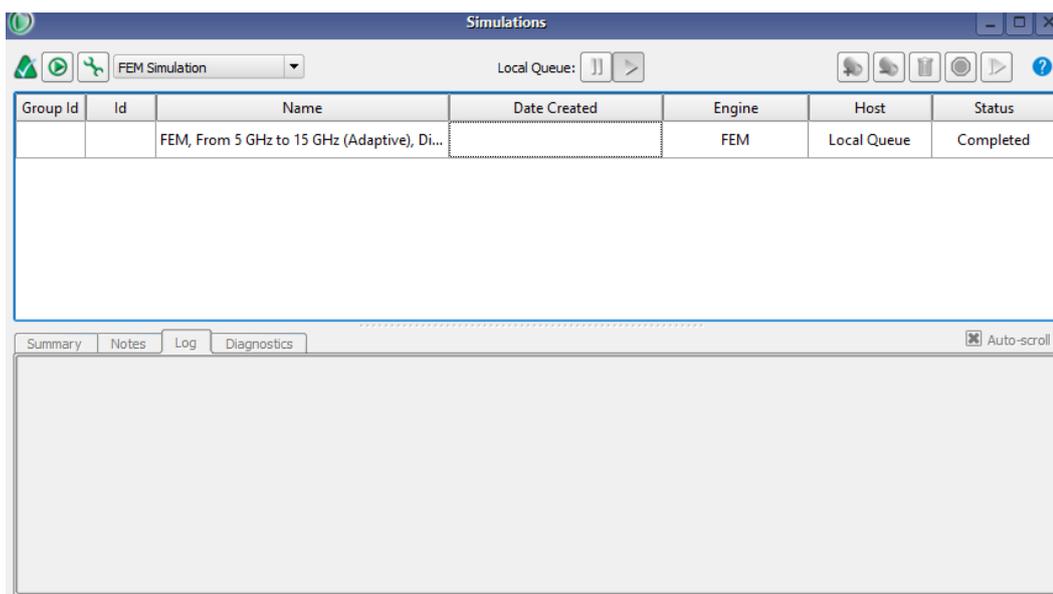


Рисунок 3.11 – Окно расчета

13. После завершения расчета, зайдя во вкладку  *Results*, можно посмотреть характеристики антенны. Например, *S*-параметры, характеристики ДН антенны в различных плоскостях, *Gain*(усиление), *Axial Ratio* (коэффициент эллиптичности) и многое другое. Пример приведен на рисунке 3.12-3.14

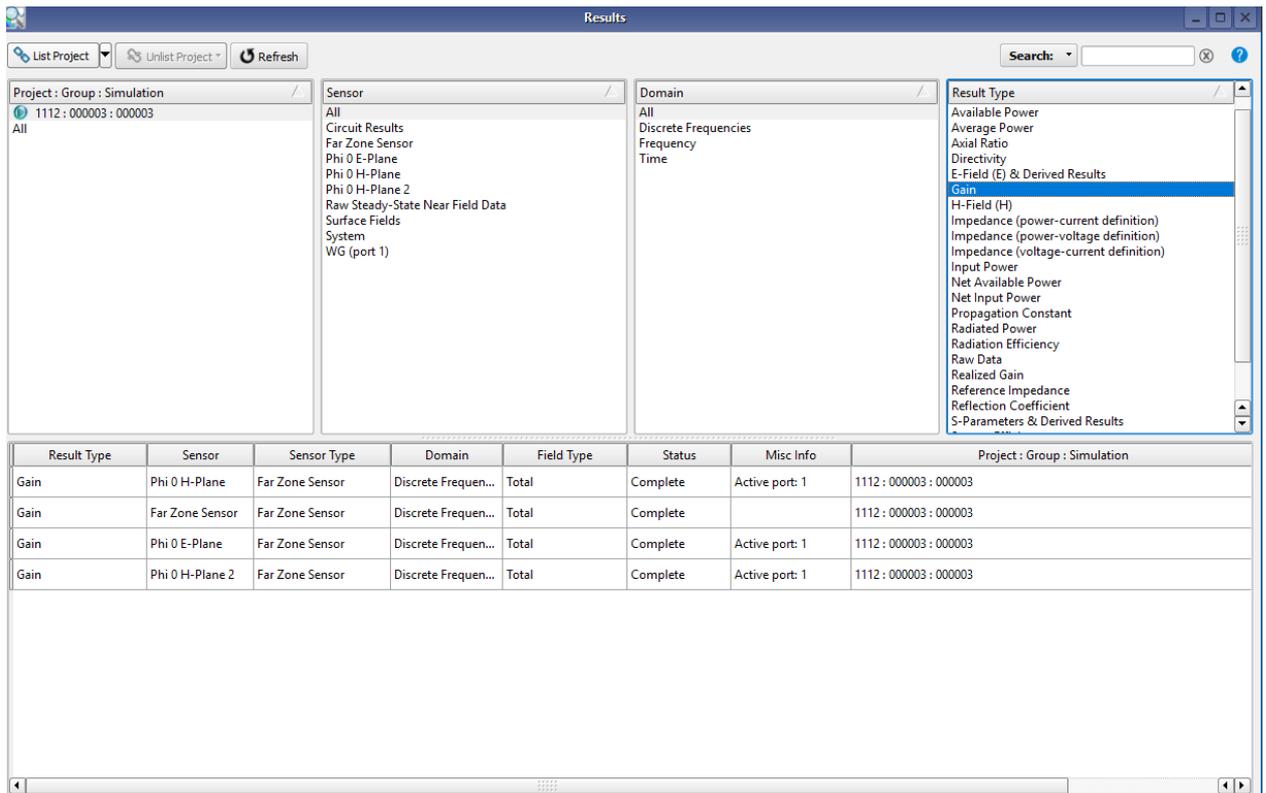


Рисунок 3.12 – Окно результатов расчета

14. Для просмотра диаграммы направленности используем ранее созданный монитор, выбрав его (*3D Far Fields*). Настройка данного монитора происходит путем нажатия на шкалу усиления, появится *properties*.

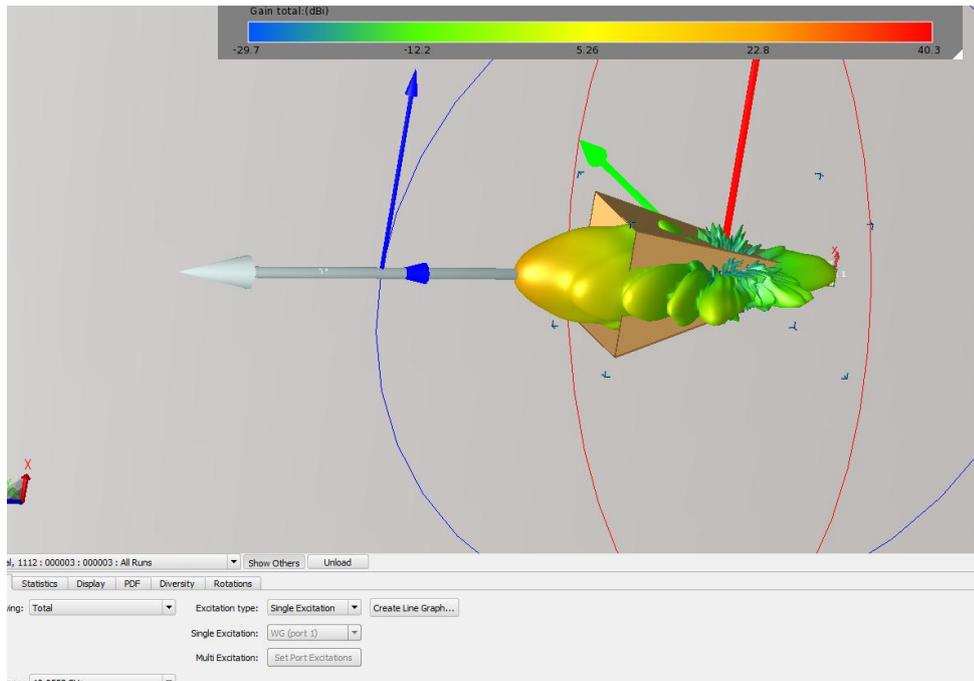


Рисунок 3.13 – Диаграмма направленности в 3Д виде

Так же выбрав любой из параметров и нажав на него правой кнопкой мыши, можно создать линейный график, открыв меню настройки, выбрать тип графика, зависимости от которых будет построен график и в случае с ДН антенны, частоту исходя из которой и будет построен график.

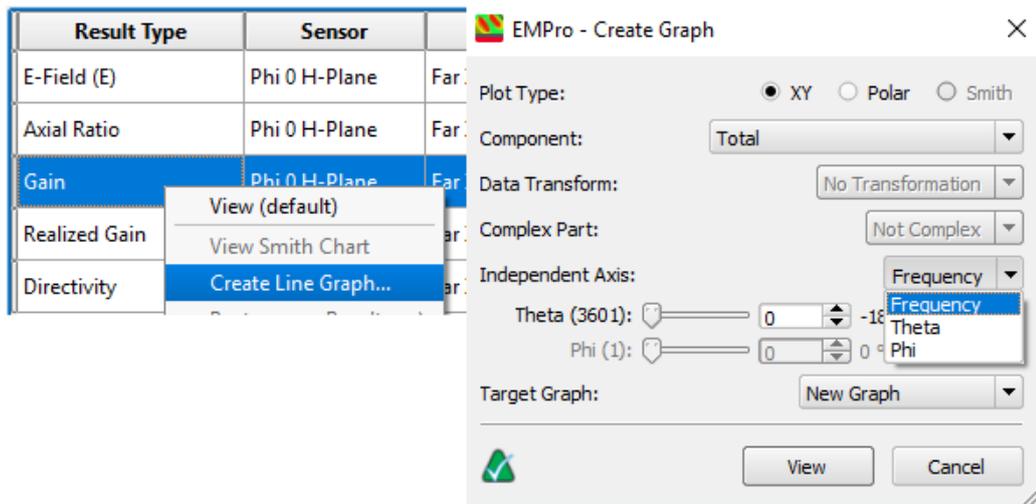


Рисунок 3.14 – Создание линейного графика

Используя этот способ, можно вывести все необходимые графики антенны.

## Лабораторная работа №2 Печатный излучатель

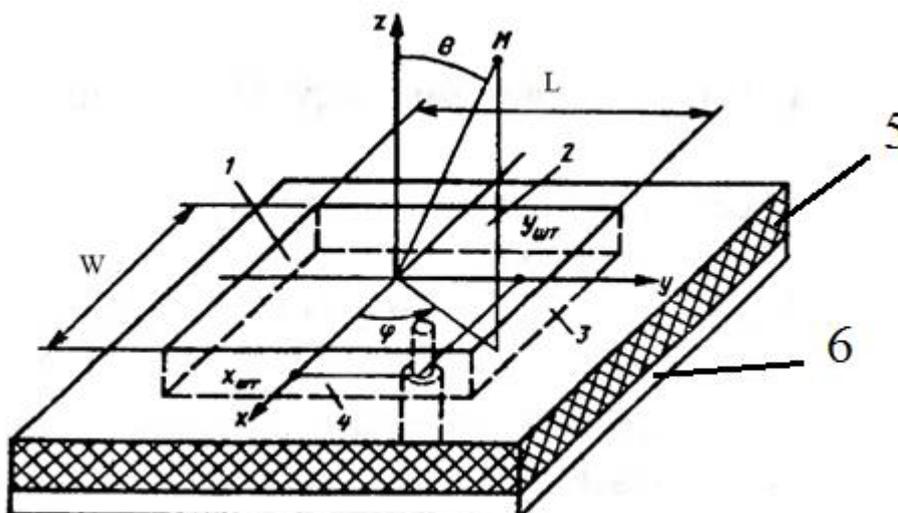
### Введение

**Цель работы:** изучение принципов работы программного обеспечения для электромагнитного моделирования устройств *EMPro* и получение навыков моделирования печатных антенн.

## 1 Краткие теоретические сведения

### 1.1 Конструкция и принципы действия печатных излучателей

Печатный излучатель представляет собой прямоугольную пластинку, возбуждаемую одним или несколькими штырями (рис. 1.1).



1,3) Торцевые щели, излучающие волны с основной поляризацией;

2,4) Торцевые щели, излучающие волны с кроссполяризацией;

5) Диэлектрическая подложка; 6) Металлический экран.

$\varphi, \theta$  - значения углов в сферической системе координат;

$W, L$  – Нерезонансный и резонансные размеры пластинки;

$y_{шт}$  - смещение штыря вдоль оси  $y$  относительно средней точки.

Рисунок 1.1 – Конструкция печатного излучателя

Несмотря на простоту конструкции, это многофункциональный элемент, он может создавать поле излучения как с линейной, так и с круговой

поляризацией, а также работать на одной или двух частотах с взаимно ортогональным расположением плоскостей поляризации излучаемых волн. Теория печатных излучателей может быть построена на базе различных физических моделей. Одна из таких моделей базируется на представлении печатного излучателя в виде разомкнутого отрезка несимметричной полосковой линии, возбуждаемого штырем через отверстие в экране.

Предполагается, что энергия излучается через торцевые щели, образованные кромками отрезка полоскового проводника и экраном, а излучение из боковых щелей пренебрежимо мало. По сравнению с мощностью квази- $T$ - волны, набегающей на щель, мощность, излучаемая торцевыми щелями, невелика, поэтому коэффициент отражения в плоскости торцевых щелей близок к единице. Распределения тока, а также поля вдоль оси полосковой линии между торцевыми щелями и возбуждающим штырем мало отличается от соответствующих распределений в несимметричной полосковой линии со стоячей квази- $T$ - волной. На торцевые щели приходится максимум напряженности электрического поля и нуль электрического тока. При определенной длине отрезка полосковой линии происходит синфазное сложение волн, отраженных от его концов, и волн, возбуждаемых штырем, что соответствует резонансному режиму работы. Интенсивность колебаний поля и тока, а также мощность излучения в резонансном режиме резко возрастают.

Пусть направление оси отрезка полосковой линии совпадает с осью  $y$  (см. рис. 1.1). Тогда резонанс квази- $T$ - волны, распространяющийся в этом направлении, определяется размером  $L$  пластинки. Размер  $W$  определяет входное сопротивление при резонансе. Торцевые щели 1, 3 излучают волны с основной поляризацией, а боковые щели 2, 4 – волны с кроссполяризацией поля. Резонансный размер пластинки практически кратен длине волны.

Энергия, запасенная в поле квази- $T$ - волны при резонансе, достаточно велика. Следствием этого являются высокая добротность и узкополосность рассматриваемых излучателей.

Если резонансный размер излучателя кратен нечетному числу полуволн, то эквивалентные магнитные токи торцевых щелей синфазны. Излучение синфазных щелей имеет максимум в направлении нормали к плоскости экрана.

Если длина отрезка полосковой линии кратна четному числу полуволн квази- $T$ - волны, то излучатель в направлении нормали к плоскости экрана практически не излучает.

Разработка эффективных печатных излучателей и антенных решеток, построенных на их основе, тесно связана с созданием математических моделей, содержащих полное электродинамическое описание конструктивных элементов излучателей. Подробные модели и реализующие их программы для ЭВМ существуют и используются в системах автоматического проектирования (САПР) при создании антенных решеток. Далее приводится приближенная методика расчета печатных излучателей, позволяющая оценить их характеристики и выбрать исходные варианты для моделирования на ЭВМ.

## 1.2 Методика расчета печатного излучателя

Исходными данными для расчета являются: значение диэлектрической проницаемости материала подложки ( $\epsilon_r$ ), высота подложки ( $h$ ) и центральная частота ( $f_0$ ). Геометрические размеры, фигурирующие в формулах, указаны в метрах.

Нерезонансный размер излучателя определяется по формуле:

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}}. \quad (1.1)$$

Значение эффективной диэлектрической проницаемости может быть найдено по формуле:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left( 1 + 10 \cdot \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}}. \quad (1.2)$$

Резонансный размер излучателя без эффекта укорочения определяется по формуле:

$$L_{eff} = \frac{c}{2 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (1.3)$$

Из-за наличия емкостной реактивной составляющей сопротивления щелей резонансный размер излучателя несколько меньше. Укорочение можно рассчитать по формуле:

$$\Delta L = 0,412 \cdot h \cdot \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,262\right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,813\right)} \quad (1.4)$$

Конечный размер резонансной длины определяется по формуле:

$$L = L_{eff} - 2 \cdot \Delta L \quad (1.5)$$

Далее проводится расчет линии питания.

Прямоугольная пластинка (рис. 1.2), расположенная над экраном, представлена отрезком эквивалентной двухпроводной линии, нагруженным на проводимости торцевых щелей. Возбудители – штырь и отверстие связи – на эквивалентной схеме (рис. 1.2) представлены цепочкой элементов, состоящих из последовательно включенных реактивного сопротивления штыря и параллельно включенных реактивной проводимости и идеального трансформатора, соответствующих переходу от линии передачи к излучателю через отверстие связи.

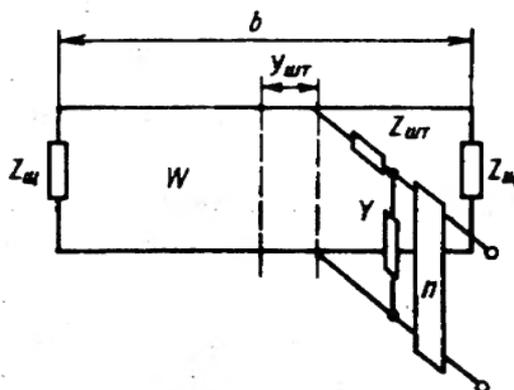


Рисунок 1.2 – Эквивалентная схема печатного излучателя с возбуждающим штырем, расположенным на оси симметрии пластинки

Проводимость излучения торцевых щелей (рис. 3.1):

$$G = \frac{1}{Z_{\text{ш}}} = G^a + jG^r; \quad (1.6)$$

где величины:

$$G^a = \frac{\pi \cdot W}{\lambda_0(\text{мм})} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}}; \quad G^r = -\frac{\pi \cdot W}{\lambda_0(\text{мм})} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \cdot (1 - 0,276 \cdot \ln(k_0 \cdot h)); \quad (1.7)$$

Здесь  $k_0 = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_0}$  - волновое число свободного пространства;  $h$  - толщина

подложки;  $\lambda_0$  - длина волны в свободном пространстве;

Входное сопротивление излучателя:

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}} = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} + Z_{\text{ш}}; \quad (1.8)$$

где

$$Z_1 = w \cdot \frac{Z_{\text{ш}1} + jw \cdot \operatorname{tg} \left( \beta \cdot \left( \frac{L}{2} - y_{\text{ш}} \right) \right)}{w + jZ_{\text{ш}1} \cdot \operatorname{tg} \left( \beta \cdot \left( \frac{L}{2} - y_{\text{ш}} \right) \right)}; \quad (1.9)$$

$Z_1$  - входное сопротивление отрезка эквивалентной двухпроводной линии

длиной  $l_2 = \frac{l}{2} - y_{\text{ш}}$ , нагруженной на сопротивление  $Z_{\text{ш}1}$ ;

$$Z_2 = w \cdot \frac{Z_{\text{ш}2} + jw \cdot \operatorname{tg} \left( \beta \cdot \left( \frac{L}{2} + y_{\text{ш}} \right) \right)}{w + jZ_{\text{ш}2} \cdot \operatorname{tg} \left( \beta \cdot \left( \frac{L}{2} + y_{\text{ш}} \right) \right)}; \quad (1.10)$$

$Z_2$  - входное сопротивление отрезка эквивалентной двухпроводной линии

длиной  $l_2 = \frac{l}{2} + y_{\text{ш}}$ , нагруженной на сопротивление  $Z_{\text{ш}2}$ ;  $Z_{\text{ш}}$  - индуктивное

сопротивление штыря;  $w$  - волновое сопротивление полосковой линии;  $\beta$  - коэффициент фазы квази-Т-волны.

Рассматривая печатный излучатель в резонансном режиме как полуволновый отрезок линии, нагруженный на активную составляющую сопротивления излучения щелей и возбуждаемый на расстоянии  $y_{um}$  от среднего сечения, находится входное сопротивление:

$$Z_{ex} = \frac{1}{G^a} \cdot \left( \sin(\beta \cdot y_{um})^2 + (W \cdot G^a)^2 \cdot \cos(\beta \cdot Y_{um}) \right); \quad (1.11)$$

Поскольку  $(W \cdot G^a) \ll 1$ , то:

$$Z_{ex} = \left( \frac{1}{2 \cdot G^a} \right) \cdot \sin(\beta \cdot y_{um})^2. \quad (1.12)$$

Решая данное уравнение относительно  $y_{um}$ , задавшись входным сопротивлением равным 50 Ом, определяется положение штыря.

Входное сопротивление печатных излучателей в резонансном режиме существенно зависит от расположения штыря под пластинкой. Это позволяет получить нужное его значение на резонансной частоте и обеспечить согласование линии передачи с излучателем.

### Характеристики излучения печатных излучателей

При грубых оценках диаграмму направленности (ДН) прямоугольного печатного излучателя по полю с основной поляризацией можно рассматривать как ДН двух синфазных торцевых щелей с равномерным распределением поля.

Формулы для расчета ДН при основной поляризации имеют вид:

$$F(\theta, \varphi) = (L_x \cdot \cos(\varphi) + L_y \cdot \sin(\varphi)) \cdot \cos(\theta); \quad (1.13)$$

где  $\varphi, \theta$  - углы сферической системы координат.

При основной поляризации, когда торцевые щели расположены параллельно оси  $x$  и  $y$ , имеем соответственно:

$$L_y = 0; \quad L_x = \cos(u) \cdot \frac{\sin(U)}{U}; \quad (1.14)$$

$$L_x = 0; \quad L_y = \cos(U) \cdot \frac{\sin(u)}{u}; \quad (1.15)$$

где  $u = k_0 \cdot L \cdot \sin(\theta) \cdot \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right)$ ;  $U = k_0 \cdot W \cdot \sin(\theta) \cdot \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right)$ .

### Двухчастотный печатный излучатель

Печатные излучатели с прямоугольной формой металлической пластинки позволяют реализовать двухчастотный режим работы. В этом режиме используется резонанс квази- $T$ -волн, распространяющихся в направлении осей симметрии пластинки.

Возбуждение излучателя на двух частотах можно осуществить независимо с помощью двух штырей, расположенных на продольной и поперечной осях симметрии пластинки.

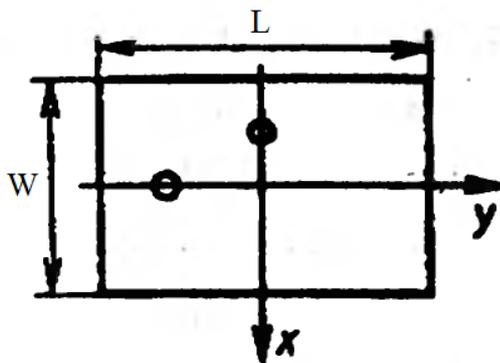


Рисунок 1.3 – Печатный излучатель с независимым возбуждением двумя штырями

Каждый из штырей (рис. 1.3) возбуждает лишь один тип колебаний на одной из частот.

Значение резонансных частот  $f_{1,2}$  также, как и в одночастотном режиме, зависит от одного из размеров пластинки и практически не зависит от другого. Отношение резонансных частот определяется отношением

размеров сторон пластинки:  $\frac{f_1}{f_2} = \frac{W}{L}$ . Если разность резонансных частот

$\Delta f = |f_1 - f_2|$  превышает рабочую полосу частот каждого из каналов, то входное сопротивление в этой полосе и ДН можно найти по методике расчета одночастотного излучателя.

## Прямоугольный печатный излучатель радиоволн с круговой поляризацией

Печатный излучатель с круговой поляризацией может быть двух- и одноканальным. Конструкция двухканального излучателя такая же, как двухчастотного, возбуждаемого двумя штырями. Каждый из каналов при излучении волн круговой поляризации настраивают на одну частоту  $f_0$ . Для создания круговой поляризации волн каналы излучателя должны иметь одинаковые амплитуды и разность фаз (равную 90 градусов). Такое возбуждение обеспечивает, например, тройник, электрическая длина одного из плеч которого отличается от длины другого на  $\frac{\lambda}{4}$ .

Для выполнения одноканального излучателя возбуждающий штырь располагают вне осей симметрии, что позволяет одновременно возбуждать два низших типа колебаний, соответствующих возбуждению квази- $T$ -волн, распространяющихся вдоль осей симметрии пластинки. Для реализации круговой поляризации поля излучения, необходимо обеспечить равенство амплитуд указанных колебаний и фазовый сдвиг, равный 90 градусов. При расчете пользуются эквивалентной схемой, приведенной на рисунке 1.4.

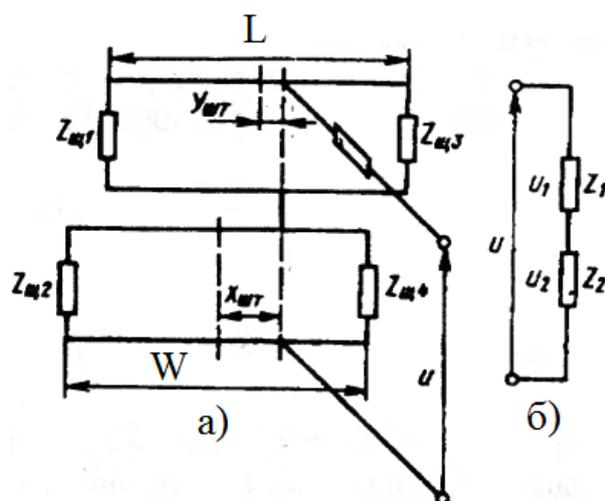


Рисунок 1.4 – Полная эквивалентная схема печатного излучателя, возбуждаемого штырем, смещенным относительно средней точки пластинки (а), и эквивалентные сопротивления нагруженных отрезков двухпроводных линий в месте включения штыря (б)

Для создания необходимого фазового сдвига излучатель расстраивают по каждому типу колебаний так, чтобы фазовый сдвиг между напряжениями на нагруженных отрезках с сопротивлениями  $Z_{1,2}$  (рис. 1.4, б) имел заданное значение. Расстройку осуществляют путем изменения размеров пластинки относительно резонансных (один из размеров увеличивают, а другой уменьшают). Равенство амплитуд колебаний обеспечивается выбором положения штыря под пластинкой. Требуемое направление вращения плоскости поляризации поля излучения зависит от выбора увеличенного (или уменьшенного) размера при настройке излучателя. Если, например, увеличивается размер  $W$ , то реактивная составляющая сопротивления  $Z_1$  имеет емкостной характер, а  $Z_2$  - индуктивный. Напряжение  $U_{z1}$  опережает  $U_{z2}$  на 90 градусов. Поляризация излучаемой волны правая. Если увеличен размер  $L$ , то направление вращения плоскости поляризации меняется на противоположное. Изменить направления вращения плоскости поляризации можно симметричным перемещением штыря (рис. 1.5), при котором фаза одного из колебаний меняется на 180 градусов.

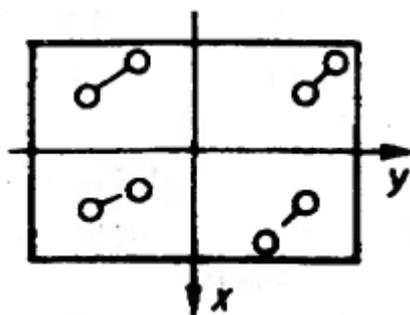


Рисунок 1.5 – Изменение направления вращения плоскости поляризации из-за перемещения штыря относительно осей симметрии

Расчет излучателя включает несколько этапов. На первом этапе определяют резонансные размеры пластинки. Пластинка одиночного излучателя с резонансными размерами имеет форму квадрата.

На втором этапе при некотором фиксированном положении штыря, например, на одной из диагоналей пластинки, находят размеры сторон пластинки, обеспечивающие необходимые фазовые соотношения между

напряжениями  $U_{z1,2}$ . Фазы каждого из напряжений изменяются практически независимо за счет изменения размера соответствующей стороны пластинки. Размеры сторон подбираются так, чтобы фазы  $U_{z1,2}$  в эквивалентной цепи (рис. 1.4, б), отличалась на  $\pm 45$  градусов от фазы тока. Равенство модулей указанных напряжений достигается подбором положения штыря под пластинкой. Выбор положения штыря должен обеспечивать также согласование излучателя с линией передачи. Поэтому при определении положения штыря рассчитывают не только фазы напряжений  $U_{z1,2}$ , но и входное сопротивление излучателя. На последнем этапе определяют ДН излучателя и другие характеристики [3].

## 2 Рекомендации по выполнению работы

Электромагнитное моделирование антенных элементов проводится в САПР *EMPro*.

Требуется создать модель с заданными параметрами. Вариант задается преподавателем. Для каждого варианта данные задаются из таблицы 1.3

Материал для модели использоваться Rogers 4350В толщиной 0,254 мм или 0,508 мм.

Таблица 1.3 – Варианты заданий

№ Варианта	Тип антенны	Частотный диапазон, ГГц	КСВ, менее	Коэффициент усиления, дБ
1	Излучатель	3 – 3,025	1,2	6
2	Двухчастотный излучатель	4 – 4,025	1,4	5
3	Излучатель с круговой поляризацией	5 – 5,025	1,5	5
4	Излучатель	8 – 8,05	1,2	7

5	Излучатель	12– 12,1	1,2	7
6	Двухчастотный излучатель	11-12,1	1,4	5
7	Излучатель	15 – 15,15	1,2	7,5
8	Двухчастотный излучатель	18 – 18,15	1,4	7
9	Излучатель с круговой поляризацией	19 – 19,15	1,5	6
10	Излучатель	20 – 20,2	1,2	8

## 2.1 Содержание отчета

Отчет о проделанной работе должен содержать следующие разделы:

- 6) Цель работы;
- 7) Краткая теория;
- 8) Аналитический расчет антенны
- 9) Результаты моделирования. Частотные зависимости модулей коэффициентов отражения. Диаграммы направленности антенн. Сопоставление результатов моделирования и аналитического расчета.
- 10) Выводы по проделанной работе.

### 3 Работа с программным обеспечением

1. Рассчитав параметры печатного излучателя, проведем его моделирование. Пример будет создан на материале Rogers 4350В с толщиной подложки 0,508 мм, толщина металлизации при этом 0,035 мм. Антенна рассчитана и смоделирована на частоте 9,8 ГГц.
2. Создание печатного излучателя выполнено с использованием функции  *Boolean*, остальные операции были описаны ранее. Пример получившегося печатного излучателя, на рисунке 3.1, слева приведен вид сверху, на котором виден сам патч и коаксиальный штырь, а справа вид снизу, где видна сплошная металлизация с вырезом по центру под коаксиал.

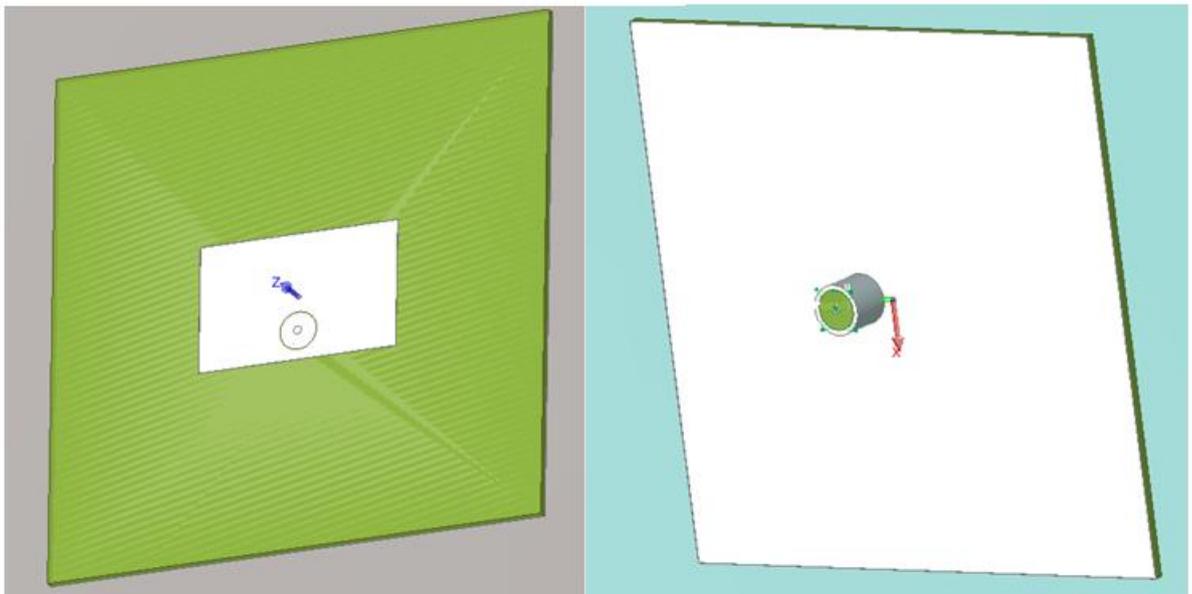


Рисунок 3.1. – Вид печатного излучателя спереди и сзади

3. Вывести получившиеся результаты, а именно  $S$ -параметры и ДН в обеих плоскостях( $H,E$ ). Графики приведены на рисунках 3.2-3.5.

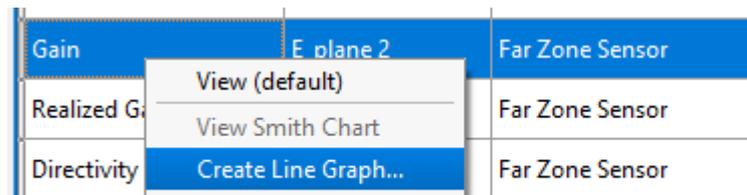


Рисунок 3.2. – Пример создания линейного графика

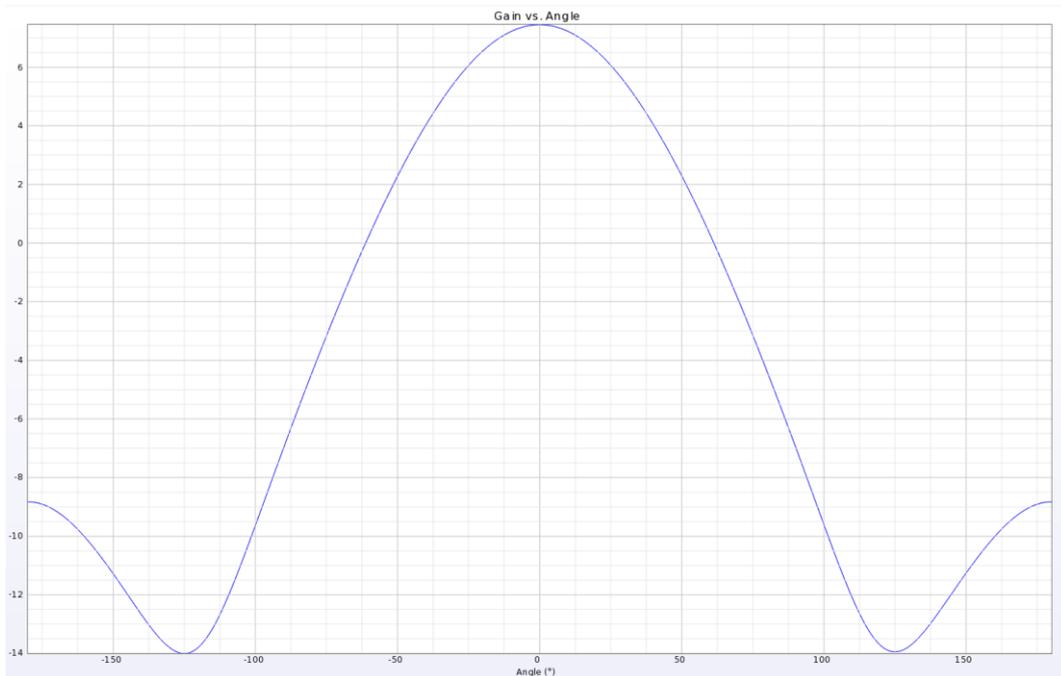


Рисунок 3.3 – Диаграмма направленности в  $E$  плоскости

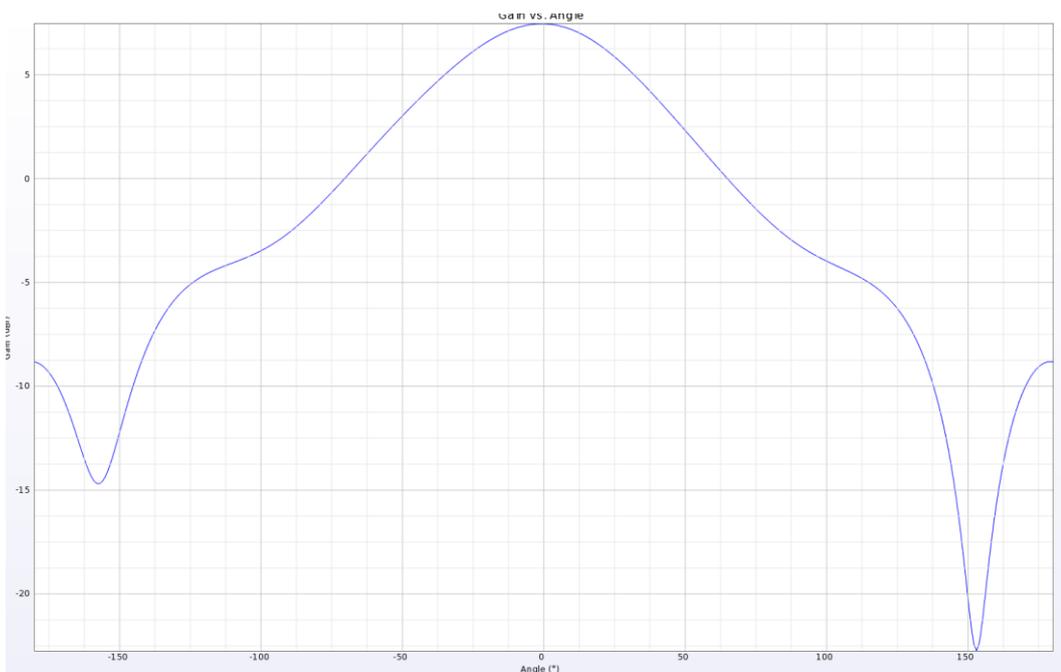


Рисунок 3.4 – Диаграмма направленности в  $H$  плоскости

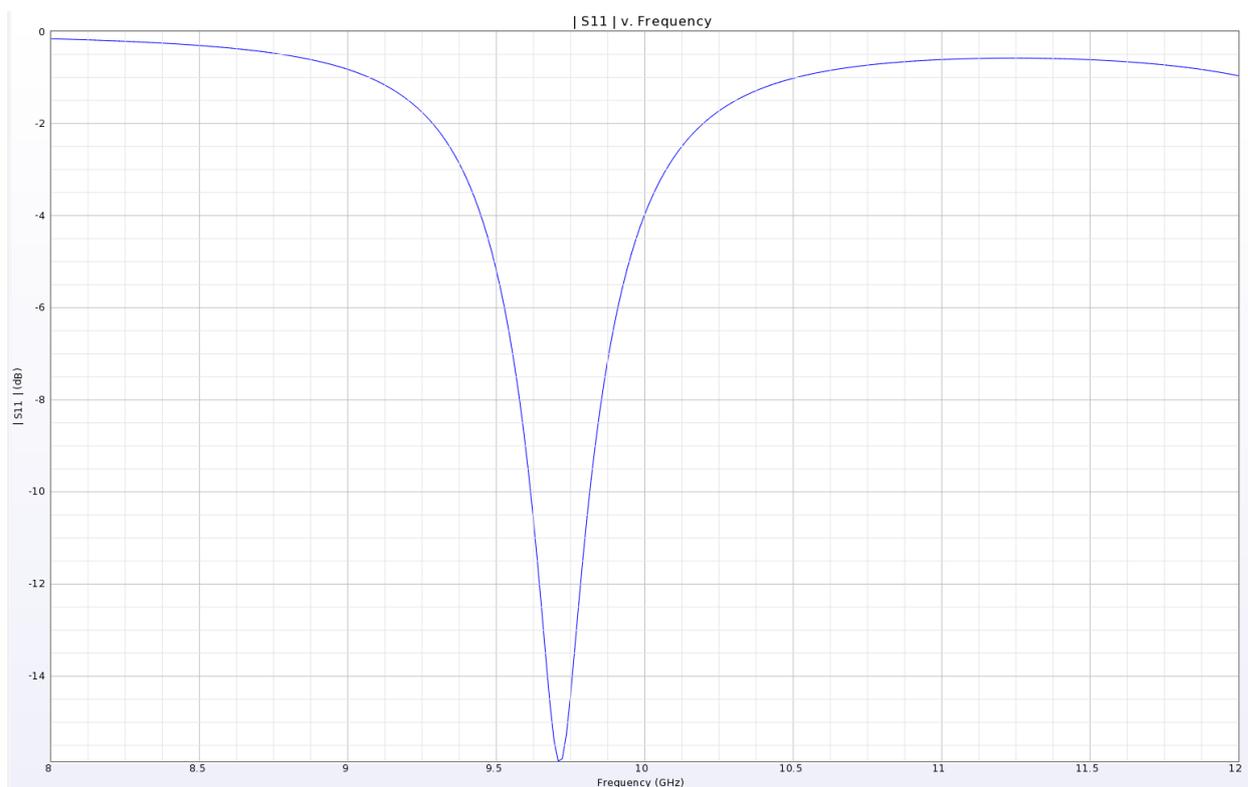


Рисунок 3.5 – График зависимости коэффициента отражения печатного излучателя от частоты

- 4 Для оценки круговой поляризации, требуется создать, а справа вид снизу, где видна сплошная металлизация с вырезом по центру под коаксиал. 3D *Far Field Sensor*. Пример приведен на рисунке 3.6

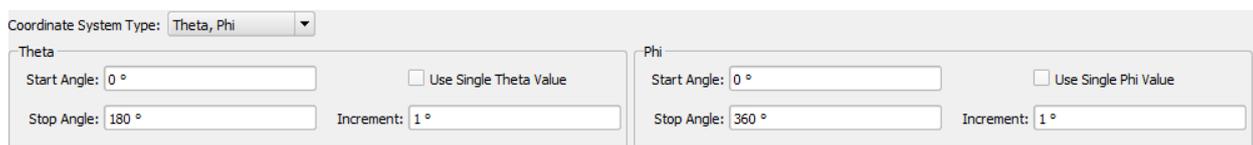


Рисунок 3.6 – Пример создания сенсора

- 5 Выполнив предыдущий пункт, появится окно, перейдя во вкладку *Statistics*, можно выбрать тип поляризации антенны, как показано на рисунке 3.7

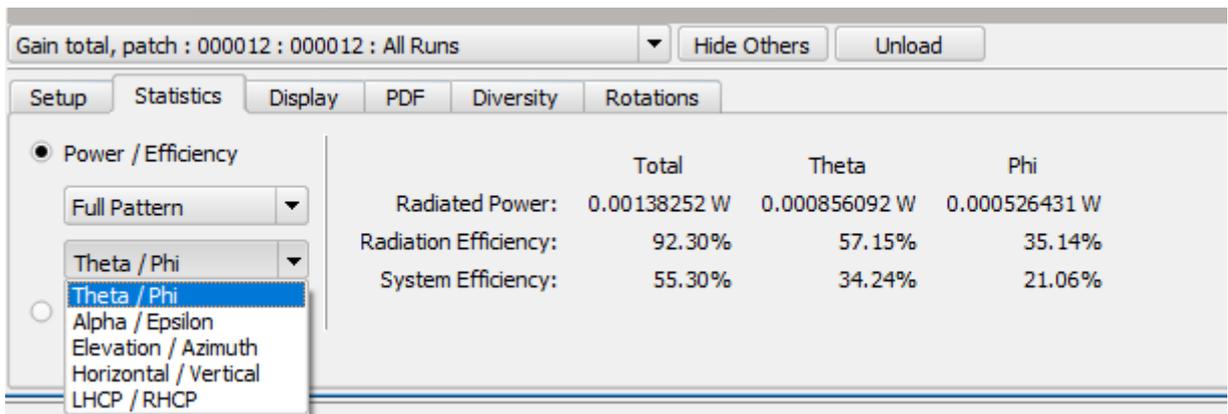


Рисунок 3.7 – Выбор типа поляризации

## Лабораторная работа №3 Линейная антенная решётка

### Введение

**Цель работы:** изучение принципов работы программного обеспечения *EMPro* для электромагнитного моделирования устройств и получение навыков построения линейных синфазных антенных решеток.

### 1 Краткие теоретические сведения

Направленность простейшей антенны, на подобии микрополоскового излучателя – не высокая. Для увеличения направленности, антенны объединяют в антенные решетки.

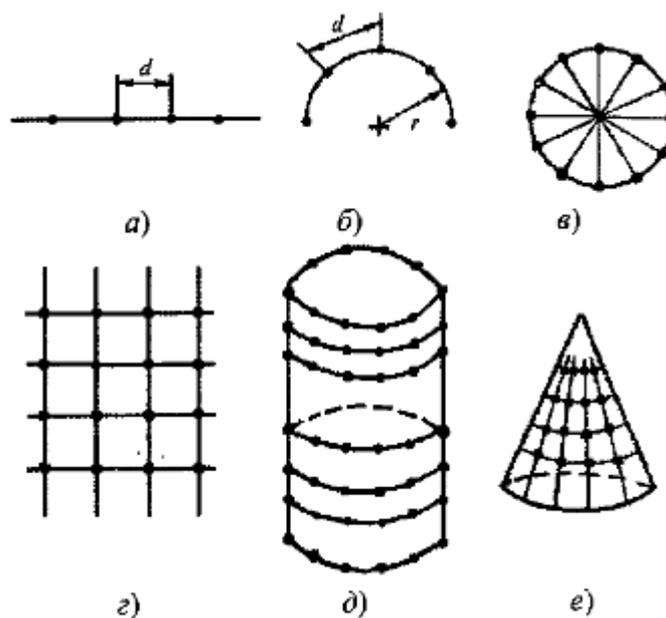
Система из нескольких совместно действующих излучателей называется антенной решеткой (АР).

Применение антенных решеток обусловлено тем, что решетка из  $N$  элементов позволяет увеличить приблизительно в  $N$  раз коэффициент направленного действия (КНД) антенны по сравнению с одиночным излучателем, а также сузить луч для повышения точности определения угловых координат источника излучения в навигации, радиолокации и других радиосистемах.

Антенные решетки могут быть классифицированы по следующим основным признакам: геометрии расположения излучателей в пространстве, способу их возбуждения, закономерности размещения излучающих элементов в самой решетке, способу обработки сигнала в решетке, амплитудно-фазовому распределению токов (поля) по решетке и типу излучателей. В зависимости от геометрии расположения излучателей АР подразделяются на линейные, дуговые, кольцевые, плоские, выпуклые (рис. 1.1).

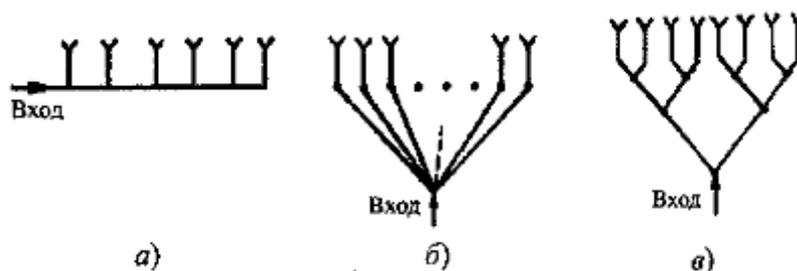
Размещение излучателей в самой решетке может быть эквидистантное, у которого шаг (расстояние между излучателями) – величина постоянная, и неэквидистантное, у которого шаг меняется по определенному закону.

По способу возбуждения (питания) излучателей различают решетки с последовательным и параллельным питанием. При последовательном питании элементы решетки возбуждаются падающей волной последовательно друг за другом, а при параллельном – независимо. Частным случаем параллельного питания является схема типа «елочка», образуемая за счет каскадного деления подводимой мощности на две части (рис. 1.2).



а) линейная; б) дуговая; в) кольцевая; г) плоская; д) цилиндрическая;  
 е) коническая

Рисунок 1.1 – Типы построения антенных решеток



а) последовательная схема; б) параллельная схема; в) схема питания типа «елочка»

Рисунок 1.2 – Способы возбуждения антенных решеток

Практически любую антенну можно представить в виде совокупности излучателей. В связи с этим возникает задача исследования характеристик направленности такой системы.

Диаграмма направленности решетки идентичных, одинаково возбуждаемых и ориентированных в пространстве излучателей представляет собой произведение диаграммы направленности (ДН) одного излучателя на множитель решетки, не зависящий от типа излучателя, а определяемый исключительно геометрией антенной решетки, амплитудами и фазами токов излучателей.

Множитель решетки (1.1) представляет собой ДН решетки (системы) ненаправленных излучателей, расположенных в фазовых центрах реальных излучателей и возбуждаемых так же, как они.

Обычно ДН отдельного излучателя (элемента сложной антенной системы) значительно шире ДН всей антенны, поэтому в основном направленные свойства антенны определяет именно множитель решетки.

$$F_{реш}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{j(k \cdot \rho_n)}, \quad (1.1)$$

где  $A_n$  - комплексная амплитуда  $n$ -го излучателя,  $\rho_n$  - радиус-вектор, характеризующий расположения каждого излучателя.

$$F_N(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi) \cdot F_{реш}(\theta, \varphi), \quad (1.2)$$

где  $F_1(\theta, \varphi)$  - диаграмма направленности отдельного излучателя, в случае, когда система состоит из идентичных и одинаково ориентированных излучателей.

Формула 1.2 является математической записью одного из фундаментальных законов теории антенн – теоремы умножения диаграмм направленности.

## Множитель линейной эквидистантной решетки

Антенная решетка называется линейной, если все ее излучатели расположены на одной прямой. Важным частным случаем линейной решетки является линейная эквидистантная решетка, в которой соседние излучатели находятся на одинаковом расстоянии  $d$  друг от друга.

Сдвиг фазы тока между любыми двумя соседними излучателями составляет  $\alpha$ . Множитель решетки имеет вид:

$$F_{\text{лин.реш.}}(\theta) = \sum_{n=1}^N |A_n| \cdot e^{j(n-1)\psi}, \quad (1.3)$$

где  $\psi$  - сдвиг фазы между полями, создаваемыми в точке наблюдения  $M$  (рис. 1.3).

$$\psi = k \cdot d \cdot \cos(\theta) - \alpha. \quad (1.4)$$

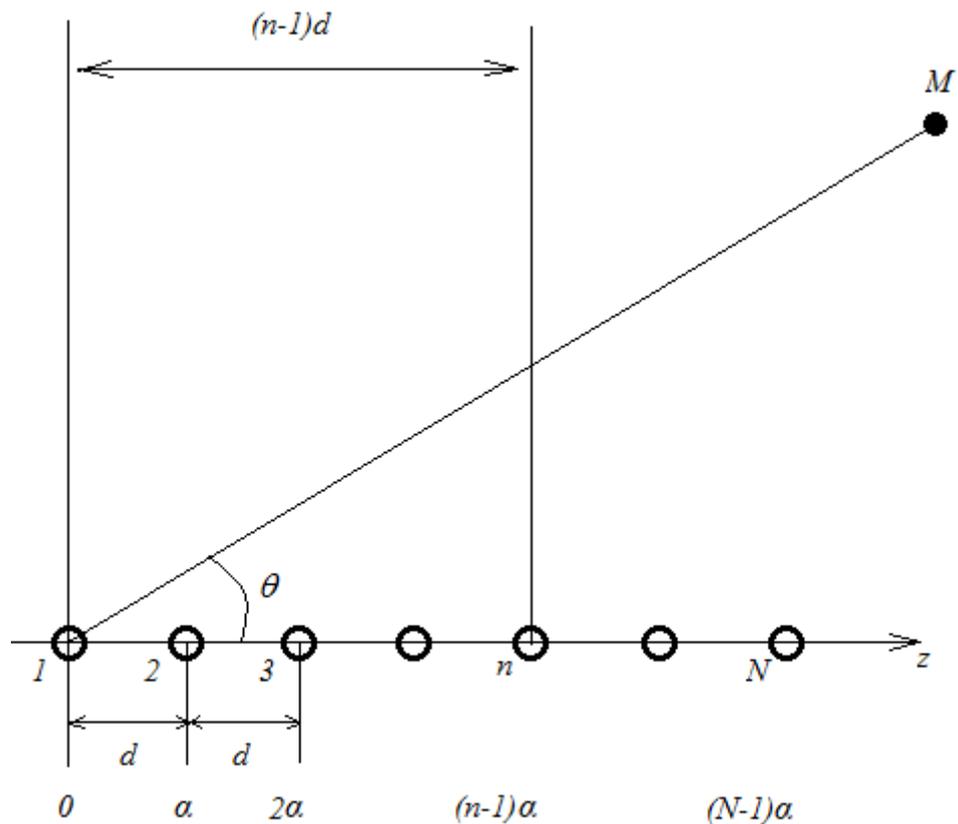


Рисунок 1.3 – Линейная эквидистантная решетка

### Работа антенных решеток в режиме нормального излучения

При  $\alpha = 0$  интервал изменения  $\psi$  множителя решетки оказывается симметричен относительно нулевого значения (рис. 1.4), а главный максимум – перпендикулярен оси решетки:  $\theta_{\text{гл}} = \pi/2$ . Такой режим называют режимом нормального излучения. Поскольку в этом режиме все элементы решетки излучают в фазе, говорят о синфазной решетке.

Значение  $k \cdot d = \frac{2 \cdot \pi \cdot d}{\lambda}$  выбирается так, чтобы интервал изменения

аргумента не захватывал главных максимумов, симметрично расположенных на значениях  $\psi = \pm 2\pi$ , для этого необходимо соблюсти условие (рис. 1.4):

$$\frac{d}{\lambda} \leq 1 - \frac{1}{N} \quad (1.5)$$

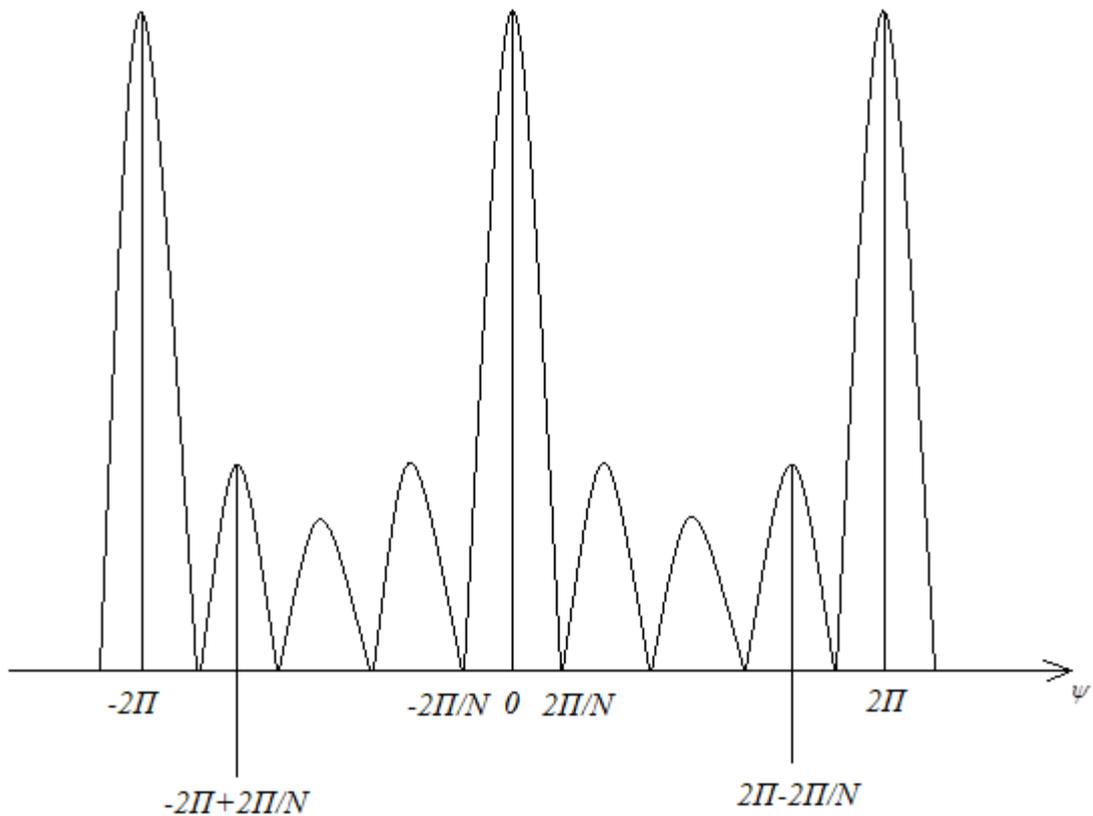


Рисунок 1.4 – Диаграмма направленности решетки нормального излучения

Ширина ДН по уровню половинной мощности:

$$2\Delta\theta_{0,5}^{\circ} = (60 \text{K } 51^{\circ}) \cdot \frac{\lambda}{N \cdot d}, \quad (1.6)$$

причем константа 60 град. относится к решеткам с  $N=2$ , 51 град. – к решеткам с  $N \rightarrow \infty$ .

## 2 Рекомендации по выполнению работы

Электромагнитное моделирование антенных решеток проводится в САПР микроволновых устройств *EMPro*.

Для каждого варианта данные задаются из таблицы 1.31.

Таблица 1.1 – Варианты заданий

№ Варианта	Тип антенной решетки	Частотный диапазон, ГГц	КСВ, менее	Коэффициент усиления в Е плоскости, дБ	Количество элементов
1	Волноводный	10	1,7	12	4
2	Полосковый	10	1,7	10	4
3	Полосковый	16	1,15	11	4
4	Волноводный	16	1,15	13	4
5	Полосковый	6	1,7	6	4
6	Волноводный	6	1,7	9	4
7	Волноводный	20	1,15	14	4
8	Полосковый	24	1,7	13	4
9	Волноводный	19	1,7	17	6
10	Полосковый	19	1,7	14	6

## 2.1 Содержание отчета

Отчет о проделанной работе должен содержать следующие разделы:

- 11) Цель работы;
- 12) Краткая теория;
- 13) Аналитический расчет антенной решетки
- 14) Результаты моделирования. Частотные зависимости модулей коэффициентов отражения. Диаграммы направленности антенн. Сопоставление результатов моделирования и аналитического расчета.
- 15) Выводы по проделанной работе.

## 3 Работа с программным обеспечением

3.1 Используя теоретические данные из лабораторной работы № 2, произвести расчет печатного излучателя в соответствии со своим вариантом. Рассчитав параметры печатного излучателя, провести его моделирование в САПР.

3.2 Создание подобного печатного излучателя было выполнено в лабораторной работе №2, отличие заключается в способе питания антенного элемента, в данной лабораторной работе, требуется использовать не коаксиальную питания, а микрополосковую линию с четвертьволновым трансформатором. Пример подобного антенного элемента приведен на рисунке 3.1.

### Важно

3.2.1 Для ускорения вычислений, в данной лабораторной работе моделирование проводить, используя дискретный порт (при необходимости получения более точных результатов, использовать волноводный порт).

3.2.2 Моделирование проводить при помощи метода конечных разностей(FTDT)

3.2.3 Оптимальные размеры подложки равны:

$$L_g = 6h + L; \quad (3.1)$$

$$W_g = 6h + W; \quad (3.2)$$

где  $h$  – толщина подложки

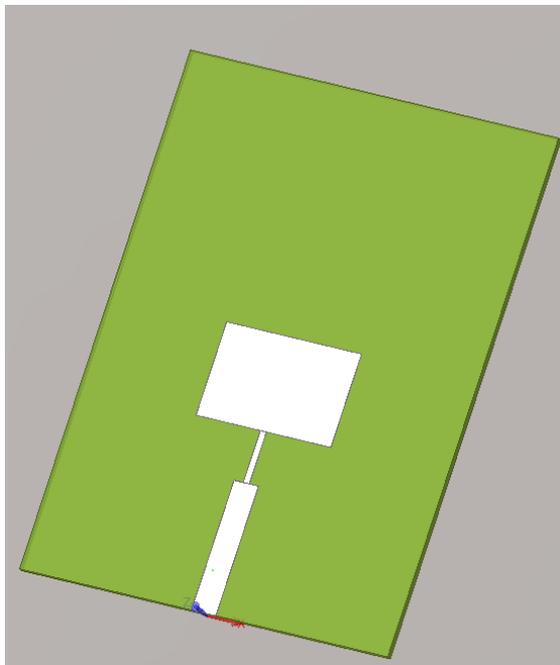


Рисунок 3.1. – Печатный излучатель с четверть волновым трансформатором.

3.3 Получить схождение, между расчетом и моделированием ДН и S-параметров антенного элемента. Возникшее искажение ДН в Е плоскости связано со способом запитки антенного элемента. Пример получившихся результатов в САПР, приведен на рисунках 3.2-3.4.



Рисунок 3.2 – Диаграмма направленности в  $H$  плоскости

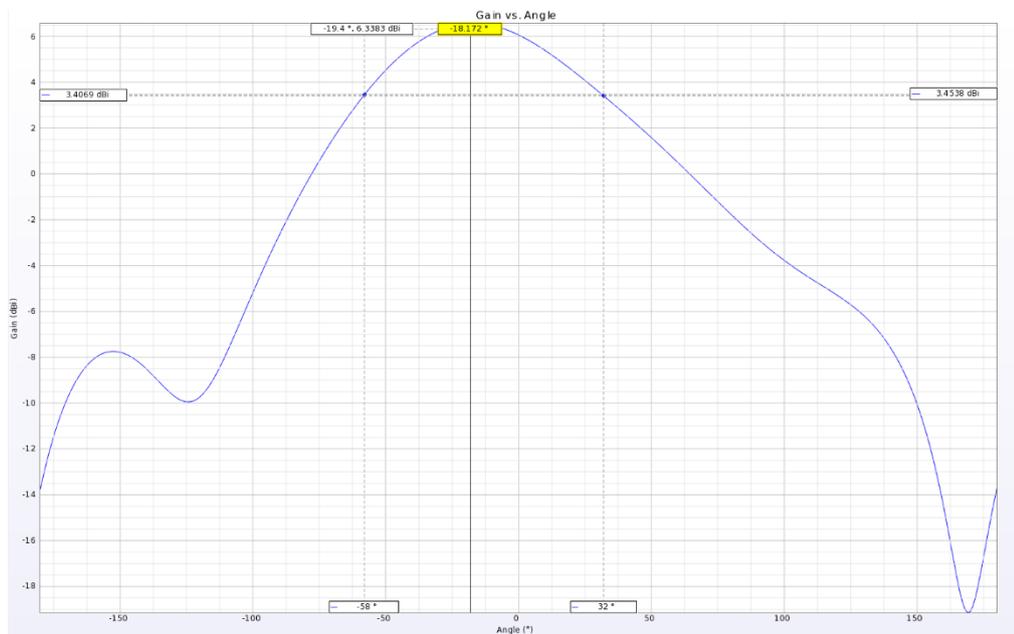


Рисунок 3.3 – Диаграмма направленности в  $E$  плоскости

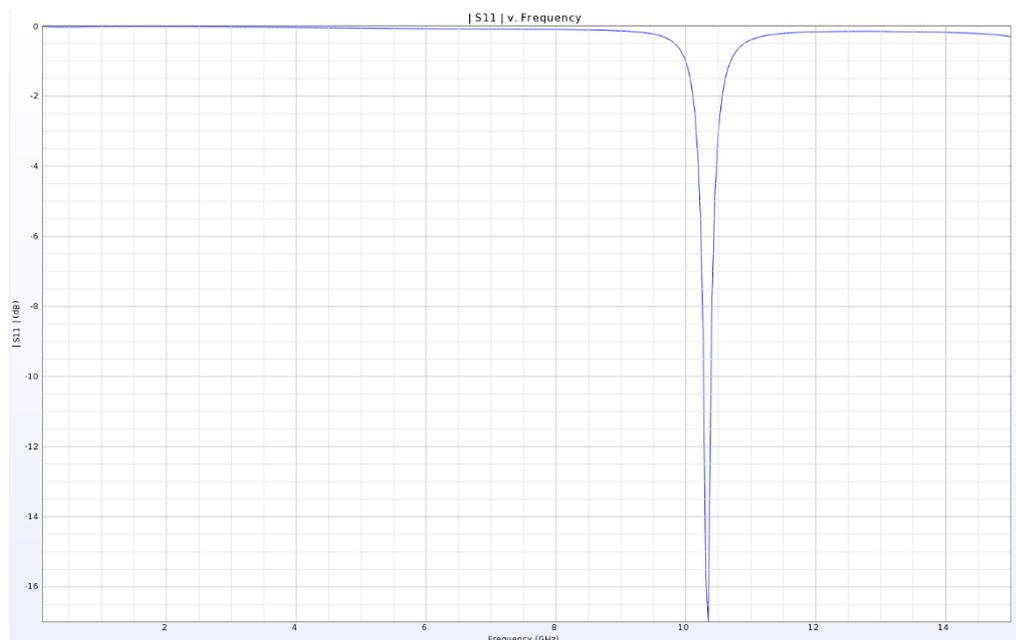


Рисунок 3.4 – График зависимости коэффициента отражения печатного излучателя от частоты

3.4 Следующим шагом, на основе имеющегося антенного элемента требуется создать антенную решетку, состоящую из 4х патчей. Расчет множителя антенной решетки и выбора шага решетки приведен в теоретической части (однако в практике, при создании антенных систем в САПР, шаг антенной решетки может быть скорректирован в пределах 10%, с учетом неравномерного изменения фазы и ростом потерь с частотой.)

### **Важно**

3.4.1 Шаг антенной решетки при последовательной запитки элементов брать  $0,5-0,7 \lambda$  (является оптимальным для антенных решеток такого типа)

3.4.2 Для получения оптимальных параметров антенной решетки, требуется провести оптимизацию полученных расчетных значений, чтобы требуемые характеристики.

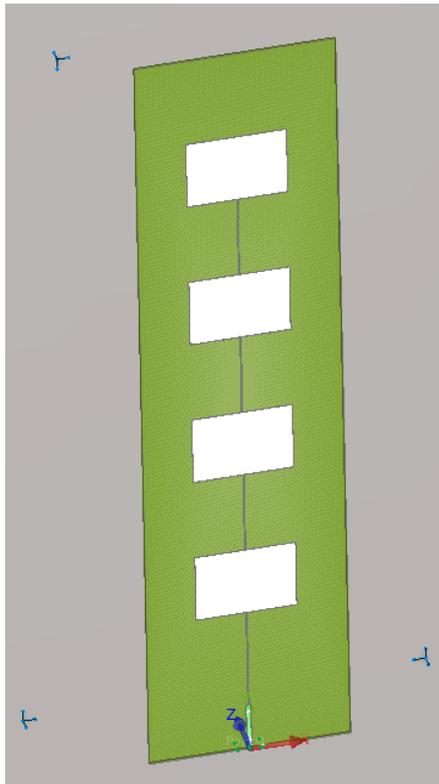


Рисунок 3.6 – Модель антенной решетки

Модель антенной решетки выполнена в виде 4х патчей, соединенных между собой высокоомной линией передачи с краевым возбуждением.

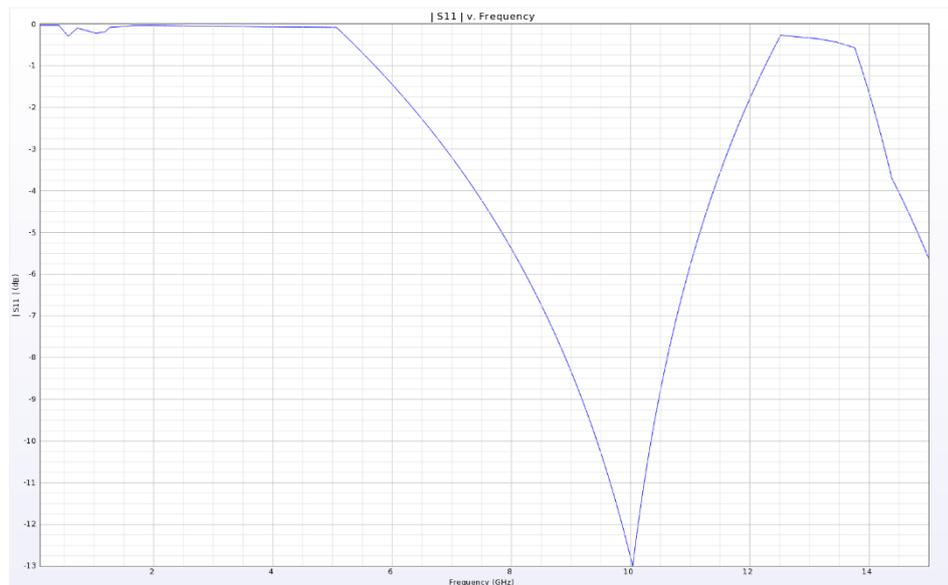


Рисунок 3.7 – График зависимости коэффициента отражения антенной решетки

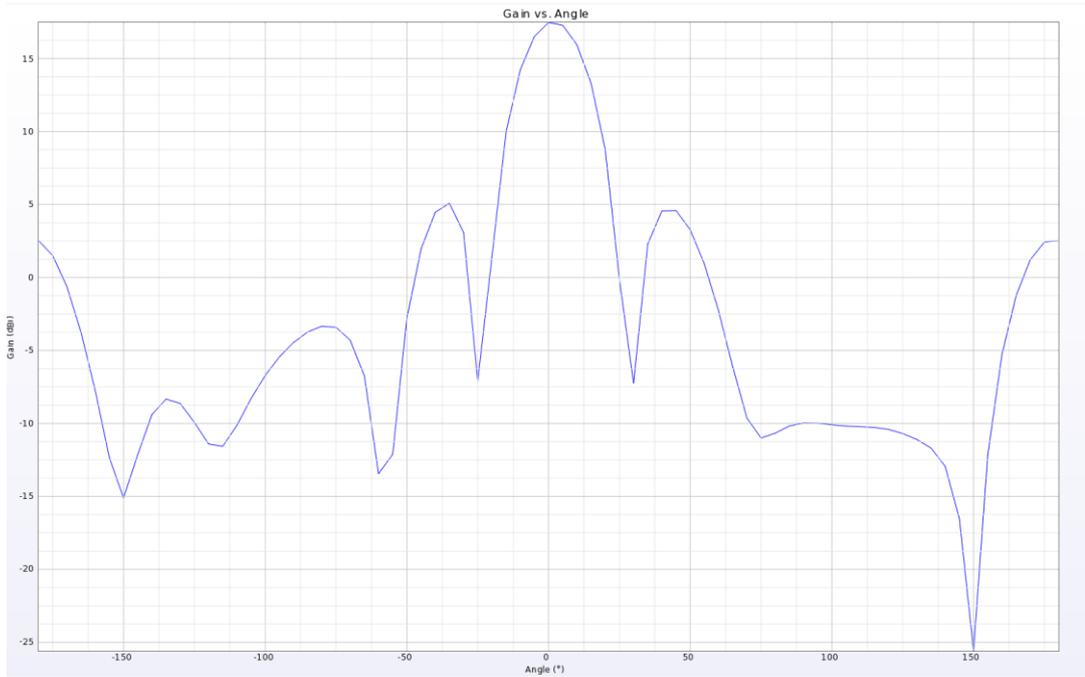


Рисунок 3.8 – Диаграмма направленности в  $E$  плоскости

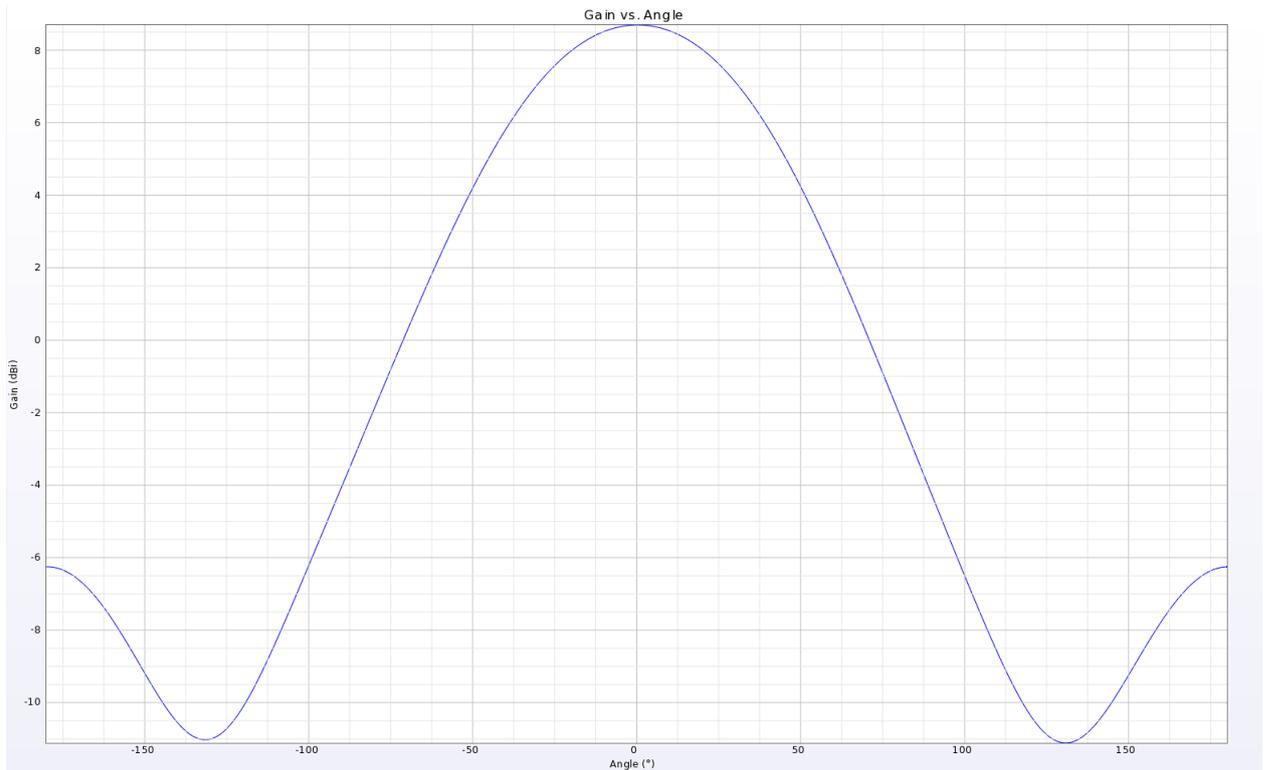


Рисунок 3.9 – Диаграмма направленности в  $H$  плоскости

3.5 В вариантах индивидуального задания, так же присутствует волноводно-щелевая антенная решетка, в качестве примера будет приведен расчет данной модели антенны в САПР, с ее характеристиками. Используя теорию из лабораторной работы №2 произвести расчет волновода и щели. Шаг антенной решетки использовать  $\lambda_g/2$ , расчёт  $\lambda_g$  приведен в формуле 3.3

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}; \quad (3.3)$$

Пример подобной антенной решетки и ее параметров представлен на рисунках 3.10–3.13

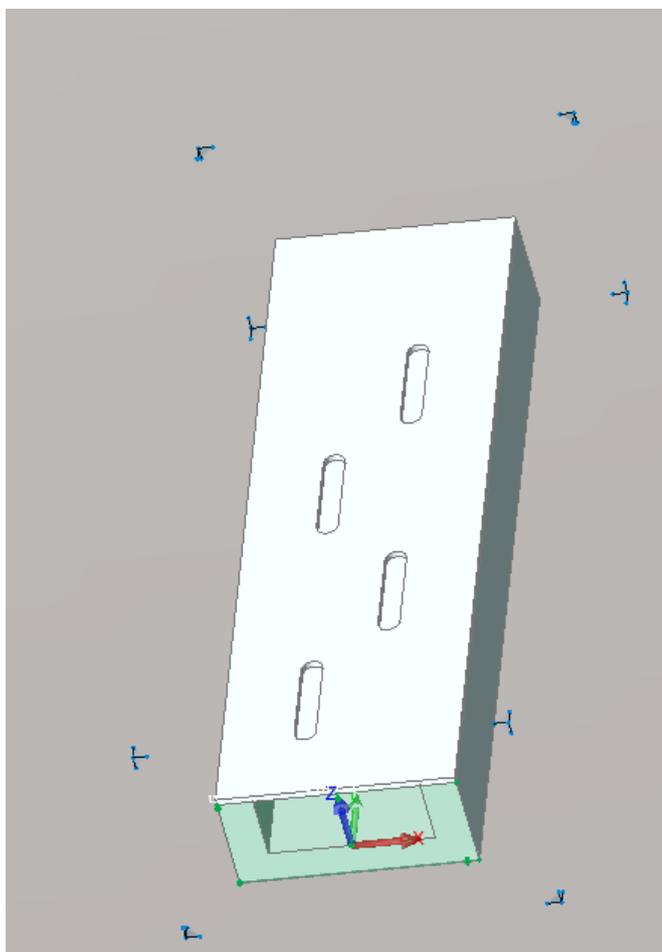


Рисунок 3.10 – Модель антенной решетки

Модель антенной решетки выполнена в виде 4х щелей, расположенных в широкой стенке волновода.



Рисунок 3.11 – График зависимости коэффициента отражения антенной решетки

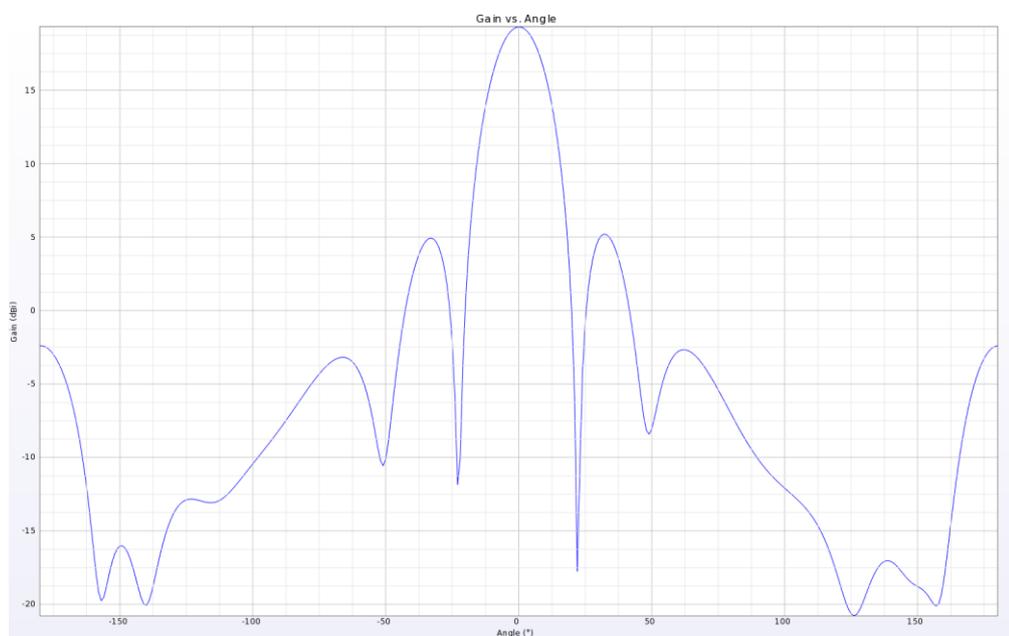


Рисунок 3.12 – Диаграмма направленности в  $E$  плоскости

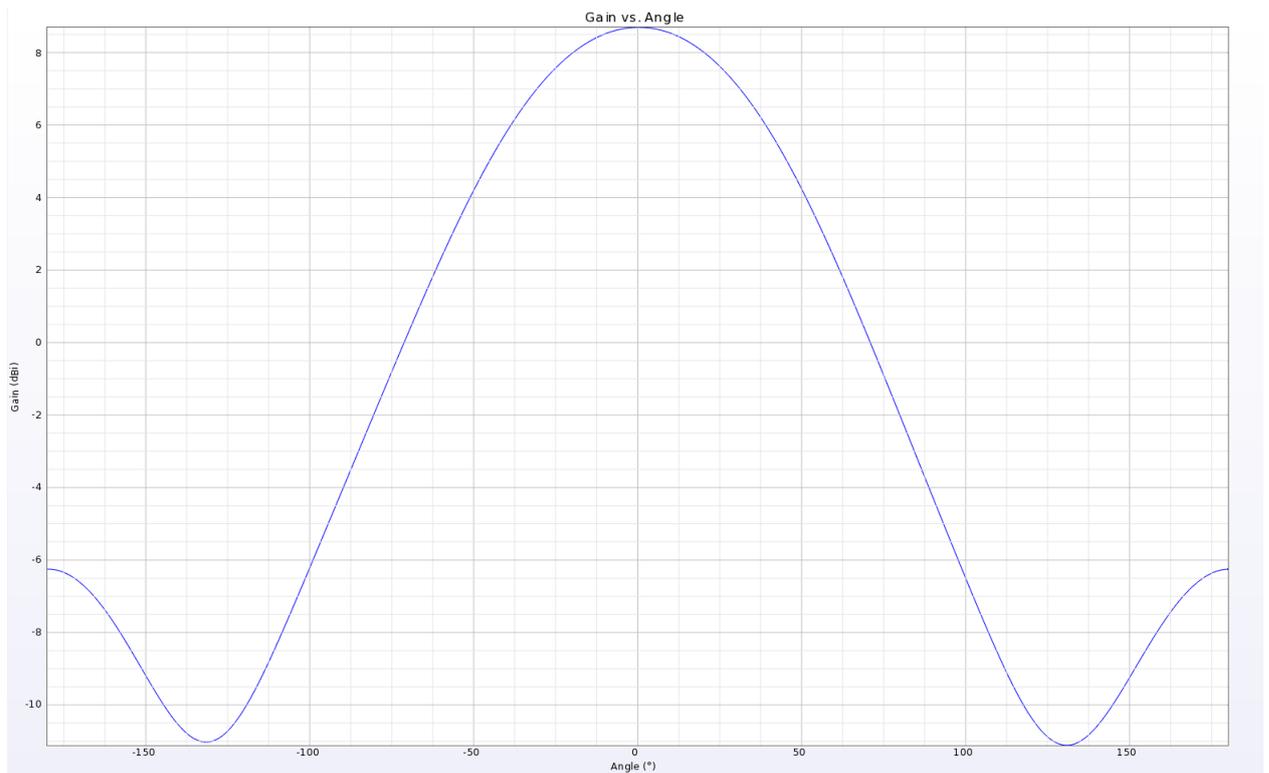


Рисунок 3.13 – Диаграмма направленности в  $H$  плоскости

## Лабораторная работа №4 Влияние амплитудного распределения в линейных АР

### Введение

**Цель работы:** изучение принципов работы программного обеспечения *EMPro* для электромагнитного моделирования устройств и получение навыков построения линейных антенных решеток с амплитудным распределением.

### 1 Краткие теоретические сведения

Оптимальными диаграммами направленности принято называть диаграммы, наилучшим образом удовлетворяющие различным практическим требованиям. В частности, к антеннам с оптимальной диаграммой направленности относятся антенны, диаграммы направленности которых имеют наименьший уровень боковых лепестков при заданной ширине главного максимума.

Такие антенны называются дольф-чебышевскими оптимальными антеннами. Это название они получили по той причине, что впервые задачу синтеза оптимальной антенны решил Дольф, используя математический аппарат полиномов Чебышева.

Задача ставится так: спроектировать антенну, диаграмма направленности которой имеет наименьшую ширину главного лепестка при заданном уровне боковых лепестков, или наименьший уровень боковых лепестков при заданной ширине главного максимума. В обоих случаях размеры антенны считаются заданными или выбираются вначале до решения основной задачи – нахождения токов в излучателях.

Областью применения таких антенн являются системы, в которых предъявляются жесткие требования к уровню бокового излучения. Как правило, это приемные антенны. Примером может служить антенна системы, работающей в условиях большого уровня помех, отстройка от которых производится пространственной селекцией.

Антенна с оптимальной диаграммой направленности представляет собой линейную или двумерную решетку излучателей, размещенных на одинаковом расстоянии друг от друга со специальным амплитудным распределением тока вдоль антенны. Если все излучатели возбуждены в фазе, то луч направлен по нормали к антенне. Если задать постоянный сдвиг фаз между излучателями, то луч можно отклонить на необходимый угол.

### Свойства полиномов Чебышева

Полиномами Чебышева называются полиномы вида:

$$T_m(x) = \cos(m \cdot \arccos(x)) \text{ при } |x| \leq 1,$$

$$T_m(x) = ch(m \cdot \text{Arcch}(x)) \text{ при } |x| > 1,$$

где  $x$ - аргумент полинома;  $m$  – порядок полинома, определяемый наивысшей степенью переменной  $x$ .

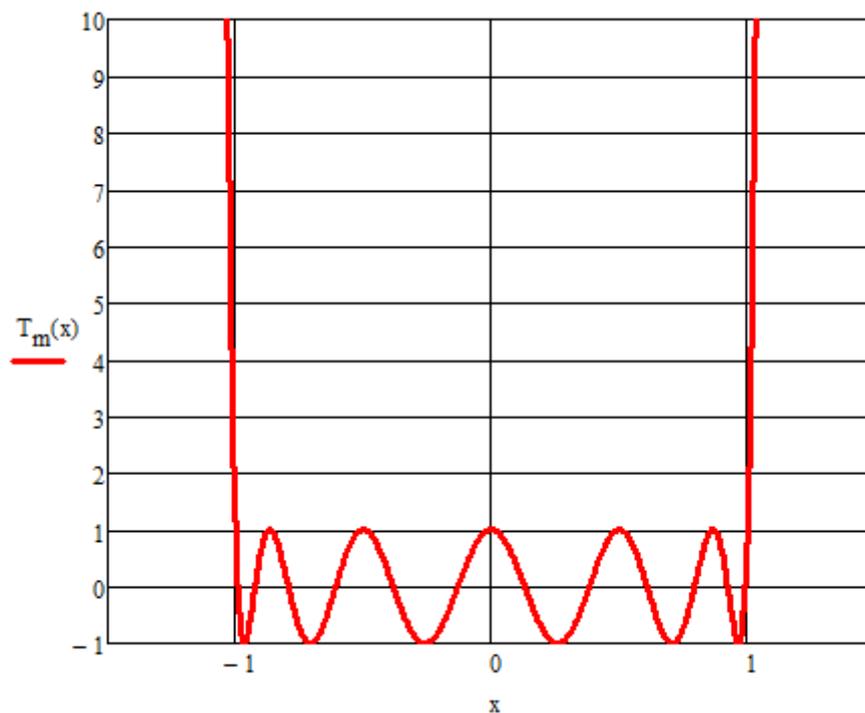


Рисунок 1.1 – График полинома Чебышева  $T_6(x)$

На рисунке 1.1 приведен график полинома Чебышева  $T_6(x)$ . Из приведенного рисунка видно, что полином Чебышева в пределах изменения

аргумента  $-1 \leq x \leq 1$  представляет собой знакопеременную функцию с несколькими максимумами. Все максимумы одинаковы и по модулю равны единице. За пределами  $|x| > 1$  полином по модулю неограниченно возрастает.

Полином Чебышева обладает следующими свойствами, которые и обусловили его широкое применение при построении различных систем.

Из всех степенных полиномов той же степени с действительными коэффициентами и коэффициентом при высшем члене, равном  $2^{m-1}$ :

а) в пределах изменения аргумента  $-1 \leq x \leq 1$  полином Чебышева наименее отклоняется от нуля, т.е. абсолютные значения максимумов будут наименьшими.

б) полином Чебышева имеет наибольшее значение наибольшего корня, т.е. интервал от наибольшего корня до  $x=1$  будет наименьшим. При  $|x| > 1$  полином возрастает, причем скорость нарастания наибольшая.

### **Диаграмма направленности, описываемая полиномом Чебышева**

Вводя масштабирующий коэффициент  $T_m(a \cdot x)$ , где  $a > 1$ , график полинома Чебышева приобретает вид диаграммы направленности с главным максимумом и серией боковых лепестков. Уровень боковых лепестков равен 1, а значение функции в максимуме равно  $T_m(a)$ .

Важным параметром антенны с оптимальной диаграммой направленности является параметр  $a$ . При известном числе излучателей (степени полинома  $m$ , всегда на единицу меньшей числа излучателей)  $a$  определяет уровень боковых лепестков и ширину луча.

Если задан уровень боковых лепестков  $q$ , то параметр  $a$  определяется по формуле:

$$a = \operatorname{ch} \left( \frac{1}{m} \cdot \operatorname{arch} \left( \frac{1}{q} \right) \right)$$

Токи в излучателях определяются по формулам:

При четном числе излучателей  $2N$

$$I_n = \sum_{p=n}^N (-1)^{N-p} \cdot a^{2 \cdot p-1} \cdot \frac{(2 \cdot N - 1) \cdot (p + N - 2)!}{(p - n)! \cdot (p + n - 1)! \cdot (N - p)!}$$

При нечетном числе излучателей  $2N+1$

$$I_n = \sum_{p=n}^N (-1)^{N-p} \cdot a^{2 \cdot p} \cdot \frac{(2 \cdot N) \cdot (p + N - 1)!}{(p - n)! \cdot (p + n)! \cdot (N - p)!}$$

Амплитудное распределение тока вдоль антенны с оптимальной диаграммой существенно неравномерное. Соответственно ширина луча всегда больше, чем у обычной синфазной антенны с одинаковыми токами в излучателях. Чем меньше уровень боковых лепестков, тем больше расширяется диаграмма направленности.

Коэффициент направленного действия оптимальных антенн также всегда меньше, чем у антенн с одинаковыми токами в излучателях. Боковые лепестки хотя имеют и малую величину, но их много (особенно это сказывается в решетках с большим количеством элементов) и все они одинаковой амплитуды. Соответственно доля мощности, рассеиваемая боковыми лепестками, оказывается большой.

На рисунках 1.2 и 1.3 приведены диаграммы направленности линейной решетки при разных значениях уровня боковых лепестков, при расстоянии  $\frac{\lambda}{2}$  на частоте 24 ГГц и количестве элементов решетки равным  $N = 10$ .

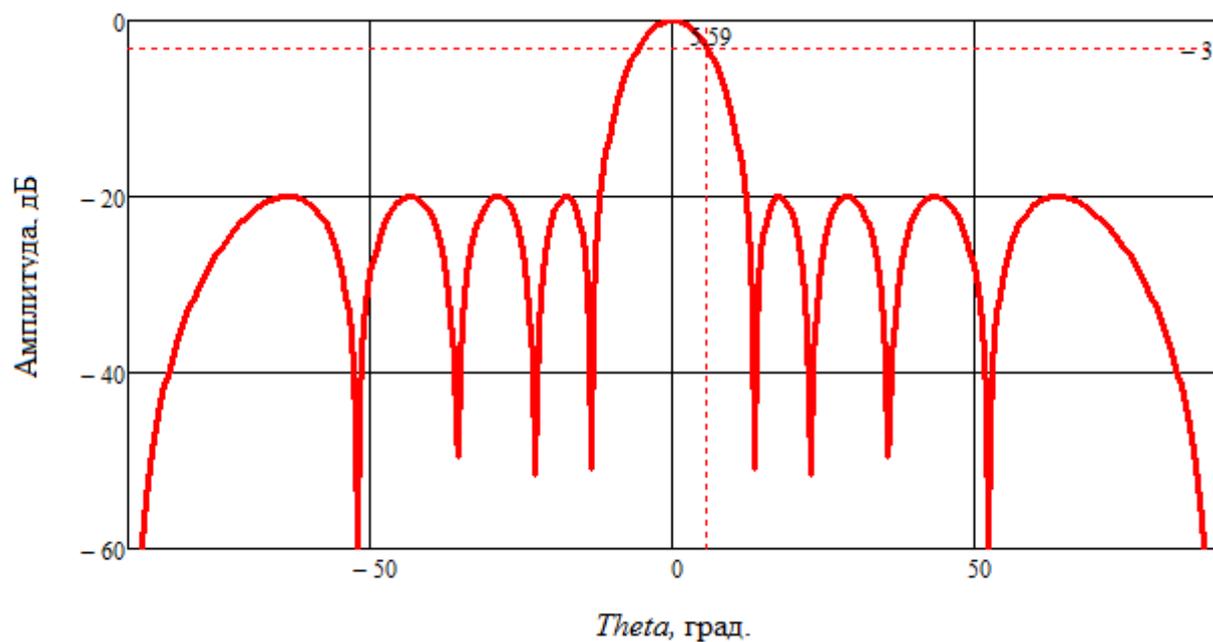


Рисунок 1.2 – Нормированная диаграмма направленности антенны с уровнем бокового излучения минус 20 дБ

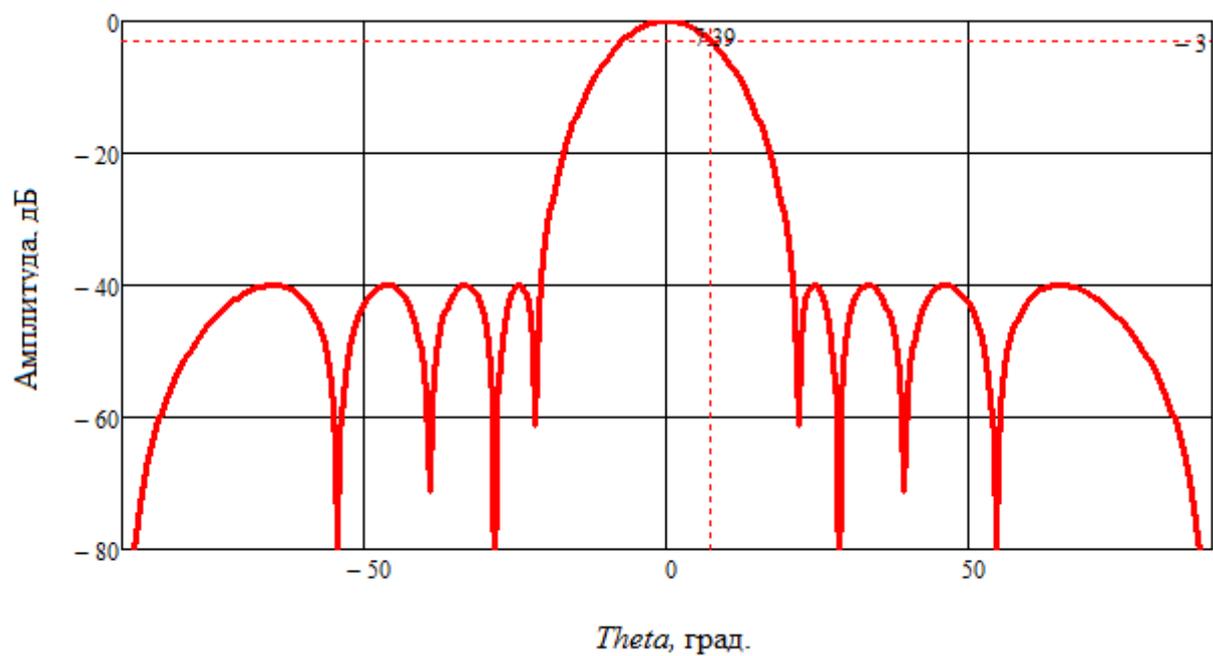


Рисунок 1.3 – Нормированная диаграмма направленности антенны с уровнем бокового излучения минус 40 дБ

Рисунки 1.2 – 1.3 наглядно показывают, что при уменьшении уровня боковых лепестков с минус 20 дБ до минус 40 дБ диаграмма направленности расширяется с  $\theta_{1,0,5} = 11,18$  градусов до  $\theta_{2,0,5} = 14,78$  градусов.

## **2 Рекомендации по выполнению работы**

Электромагнитное моделирование антенных решеток проводится в САПР микроволновых устройств *EMPro*.

### **Использовать варианты из предыдущей лабораторной работы**

#### **2.1 Содержание отчета**

Отчет о проделанной работе должен содержать следующие разделы:

- 1) Цель работы;
- 2) Краткая теория;
- 3) Аналитический расчет антенной решетки
- 4) Результаты моделирования. Частотные зависимости модулей коэффициентов отражения. Диаграммы направленности антенн. Сопоставление результатов моделирования и аналитического расчета.
- 5) Выводы по проделанной работе.

## **3 Работа с программным обеспечением**

3.1 Используя полученную в лабораторной работе № 3 антенную решетку наложить оконную функцию. Путем изменения ширины патчей. Пример данной антенны приведен на рисунке 3.1.

3.2 Получить схождение, между расчетом и моделированием ДН и S-параметров антенного элемента. Пример получившихся результатов в САПР, приведен на рисунках 3.2-3.4.

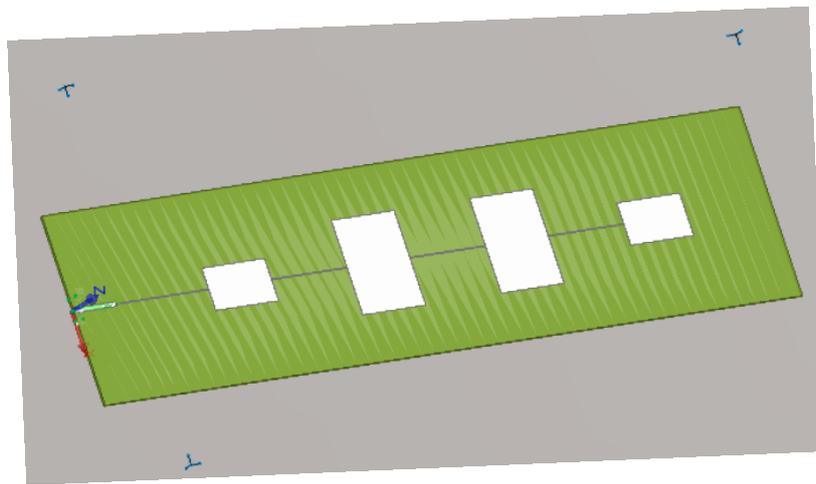


Рисунок 3.1. – Антенная решетка с неравноамплитудным распределением

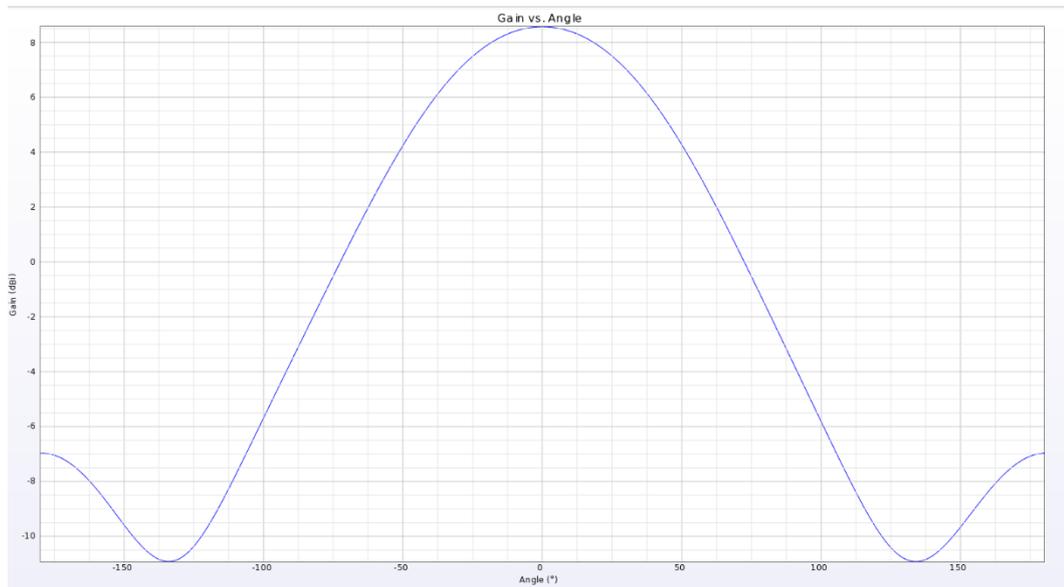


Рисунок 3.2 – Диаграмма направленности в  $H$  плоскости

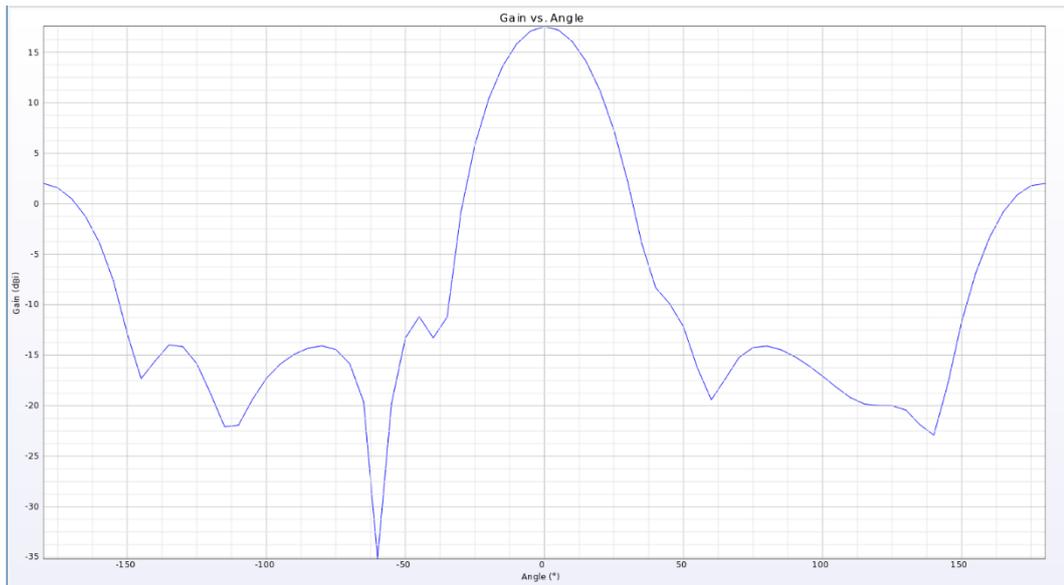


Рисунок 3.3 – Диаграмма направленности в  $E$  плоскости

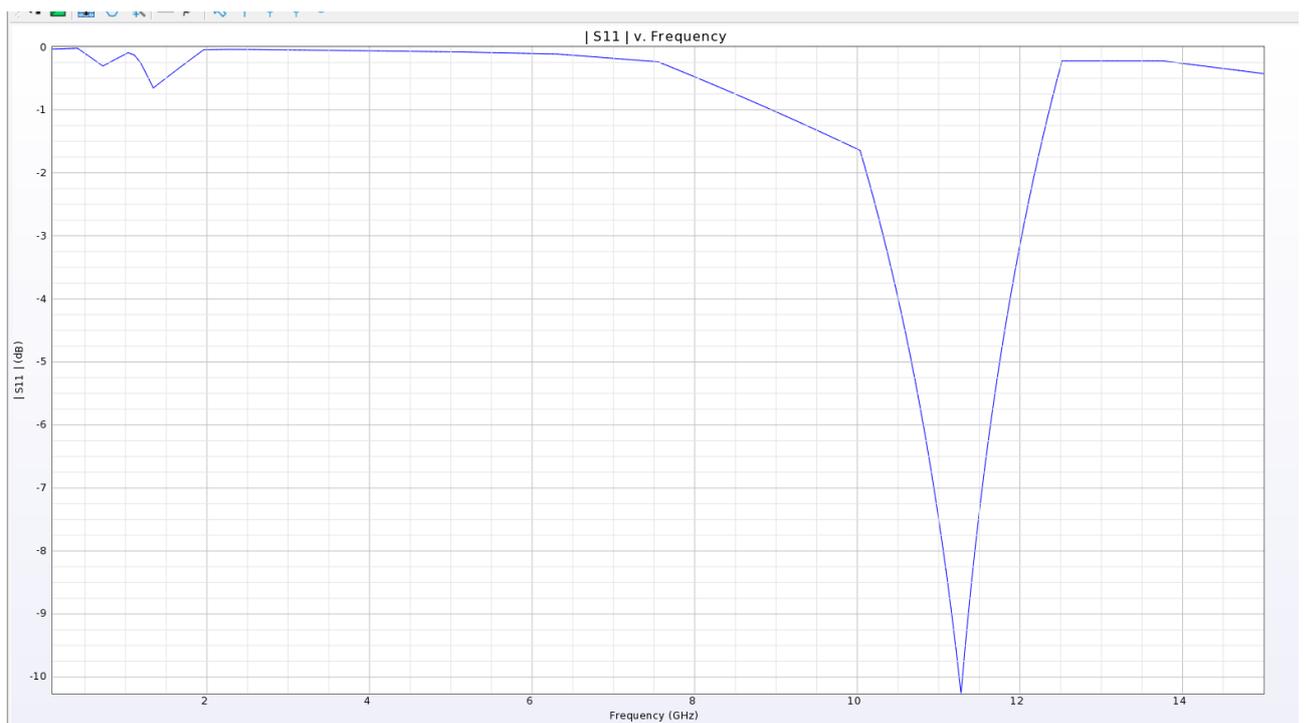


Рисунок 3.4 – Частотная зависимость модуля коэффициента отражения

3.3 Для достижения низкого уровня боковых лепестков в соответствии с формулой был задан уровень минус 20 дБ. Применение Дольф-Чебышевского распределения в волноводно-щелевой антенной решетке

обеспечивается при помощи заданного расстояния щелей от центра волновода к краю в сторону боковых стенок так как распределение амплитуды напряженности поля  $H_{10}$  в волноводе изменяется по закону косинуса.

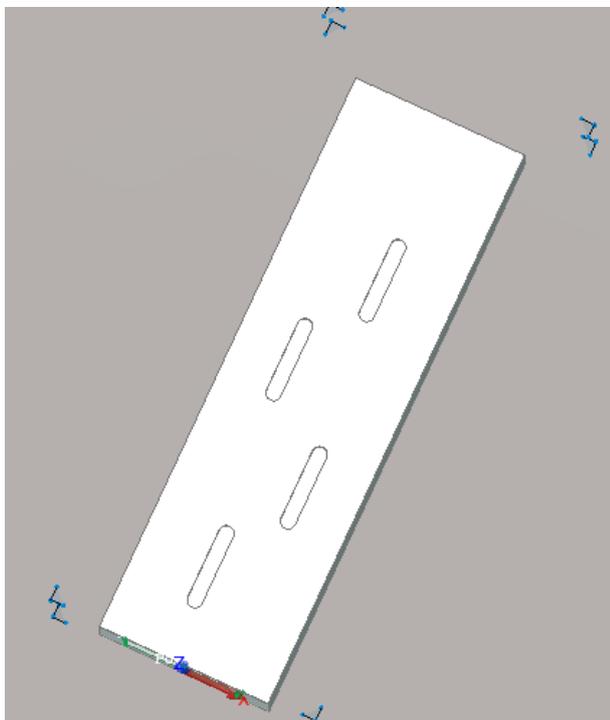


Рисунок 3.5 – Модель антенной решетки

3.4 Получить схождение, между расчетом и моделированием ДН и S-параметров антенного элемента. Пример получившихся результатов в САПР, приведен на рисунках 3.6-3.8.

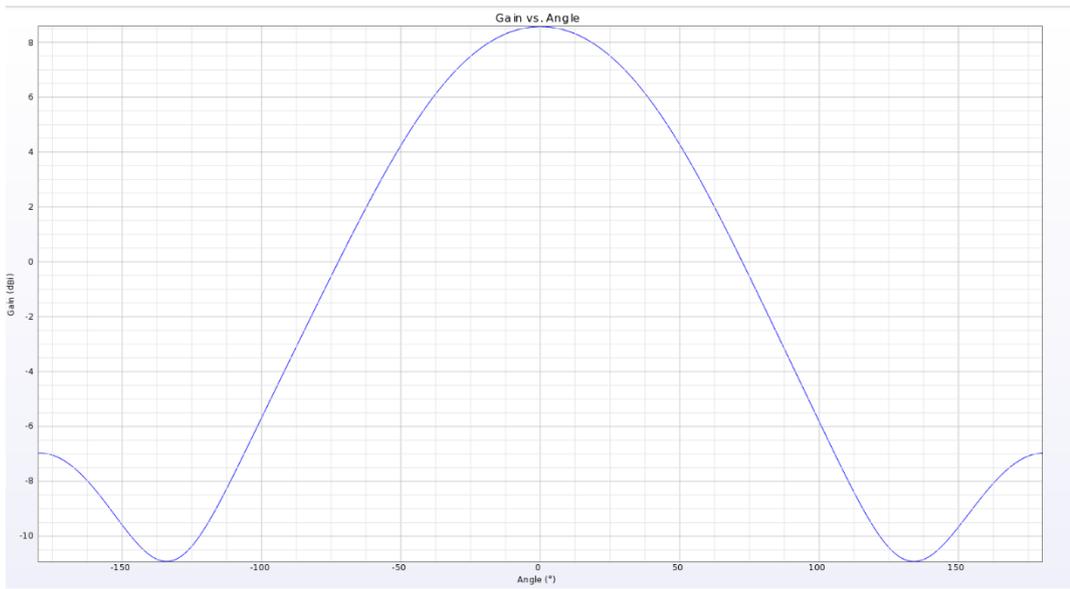


Рисунок 3.6 – Диаграмма направленности в  $H$  плоскости



Рисунок 3.7 – Диаграмма направленности в  $E$  плоскости

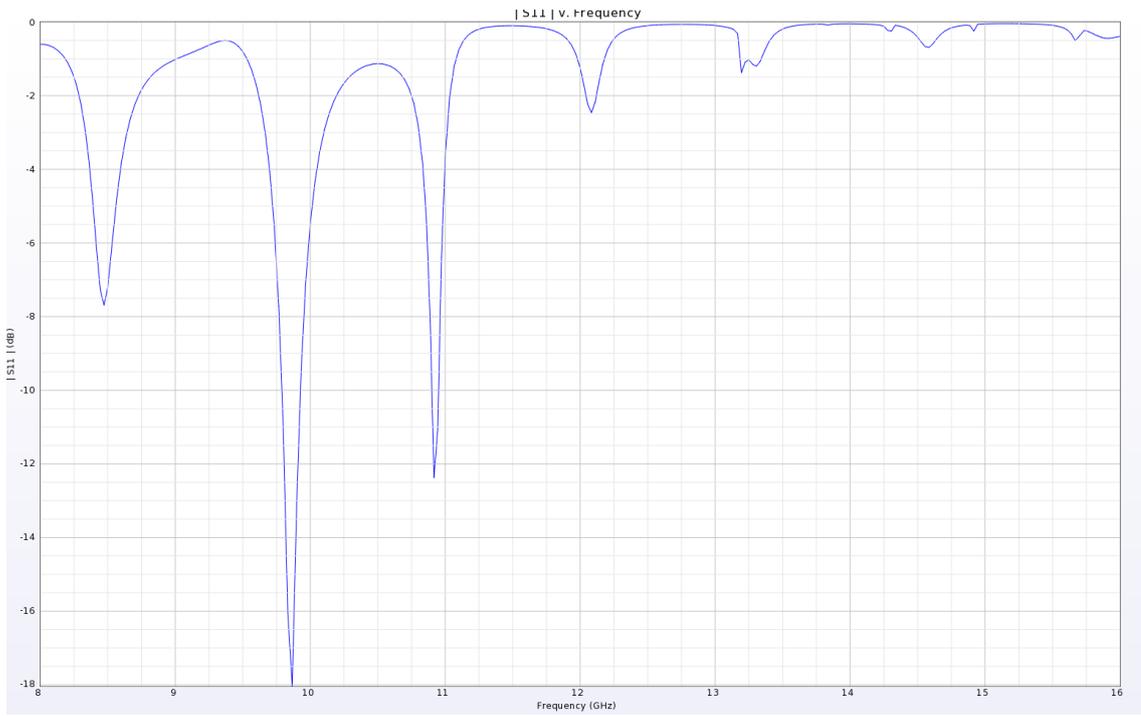


Рисунок 3.8 Частотная зависимость модуля коэффициента отражения

## Список использованной литературы

- 1 Антенно-фидерные устройства: Учебное пособие для высших учебных заведений. / А.М. Сомов, В.В. Старостин, Р.В. Кабетов. М.: Горячая Линия Телеком, 2011. - 404 с.
- 2 Устройства СВЧ и антенны, часть 2 Антенны: Учебное пособие. / Г.Г. Гошин. Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 159 с.
- 3 Устройства СВЧ и антенны, проектирование фазированных антенных решеток: учебное пособие для высших учебных заведений. / Под ред. Д.И. Воскресенского. Издание 4-ое, дополненное. М.: Радиотехника, 2012. – 741 с.