

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра антенн и устройств СВЧ

***ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕНН И УСТРОЙСТВ СВЧ***

Лабораторный практикум по дисциплинам  
«Антенны и устройства СВЧ»,  
«Методы и устройства формирования информационных  
электромагнитных полей»

Минск 2007

УДК 621.396.67 (075.8)

ББК 32.845 я 73

Ч-67

С о с т а в и т е л и:

О. А. Юрцев, Д. В. Гололобов, Ю. Ю. Бобков

**Численное** моделирование антенн и устройств СВЧ : лаб. практикум по дисц. «Антенны и устройства СВЧ», «Методы и устройства формирования информационных электромагнитных полей» / сост. О. А. Юрцев, Д. В. Гололобов, Ю. Ю. Бобков. – Минск : БГУИР, 2007. – 70 с. : ил.  
ISBN 978-985-488-166-9

Состоит из 5 лабораторных работ. Содержатся сведения по основным закономерностям в теории антенн, даны основные типы проволочных и апертурных антенн; соотношения, определяющие их параметры, методика согласования произвольной нагрузки с помощью реактивных элементов; описаны программы моделирования; приведены контрольные вопросы.

Практикум предназначен для студентов специальностей I-39 01 01 «Радиотехника», I-39 01 03 «Радиоинформатика», I-38 02 03 «Техническое обеспечение безопасности» всех форм обучения.

**УДК 621.396. 67 (075.8)**

**ББК 32.845 я 73**

**ISBN 978-985-488-166-9**

© Юрцев О. А., Гололобов Д. В.,  
Бобков Ю. Ю., составление, 2007  
© УО «Белорусский государственный  
университет информатики  
и радиоэлектроники», 2007

## Лабораторная работа №1

### ВИБРАТОРНЫЕ АНТЕННЫ

#### 1.1. Цель

Путем численного моделирования на компьютере с использованием программы VIBRATOR изучить основные закономерности в симметричном вибраторе и директорной антенне.

#### 1.2. Сведения из теории

Вибраторные антенны используются в миллиметровом, сантиметровом, дециметровом, метровом и в более длинноволновых диапазонах волн и представляют собой прямолинейные проводники, возбуждаемые в определенных точках. Вибраторные антенны в зависимости от конструкции имеют коэффициент направленного действия (КНД) от нескольких единиц до десятков тысяч и применяются в системах радиосвязи, радионавигации, телевидении, телеметрии и других областях радиотехники.

*Полуволновый вибратор.* Простейшей вибраторной антенной является линейный симметричный вибратор, схематически показанный на рис. 1.1.

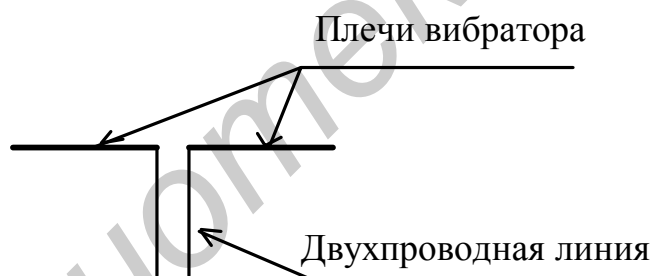


Рис. 1.1. Симметричный вибратор

Плечи вибратора выполняются из металлических проводников с поперечными размерами, значительно меньшими их длины. В середине к плечам вибратора подключается двухпроводная линия, которая, в свою очередь, подключается к генератору – в режиме передачи, или к приемнику – в режиме приема. В диапазоне УКВ (длина волны меньше 10 м) чаще всего используются вибраторы с длиной каждого плеча, равной четверти длины волны. Общая длина вибраторной антенны (длина двух плеч) в этом случае близка к половине длины волны  $\lambda$ , и вибратор называется полуволновым. Расчет всех характеристик антенны включает два этапа: решение внутренней и внешней задач.

Внутренняя задача – это нахождение распределения тока в проводниках антенны и определение входного сопротивления.

Внешняя задача: по найденному току в проводниках антенны находится поле в дальней зоне, по нему определяются диаграмма направленности (ДН), поляризация, КНД.

Распределение тока в плечах полуволнового вибратора приближенно можно определить методом эквивалентной длинной линии. Для этого сопоставим вибратор и двухпроводную линию, разомкнутую на конце, длиной в четверть длины волны. На рис. 1.2 показана двухпроводная линия, а на рис. 1.3 – симметричный полуволновой вибратор.

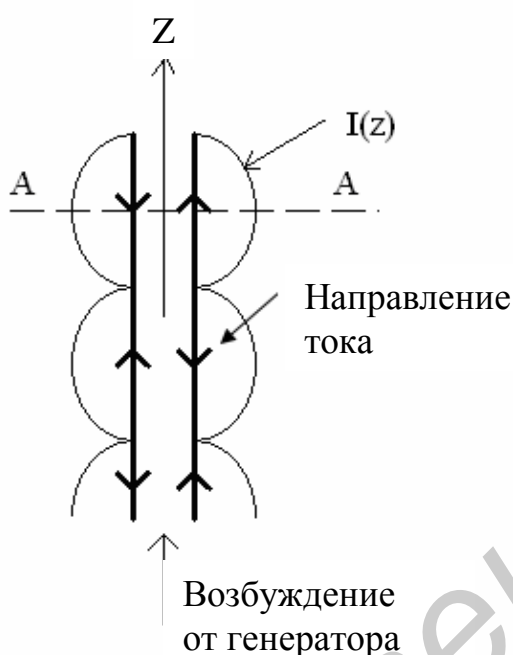


Рис. 1.2. Двухпроводная линия

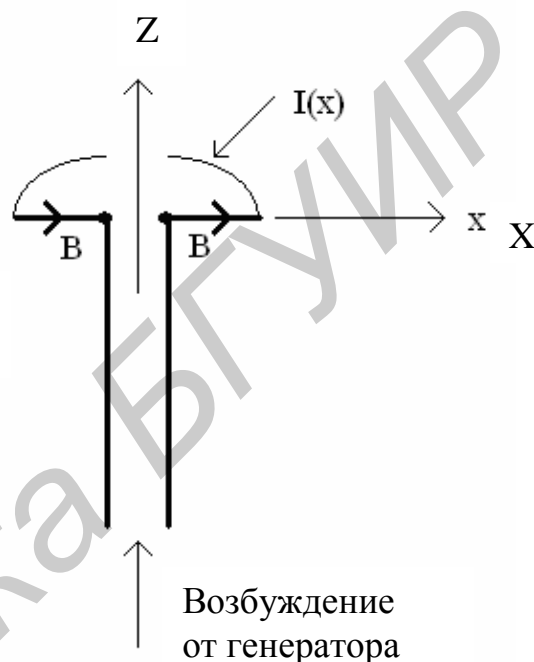


Рис. 1.3. Симметричный полуволновой вибратор

Линия снизу возбуждается от генератора, сверху разомкнута, поэтому в линии устанавливается режим стоячей волны тока. Распределение амплитуд тока  $I(z)$  и направление токов в проводниках линии показано на рис. 1.3. Так как расстояние между проводниками линии значительно меньше длины волны, а направления токов в соседних проводниках противоположны, линия не излучает.

Если в некотором сечении А–А, расположенном на расстоянии четверти длины волны от разомкнутого конца, левый проводник повернуть влево, а правый – вправо на  $90^\circ$ , получится полуволновой вибратор, возбуждаемый двухпроводной линией (см. рис. 1.3). При этом распределение тока  $I(x)$ , как показывает теоретический анализ и эксперимент, в плечах вибратора изменится очень мало: на свободных концах плеч ток будет равен нулю, а в точках подключения двухпроводной линии (см. рис. 1.3 – точки В) амплитуда тока будет максимальной. Как видно, в обоих плечах вибратора направление тока одинаково, поэтому вибратор излучает. Свойства вибратора можно выяснить, рассматривая вибратор как сумму элементарных излучателей бесконечно малой длины  $dx$ . Каждая такая часть представляет собой диполь Герца. Как известно, диполь Герца

не излучает вдоль своей оси (см. рис. 1.3 вдоль оси X), максимум излучения ориентирован перпендикулярно оси диполя (вдоль оси Z на рис. 1.3). На рис. 1.4 показан диполь Герца в системе прямоугольных X, Y, Z и сферических координат R,  $\theta$ ,  $\varphi$ . Показана также его ДН, которая, как известно, описывается выражением  $F(\theta) = \cos \theta$ .

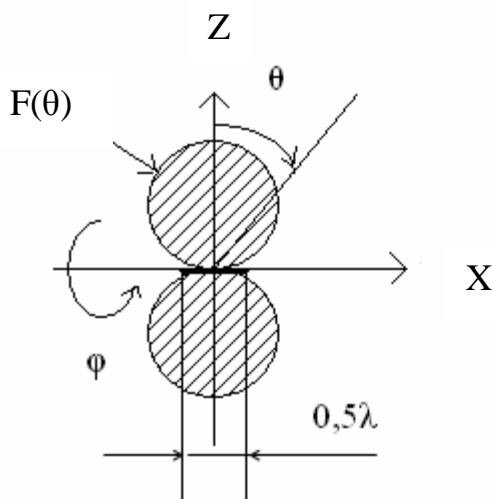


Рис. 1.4. ДН полуволнового вибратора

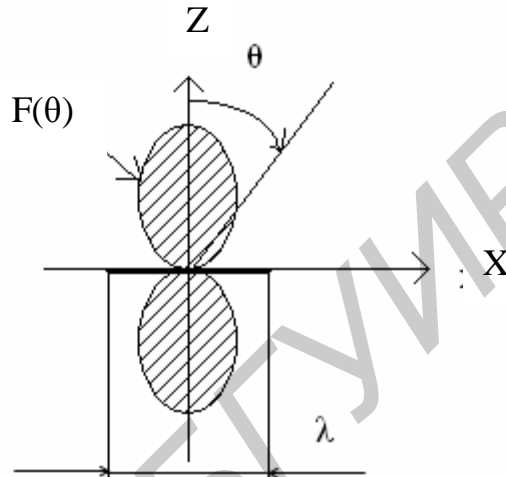


Рис. 1.5. ДН волнового вибратора

На рис. 1.4 показан полуволновый вибратор, состоящий из множества диполей Герца, и его ДН. Токи во всех его диполях имеют одинаковые фазы (одинаковое направление), поэтому их поля складываются с одинаковыми фазами в направлении оси Z (при  $\theta = 0$ ). В других направлениях поля уже не складываются синфазно, т.к. расстояния от разных диполей до точки наблюдения разные. В результате направленность излучения полуволнового вибратора повышается по сравнению с диполем Герца. Получена следующая формула для ДН полуволнового вибратора:

$$F(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{\cos \theta}.$$

Для диполя Герца ширина главного лепестка ДН  $2\theta_{0,5} = 90^\circ$ , КНД = 1,5.

Для полуволнового вибратора  $2\theta_{0,5} = 78^\circ$ , КНД = 1,64.

В плоскости, перпендикулярной оси X, вибратор так же, как и диполь Герца, излучает равномерно, т.е. ДН от угла  $\varphi$  не зависит и описывается выражением  $F(\varphi) = 1$ .

Диаграмма направленности  $F(\varphi)$  показана на рис. 1.6. На рис. 1.6 вектор  $\vec{E}$  в дальней зоне на оси Z ориентирован параллельно оси X, а вектор  $\vec{H}$  – по касательной к окружности  $R = \text{const}$ . За период колебания высокой частоты конец вектора  $\vec{E}$  описывает линию, параллельную оси X, т.е. вибратор излучает

поле линейной поляризации. Плоскость  $XZ$  – это плоскость  $E$ , плоскость  $YZ$  – плоскость  $H$ .

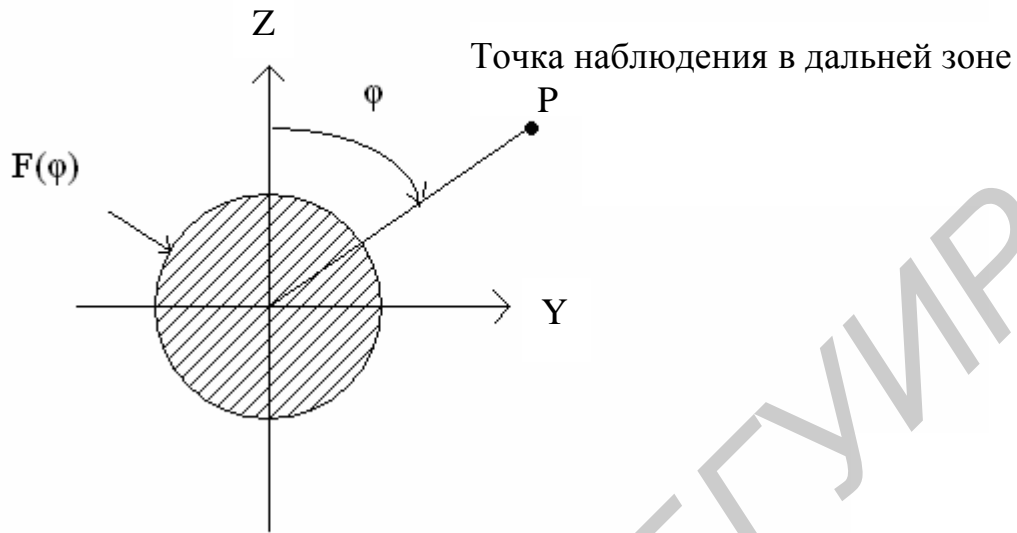


Рис. 1.6. ДН вибратора в плоскости  $H$

Метод эквивалентной длинной линии является приближенным и позволяет рассчитать с достаточной степенью точности ДН и КНД, т.е. характеристики, зависящие от поля в дальней зоне. Но этим методом нельзя определить входное сопротивление. Входное сопротивление вибратора ( $Z_{ВХ}$ ) равно отношению напряжения в точках  $B$  к току в этих точках. Обозначим напряжение и ток символами  $U_{ВХ}$ ,  $I_{ВХ}$ . Тогда

$$Z_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}}{I_{ВХ}} = R_{ВХ} + iX_{ВХ},$$

где  $R_{ВХ}$ ,  $X_{ВХ}$  – активная и реактивная части входного сопротивления. Если использовать метод эквивалентной длинной линии, то получим  $R_{ВХ} = 0$  (при стоячей волне тока проводник не излучает). Поэтому для расчета  $Z_{ВХ}$  используются более точные методы. Наиболее точным является метод интегральных уравнений. В этом методе уравнения Максвелла сводятся к интегральному уравнению для тока в проводнике вибратора, и это интегральное уравнение решается численно. Этим методом и экспериментально показано, что для полуволнового вибратора в зависимости от диаметра провода вибратора  $R_{ВХ} = 70...90$  Ом. Реактивная часть изменяется в зависимости от частоты  $f$  примерно так же, как в разомкнутой двухпроводной линии, длиной в четверть длины волны.

На резонансной частоте  $f_0$  –  $X_{ВХ} = 0$ ; на частоте  $f < f_0$  реактивное сопротивление емкостное ( $X_{ВХ} < 0$ ); на частоте  $f > f_0$  реактивное сопротивление индуктивно ( $X_{ВХ} > 0$ ). В зависимости от частоты  $X_{ВХ}$  меняется так же, как в

последовательном колебательном контуре. Но поскольку в вибраторе есть потери мощности на излучение, резонансная частота уменьшается по сравнению с той, на которой его длина равна половине длины волны. Резонансная длина вибратора  $L_{рез} = 0,5\lambda - \Delta L$ , где  $\Delta L$  – укорочение полуволнового вибратора, зависящее от диаметра провода, из которого сделан вибратор. Обычно  $\Delta L \approx (0,02...0,05)\lambda$ .

Диаграмма направленности вибратора слабо зависит от частоты, а входное сопротивление – сильно. Поэтому полуволновой вибратор является узкополосной антенной с точки зрения согласования с линией передачи. Удовлетворительное согласование полуволнового вибратора с кабелем, имеющим волновое сопротивление 75 Ом, сохраняется в полосе частот с коэффициентом перекрытия 1,05...1,1 (коэффициент перекрытия – отношение максимальной частоты полосы пропускания к минимальной).

Характеристики и параметры симметричного вибратора зависят от отношения его волновой длины  $\frac{L}{\lambda}$ , где  $L$  – геометрическая длина вибратора,  $\lambda$  – длина волны.

*Полуволновой вибратор с линейным рефлектором.* В ряде технических задач указанного значения КНД бывает недостаточно. Для повышения КНД вибраторные антенны делают более сложными, дополняя полуволновой вибратор, возбуждаемый от линии передачи, пассивными элементами или строя из полуволновых вибраторов антенные решетки. Полуволновой вибратор с пассивным линейным рефлектором является простейшим из подобных антенн. Рис. 1.7 иллюстрирует схематически конструкцию такой антенны.

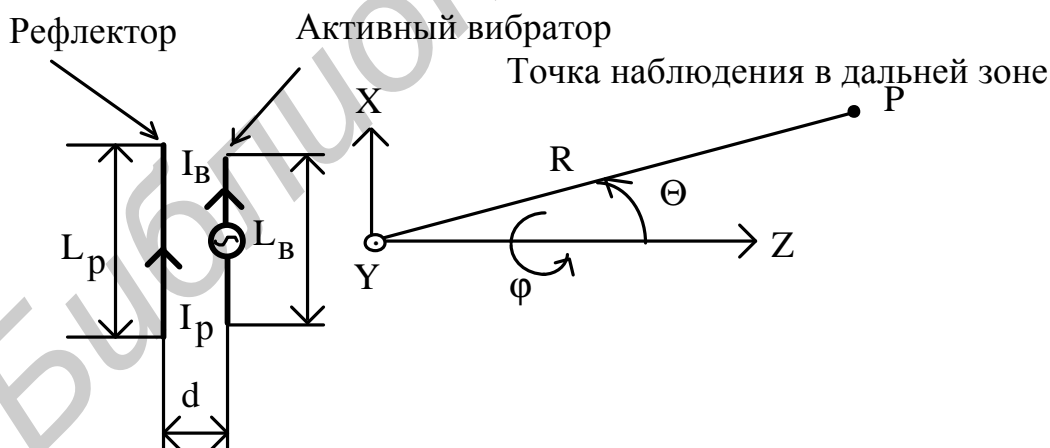


Рис. 1.7. Вибратор с рефлектором

На рис. 1.7 показаны прямоугольная и сферическая системы координат. Активный вибратор (далее просто «вибратор») показан в виде линии с кружком в середине. Это означает, что он возбуждается от линии передачи. Его длина –  $L_B$ . Линейный рефлектор (на рис. 1.7 и далее по тексту просто «рефлектор») – это прямолинейный проводник длиной  $L_p$ , который возбуждается полем ак-

тивного вибратора. Расстояние между вибратором и рефлектором –  $d$ . По вибратору течет ток  $I_B$ , по рефлектору –  $I_P$ . Причем ток  $I_P$  возбуждается полем вибратора. Размеры  $L_p$ ,  $I_B$  и  $d$  выбираются так, чтобы поля вибратора и рефлектора в направлении оси  $+Z$  складывались с одинаковыми фазами, а в направлении оси  $-Z$  складывались со сдвигом по фазе в  $180^\circ$ . В результате излучение в направлении оси  $+Z$  увеличивается, в направлении оси  $-Z$  уменьшается, ширина главного лепестка ДН уменьшается, КНД увеличивается приблизительно в два раза по сравнению с одиночным полуволновым вибратором. Поскольку амплитуда тока в рефлекторе несколько меньше амплитуды тока в вибраторе, полной компенсации поля вибратора и рефлектора в направлении оси  $-Z$  не происходит и ДН имеет небольшой задний лепесток. ДН системы вибратор–рефлектор в плоскостях  $E$  и  $H$  показаны на рис. 1.8.

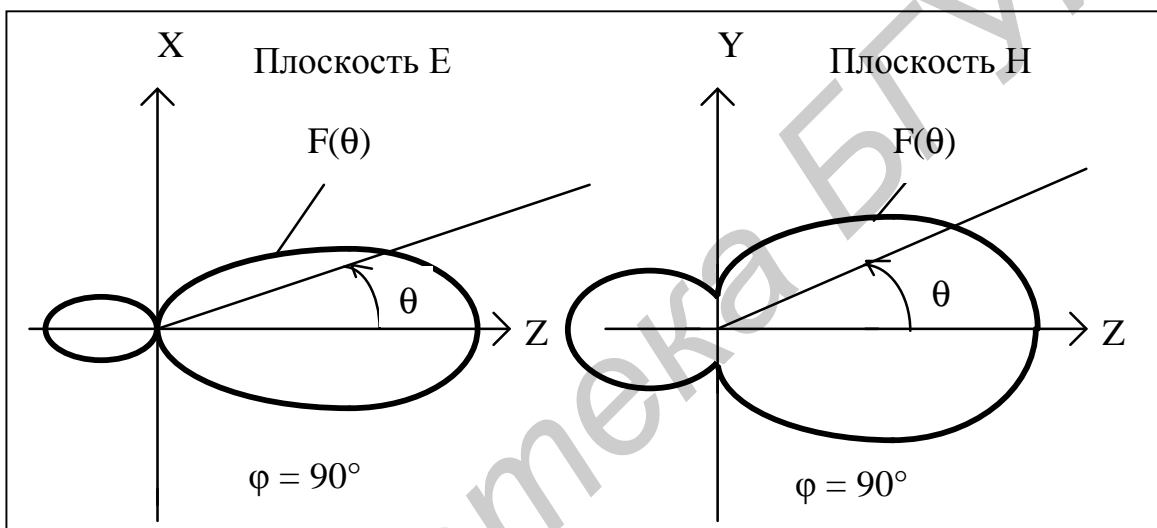


Рис. 1.8. ДН системы вибратор–рефлектор

Вибратор вдоль оси не излучает, поэтому ДН системы вибратор–рефлектор в направлении  $\theta = \pm 90^\circ$  имеет нулевое значение. В плоскости  $H$  каждый из вибраторов системы вибратор–рефлектор ненаправлен, поэтому ДН такой системы в направлении  $\theta = \pm 90^\circ$  имеет хотя и невысокий уровень, но не нулевое значение.

Принцип работы системы вибратор–рефлектор заключается в следующем. Ток вибратора  $I_B$  возбуждает в пространстве электромагнитное поле. Поток магнитной индукции этого поля в виде волны распространяется по радиусам  $R$  и достигает рефлектора с отставанием по фазе на  $\varphi = -\frac{2p}{l}d$ . Обозначим этот поток символом  $\Phi$ . Поток  $\Phi$  наводит ЭДС в рефлекторе. В соответствии с законом электромагнитной индукции Фарадея ЭДС (далее обозначается символом  $E$ ) определяется производной потока по времени  $E = -\frac{d\Phi}{dt}$ , т.е. отстает от по-



тока по фазе на  $90^\circ$ . ЭДС в рефлекторе возбуждает ток  $I_p$ , который отстает по фазе от ЭДС на  $90^\circ$ . Это достигается тем, что длина рефлектора делается больше резонансной и его входное сопротивление имеет индуктивный характер. Сказанное иллюстрируется рис. 1.9, на котором на комплексной плоскости показаны:

- ток в активном вибраторе  $I_B$ ;
- поток магнитной индукции в точке расположения активного вибратора  $\Phi_B$ ;
- поток магнитной индукции в точке расположения рефлектора  $\Phi_p$ , сдвинутый по фазе относительно потока  $\Phi_B$  на угол  $\varphi = -\frac{2p}{l}d$ ;

ЭДС, наводимая в рефлекторе  $E$ ;

- ток в рефлекторе  $I_p$ .

Рис. 1.9 соответствует случаю  $d = \frac{\lambda}{4}$ , при этом  $\varphi = -90^\circ$ .

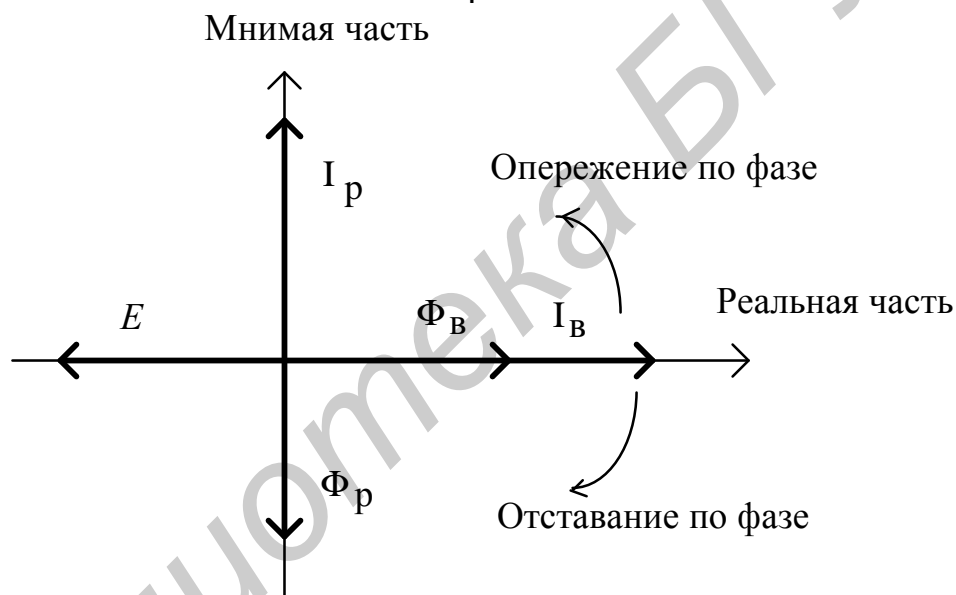


Рис. 1.9. Диаграмма токов в системе вибратор–рефлектор

Как видно, ток в рефлекторе опережает ток в вибраторе на  $90^\circ$ . Учитывая что расстояние между вибратором и рефлектором  $d = \frac{\lambda}{4}$ , поля вибратора и рефлектора в направлении  $+Z$  (от рефлектора к вибратору) складываются с одинаковыми фазами, а в направлении  $-Z$  (от вибратора к рефлектору) – со сдвигом по фазе  $180^\circ$ .

*Полуволновой вибратор с линейным директором.* Схематически антенна показана на рис. 1.10. Состоит из активного вибратора, возбуждаемого от линии передачи, и пассивного линейного вибратора–директора. Расстояние между вибратором и директором равно  $d$ .

Углы  $\theta$  и  $\varphi$  на точку наблюдения отсчитываются так же, как на рис. 1.8. Длина вибратора делается равной резонансной, а длина директора – меньше

резонансной. При этом входное сопротивление директора емкостное. Ток в нем отстает по фазе на  $90^\circ$  от ЭДС, наводимой в нем полем вибратора. На рис. 1.11 показаны те же величины, что и на рис. 1.9, но для системы вибратор–директор в случае  $d = \frac{\lambda}{4}$ .

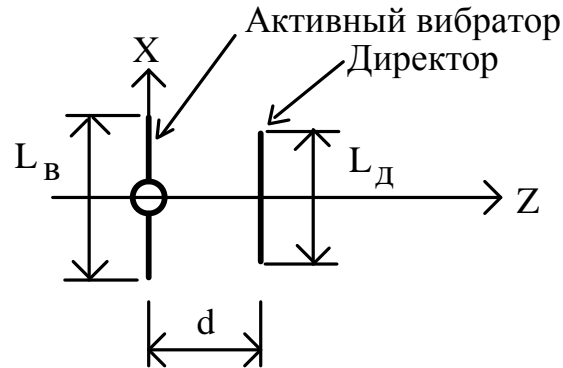


Рис. 1.10. Система вибратор–директор

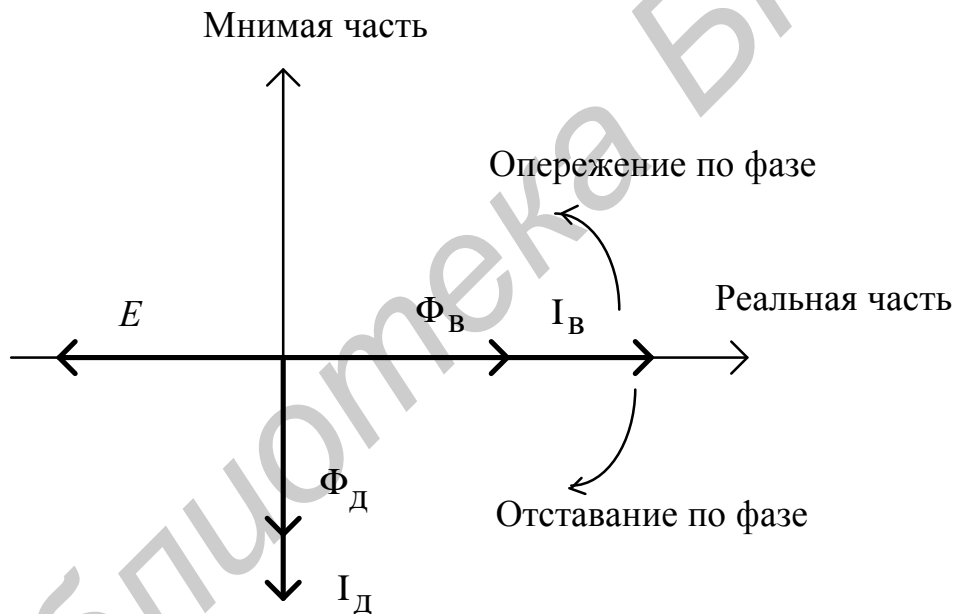


Рис. 1.11. Диаграмма токов в системе вибратор–директор

Ток в директоре обозначен символом  $I_D$  и, как видно, отстает по фазе на  $90^\circ$  от тока в вибраторе. В этом случае поля вибратора и директора складываются с одинаковыми фазами в направлении оси  $+Z$  (в направлении от вибратора к директору) и со сдвигом по фазе  $180^\circ$  в направлении  $-Z$  (от директора к вибратору). Диаграммы направленности системы вибратор–директор в плоскостях  $E$  и  $H$  аналогичны показанным на рис. 1.8. КНД такой антенны приблизительно в два раза больше, чем для одиночного полуволнового вибратора.

Приведенное выше объяснение принципа работы системы активный вибратор–пассивный вибратор (рефлектор или директор) идеализированно и предполагает, что входное сопротивление пассивного вибратора чисто реактивно.

На самом деле оно комплексно. Наличие активной части обусловлено излучением пассивного вибратора. Вследствие этого расстояние  $d$ , при котором наблюдаются рассмотренные выше явления, отлично от четверти длины волны. Для системы вибратор–рефлектор оптимальное расстояние  $d$ , с точки зрения максимума КНД и уровня заднего лепестка, выбирается в пределах  $(0,15...0,20)\lambda$ , для системы вибратор–директор  $d = (0,1...0,15)\lambda$ .

Для увеличения КНД применяют вибратор с рефлектором и одним или несколькими директорами. Такая антенна называется директорной и широко используется в различных областях радиосвязи в диапазоне УКВ. Чем больше директоров, тем больше КНД и уже главный лепесток ДН. Обычно КНД директорных антенн равен  $10...30$ , но известны конструкции директорных антенн с  $\text{КНД} = 80...100$ .

### **1.3. Краткое описание программы AVK**

Лабораторная работа выполняется на компьютере с помощью программы AVK. В этой программе используется метод интегральных уравнений для определения токов в проводниках антенны и входного сопротивления.

При загрузке программы на экран выводится закладка «О программе». Текст на этой закладке необходимо внимательно прочитать и понять работу с другими закладками. На закладке «Расчет геометрии и входного сопротивления» задаются геометрические параметры антенны. Можно рассчитать следующие типы антенн.

1. Симметричный вибратор заданной длины  $L_V$ .
2. Симметричный вибратор с линейным, плоским и уголковым рефлектором.
3. Симметричный вибратор с линейным, плоским и уголковым рефлектором и системой директоров.

На этой закладке задается диапазон длин волн, в пределах которого необходимо рассчитать параметры антенн на заданном количестве частот. Минимальная и максимальная длина волны обозначаются символами  $L_{\min}$ ,  $L_{\max}$ . Задаются также: длина ( $D_e$ ) и число проводников ( $N_r$ ) плоского рефлектора и угол между сторонами ( $B$ ) для уголкового рефлектора; число директоров ( $N_d$ ), их длина и расстояние между вибратором и рефлектором ( $V-D$ ), между вибратором и первым директором ( $V-D_1$ ), между первым и вторым директором ( $D_1-D_2$ ) и т.д.; радиусы проводников антенны.

*В программе активная и реактивная части входного сопротивления обозначаются символами  $R$  и  $X$ .*

После расчета распределения тока и входного сопротивления открыть закладку «Расчет ДН (или ДР) и КНД».

*ДР – это диаграмма рассеяния антенны при облучении антенны плоской волной, в настоящей работе не исследуется.*

Щелкнуть левой клавишей мыши по кнопке «Расчет ДН, КНД и ЭПР» и вывести на экран характеристики, предусмотренные заданием (см. ниже).

### 1.4. Задания для лабораторной работы

**Задание 1.** Исследовать зависимость распределения тока в плечах симметричного вибратора, диаграммы направленности, КНД и входного сопротивления от его волновой длины. Для этого:

- на длине волны заданного преподавателем варианта (табл. 1) задать длину одиночного симметричного вибратора равной  $0,5\lambda_0$  (в программе на закладке 2 длина волны  $\lambda_0$  обозначена символом L0);

- задать минимальную длину волны  $\lambda_{\min} = 0,7\lambda_0$ , максимальную длину волны  $\lambda_{\max} = 1,4\lambda_0$ , число точек в диапазоне длин волн MLO=21 и произвести расчет распределения тока и входного сопротивления в диапазоне частот;

- открыть закладку 2, вывести на экран и скопировать графики:
  - зависимость входного сопротивления R (сплошные линии) и X (пунктирные линии) от отношения  $\frac{\lambda}{\lambda_0}$  (в программе обозначено символом  $\frac{L}{L0}$ );

- ДН вибратора в плоскостях E и H на минимальной, средней и максимальной длине волны;

- распределение модуля тока вдоль вибратора на минимальной, средней и максимальной длине волны.

*Замечание.* На закладке 2 сделать частоту  $F_0$  соответствующей заданной средней длине волны  $\lambda_0$ .

Сделать выводы по всем графикам.

**Задание 2.** На заданной длине волны  $\lambda_0$  путем укорочения настроить вибратор в резонанс, обеспечив равенство нулю реактивной части входного сопротивления. Задать диапазон длин волн  $\lambda_{\min} = 0,9\lambda_0$ ;  $\lambda_{\max} = 1,1\lambda_0$ ; MLO = 21. Сделать расчет распределения тока и входного сопротивления. Вывести на экран и скопировать графики зависимостей входного сопротивления R и X от отношения  $\frac{\lambda}{\lambda_0}$  и коэффициента стоячей волны (КСВ) от отношения  $\frac{\lambda}{\lambda_0}$  (сплошные линии – КСВ в линии с волновым сопротивлением 50 Ом, пунктирные линии – КСВ в линии с волновым сопротивлением 75 Ом). Определить относительную полосу длин волн  $\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0} = \frac{\lambda_{\max} - \lambda_{\min}}{\lambda_0} 100\%$ , в пределах которой КСВ <

2.

*Замечание.* На закладке 2 сделать частоту  $F_0$  соответствующей заданной средней длине волны  $\lambda_0$ .

Сделать выводы о диапазонных свойствах симметричного вибратора.

**Задание 3.** Исследовать систему вибратор–линейный рефлектор. Для этого, не меняя длины вибратора, поставить галочку в окне «Центральный проводник»:

- задать длину рефлектора  $D_e = 0,5\lambda_0$ ; расстояние между вибратором и рефлектором V–R равным  $0,5\lambda_0$ ;
- на длине волны  $\lambda_0$  рассчитать распределение тока, входное сопротивление и ДН;
- рассчитать, вывести на экран и скопировать ДН вибратора в плоскостях E и H; распределение модуля тока в проводниках системы;
- путем укорочения вибратора добиться равенства  $X = 0$  (настроить вибратор в резонанс);
- рассчитать характеристики системы вибратор–рефлектор в диапазоне волн  $\lambda_{\min} = 0,9\lambda_0$ ;  $\lambda_{\max} = 1,1\lambda_0$ ; MLO= 21;
- вывести на экран и скопировать график зависимости КСВ от отношения  $\frac{\lambda}{\lambda_0}$ ; ДН системы в плоскостях E и H на  $\lambda_{\min}$ ,  $\lambda_0$ ,  $\lambda_{\max}$ .

*Замечание.* На закладке 2 сделать частоту  $F_0$  соответствующей заданной средней длине волны  $\lambda_0$ .

Сделать выводы о влиянии рефлектора на ДН и о диапазонных свойствах системы вибратор–рефлектор.

**Задание 4.** Исследовать директорную антенну. Для этого на заданной средней длине волны  $\lambda_0$ :

- к системе вибратор–рефлектор подключить один директор (на закладке 1);
- сделать расстояние вибратор–директор 1 (V–D1) равным  $0,5\lambda_0$ ;
- путем подбора длины первого директора  $L_{d1}$  добиться равенства  $X = 0$  (настроить систему рефлектор–вибратор–директор в резонанс путем расчета входного сопротивления при каждом значении  $L_{d1}$ );
- рассчитать характеристики и параметры в диапазоне длин волн  $\lambda_{\min} = 0,9\lambda_0$ ;  $\lambda_{\max} = 1,1\lambda_0$ ; MLO= 21;
- вывести на экран и скопировать ДН системы в плоскостях E и H на трех длинах волн  $\lambda_{\min}$ ,  $\lambda_0$ ,  $\lambda_{\max}$ ; зависимость КСВ от  $\frac{\lambda}{\lambda_0}$ ; распределение тока в проводниках системы на  $\lambda_0$ .

*Замечание.* На закладке 2 сделать частоту  $F_0$  соответствующей заданной средней длине волны  $\lambda_0$ .

Сделать выводы о влиянии директора на характеристики и параметры антенны и о ее диапазонных свойствах.

**Задание 5.** Рассчитать директорную антенну с заданным преподавателем числом директоров. Оставить среднюю длину волны  $\lambda_0$  без изменения. Далее выполнить это задание в следующей последовательности:

- задать нужное число директоров;
- подобрать расстояния между директорами и их длиной для выполнения условия  $X = 0$ ;
- рассчитать характеристики и параметры в диапазоне частот  $\lambda_{\min} = 0,9\lambda_0$ ;  $\lambda_{\max} = 1,1 \lambda_0$ ;  $ML0 = 21$ ;
- вывести на экран и скопировать ДН директорной антенны в плоскостях Е и Н на трех длинах волн:  $\lambda_{\min}$ ,  $\lambda_0$ ,  $\lambda_{\max}$ ; зависимость КСВ от  $\frac{\lambda}{\lambda_0}$ ; распределение тока в проводниках системы на  $\lambda_0$ .

Сделать выводы о диапазонных свойствах антенны.

Таблица 1.1

#### Варианты заданий

№ варианта	Средняя длина волны $\lambda_0$ , мм	Число директоров в антенне Nd
1	700	5
2	750	5
3	800	5
4	850	5
5	900	5
6	950	5
7	1050	5
8	1100	5
9	1150	5
10	1200	5

Примечание. *Варианты могут быть изменены преподавателем.*

#### 1.5. Содержание отчета

1. Название и цель работы.
2. Название очередного пункта задания, таблицы, рисунки, графики по пункту, выводы.

#### 1.6. Вопросы для подготовки к работе

1. Определение диаграммы направленности антенны в режиме передачи.
2. Определение диаграммы направленности антенны в режиме приема.

3. Определение КНД антенны в режиме передачи.
4. Определение КНД антенны в режиме приема.
5. Распределение тока в плечах симметричного вибратора.
6. Диаграмма направленности в плоскостях Е и Н.
7. Для чего укорачивают полуволновый вибратор?
8. Принцип работы полуволнового вибратора с линейным рефлектором.
9. Чем обеспечивается опережение по фазе тока в рефлекторе по сравнению с током в вибраторе?
10. Принцип работы полуволнового вибратора с линейным директором.
11. Чем обеспечивается отставание по фазе тока в директоре по сравнению с током в вибраторе?
12. Принцип работы директорной антенны.
13. Как зависят параметры ДН и КНД директорной антенны от числа директоров?

### *Лабораторная работа №2*

## **ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВОЛНОВОЙ ДЛИНЫ И АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВОЗБУЖДЕНИЯ НА ДИАГРАММУ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ**

### *2.1. Цель*

Исследовать путем численного моделирования на компьютере влияние на диаграмму направленности и КНД:

- волновой длины антенны;
- параметров симметричного спадающего к краям антенны амплитудного распределения возбуждения;
- параметров линейного, квадратичного и кубического фазовых распределений возбуждения.

### *2.2. Сведения из теории*

*Принцип суперпозиции. Амплитудно-фазовое распределение возбуждения.*  
При расчете поля антенны в дальней зоне используется принцип суперпозиции (сложения), отражающий свойство электромагнитного поля: поля нескольких источников в данной точке пространства складываются векторно. Применительно к задаче определения поля заданной антенны в дальней зоне использование этого принципа заключается в следующем: вся антенна разбивается на элементарные части, находится поле каждой элементарной части, а затем эти поля суммируются.

В теории антенн по особенностям применения принципа суперпозиции все антенны делятся на три класса – проводочные, щелевые и апертурные.

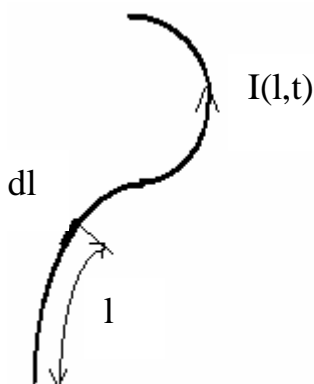


Рис. 2.1. Проволочная антенна

**Проволочная антенна** представляет собой в общем случае систему тонких проводников, возбуждаемых от линии передачи в какой-то точке. Примерами таких антенн являются вибраторные, рамочные, полосковые, микрополосковые антенны. На рис. 2.1 показана проволочная антенна в виде тонкого произвольно изогнутого проводника длиной  $L$ . По проводнику течет переменный во времени ток  $I(l,t) = I(l)e^{i\omega t} e^{i\psi(l)}$ , амплитуда

$I(l)$  и начальная фаза  $\psi(l)$  которого зависят от координаты точки на проводнике –  $l$ , т.е. в разных точках проводника различны. На рис. 2.1 показан элементарный участок проводника  $dl$ . В пределах участка  $dl$  можно считать амплитуду и начальную фазу тока постоянными, а сам элемент  $dl$  – прямолинейным. Кроме того, длина  $dl$  удовлетворяет условию  $dl \ll \lambda$ . В этом случае элементарный участок проводника  $dl$  представляет собой диполь Герца (элементарный электрический вибратор). Свойства поля его подробно рассмотрены в курсе электродинамики. Пусть элемент  $dl$  с током  $I(l,t)$  создает в пространстве поле  $dE$ . Тогда полное поле всего проводника будет равно сумме полей всех элементарных участков  $dl$ :

$$E = \int_L dE, \quad (2.1)$$

где  $L$  – длина проводника.

Приведенная формула выражает собой принцип суперпозиции (сложения полей элементарных частей).

**Щелевая антенна** представляет собой узкую щель в металлическом экране. Щель может быть прямолинейной, крестообразной, кольцевой или более сложной формы. Чаще всего применяются прямолинейные щели. Одиночная щель является слабонаправленным излучателем. Для повышения направленности (КНД) щелевые антенны делают в виде систем одиночных щелей. На рис. 2.2 показана одиночная прямолинейная щель в экране. Обычно щель прорезается в стенке волновода или резонатора, т.е. экран – стенка волновода или резонатора. Щель пересекает токи проводимости, текущие по внутренней поверхности волновода или резонатора (на рис. 2.2 векторы плотности тока проводимости показаны стрелками, вектор плотности тока обозначен символом  $j_s$ ). В результате на щели между ее краями (широкими сторонами) возникает пе-



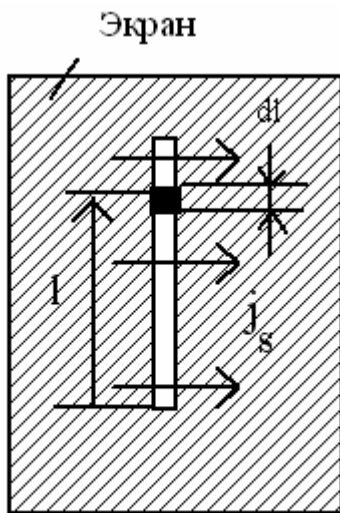


Рис. 2.2. Щелевая антенна

ременное во времени напряжение, на щели создается переменное электрическое и магнитное поле, которое является источником поля для внешнего пространства. Элементарным излучателем щели является бесконечно малый элемент  $dl$ , имеющий координату  $l$  относительно конца щели. Обозначим напряжение между кромками щели символом  $U(l) = U_m(l) \cdot e^{i\varphi(l)} \cdot e^{i\omega t}$ , где  $U_m(l)$  – амплитуда напряжения,  $\varphi(l)$  – начальная фаза. Эти величины зависят от  $l$  – положения элементарного излучателя на щели. Так как  $dl \ll \lambda$ , в пределах  $dl$  можно считать амплитуду и начальную фазу напряжения не зависящими от  $l$ . Такой элементарный излучатель называется элементарным магнитным вибратором, свойства его поля рассмотрены в электродинамике. Пусть элемент  $dl$  создает в пространстве поле  $dE$ , тогда полное поле щели будет равно сумме полей элементарных частей и определяться формулой (2.1).

**Апертурная антенна** представляет собой некоторую излучающую поверхность (раскрыв или апертуру). Примеры таких антенн: зеркальные, линзовые, волноводные, рупорные антенны. Пусть, например, раскрыв имеет круглую форму и расположен в системе координат  $X, Y, Z$  – рис. 2.3.

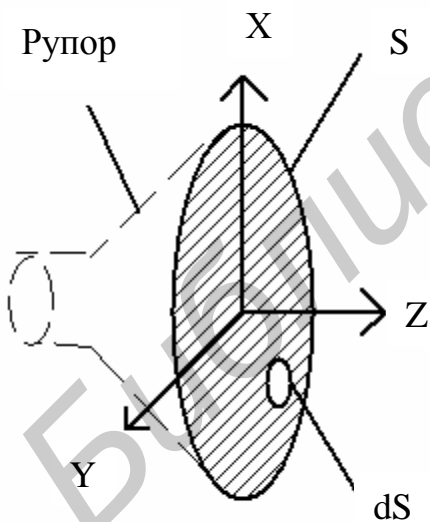


Рис. 2.3. Рупорная антенна

На раскрыве каким-то образом, например с помощью рупора, (показан пунктиром) создано поле  $E_s(x, y) = E_m(x, y) e^{i\varphi(x, y)}$ , где  $E_m(x, y)$  – амплитуда поля,  $\varphi(x, y)$  – начальная фаза.

Элементарным излучателем такой антенны является бесконечно малый элемент поверхности  $dS$ . Так как  $dS \ll \lambda^2$ , поле в пределах элемента  $dS$  можно считать неизменным по амплитуде и фазе. Такой элементарный излучатель называется элементом Гюйгенса. Свойства его изучены в электродинамике. Пусть элемент  $dS$  создает в пространстве поле  $dE$ . Тогда полное поле всего раскрыва  $S$  будет равно сумме полей всех элементарных излучателей:

$$E = \int_S dE. \quad (2.2)$$

Таким образом, для того чтобы определить поле антенны с помощью принципа суперпозиции (воспользоваться формулами (2.1), (2.2), необходимо

определить поле элементарных излучателей  $dE$ , а затем, зная распределение поля или тока в элементах антенны, определить полное поле путем интегрирования по длине или по излучаемой поверхности антенны.

Кроме рассмотренных примеров антенн, в которых элементарные излучатели распределены в пространстве непрерывно, в технике широко используются антенны, состоящие из отдельных слабонаправленных излучателей, расположенных на некотором расстоянии друг от друга – так называемые антенные решетки. К таким антеннам также применим принцип суперпозиции, но полное поле находится как сумма полей отдельных излучателей.

Во всех случаях характеристики и параметры антенны зависят от закона распределения амплитуд и начальных фаз токов или полей, возбуждающих элементарные излучатели, параметров элементарных излучателей, формы и размеров антенны и частоты. Для характеристики закона распределения амплитуд и фаз возбуждающих токов (полей) по элементам антенны вводится понятие амплитудно-фазового распределения возбуждения (АФР).

*Амплитудное распределение возбуждения (АР)* – распределение амплитуд токов, напряжений или полей, которые возбуждают отдельные элементарные излучатели. Амплитудное распределение обозначается символом  $A(Q)$ . Под  $Q$  понимаются координаты точки на антенне, определяющие положение произвольного элементарного излучателя. Координаты могут быть заданы в полярной, сферической или прямоугольной системах. Для ранее рассмотренных примеров применения принципа суперпозиции амплитудное распределение определяется выражениями:

для проволочной антенны (см. рис. 2.1)

$$A(l) = \frac{I(l)}{I_m}, \quad (2.3)$$

где  $I(l), I_m$  – распределение амплитуд тока по длине проводника  $L$  и максимальное значение амплитуды;

для щелевой антенны (см. рис. 2.2)

$$A(l) = \frac{U(l)}{U_m}, \quad (2.4)$$

где  $U(l), U_m$  – распределение амплитуд напряжения между кромками щели по длине щели  $L$  и максимальное значение амплитуды;

для апертурной антенны (см. рис. 2.3)

$$A(x, y) = \frac{E_s(x, y)}{E_m}, \quad (2.5)$$

где  $E_s(x, y), E_m$  – распределение амплитуд напряженности электрического поля по апертуре и максимальное значение амплитуды.

*Фазовое распределение возбуждения (ФР)* – это зависимость начальной фазы тока, напряжения или поля, возбуждающего элементарный излучатель антенны от координат элемента  $Q$ . Обычно фаза в некотором элементе отсчитывается от фазы элемента, принятого за начальный. Начальным может быть эле-

мент, расположенный на входе антенны, или в ее центре, или на краю в зависимости от типа антенны. От выбора положения начального элемента зависит сложность аналитического решения задачи по определению поля в дальней зоне, но не зависят характеристики и параметры антенны. Фазовое распределение далее обозначается символом  $\Psi(Q)$  и для ранее рассмотренных типов антенн определяется выражениями

– для проволочной антенны (см. рис. 2.1)

$$\varphi(l) = \arg I(l) - \arg I(0), \quad (2.6)$$

где  $\arg I(l)$ ,  $\arg I(0)$  – фазы тока в точке проводника с координатой  $l$  и в начале проводника;

– для щелевой антенны (см. рис. 2.1)

$$\varphi(l) = \arg U(l) - \arg U(0), \quad (2.7)$$

где  $\arg U(l)$ ,  $\arg U(0)$  – фазы напряжения в точке щели с координатой  $l$  и в начале щели;

– для апертурной антенны (см. рис. 2.3)

$$\varphi(x, y) = \arg E_s(x, y) - \arg E_s(x_0, y_0), \quad (2.8)$$

где  $\arg E_s(x, y)$ ,  $\arg E_s(x_0, y_0)$  – фазы поля на раскрытии в точке с координатами  $x, y$  и в точке с координатами  $x_0, y_0$  (например в центре раскрытия).

*Виды амплитудных распределений в основных типах антенн.* Будем считать фазовое распределение равномерным. Рассмотрим амплитудные распределения, характерные для наиболее распространенных типов антенн.

В волноводных и рупорных антеннах, выполненных на основе прямоугольного волновода, при возбуждении в них основной волны  $H_{10}$  в плоскости  $E$  амплитудное распределение равномерное, а в плоскости  $H$  – косинусоидальное. На рис. 2.4 показаны излучатель в виде открытого конца прямоугольного волновода в системе координат  $X, Y, Z$ , структура силовых линий электрического и магнитного полей на раскрытии волновода и амплитудные распределения  $A(x)$  – в плоскости  $H$  и  $A(y)$  – в плоскости  $E$  (показаны гистограммой). Аналогичные амплитудные распределения на раскрытии рупора.

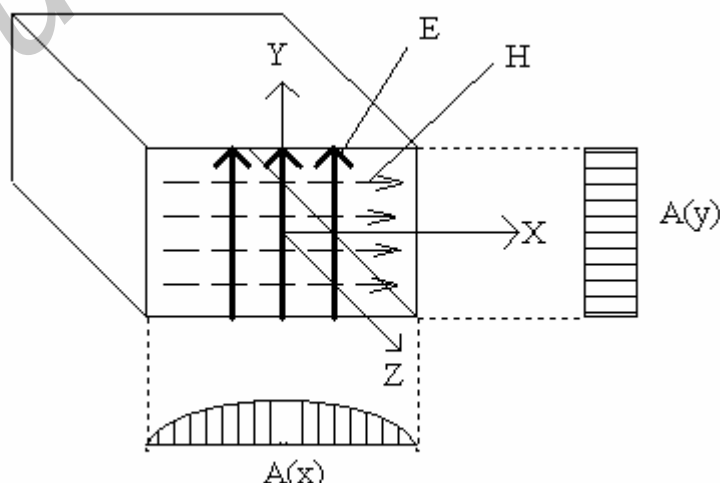
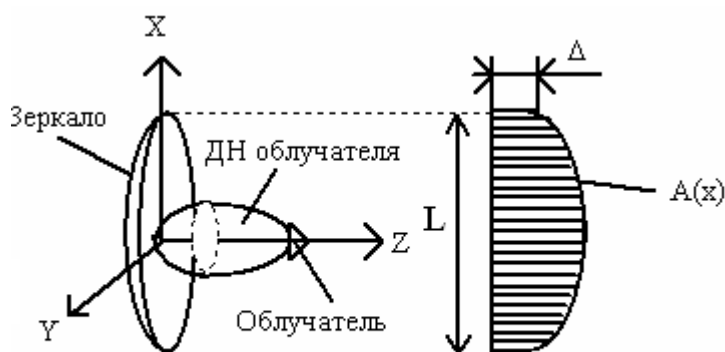


Рис. 2.4. Волноводный излучатель

В антенне бегущей волны вследствие затухания волны за счет излучения и тепловых потерь мощности амплитудное распределение вдоль антенны экспоненциальное, убывающее от одного конца антенны к другому.

В зеркальных и линзовых антеннах амплитудное распределение симметрично относительно центра и спадает до некоторого уровня к концам антенны.

На рис. 2.5 показана схематически зеркальная антенна, состоящая из параболического металлического отражателя (зеркала) и облучателя.



Показана также ДН облучателя в полярных координатах и амплитудное распределение поля  $A(x)$  на раскрытии зеркала вдоль оси X. В центре раскрытия  $A(x) = 1$ , на краях раскрытия  $\Delta < 1$ .

Такое амплитудное распределение описывается формулой

Рис. 2.5. Зеркальная антенна

$$A(x) = \Delta - (1 - \Delta) \cdot \cos^p \left( \frac{p \cdot x}{L} \right). \quad (2.9)$$

Величина «p» характеризует скорость спада амплитудного распределения от центра антенны к краям,  $\Delta$  – подставка в амплитудном распределении.

В технике антенн используются и другие амплитудные распределения, но все их применительно к линейной антенне можно разделить на симметричные и несимметричные относительно центра антенны.

*Виды фазовых распределений.* Фазовое распределение на линейной антенне может иметь детерминированную составляющую и случайную. Рассмотрим влияние детерминированного фазового распределения.

Пусть фазовое распределение описывается некоторой функцией  $\varphi(z)$ . Разложим эту функцию в степенной ряд:

$$\varphi(z) = q_0 + q_1 \cdot z + q_2 \cdot z^2 + q_3 \cdot z^3 + \dots$$

Члены ряда представляют собой:

$\varphi_0(z) = q_0$  – равномерное фазовое распределение;

$\varphi_1(z) = q_1 \cdot z$  – линейное фазовое распределение;

$\varphi_2(z) = q_2 \cdot z^2$  – квадратичное фазовое распределение;

$\varphi_3(z) = q_3 \cdot z^3$  – кубическое фазовое распределение и т.д.

Члены ряда с четными степенями  $z$  называются четными фазовыми ошибками, с нечетными степенями  $z$  – нечетными фазовыми ошибками. В различных конструкциях антенн эти фазовые ошибки выражены по-разному. Так, например, на раскрытии излучателя в виде открытого конца прямоугольного или

круглого волновода в зеркальной антенне при расположении облучателя в фокусе параболического зеркала фазовое распределение близко к равномерному.

На раскрыве зеркальной антенны при смещении облучателя вдоль фокальной оси (на рис. 2.5 вдоль оси Z), на раскрыве рупорной антенны фазовое распределение близко к квадратичному. Если облучатель зеркальной антенны незначительно сместить из фокуса зеркала в фокальной плоскости (на рис. 2.5 – перпендикулярно оси Z), на раскрыве появляется линейное фазовое распределение. При большом смещении облучателя в фокальной плоскости на раскрыве зеркала растут все нечетные фазовые ошибки и прежде всего кубическая.

Вдоль оси антенны бегущей волны фазовое распределение близко к линейному.

Линейное фазовое распределение характеризуется величиной коэффициента замедления  $K_3 = -\frac{q_1}{k}$ , где  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  – волновое сопротивление свободного пространства.

Квадратичное и кубическое фазовые распределения характеризуются величиной максимальной фазовой ошибки на конце антенны  $\Phi_{\max}$ :

$$\text{для квадратичного } \Phi_{\max} = q_2 \left(\frac{L}{2}\right)^2, \quad \text{для кубического } \Phi_{\max} = q_3 \left(\frac{L}{2}\right)^3.$$

*Основные закономерности:*

а) с ростом волновой длины антенны  $\frac{L}{\lambda}$  ( $L$  – длина антенны,  $\lambda$  – длина волны) главный лепесток ДН сужается, растет количество боковых лепестков, но их уровень не меняется;

б) с ростом уровня подставки  $\Delta$  и уменьшением скорости спада амплитудного распределения от центра антенны к краю ширина главного лепестка ДН уменьшается, уровень боковых лепестков растет;

в) линейное фазовое распределение приводит к перемещению ДН по углу  $\theta$  (сканирование) в сторону уменьшения фазы на антенне, при этом главный лепесток расширяется. При  $|q_1| \geq k = \frac{2\pi}{\lambda}$  (при этом  $|K_3| \geq 1$ ) главный максимум ДН ориентирован вдоль оси антенны. КНД антенны достигает максимума при оптимальном коэффициенте замедления  $|K_3|_{\text{опт}} = 1 + \frac{l}{2L}$ ;

г) квадратичное фазовое распределение приводит к расширению главного лепестка, росту боковых лепестков и пропаданию нулей между лепестками;

д) кубическое фазовое распределение приводит к перемещению ДН по углу  $\theta$  (сканированию) в сторону уменьшения фазы на антенне и росту боковых лепестков.

Более детально закономерности необходимо изучить в процессе лабораторной работы.

### 2.3. Задания для лабораторной работы

Лабораторная работа выполняется на компьютере с использованием программ LINAR и LINFR.

**Задание 1.** Исследовать зависимость параметров ДН линейной антенны от волновой длины  $\frac{L}{\lambda}$ .

Задать равномерное амплитудное распределение. Волновую длину менять так, как показано в табл. 2.1 ( $N_{\text{бл}}$  – число боковых лепестков в пределах изменения угла  $\theta$  от 0 до  $90^\circ$ ). Для каждого значения  $\frac{L}{\lambda}$  зарисовать ДН в полярных (или прямоугольных) координатах. По таблице построить графики. Сделать выводы о зависимости указанных в таблице параметров ДН от волновой длины.

Таблица 2.1

Зависимость параметров ДН от волновой длины

$L/\lambda$	1	2	3	4	5
$I_m$					
$2\theta_{0,5}$					
$F_{\text{бл}} \%$					
$N_{\text{бл}}$					

**Задание 2.** Исследовать зависимость параметров ДН линейной антенны от параметров амплитудного распределения  $\Delta$ ,  $p$  (см. (2.8)). Фазовое распределение – равномерное.

Параметры  $\Delta$ ,  $p$  и волновую длину задавать в соответствии с вариантами, приведенными в табл. 2.2 (вариант задается преподавателем).

Таблица 2.2

Зависимость параметров ДН от амплитудного распределения

$L/\lambda$	3	4	5
$p$	1; 2	1; 2	1; 2
$\Delta$	0; 0,5; 1,0; 1,5	0; 0,5; 1,0; 1,5	0; 0,5; 1,0; 1,5

Для каждого набора значений  $\Delta$ ,  $p$ :

- зарисовать амплитудное распределение;
- зарисовать диаграмму направленности в полярных (или прямоугольных) координатах;
- определить параметры диаграммы направленности  $2\theta_{0,5}$  и  $F_{\text{бл}} \%$ ;
- построить зависимости  $2\theta_{0,5}$  и  $F_{\text{бл}} \%$  от величины  $\Delta$  для двух значений  $p$ ;

д) сделать выводы о зависимости  $2\theta_{0,5}$  и  $F_{6m} \%$  от  $\Delta$  и  $p$ .

**Задание 3.** Исследовать зависимость параметров ДН и КНД от коэффициента замедления при линейном фазовом распределении.

Задать следующие значения коэффициента замедления:

$|K_3| = 0; 0,5; 0,8; 1,0; |K_3|_{\text{ОПТ}}; |K_3|_{\text{ОПТ}} + 0,05$ . Взять одно значение  $\frac{L}{\lambda}$  из табл. 2.2

по заданию преподавателя.

Для каждого значения коэффициента замедления:

- зарисовать фазовое распределение;
- зарисовать ДН в полярных координатах;
- заполнить табл. 2.3.

Таблица 2.3

Зависимость параметров ДН и КНД от параметров линейного фазового распределения

$K_3$	0	0,5	0,8	1,0	$ K_3 _{\text{ОПТ}}$	$ K_3 _{\text{ОПТ}} + 0,05$
$\theta_m$						
$2\theta_{0,5}$						
$F_{6m} \%$						
КНД						

По табл. 2.3 построить графики и сделать выводы о зависимости параметров ДН и КНД от  $K_3$ . Объяснить, почему КНД при оптимальном коэффициенте замедления достигает максимума.

**Задание 4.** Исследовать зависимость ДН и КНД линейной антенны от параметров квадратичного и кубического фазовых распределений. В процессе исследования заполнить табл. 2.4, 2.5. Волновую длину  $\frac{L}{\lambda}$  взять из табл. 2.2 по заданию преподавателя.

Зарисовать ДН антенны в прямоугольных координатах для  $\psi_{\text{max}} = 100^\circ$  при квадратичном и кубическом фазовых распределениях. По табл. 2.4, 2.5 построить графики зависимости параметров ДН и КНД от  $\psi_{\text{max}}$  и сделать выводы:

- о характере фазового распределения;
- о зависимости направления главного максимума ДН, ширины главного лепестка ДН, уровня боковых лепестков ДН и КНД от величины фазовой ошибки.

Таблица 2.4

## Влияние квадратичной фазовой ошибки

$\Psi_{\max}$ , град.	0	50	100	150
$\theta_m$ , град.				
$2\theta_{0,5}$ , град.				
$F_{\text{бм}}$ %				
КНД				

Таблица 2.5

## Влияние кубической фазовой ошибки

$\Psi_{\max}$ , град.	0	50	100	150
$\theta_m$ , град.				
$2\theta_{0,5}$ , град.				
$F_{\text{бм}}$ %				
КНД				

### 2.4. Краткое описание используемых программ

При выполнении заданий 1, 2 используется программа LINAR, при выполнении заданий 3, 4, 5 – программа LINFR. Обе программы построены одинаково. После запуска программы необходимо ввести заданные исходные значения цифровыми клавишами. После отработки программы на экран выводится главное меню.

Для вывода результатов выбрать пункт меню «Вывод» и нажать клавишу «Enter» (раскрыть этот пункт главного меню). Выбрать пункт раскрывшегося подменю в зависимости от того, что надо вывести на экран, и нажать клавишу «Enter».

Для повторения ввода исходных данных в главном меню выбрать пункт «Ввод» и нажать клавишу «Enter».

### 2.5. Содержание отчета



1. Название и цель работы.
2. Название очередного пункта задания, таблицы, рисунки, графики по пункту, выводы.

### ***2.6. Вопросы для подготовки к работе***

1. Определение диаграммы направленности и КНД антенны в режимах передачи и приема.
2. Зависимость параметров ДН антенны от волновой длины.
3. Виды амплитудных распределений, примеры антенн с различными амплитудными распределениями.
4. Влияние параметров амплитудного распределения на ДН антенны.
5. Виды фазовых распределений, примеры антенн с различными фазовыми распределениями.
6. Влияние линейного фазового распределения на ДН и КНД линейной антенны. Режимы нормального, наклонного и осевого излучения. Оптимальный коэффициент замедления.
7. Влияние квадратичного фазового распределения на ДН и КНД линейной антенны.
8. Влияние кубического фазового распределения на ДН и КНД линейной антенны.

### ***Лабораторная работа №3***

## **ИССЛЕДОВАНИЕ РУПОРНОЙ И ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕНН**

### ***3.1. Цель***

Исследовать путем численного моделирования на компьютере:

- методы оптимизации рупорной и зеркальной антенн по максимуму КНД;
- исследовать закономерности сканирования в зеркальной антенне.

### ***3.2. Сведения из теории***

#### ***3.2.1. Рупорные антенны***

Рупорные антенны относятся к классу апертурных антенн, т.е. антенн, излучающих из некоторой поверхности (отверстия), и представляют собой расширение прямоугольного или круглого волновода. На рис. 3.1 показано несколько вариантов рупорных антенн.

Рис. 3.1, а – пирамидальный рупор. Представляет собой расширение прямоугольного волновода по линейному закону (длины сторон волновода «А» и «В» увеличиваются вдоль оси  $Z$  по линейному закону).

Рис. 3.1, б, в – секториальные рупоры. В них сторона «В» (см. рис. 3.1, б) и сторона «А» (см. рис. 3.1, в) увеличиваются вдоль оси  $Z$  по линейному закону.

Рис. 3.1, г – конический рупор. Представляет собой расширение круглого волновода вдоль оси  $Z$  по линейному закону.

На рис. 3.1 заштрихована воображаемая поверхность, отделяющая внутреннюю полость рупора от внешнего пространства. Эта поверхность называется раскрывом рупора (апертурой). Через нее происходит излучение электромагнитного поля из внутренней полости во внешнее пространство.

Характеристики и параметры рупорных антенн зависят от типа волны в волноводе, линейных размеров раскрыва, глубины рупора и частоты.

Рупорные антенны имеют КНД от нескольких единиц до нескольких тысяч и применяются как самостоятельные антенны в диапазоне миллиметровых, сантиметровых и дециметровых волн и как элементы более сложных антенн.

Рассмотрим свойства и основные характеристики пирамидального рупора.

Анализ характеристик и параметров рупорной антенны предполагает решение двух задач – внутренней и внешней.

Внутренняя задача – определение распределения поля на раскрыве рупора по полю в питающем рупор волноводе.

Внешняя задача – определение поля рупорной антенны в дальней зоне по полю на раскрыве рупора с последующим определением ДН, КНД, поляризации.

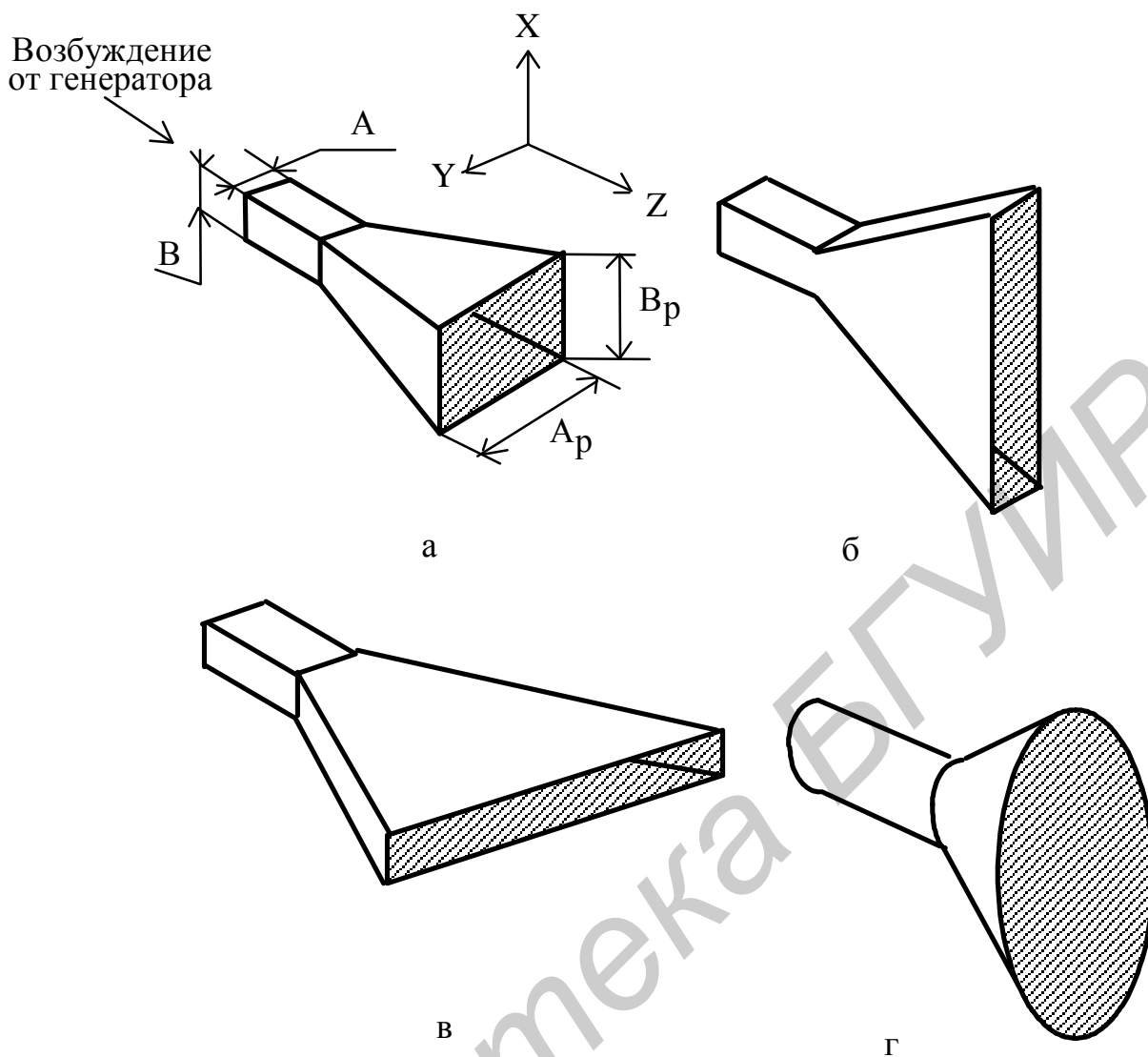


Рис. 3.1. Типы рупорных антенн

*Внутренняя задача.* Пирамидальный рупор обычно возбуждается прямоугольным волноводом с основной волной  $H_{10}$ . В волноводе волна является плоской (фронт волны плоский). В рупоре за счет его расширения плоская волна превращается в сферическую. На рис. 3.2 показан пирамидальный рупор в двух проекциях: «а» – в плоскости  $XZ$  и «б» – в плоскости  $XY$ . На рис. 3.2, а пунктиром показан фронт волны в волноводе и в рупоре. Показаны также: векторы фазовой скорости  $V_\phi$  и геометрические размеры поперечного сечения волновода  $A$  и  $B$ , раскрыва рупора  $A_p$ ,  $B_p$ ; глубина рупора  $R$ ; точки на раскрыве рупора:  $O$  – в центре раскрыва,  $M$  и  $N$  – на краях раскрыва; плоскость раскрыва  $S$ ; вершина рупора  $P$ ; произвольная точка на раскрыве  $Q$  и ее координата относительно центра раскрыва  $X_Q$ ; расстояние от вершины рупора  $P$  до точки  $Q$  –  $\rho$ ; расстояние от вершины рупора до центра раскрыва  $R$ ; угол раскрыва рупора –  $\alpha$ .

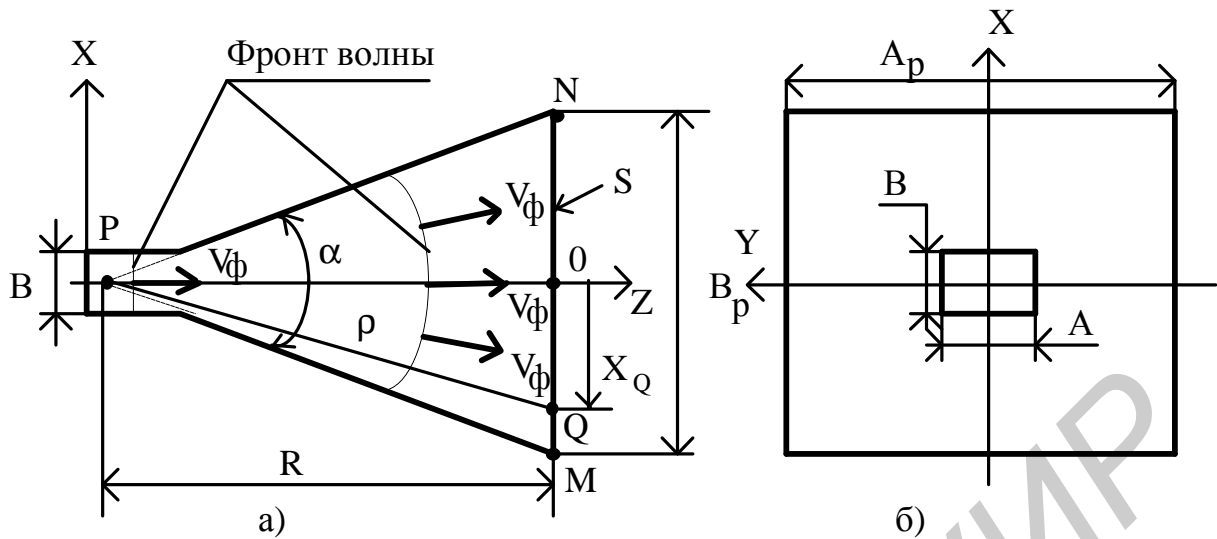


Рис. 3.2. Пирамидальный рупор

Поскольку фронт волны в рупоре сферический, а раскрыв плоский, фронт не одновременно достигает всех точек раскрыва. Фаза поля в точке Q с координатой  $X_Q$  отстает от фазы поля в центре (в точке 0) на некоторую величину  $\Phi$ , зависящую от  $X_Q$ . Из рис. 3.2 следует:

$$\Phi(X_Q) = -\frac{2\pi}{\lambda} \cdot (\rho - R), \quad (3.1)$$

где

$$\rho = \sqrt{R^2 + X_Q^2}; \quad -\frac{B_p}{2} \leq X_Q \leq \frac{B_p}{2}. \quad (3.2)$$

Здесь  $\lambda$  – длина волны.

Из выражений (3.1) и (3.2) следует, что при  $X_Q = 0$  фаза  $\Phi = 0$ . Зависимость фазы  $\Phi(X_Q)$  от  $X_Q$  показана на рис. 3.3.

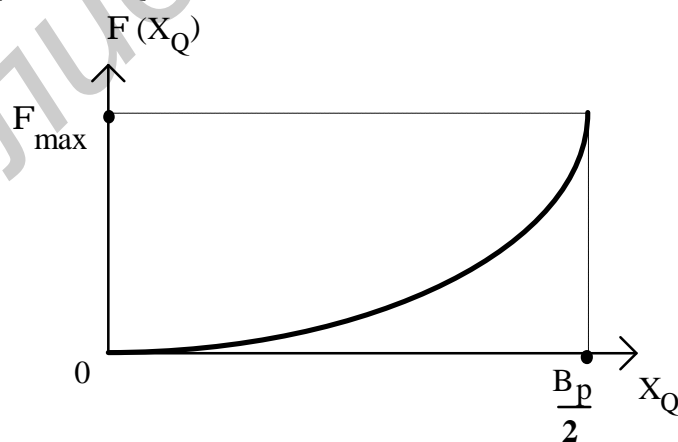


Рис. 3.3. Фазовое распределение поля на раскрыве рупора

Фаза  $\Phi$  в зависимости от  $X_Q$  меняется по закону, близкому к квадратичному, и достигает максимального значения  $\Phi_{\max}$  на краю раскрыва рупора. В соответствии с выражениями (3.1) и (3.2)

$$\Psi_{\max} = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{R^2 + \left(\frac{B_p}{2}\right)^2}. \quad (3.3)$$

Распределение фазы в плоскости  $YZ$  (вдоль стороны  $A_p$ ) определяется тем же выражением (3.1), но

$$\rho = \sqrt{R^2 + Y_Q^2}, \quad -\frac{A_p}{2} \leq Y_Q \leq \frac{A_p}{2},$$

а максимальное ее значение на краю раскрыва

$$\Psi_{\max} = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{R^2 + \left(\frac{A_p}{2}\right)^2}. \quad (3.4)$$

Структура силовых линий векторов  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  на раскрыве рупора близка к структуре силовых линий в сечении прямоугольного волновода и показана на рис. 3.4.

На рис. 3.4 показаны также:

- произвольная точка на раскрыве  $Q$  и ее координаты  $X_Q, Y_Q$ ;
- сечение прямоугольного волновода, который возбуждает рупор;
- зависимость амплитуды вектора  $\vec{E}$  поля на раскрыве рупора вдоль широкой и узкой сторон рупора в виде эпюры (амплитудное распределение вдоль осей  $X$  и  $Y$ );
- зависимость фазы  $\Phi(X_Q)$  и  $\Phi(Y_Q)$  – фазовые распределения вдоль осей  $X$  и  $Y$  в соответствии с ранее рассмотренным законом изменения фазы на раскрыве;
- максимальные фазовые ошибки на краях раскрыва рупора относительно центра раскрыва в плоскостях  $XZ$  и  $YZ$  –  $\Delta_{\max}^X$  и  $\Delta_{\max}^Y$ . Причем  $\Delta_{\max}^X = \Delta_{\max}^e$  – максимальная фазовая ошибка в плоскости  $E$ ,  $\Delta_{\max}^Y = \Delta_{\max}^h$  – максимальная фазовая ошибка в плоскости  $H$ .

Как известно, в поперечном сечении прямоугольного волновода с размером широкой стороны, равной « $A$ », амплитуда вектора  $\vec{E}$  в зависимости от  $Y$  меняется по закону

$$E(Y) = E_m \cdot \cos\left(\frac{\pi}{A} Y\right), \quad (3.5)$$

а от координаты  $X$  не зависит. По аналогии с выражением (3.5) распределение амплитуды вектора  $\vec{E}$  на раскрыве рупора в плоскости  $YZ$  косинусоидальное, а в плоскости  $XZ$  равномерное:

$$E(Y_Q, X_Q) = E_m \cdot \cos\left(\frac{\pi}{A_p} Y_Q\right), \quad (3.6)$$

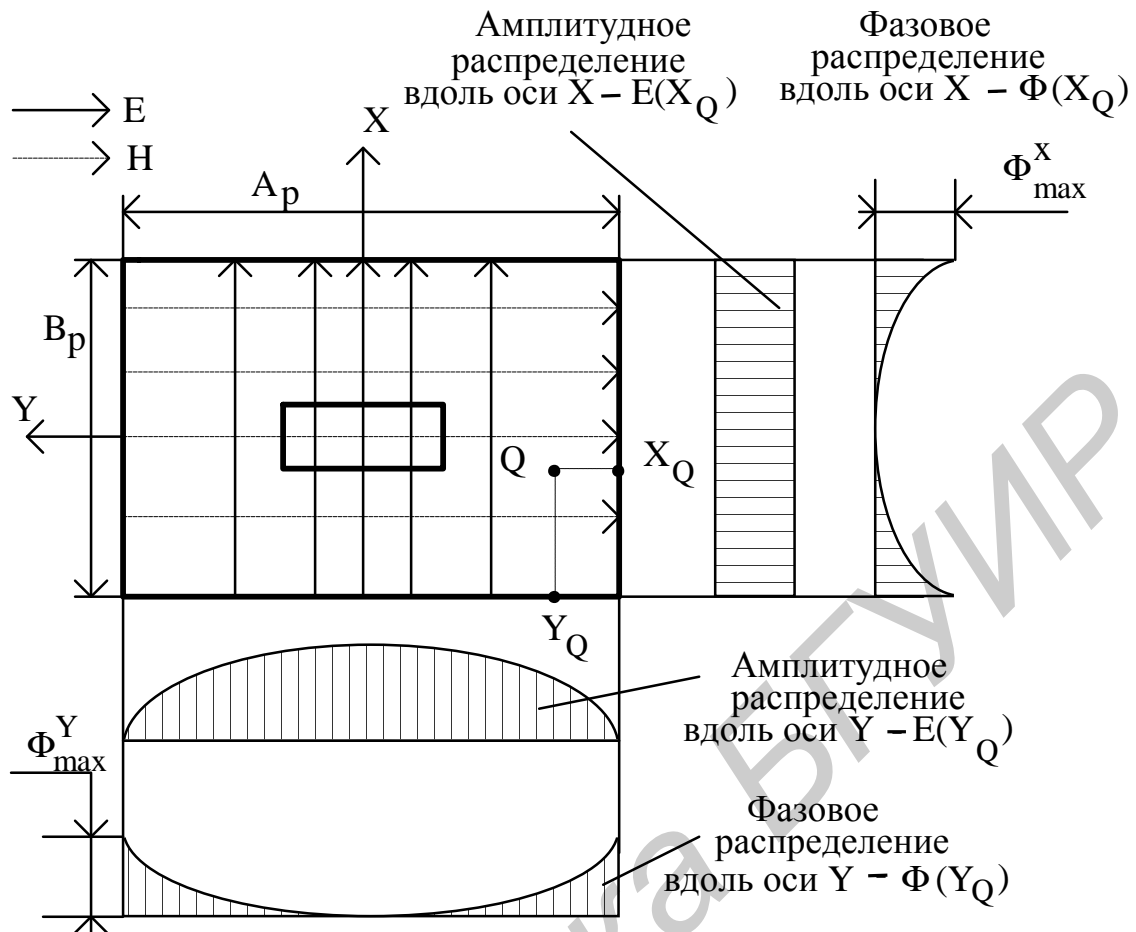


Рис. 3.4. Распределение поля на раскрые рупора

Выражения (3.1)–(3.6), описывающие распределение амплитуд и фаз поля на раскрые рупора, являются приближенным решением внутренней задачи.

*Внешняя задача.* Зная поле на раскрые рупора и используя принцип суперпозиции, можно определить поле вне рупора. Рассмотрим эту задачу. На рис. 3.5 показан:

- рупор;
- произвольная точка  $Q$  на раскрые рупора;
- точка наблюдения  $P$  в дальней зоне;
- система прямоугольных координат  $X, Y, Z$ , в которых описывается положение точки  $Q$  на раскрые рупора, и полярных  $R, \theta, \varphi$  координат, в которых описывается положение точки  $P$ ;

- векторы  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  поля на оси  $Z$  в дальней зоне;  $dS = dx \cdot dy$  – элементарная часть поверхности раскрыва рупора.

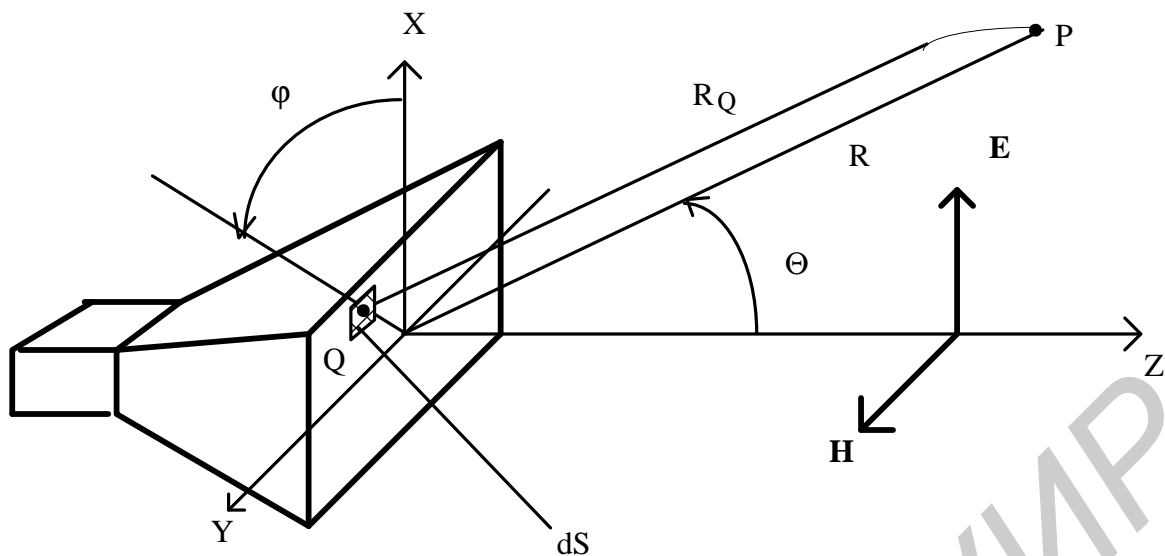


Рис. 3.5. К определению поля рупора в дальней зоне

Причем

$$-\frac{B_p}{2} \leq X_Q \leq \frac{B_p}{2}, \quad -\frac{A_p}{2} \leq Y_Q \leq \frac{A_p}{2}, \quad R_{\min} \leq R < \infty, \quad 0 \leq \theta \leq \pi, \quad 0 \leq \varphi \leq 2\pi,$$

где  $R_{\min}$  – ближняя граница дальней зоны.

Плоскость, в которой лежит вектор  $\vec{E}$  и ось рупора  $Z$ , называется плоскостью  $E$  (на рис. 3.5 – это плоскость  $XZ$ ), а плоскость, в которой лежит вектор  $\vec{H}$  и ось  $Z$ , называется плоскостью  $H$  (на рис. 3.5 – плоскость  $YZ$ ).

В соответствии с принципом суперпозиции, поле вне рупора равно сумме полей, создаваемых всеми элементарными площадками раскрыва рупора. В произвольной точке пространства  $P$

$$\vec{E} = \int_S d\vec{E}, \quad (3.7)$$

где  $d\vec{E}$  – поле, создаваемое элементарной площадкой  $dS$  (элементарным излучателем Гюйгенса),  $S$  – поверхность раскрыва рупора.

В электродинамике показано, что в дальней зоне

$$d\vec{E} \approx \frac{E_s(X_Q, Y_Q) \cdot e^{i\psi_s(X_Q, Y_Q)}}{2pR_Q} e^{-kR_Q(1 + \cos \theta)} \cdot dS, \quad (3.8)$$

где  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  – коэффициент фазы в свободном пространстве;

$E_s(X_Q, Y_Q)$  – напряженность электрического поля на раскрыве рупора в точке  $Q$  – закон распределения амплитуд поля на раскрыве рупора.

В соответствии с (3.6)

$$E_s(X_Q, Y_Q) = E_m \cdot \cos\left(\frac{p}{A_p} Y_Q\right), \quad (3.9)$$

т.е. поле на раскрыве рупора, возбуждаемого на волне  $H_{10}$ , зависит только от координаты  $Y_p$ .

$\Phi_s(X_Q, Y_Q)$  – закон распределения фаз на раскрыве рупора. В соответствии с ранее сказанным

$$\Phi_s(X_Q, Y_Q) = \Phi_x(X_Q, Y_Q) + \Phi_y(X_Q, Y_Q), \quad (3.10)$$

$$\Phi_{x,y} = -k \cdot \rho_{x,y}, \quad (3.11)$$

$$\rho_x = \sqrt{R^2 + X_Q^2}, \quad \rho_y = \sqrt{R^2 + Y_Q^2}. \quad (3.12)$$

Выражения (3.7)–(3.12) дают решение внешней задачи для рупорной антенны в общем виде.

Рассмотрим сначала результаты решения внешней задачи качественно. Предположим, что на раскрыве рупора распределение амплитуд и фаз равномерное, т.е.  $E_s(X_Q, Y_Q) = E_m$ ,  $\Phi(X_Q, Y_Q) = 0$ . В этом случае в точке наблюдения, расположенной на оси  $Z$ , поле излучения рупора будет максимальным. Показано, что в этом случае коэффициент направленного действия определяется выражением

$$\text{КНД} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S, \quad (3.13)$$

где  $S$  – площадь раскрыва рупора ( $S = A_p \cdot B_p$ ).

При этом главный лепесток диаграммы направленности (ДН) будет иметь минимальную ширину и ориентирован вдоль оси рупора  $Z$ .

Если распределение амплитуд поля на раскрыве такое, как показано на рис. 3.4, амплитуда поля в дальней зоне на оси  $Z$  уменьшится. В результате ширина главного лепестка ДН увеличится, направление его в пространстве сохранится, а КНД уменьшится по сравнению со значением (3.13) и будет определяться формулой

$$\text{КНД} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot S \cdot \text{КИП}_a, \quad (3.14)$$

где  $\text{КИП}_a$  – так называемый коэффициент использования поверхности раскрыва, обусловленный неравномерностью амплитудного распределения на раскрыве. Этот коэффициент меньше единицы. Показано, что для косинусоидального амплитудного распределения, определяемого (3.6),  $\text{КИП} = 0,81$ .

Так как на раскрыве рупора фазовое распределение тоже неравномерное (см. рис. 3.4), значение поля в дальней зоне на оси  $Z$  еще уменьшится по сравнению с предыдущим случаем, ширина главного лепестка ДН возрастет, направление его в пространстве не изменится, а КНД уменьшится и будет определяться выражением



$$\text{КНД} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot S \cdot \text{КИП}_a \cdot \text{КИП}_\phi, \quad (3.15)$$

где  $\text{КИП}_\phi$  – коэффициент использования поверхности, меньший единицы за счет неравномерности фазового распределения поля на раскрыве. Чем больше фазовая ошибка на краю раскрыва рупора по сравнению с центром раскрыва –  $\Phi_{\max}$ , тем меньше  $\text{КИП}_\phi$ .

Произведение  $\text{КИП}_a \cdot \text{КИП}_\phi = \text{КИП}$  называется коэффициентом использования поверхности раскрыва. Он меньше единицы за счет неравномерности амплитудного и фазового распределения поля на раскрыве рупора.

Если увеличивать размер раскрыва рупора  $B_p$  при фиксированной глубине рупора  $R$ , увеличится площадь раскрыва  $S$  и фазовая ошибка  $\Phi_{\max}$ . При этом КНД уменьшается за счет уменьшения  $\text{КИП}_\phi$  и растет за счет роста  $S$ , КНД достигает максимума при некотором оптимальном размере раскрыва рупора  $B_{p,\text{opt}}$ .

Аналогичное изменение КНД наблюдается при увеличении размера рупора  $A_p$ .

Для оптимального рупора в плоскости Е и в плоскости Н фазовая ошибка на краю раскрыва рупора принимает в плоскости Е значения:  $\Phi_{\max}^e = -90^\circ$ , в плоскости Н  $\Phi_{\max}^h = -135^\circ$ . При таких фазовых ошибках в плоскостях Е и Н величина  $\text{КИП}_\phi \approx 0,64$ , а полный коэффициент использования поверхности, учитывающий неравномерность фазового и амплитудного распределений на раскрыве рупора, равен  $\text{КИП} \approx 0,5$ .

Рупор, имеющий оптимальные размеры раскрыва при заданной глубине  $R$  и, следовательно, максимальный КНД, называется оптимальным. Для оптимального рупора получены следующие выражения для ширины главного лепестка ДН:

- в плоскости Е

$$2\theta_{0,5} = 56^\circ \frac{\lambda}{B_p}; \quad (3.16)$$

- в плоскости Н

$$2\theta_{0,5} = 71^\circ \frac{\lambda}{A_p}. \quad (3.17)$$

Максимальный уровень боковых лепестков у оптимального рупора наблюдается в плоскости Е и составляет 34 %.

Из выражений (3.16) и (3.17) следует, что при фиксированных размерах рупора ширина главного лепестка ДН уменьшается с уменьшением длины вол-

ны  $\lambda$ . Это общая закономерность для всех антенн, если длина волны находится в рабочем диапазоне.

Если размеры рупора оптимальны, ДН приближенно можно рассчитывать, полагая фазовую ошибку равной нулю. Для этого случая получены следующие формулы для нормированной ДН:

- в плоскости E

$$F(\theta) \approx \frac{1 + \cos i}{2} \cdot \frac{\sin(\varphi_e)}{\varphi_e}; \quad (3.18)$$

- в плоскости H

$$F(\theta) \approx \frac{1 + \cos i}{2} \cdot \frac{\cos(\varphi_h)}{1 - \left(\frac{2\varphi_h}{\pi}\right)^2}, \quad (3.19)$$

где

$$\varphi_e = \frac{\pi B_p}{\lambda} \cdot \sin \theta; \quad \varphi_h = \frac{\pi A_p}{\lambda} \cdot \sin \theta. \quad (3.20)$$

Эти формулы дают заниженное значение ширины главного лепестка ДН и заниженный уровень боковых лепестков.

### 3.2.2. Зеркальные антенны

Зеркальные антенны относятся к классу апертурных антенн, используются как средне- и высоконаправленные антенны в диапазонах миллиметровых, сантиметровых, дециметровых волн и в отдельных случаях в диапазоне метровых волн.

Зеркальная антенна состоит из двух основных элементов: облучателя и отражателя. В качестве облучателя используется какая-либо слабонаправленная антенна (открытый конец прямоугольного или круглого волноводов, рупорные, вибраторные, щелевые антенны, антенны бегущей волны). Отражатель представляет собой металлическое зеркало плоской или вогнутой формы. По количеству зеркал зеркальные антенны могут быть одно-, двухзеркальными или с большим числом зеркал. В лабораторной работе исследуется однозеркальная антенна с отражателем в виде параболоида полного профиля. Такие антенны находят наиболее широкое применение. Однозеркальная антенна изображена на рис. 3.6, показан также ход лучей в антенне.

Параболическое зеркало образуется вращением параболы вокруг оси Z. Такое зеркало называется параболоидом вращения полного профиля.

Основные геометрические параметры параболоида вращения: D – диаметр; f – фокусное расстояние. Точка F – фокус параболы. Ось Z, проходящая через фокус F и вершину зеркала, называется фокальной осью. В фокус помещается облучатель, излучающий в сторону зеркала сферическую волну. На рис. 3.6 лучи волны, излучаемой облучателем, показаны пунктирными линиями, идущими радиально из фокуса. При параболической форме зеркала лучи после

отражения становятся параллельными оси  $Z$ , т.е. зеркало фокусирует излучение облучателя. В результате увеличивается КНД пропорционально площади раскрытия зеркала  $S$ . При таком пояснении принципа действия зеркальной антенны не учитывается дифракция поля на кромке зеркала, форма диаграммы направленности облучателя и ряд других факторов.

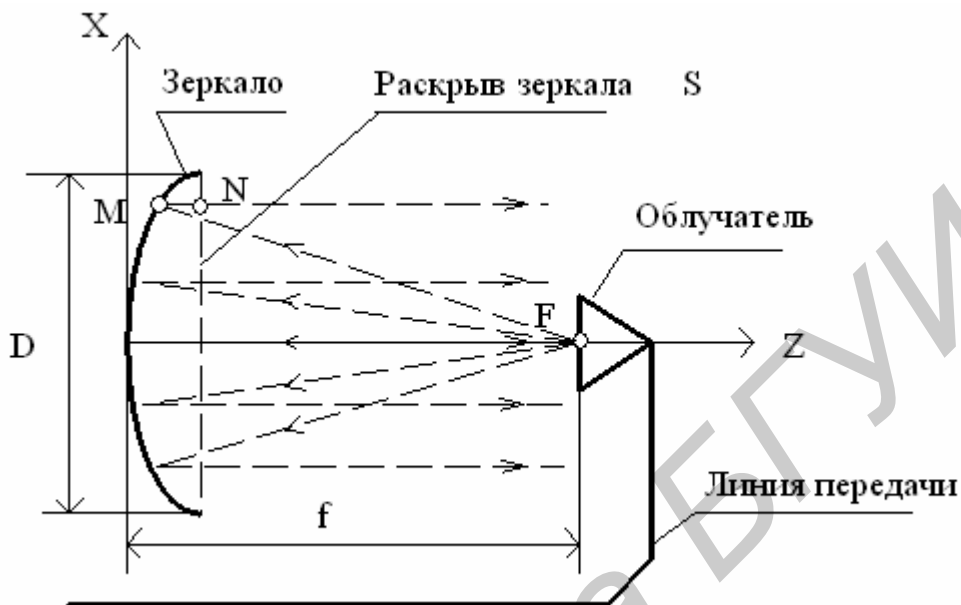


Рис. 3.6. Зеркальная антенна

Более точно можно пояснить принцип действия зеркальной антенны, рассматривая распределение амплитуд и фаз поля на раскрытии зеркала после отражения от его поверхности. На рис. 3.7. показаны параболическое зеркало, точка фокуса  $F$ , угол раскрытия зеркала относительно фокуса  $2\theta_0$ , ДН облучателя  $F(\theta)$ , сферические координаты  $r$  и  $\theta$  с началом в точке фокуса  $F$ , распределение нормированной амплитуды поля на раскрытии зеркала  $A(x)$ .

ДН облучателя имеет максимум, ориентированный на вершину зеркала, поэтому в центре раскрытия поле, отраженное от зеркала, максимально и равно  $E_{\max}$ , в других точках раскрытия поле имеет значение  $E(x)$ . Под нормированным амплитудным распределением поля на раскрытии  $A(x)$  понимается отношение  $E(x)/E_{\max}$ . Очевидно, в центре раскрытия (при  $x = 0$ )  $A(x) = 1$ . На кромке зеркала уровень поля минимален, его нормированное значение (см. рис. 3.7) обозначено символом  $\Delta$ . В зависимости от ширины главного лепестка ДН облучателя величина  $\Delta$  меняется в интервале  $0 \dots 1$ .

Свойством параболического зеркала является постоянство суммы расстояний от точки фокуса  $F$  до точки  $M$  на поверхности зеркала и от точки  $M$  до точки  $N$  на раскрытии зеркала при любых углах  $\theta$  (см. рис. 3.7). В результате во всех точках раскрытия фазы поля оказываются одинаковыми и поля всех элементов раскрытия (элементов Гюйгенса) складываются в фазе в точке дальней зоны, расположенной на оси зеркала. Происходит фокусировка излучения облучателя

в узкий луч, ширина которого тем меньше, чем больше диаметр зеркала. Главный максимум ДН зеркала ориентирован перпендикулярно фронту плоской волны, отраженной от поверхности зеркала, т.е. раскрыву зеркала. КНД зеркала возрастает пропорционально площади раскрыва зеркала  $S$ .

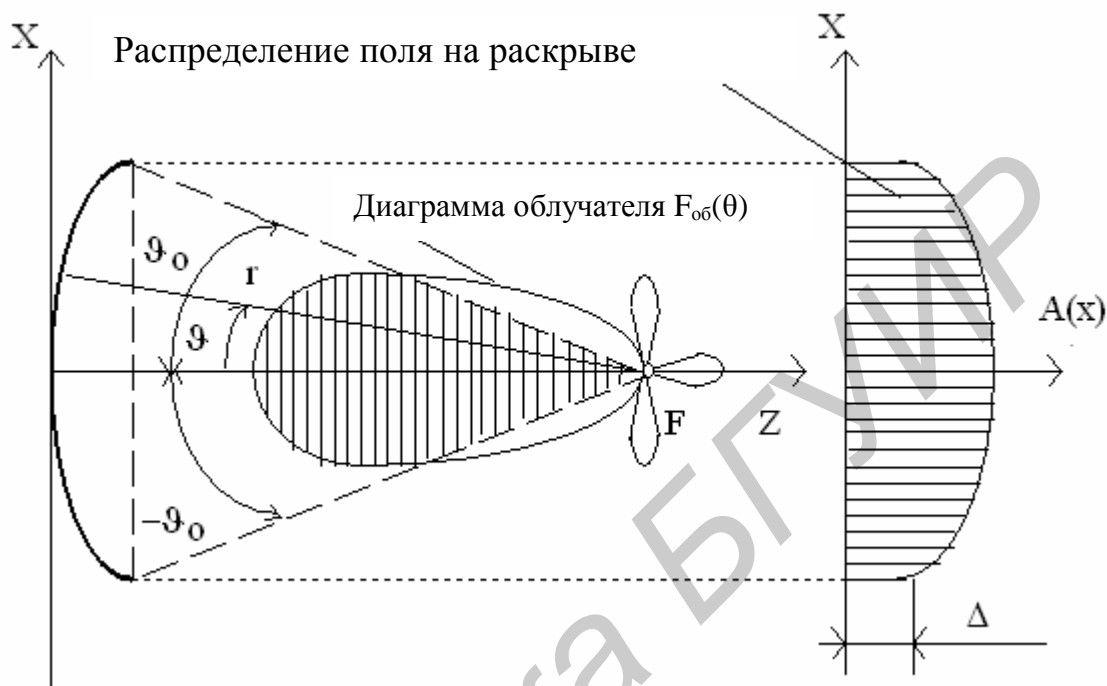


Рис. 3.7. К пояснению принципа работы зеркальной антенны

Зеркальная антенна характеризуется:

- коэффициентом использования поверхности (КИП);
- коэффициентом перехвата мощности облучателя зеркалом ( $K_p$ );
- коэффициентом эффективности  $K_{эф}$ , равным произведению КИП и  $K_p$ ;
- коэффициентом направленного действия (КНД);
- шириной главного лепестка диаграммы направленности по уровню половинной мощности  $2\theta_{0,5}$ ;
- уровнем максимального бокового лепестка  $F_{б\max}$ .

КИП есть отношение плотности потока мощности в направлении главного максимума ДН зеркала при произвольном амплитудном и фазовом распределении поля на раскрыве к плотности потока мощности при равномерном амплитудном и фазовом распределении на раскрыве. Очевидно, во втором случае плотность потока мощности будет больше, так как в этом случае все элементы Гюйгенса раскрыва возбуждены с одинаковыми амплитудами и фазами и поля их складываются синфазно в дальней зоне на оси зеркала. Для такого раскрыва  $КИП = 1$ . При всех других амплитудных и фазовых распределениях поля на раскрыве  $КИП < 1$ .

Коэффициент перехвата мощности определяется выражением

$$K_p = \frac{P_3}{P_{об}}, \quad (3.21)$$

где  $P_{об}$  – мощность, излученная облучателем;

$P_3$  – мощность, излученная облучателем и попавшая на зеркало (на рис. 3.7 показано, что только часть главного лепестка ДН облучателя расположена в пределах раскрыва зеркала).

Величины КНД, КИП и  $K_p$  связаны соотношением

$$\text{КНД} = \frac{2\pi}{\lambda^2} \cdot S \cdot \text{КИП} \cdot K_p, \quad (3.22)$$

где  $S$  – площадь раскрыва зеркала,

$\lambda$  – длина волны.

Произведение  $\text{КИП} \cdot K_p$  называется коэффициентом эффективности зеркальной антенны –  $K_{эф}$ . Чем больше ширина главного лепестка ДН облучателя, тем больше уровень поля на краю раскрыва зеркала  $\Delta$ , тем более равномерно распределение амплитуд на раскрыве и больше КИП. Однако при этом увеличивается часть мощности, излучаемой облучателем, которая попадает за пределы раскрыва зеркала, и уменьшается коэффициент перехвата мощности. В связи с этим при увеличении  $\Delta$  величина  $K_{эф}$  сначала растет за счет увеличения КИП, а затем, достигнув максимума, уменьшается за счет уменьшения  $K_p$ . Так же меняется и КНД при увеличении  $\Delta$ . Сказанное иллюстрируется графиками на рис. 3.8.

Величина  $\Delta_{опт}$ , соответствующая максимуму КНД, зависит от отношения фокусного расстояния  $f$  к диаметру зеркала  $D$ . Обычно применяются зеркала с  $\frac{f}{D} = 0,3 \dots 0,6$ . В этом случае  $\Delta_{опт} = 0,25 \dots 0,35$ .

При оптимальной величине  $\Delta$  ширина главного лепестка ДН определяется выражением

$$2\theta_{0,5} = (60 \dots 70)^\circ \cdot \frac{\lambda}{D}. \quad (3.23)$$

Максимальный уровень боковых лепестков составляет  $-23 \dots -24$  дБ.

*Примечание.* Уровень боковых лепестков в децибелах определяется по формуле  $F_{б\max} \text{ (дБ)} = 20 \cdot \lg F_{б\max}$ .

Параметры зеркальной антенны зависят от положения облучателя относительно фокуса. При смещении облучателя из фокуса меняются амплитудное и фазовое распределения поля на раскрыве зеркала. В большей степени на параметры зеркальной антенны влияет фазовое распределение. Рассмотрим, к каким изменениям параметров антенны ведет смещение облучателя из фокуса.

*Смещение облучателя в фокальной плоскости.* Фокальной называется плоскость, проходящая через фокус и параллельная плоскости раскрыва. На рис. 3.9 показана зеркальная антенна, в которой облучатель смещен вдоль оси  $X$  на величину  $X_0$ . В этом случае расстояние  $R_1$  от точки расположения облучателя до верхнего края зеркала (точки  $N_1$ ) меньше, чем расстояние  $R_2$  – от точки расположения облучателя до нижнего края зеркала (точки  $N_2$ ). Поэтому фаза поля на раскрыве в точке  $N_2$  отстает, а в точке  $N_1$  опережает фазу поля в центре раскрыва.

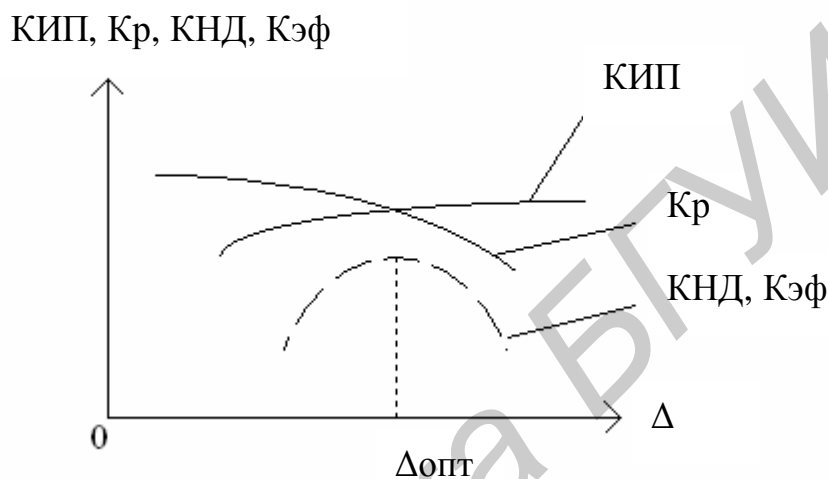


Рис. 3.8. Зависимость КНД от уровня подставки в амплитудном распределении

Фазовое распределение на раскрыве становится близким к линейному и показано на рис. 3.9. В результате главный максимум ДН зеркала отклоняется в сторону уменьшения фазы на раскрыве, т.е. в сторону, противоположную смещению облучателя. На рис. 3.9 показан угол отклонения облучателя от фокальной оси  $\alpha$  и угол отклонения главного максимума ДН зеркала  $\beta$ . Отношение  $\beta/\alpha$  называется коэффициентом редукиции  $K_{ред}$ . Этот коэффициент меньше единицы, так как при смещении облучателя в фокальной плоскости на раскрыве появляется не только линейное фазовое распределение, но и кубическое, которое приводит к противоположному смещению главного максимума ДН зеркала и росту боковых лепестков. Если  $\beta$  не более 2...3 значений ширины главного лепестка ДН зеркала, то величина  $K_{ред}$  близка к единице. Перемещение ДН антенны в пространстве за счет смещения облучателя называется электромеханическим сканированием.

*Смещение облучателя вдоль фокальной оси.* На рис. 3.10 показано смещение облучателя вдоль фокальной оси – оси  $Z$  на величину  $Z_0$ . При этом в точках  $N_1$  и  $N_2$  фазы поля на раскрыве будут одинаковыми, но будут отставать от фазы поля в центре раскрыва и фазовое распределение на раскрыве будет близко к квадратичному. В результате КПД и КНД уменьшатся, главный лепесток

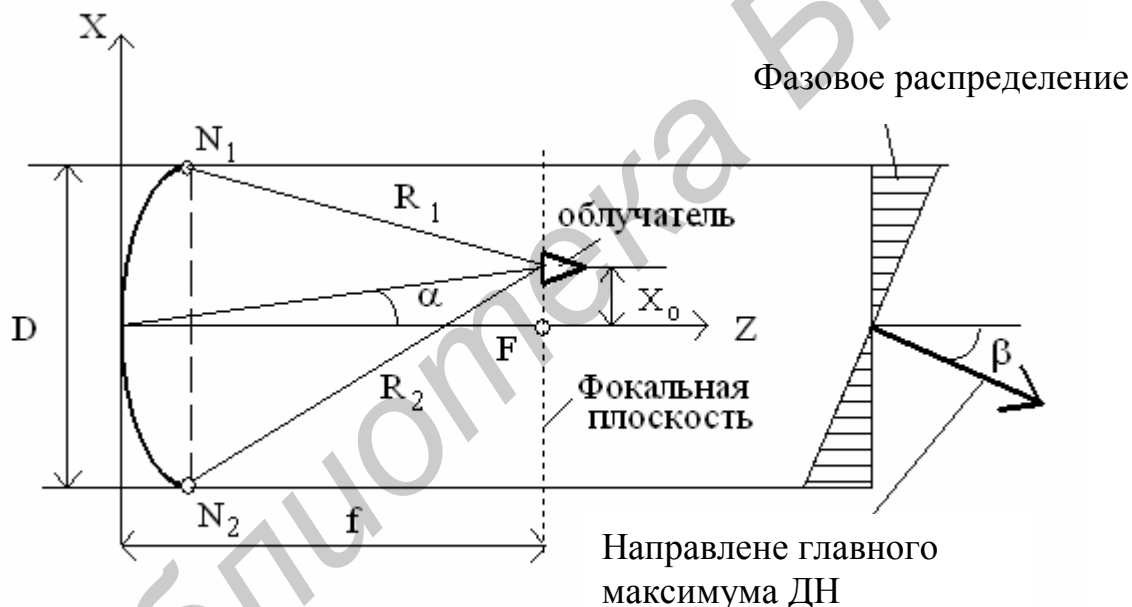
сток ДН расширится, направление главного максимума в пространстве не изменится ( $\beta = 0$ ), уровень боковых лепестков возрастет.

Лабораторная работа выполняется на компьютере с использованием двух программ: RUPOR и REFLEKT.

### 3.3. Краткое описание программ RUPOR и REFLEKT

В программах RUPOR и REFLEKT есть краткая информационная часть, которую необходимо прочитать.

Ввод исходных данных производится с помощью цифровых клавиш. После отработки этих данных и вывода результатов на экран изменение исходных данных производится с помощью графического меню клавишами перемещения курсора.



### 3.4. Задания для лабораторной работы

**Задание 1.** Оптимизировать заданный рупор по максимуму КНД для одного из вариантов, приведенных в табл. 3.3, по заданию преподавателя. Использовать программу RUPOR.

Рупор сначала оптимизировать в плоскости  $E$  путем изменения размера раскрыва в плоскости  $E$ , а затем в плоскости  $H$  путем изменения размера раскрыва в плоскости  $H$  (при оптимизации рупора в плоскости  $H$  размер раскрыва в плоскости  $E$  оставить оптимальным). Процесс оптимизации оформить в виде табл. 3.1 и 3.2.

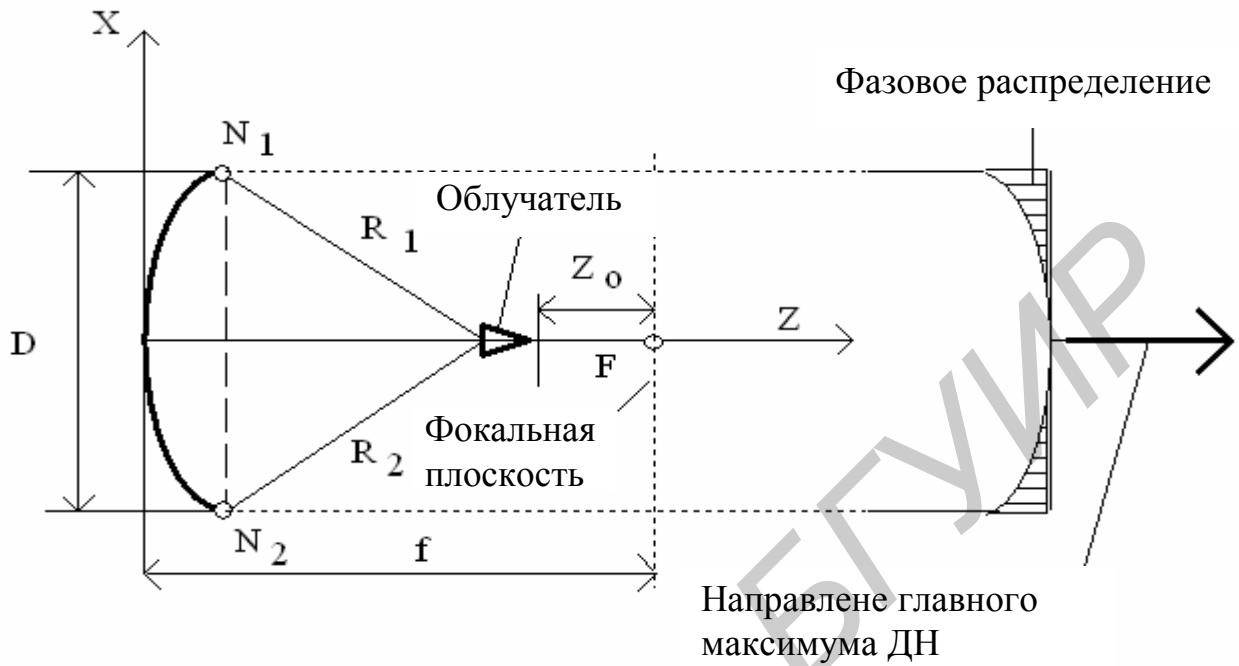


Таблица 3.1

Оптимизация рупора в плоскости E

Размер раскрыва в плоскости E, мм									
Максимальная фазовая ошибка в плоскости E, град.									
КИП									
КНД									

Частота  $f = \dots$  ГГц. Глубина рупора  $R = \dots$  мм. Размер раскрыва рупора в плоскости H  $A_y = \dots$  мм.

По таблицам построить графики зависимости максимальных фазовых ошибок в плоскостях E и H –  $\Psi_{\max}^{e,h}$ , КИП, КНД от размера раскрыва в плоскостях E и H, сделать выводы.

Для оптимального пирамидального рупора зарисовать раскрыв, амплитудное и фазовое распределение поля на раскрыве с указанием максимальных фазовых ошибок в плоскостях E и H, ДН в плоскостях E и H, выписать параметры ДН, значение КИП.



Сделать выводы по всем пунктам работы и объяснить, почему при некоторых размерах раскрыва и заданной глубине рупора КНД достигает максимума.

Таблица 3.2

Оптимизация рупора в плоскости Н

Размер раскрыва в плоскости Н, мм									
Максимальная фазовая ошибка в плоскости Н, град.									
КИП									
КНД									

Частота  $f = \dots$  ГГц. Глубина рупора  $R = \dots$  мм.

Размер раскрыва рупора в плоскости Е:  $A_x = \dots$  мм.

Таблица 3.3

Значения исходных параметров пирамидального рупора

№ варианта	Частота, ГГц	Глубина рупора R, мм	Исходный размер раскрыва рупора в плоскости Е, мм до оптимизации	Исходный размер раскрыва рупора в плоскости Н, мм до оптимизации
1	10	300	100	100
2	10	400	100	100
3	10	500	100	100
4	15	500	100	100
5	15	600	100	100
6	20	200	50	50
7	20	300	50	50
8	20	100	20	20
9	3	500	100	100

**Задание 2.** Оптимизировать заданную зеркальную антенну по максимуму КНД. Для оптимизации использовать программу REFLEKT.

В программе анализируется зеркальная антенна с отражателем в виде параболоида полного профиля. В качестве облучателя используется конический рупор, возбуждаемый на волне  $H_{11}$ .

Исходные данные взять из табл. 3.5 по заданию преподавателя. В ходе оптимизации заполнить табл. 3.4.

По табл. 3.4 построить графики зависимости  $\Delta$ , КИП,  $K_p$ ,  $K_{эф}$  от диаметра рупора облучателя. Сделать выводы и объяснить, почему при некотором диа-

метре рупора облучателя КНД антенны достигает максимума. Для оптимизированной зеркальной антенны зарисовать рисунок зеркальной антенны, амплитудное и фазовое распределение поля на раскрыве зеркала, ДН, выписать значения  $\Delta$ , КИП,  $K_p$ ,  $K_{эф}$ , параметров ДН.

Таблица 3.4

Оптимизации зеркальной антенны по максимуму КНД

Диаметр рупора облучателя, мм									
Уровень подставки в амплитудном распределении на краю раскрыва зеркала ( $\Delta$ )									
КИП									
$K_p$									
$K_{эф}$									
КНД									

*Примечание. При оптимизации диаметр рупора облучателя изменять с тем дискретом, который предусмотрен в программе.*

**Задание 3.** Для оптимизированной зеркальной антенны исследовать зависимость параметров от положения облучателя относительно фокуса:

- сместить облучатель из фокуса вниз в фокальной плоскости на длину волны, зарисовать рисунок зеркальной антенны, амплитудное и фазовое распределение поля на раскрыве зеркала, ДН, выписать значения  $\Delta$ , КИП,  $K_p$ ,  $K_{эф}$ , КНД, параметров ДН и сделать выводы о характере амплитудно-фазового распределения на раскрыве зеркала и об изменении параметров зеркальной антенны, объяснить результат;

- сместить облучатель из фокуса вдоль фокальной оси на половину длины волны, зарисовать рисунок зеркальной антенны, амплитудное и фазовое распределение поля на раскрыве зеркала, ДН, выписать значения  $\Delta$ , КИП,  $K_p$ ,  $K_{эф}$ , КНД, параметров ДН и сделать выводы о характере амплитудно-фазового распределения на раскрыве зеркала и об изменении параметров зеркальной антенны при смещении облучателя вдоль и перпендикулярно фокальной оси зеркала, объяснить результат.

### 3.5. Содержание отчета

1. Название и цель работы.
2. Название очередного пункта задания, таблицы, рисунки, графики по пункту, выводы.

Таблица 3.5

Варианты заданий

№ варианта	Частота, ГГц	Диаметр зеркала, мм	Фокусное расстояние, мм	Начальный диаметр рупора облучателя, мм
1	10	300	200	20
2	10	400	250	20
3	10	500	300	20
4	12	300	200	20
5	12	400	250	20
6	12	500	300	20
7	6	300	200	40
8	6	400	250	40
9	6	500	300	40

**3.6. Вопросы для подготовки к работе**

1. Определение диаграммы направленности и КНД антенны в режимах передачи и приема.
2. Принцип работы рупорной антенны, типы рупорных антенн.
3. Распределение амплитуд и фаз поля на раскрыве пирамидального рупора в плоскостях Е и Н. Методика оптимизации рупора по максимуму КНД.
4. Что такое оптимальный рупор?
5. Как влияет квадратичная фазовая ошибка на диаграмму направленности, КИП и КНД рупорной антенны?
6. Что произойдет с КНД оптимального рупора, если, не меняя размеры раскрыва, увеличить глубину рупора? Как при этом изменится ширина главного лепестка и уровень боковых лепестков?
7. Объяснить принцип работы зеркальной антенны.
8. Нарисовать амплитудное и фазовое распределение поля на раскрыве зеркальной антенны при положении облучателя в фокусе.
9. Почему уровень облучения края зеркала полем облучателя не делают равным нулю?
10. Что происходит с параметрами зеркальной антенны при сужении главного лепестка ДН облучателя?
11. Пояснить методику оптимизации зеркальной антенны по максимуму КНД.

12. Что произойдет с амплитудно-фазовым распределением поля на раскрыве зеркала, если сместить облучатель в фокальной плоскости?
13. Что произойдет с амплитудно-фазовым распределением поля на раскрыве зеркала, если сместить облучатель вдоль фокальной оси?
14. Как производится сканирование в зеркальной антенне?
15. Что такое коэффициент редукции в зеркальной антенне?

#### *Лабораторная работа №4*

### **ИССЛЕДОВАНИЕ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ**

#### *4.1. Цель*

Исследовать путем численного моделирования на компьютере основные закономерности в фазированной антенной решетке.

#### *4.2. Сведения из теории*

*Фазированная антенная решетка (ФАР).* Антенная решетка представляет собой систему слабонаправленных излучателей, расположенных друг от друга на некотором расстоянии, обычно меньшем длины волны. Как правило, излучатели делаются одинаковыми. Все излучатели в режиме передачи возбуждаются от общего генератора, а в режиме приема работают на общую нагрузку (приемник). Распределение мощности генератора в режиме передачи между излучателями осуществляется с помощью системы распределения мощности (СРМ). Эта же система распределения мощности обеспечивает объединение мощности, принятой отдельными излучателями, в общей нагрузке. Приблизительно КНД решетки равен произведению КНД одного излучателя на число излучателей. При большом числе излучателей возможно достижение больших значений КНД, поэтому антенные решетки относятся к классу средне- и высоконаправленных антенн, хотя нередко используются антенные решетки с небольшим числом излучателей.

Антенные решетки применяются в миллиметровом, сантиметровом, дециметровом, метровом и в отдельных случаях в декаметровом диапазонах волн. Причем в дециметровом и метровом диапазонах антенные решетки как средне- и высоконаправленные антенны используются вместо зеркальных антенн, которые в этих диапазонах имеют слишком большую массу отражателя.

Амплитудное распределение возбуждения излучателей в антенной решетке делается таким, чтобы обеспечить уровень боковых лепестков не более допустимого. Фазовое распределение делается равномерным или линейным. Линейное фазовое распределение обеспечивает сканирование, т.е. перемещение ДН в пространстве. Электрическое сканирование производится путем изменения параметров линейного фазового распределения с помощью электрически

управляемых фазовращателей, включаемых в каждый излучатель или в группу излучателей.

Излучатели строятся с применением намагниченных ферритов или диодов типа p-i-n и управляются с помощью специальной ЭВМ.

По способу размещения излучателей в пространстве антенные решетки делятся:

- на *линейные*, в которых излучатели расположены вдоль линии;
- на *двухмерные*, в которых излучатели расположены на поверхности;
- на *трехмерные*, в которых излучатели расположены в некотором объеме.

Линейные антенные решетки чаще всего делаются прямолинейными, реже дуговыми или кольцевыми. Двухмерные решетки обычно плоские. Трехмерные используются редко.

В линейных и плоских решетках излучатели, как правило, делаются одинаковыми и одинаково ориентированными в пространстве. Такие решетки могут быть эквидистантными, когда расстояние между соседними излучателями

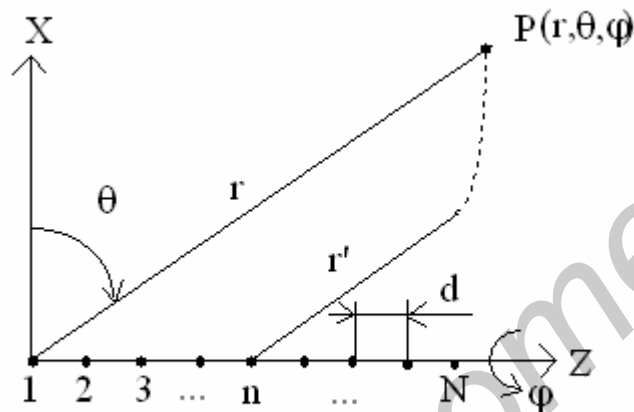


Рис. 4.1. Линейная антенная решетка

на линейной решетке, расположенная в системе координат X, Y, Z (рис. 4.1). Ось Y направлена на читателя. На рис. 4.1 обозначено:

- $P(r, \theta, \varphi)$  – точка наблюдения, расположенная в дальней зоне;
- $r$  – расстояние между началом координат и точкой P;
- $\theta, \varphi$  – сферические координаты точки P;
- 1, 2, 3, ... – номера излучателей решетки (точками на оси Z обозначены места расположения излучателей);
- N – число излучателей решетки;
- n – номер излучателя ( $1 \leq n \leq N$ );
- $r'$  – расстояние между излучателем с номером n и точкой P;
- d – расстояние между соседними излучателями.

на всей решетке одинаково, и неэквидистантными, когда расстояние между соседними излучателями меняется по решетке. Чаще всего используются эквидистантные антенные решетки.

Диаграмма направленности антенной решетки имеет существенные особенности по сравнению с линейной и апертурной антеннами. Рассмотрим эти особенности на примере эквидистантной линейной антенной решетки, в которой излучатели расположены вдоль прямой линии. Таковую решетку далее будем называть линейной. Зада-

Координата  $\varphi$  отсчитывается от оси  $X$  вокруг оси  $Z$ . В линейной решетке амплитуда возбуждения  $A(z)$  отлична от нуля только в точках расположения излучателей:

$$A(z) = A_n \quad \text{при } z = z_n, \quad (4.1)$$

$$A(z) = 0 \quad \text{при } z \neq z_n, \quad (4.2)$$

где

$z_n$  – координата  $z$  излучателя с номером  $n$ ;

$A_n$  – нормированная амплитуда возбуждения излучателя с номером  $n$ .

В соответствии с рис. 4.1

$$z_n = d(n - 1). \quad (4.3)$$

Диаграмма направленности решетки определяется выражением:

$$f(\theta, \varphi) = f_1(\theta, \varphi) \left| \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{i\varphi_n} e^{ikz_n \sin\theta} \right|, \quad (4.4)$$

где  $f_1(\theta, \varphi)$  – диаграмма направленности одного излучателя;

$\varphi_n$  – фаза возбуждения излучателя с номером  $n$ .

Далее  $A_n$  будем называть амплитудным распределением возбуждения излучателей (или просто амплитудным распределением – АР),  $\Psi_n$  – фазовым распределением возбуждения излучателей (или фазовым распределением – ФР).

Запишем выражение (4.4) в виде

$$f(\theta, \varphi) = f_1(\theta, \varphi) \cdot f_c(\theta), \quad (4.5)$$

где

$$f_c(\theta) = \left| \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{i\varphi_n} e^{ikz_n \sin\theta} \right|. \quad (4.6)$$

Множитель  $f_c(\theta)$  называется множителем системы антенной решетки (далее – множитель системы). Множитель системы зависит от амплитудного, фазового распределений, расстояния между соседними излучателями  $d$ , числа излучателей  $N$ , длины волны  $\lambda$ , угла  $\theta$ , но не зависит от угла  $\varphi$ . Физически множитель системы есть ДН антенной решетки из ненаправленных излучателей (при  $f_1(\theta, \varphi) = \text{const}$ ). Для того чтобы выяснить зависимость ДН решетки от указанных выше параметров, достаточно проанализировать множитель системы. Кроме того, направленность антенной решетки по углу  $\theta$  при большом числе излучателей в основном определяется множителем системы, так как направленность отдельного излучателя по углу  $\theta$  слабая. По углу же  $\varphi$  направленность решетки определяется только диаграммой направленности отдельного излучателя, так как множитель системы не зависит от угла  $\varphi$ .

Основные особенности диаграммы направленности антенной решетки по сравнению с линейной антенной выясним, рассматривая простейший случай равномерного амплитудного и линейного фазового распределений.

Положим в выражении (4.6)

$$A_n = 1, \quad \Psi_n = \Phi_0 \cdot (n - 1), \quad (4.7)$$

где  $\Phi_0$  – разность фаз между соседними излучателями.

Выражение (4.7) определяет равномерное АР и линейное ФР. Учитывая выражение (4.7), из выражения (4.6) получаем

$$f_c(\theta) = \left| \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{i\Psi_0(n-1)} e^{ikd(n-1)\sin\theta} \right|. \quad (4.8)$$

Сумма в (4.8) есть геометрическая прогрессия. Используя выражение для суммы  $N$  членов геометрической прогрессии, из (4.8) получаем для нормированного множителя системы:

$$F_c(\Psi) = \left| \frac{\sin(N\Psi)}{N\sin\Psi} \right|, \quad (4.9)$$

где

$$\Psi = \frac{kd}{2} \left( \sin\theta + \frac{\Phi_0}{kd} \right). \quad (4.10)$$

По аналогии с линейной антенной, в которой фазовое распределение линейно, введем обозначение

$$K_3 = -\frac{\Phi_0}{kd}. \quad (4.11)$$

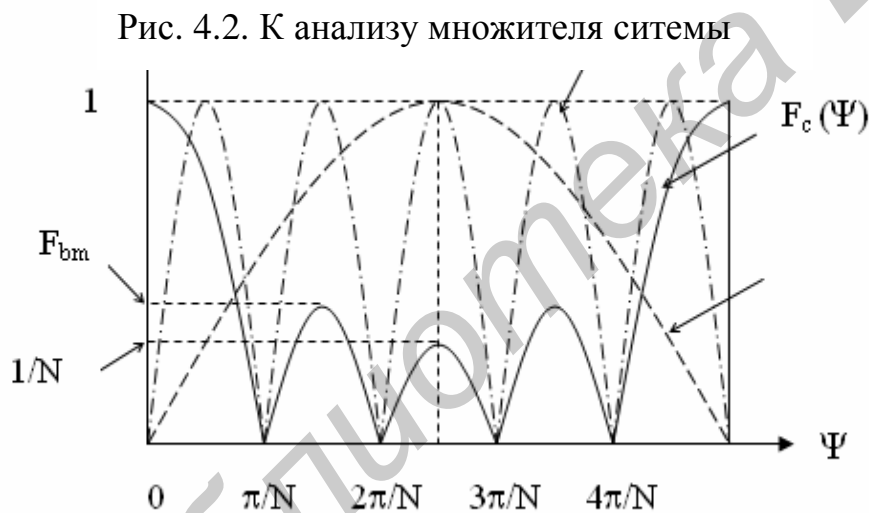
Величина  $K_3$  называется коэффициентом замедления. С учетом этого выражение (4.11) запишем в виде

$$\Psi = \frac{kd}{2} (\sin\theta - K_3). \quad (4.12)$$

Переменная  $\Psi$  называется обобщенной угловой координатой. Функция  $F_c(\theta)$  периодическая по аргументу  $\Psi$ , так как является отношением двух периодических функций. Причем период  $F_c(\Psi)$  равен большему из периодов, т.е. равен  $\pi$  – периоду функции  $|\sin\Psi|$ . Рассмотрим функцию  $F_c(\Psi)$  на периоде изменения  $0 \dots \pi$ . При  $\Psi = 0$  значение  $F_c(\Psi)$  равно 1. Поскольку периодом является интервал  $0 \dots \pi$ , при  $\Psi = \pi$  функция  $F_c(\Psi) = 1$ . На рис. 4.2 показаны

зависимости модулей  $\sin(N\Psi)$ ,  $\sin\Psi$ , а также  $F_c(\Psi)$  от аргумента  $\Psi$  на интервале  $\Psi = 0 \dots \pi$ . Графики построены для случая  $N = 5$ . Пунктирной линией с длинными штрихами – модуль  $\sin\Psi$ ; штрихпунктирной линией – модуль  $\sin(N\Psi)$ ; сплошной линией – множитель системы  $F_c(\Psi) = \left| \frac{\sin(N\Psi)}{N \sin \Psi} \right|$ .

Значение множителя системы при  $\Psi = \frac{\pi}{2}$  в соответствии с выражением (4.9) равно  $1/N$ , так как при этом  $\sin(\Psi) = 1$  и  $\sin(N\Psi) = \sin(2,5\pi) = 1$ .



Из выражения (4.10) следует, что обобщенная угловая координата  $\Psi$  зависит от волнового расстояния между соседними излучателями  $\frac{d}{\lambda}$  (а оно может быть произвольным), угла  $\theta$  ( $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ ) и разности фаз между соседними излучателями  $\Phi_0$  ( $\Phi_0$  может быть положительным и отрицательным).

Величина  $\Psi$  принимает в принципе произвольные значения – и положительные и отрицательные. Однако весь интервал изменения  $\Psi$  можно разбить на отрезки длиной  $\pi$ , в каждом из которых множитель системы имеет один и тот же вид, показанный на рис. 4.2 (отрезок длиной  $\pi$  является периодом изменения функции  $F_c(\Psi)$ ). На рис. 4.3 показан график функции  $F_c(\Psi)$ , т.е. множитель системы, в пределах нескольких периодов изменения.



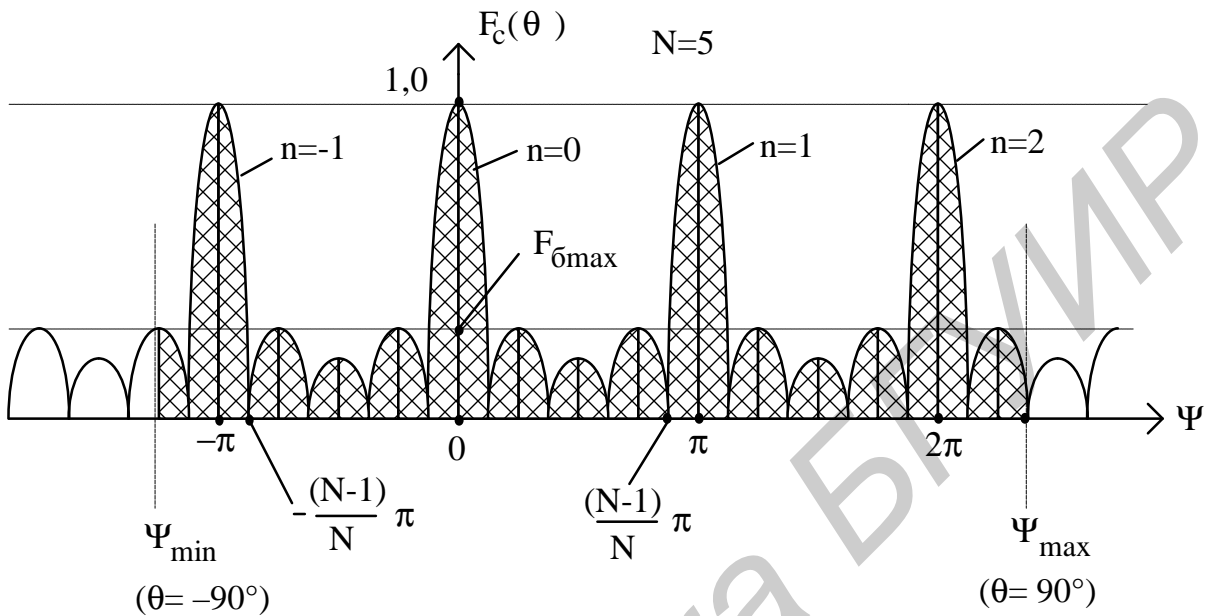


Рис. 4.3. Множитель системы антенной решетки

Часть графика, расположенная в пределах реального интервала изменения величины  $\Psi$ , ограниченного значениями  $\Psi_{\min}$  и  $\Psi_{\max}$ , заштрихована. Эти значения соответствуют границам изменения реального угла  $\theta$ , равного  $\pm 90^\circ$ . Из выражения (4.10) следует

$$\Psi_{\min} = \frac{kd}{2} \left(-1 + \frac{\Phi_0}{kd}\right), \quad (4.13)$$

$$\Psi_{\max} = \frac{kd}{2} \left(1 + \frac{\Phi_0}{kd}\right). \quad (4.14)$$

Интервал изменения  $\Psi$ , расположенный в пределах  $\Psi_{\min}$ ,  $\Psi_{\max}$  и обозначенный далее символом  $\Delta\Psi$ , получается равным

$$\Delta\Psi = \Psi_{\max} - \Psi_{\min} = kd = 2\pi \frac{d}{\lambda} \quad (4.15)$$

и зависит только от волнового расстояния между соседними излучателями  $\frac{d}{\lambda}$ .

Из рис. 4.3 следует, что в области реальных углов  $90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$  множитель системы антенной решетки имеет несколько главных лепестков, между которыми расположены боковые лепестки. Число боковых лепестков равно  $N-2$ .

Чем больше  $\frac{d}{\lambda}$ , тем больше величина  $\Delta\Psi$  и больше главных лепестков в области реальных углов  $\theta$ . Лепесток, соответствующий  $\Psi=0$ , называется нуле-

вым, остальные лепестки имеют номера  $n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ . На рис. 4.3 указаны номера лепестков. Направление главного лепестка с номером  $n$ , как следует из рис. 4.3, определяется условием

$$\Psi = n\pi. \quad (4.16)$$

Обозначим направление главного лепестка с номером  $n$  символом  $\Theta_{mn}$ . Из выражений (4.13) и (4.14) следует условие, определяющее величину  $\Theta_{mn}$ :

$$np = \frac{kd}{2} \left( \sin q_{mn} + \frac{\Phi_0}{kd} \right). \quad (4.17)$$

Учитывая, что  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ , из выражения (4.17) получаем

$$\sin q_{mn} = n \frac{1}{d} - \frac{\Phi_0}{kd}, \quad (4.18)$$

где  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$

Направление максимума главного лепестка нулевого порядка (нулевого главного максимума), соответствующего  $n=0$ , определяется выражением, следующим из выражения (4.18):

$$\sin q_{mn} = -\frac{\Phi_0}{kd}. \quad (4.19)$$

Антенная решетка проектируется так, чтобы в пространстве был только один главный лепесток нулевого порядка ( $n = 0$ ). Получим условие, при котором это будет выполняться.

Рассмотрим условие единственности главного максимума. Из рис. 4.3 следует, что в пространстве будет только один нулевой главный лепесток, если выполняются следующие два условия:

$$\Psi_{\min} \geq -\frac{N-1}{N}\pi, \quad (4.20)$$

$$\Psi_{\max} \leq \frac{N-1}{N}\pi. \quad (4.21)$$

Подставляя выражения (4.13), (4.14) в выражения (4.20), (4.21) и учитывая выражение (4.19), получим

$$\Psi_{\min} = \frac{kd}{2} (-1 - \sin \theta_{m0}) \geq -\frac{N-1}{N}\pi, \quad (4.22)$$

$$\Psi_{\max} = \frac{kd}{2} (1 - \sin \theta_{m0}) \geq \frac{N-1}{N}\pi. \quad (4.23)$$

Так как  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ , из выражений (4.22), (4.23) получаем два условия для волнового расстояния между соседними излучателями:

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{N-1}{N(1 + \sin \theta_{m0})}, \quad (4.24)$$

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{N-1}{N(1 - \sin\theta_{m0})}. \quad (4.25)$$

Угол  $\theta_{m0}$  может быть и положительным, и отрицательным, поэтому оба условия (4.24), (4.25) выполняются одновременно, если

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{N-1}{N(1 + |\sin\theta_{m0}|)}. \quad (4.26)$$

Условие (4.26) называется условием единственности главного максимума диаграммы направленности антенной решетки.

Рассмотрим сканирование в антенной решетке. Из (4.18), (4.19) следует, что направление главных максимумов множителя системы зависит от разности фаз между соседними излучателями  $\Phi_0$ . Рассмотрим направление нулевого главного максимума в пространстве, считая, что условие его единственности (4.26) выполнено.

Из (4.19) следует, что

- при  $\Phi_0 = 0$  (для синфазной решетки)  $\theta_{m0} = 0$ ,
- при  $\Phi_0 < 0$  (при уменьшении фазы возбуждения излучателей по линейному закону от первого излучателя до N-го)  $\theta_{m0} > 0$ ,
- при  $\Phi_0 > 0$  (при увеличении фазы возбуждения излучателей по линейному закону от первого излучателя до N-го)  $\theta_{m0} < 0$ .

Таким образом, при изменении разности фаз между соседними излучателями  $\Phi_0$  происходит перемещение диаграммы направленности решетки по углу  $\theta$ , т.е. происходит сканирование, как в линейной антенне при линейном фазовом распределении. В антенных решетках изменение величины производится с помощью электрически управляемых фазовращателей, которые строятся с применением намагничиваемых ферритов или p-i-n диодов. Поэтому сканирование в антенных решетках производится без каких-либо механических перемещений элементов и называется электрическим (или электронным).

*Закономерности сканирования.* Диаграмма направленности антенной решетки определяется выражением (4.5). Для нормированной диаграммы направленности одного излучателя  $F_1(\theta, \varphi)$  и нормированного множителя системы  $F_c(\theta)$  это (4.5) можно записать в виде

$$f(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi) \cdot F_c(\theta). \quad (4.27)$$

В качестве излучателей антенной решетки используются слабо-направленные антенны, в которых  $F_1(\theta, \varphi)$  слабо зависит от угла  $\theta$ . На рис. 4.5 показаны: диаграмма направленности одного излучателя  $F_1(\theta, \varphi)$  – пунктирной линией, множитель системы  $F_c(\theta)$  – сплошной линией в зависимости от угла  $\theta$  при выполнении условия единственности главного максимума множителя системы. Диаграмма направленности решетки, равная  $f(\theta) = F_1(\theta) \cdot F_c(\theta)$ , заштрихована.

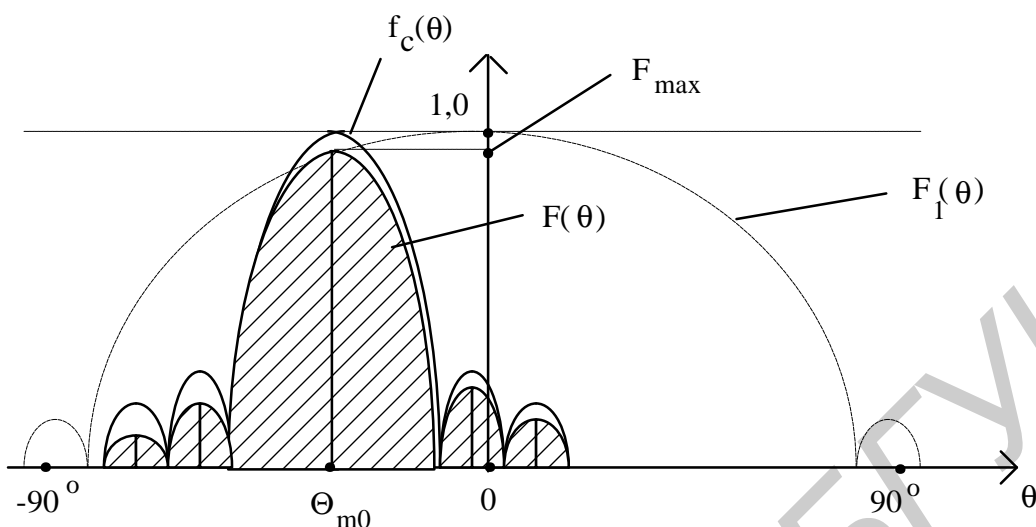


Рис. 4.4. Сканирование в антенной решетке

На рис. 4.4. также обозначено:

-  $\theta_{m0}$  – направление главного максимума множителя системы (отклонение главного максимума диаграммы направленности решетки от нормали к оси решетки);

-  $F_{\max}$  – максимальное значение диаграммы направленности решетки, равное  $F_1(\theta_{m0})$ .

На основании рис. 4.5 можно сделать следующие выводы:

а) при сканировании, т.е. при изменении угла  $\theta_{m0}$ , меняется величина  $F_{\max}$  по закону  $F_1(\theta_{m0})$ . Чем больше угол  $\theta_{m0}$ , тем меньше  $F_{\max}$ ;

б) коэффициент направленного действия решетки пропорционален квадрату диаграммы направленности, следовательно, КНД в направлении главного максимума ДН решетки пропорционален  $F_{\max}^2$  и меняется при сканировании. КНД максимален при  $\theta_{m0}=0$ , т.к. при этом  $F_{\max}=1$ . Обозначим это максимальное значение КНД символом  $D_{\max}$ . При всех других значениях  $\theta_{m0}$  КНД меньше  $D_{\max}$ . Обозначим КНД при произвольном угле  $\theta_{m0}$  символом  $D$ . Значения  $D$  и  $D_{\max}$  связаны соотношением, следующим из ранее сказанного:

$$D = D_{\max} \cdot F_{\max}^2 = D_{\max} \cdot F_1^2(\theta_{m0}). \quad (4.28)$$

Величина  $\frac{D}{D_{\max}}$  характеризует закон изменения КНД при сканировании и называется диаграммой сканирования. Обозначим диаграмму сканирования символом  $F_{\text{ск}}(\theta_{\text{m0}})$ . Из выражения (4.28) следует, что

$$F_{\text{ск}}(\theta_{\text{m0}}) = \frac{D}{D_{\max}} = F_1^2(\theta_{\text{m0}}). \quad (4.29)$$

При проектировании антенной решетки задается требуемый сектор сканирования, т.е. сектор, в пределах которого должен меняться угол  $\theta_{\text{m0}}$ . Этот сектор обозначается  $2\theta_{\text{ск}}$  и требуется, чтобы в секторе сканирования  $-\theta_{\text{ск}} \leq \theta_{\text{m0}} \leq \theta_{\text{ск}}$  (или в секторе  $2\theta_{\text{ск}}$ ) КНД не уменьшался более чем допустимо.

Поскольку КНД минимален на границах сектора сканирования, требование по допустимому уменьшению КНД при сканировании накладывает ограничение на величину сектора сканирования. Часто допустимым считается уменьшение КНД на границах сектора сканирования в 2 раза по сравнению с максимальным значением  $D_{\max}$ . В этом случае при  $\theta_{\text{m0}} = \theta_{\text{ск}}$  значение  $F(\theta_{\text{ск}}) = 0,5$  и величина  $\theta_{\text{m0}}$  равна половине ширины главного лепестка ДН одного излучателя. Из сказанного следует, что для расширения сектора сканирования необходимо увеличивать ширину главного лепестка ДН одного излучателя.

При сканировании в антенной решетке наблюдаются те же явления, что и в линейной антенне при линейном фазовом распределении: чем больше угол  $\theta_{\text{m0}}$ , тем больше ширина главного лепестка ДН и больше его асимметрия. Кроме того, появляется конусность главного лепестка. Эти эффекты также приводят к уменьшению КНД. Поэтому в линейных и плоских антенных решетках обычно сектор сканирования  $2\theta_{\text{ск}}$  не превосходит  $60^\circ$ .

*Параметры диаграммы направленности антенной решетки.* Параметрами ДН являются ширина главного лепестка  $2\theta_{0,5}$  и максимальный уровень боковых лепестков  $F_{\text{бmax}}$  (иногда средний уровень бокового излучения).

При выполнении условия единственности главного максимума и достаточно большом числе излучателей ( $N > 7-8$ ) линейная решетка по параметрам ДН близка к линейной антенне: при равномерном амплитудном распределении

$$2\theta_{0,5} = 51 \frac{\lambda}{L}, \quad (4.30)$$

$$F_{\text{бmax}} \approx 21,7 \% \approx -13\text{дБ}, \quad (4.31)$$

где  $L = d(N-1)$  – длина решетки.

Для уменьшения уровня боковых лепестков амплитудное распределение делают комбинированным, спадающим к краям решетки.

Линейные антенные решетки обеспечивают одномерное сканирование, т.е. сканирование в одной плоскости. Для двумерного сканирования (в двух плоскостях) используются плоские антенные решетки.

*Дискретное управление фазовым распределением в антенной решетке.* Для изменения разности фаз  $\Phi_0$  между соседними излучателями в каждый излучатель включается электрически управляемый фазовращатель. Такие фазовращатели строятся с использованием намагниченных ферритов или коммутационных р-і-п-диодов. В большинстве антенных решеток используются дискретные фазовращатели, в которых фаза проходящей волны меняется в интервале  $0 \dots 2\pi$  с дискретом  $\delta\phi$ . Такие фазовращатели легко управляются дискретной последовательностью импульсов управления, подаваемых на катушку подмагничивания феррита или на р-і-п-диод, и менее подвержены нестабильности управляющих воздействий. Используются дискреты  $\delta\phi = 90^\circ; 45^\circ; 22,5^\circ$ . В результате фазовое распределение получается не линейным, а ступенчатым. Такое фазовое распределение показано на рис. 4.5. Кружками обозначены излучатели антенной решетки. По горизонтальной оси отложен номер излучателя, по вертикальной оси – фаза в излучателе с номером «n».

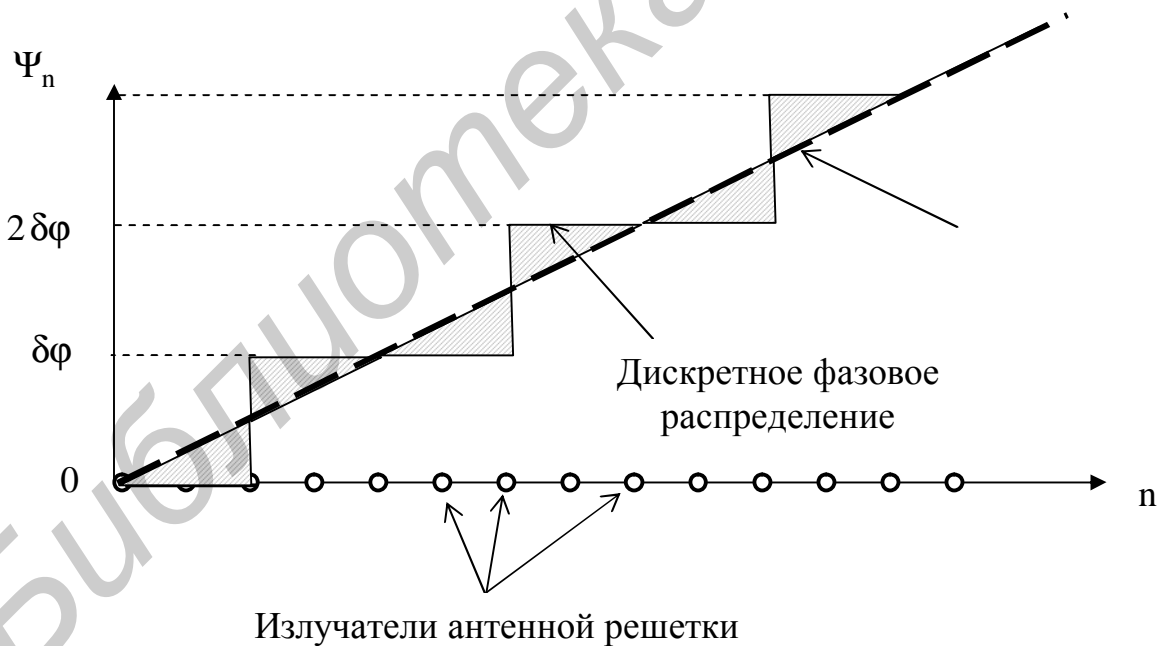


Рис. 4.5. Линейное и дискретное фазовые распределения в антенной решетке

Как видно, в каждом излучателе фаза устанавливается с ошибкой. Максимальная ошибка равна половине дискрета  $\frac{\delta\phi}{2}$ . Ошибка в установлении фазы на рис. 4.5 заштрихована и называется ошибкой квантования фазы. Ошибка квантования фазы приводит к ухудшению характеристик решетки:

- неточно устанавливается заданное направление главного максимума;
- возрастают боковые лепестки;
- уменьшается КНД.

Помимо ошибок квантования фазы неизбежны случайные ошибки установления нужной фазы в каждом фазовращателе. Эти ошибки также приводят к ухудшению характеристик решетки.

В лабораторной работе исследуются все рассмотренные закономерности и явления с помощью программы FAR\_LIN, в которой в качестве излучателей использованы открытые концы прямоугольных волноводов с размерами поперечного сечения « $a$ » и « $b$ », расположенные в плоскости  $H$  вдоль линии (линейная антенная решетка) – рис. 4.6. В волноводах возбуждается волна  $H_{10}$ .



Рис. 4.6. Линейная антенная решетка

### 4.3. Краткое описание программы FAR\_LIN

В программе задаются длина решетки  $L$ , число излучателей  $N$ , длина волны  $\lambda$ , требуемое направление главного максимума нулевого порядка  $q_{m0}$ , дискрет изменения фазы  $\delta\varphi$ , максимальная случайная фазовая ошибка возбуждения излучателей. Рассчитываются:

- разность фаз между соседними излучателями  $\Phi_0$  по (4.19);
- множитель системы по (4.8) для линейного фазового распределения;
- множитель системы с учетом ошибки квантования фазы и случайной ошибки возбуждения излучателей по фазе;

- диаграмма направленности открытого конца прямоугольного волновода по формулам, рассмотренным в лабораторной работе №3;
- диаграмма направленности решетки по (4.4);
- параметры ДН – ширина главного лепестка и максимальный уровень боковых лепестков.

Выводятся:

- линейное фазовое распределение и фазовое распределение с учетом ошибки квантования фазы;
- диаграммы направленности в полярных и прямоугольных координатах;
- параметры ДН.

При загрузке программы на экран выводится закладка 1 «О программе». На закладке 2 «Ввод исходных данных и расчет» в соответствующие окна вводятся исходные данные и производится расчет. После расчета на экран выводится рисунок решетки, фазовое распределение, ДН решетки в полярных координатах. На закладке 3 «ДН решетки» выводятся графики в прямоугольных координатах: ДН одного излучателя, множитель системы, ДН решетки, параметры ДН.

#### 4.4. Задания для лабораторной работы

**Задание 1.** Проверить выполнение условия единственности главного максимума для заданной решетки.

1. Загрузить программу FAR\_LIN, прочитать закладку 1 с инструкцией по работе с программой.

2. Открыть закладку 2. Ввести исходные данные в соответствии с заданным вариантом. Угол  $\theta_{m0}$  задать равным нулю. Дискрет изменения фазы и случайную фазовую ошибку сделать равными нулю.

3. Произвести расчет параметров решетки и скопировать ДН решетки в полярных и прямоугольных координатах. Сделать выводы.

4. Если условие единственности нулевого главного максимума не выполняется, изменить расстояние между соседними излучателями, не меняя длину решетки  $L$ .

5. Рассчитать параметры решетки. Скопировать ДН решетки в полярных и прямоугольных координатах. Сделать выводы.

Таблица 4.1

Варианты заданий

№ варианта	1	2	3	4
Частота $f$ , ГГц	10	12	14	16
Длина решетки $L$ , мм	200	200	200	200
Исходное число излучателей $N$	5	6	7	8
Сектор сканирования $2\theta_{ск}$ , град.	80°	80°	80°	80°



**Задание 2.** Произвести сканирование в решетке, в которой выполнено условие единственности главного максимума в заданном секторе сканирования. Угол  $\theta_{m0}$  менять в пределах  $0 \dots q_{ск}$ .

При сканировании заполнить табл. 4.2. Построить графики зависимости от угла  $q_{ск}$ :

- ширины главного лепестка  $2\theta_{0,5}$ ;
- максимального уровня боковых лепестков  $F_{bm}$ ;
- отношения КНД при заданном угле  $\theta_{m0}$  к КНД при  $\theta_{m0} = 0$  (диаграмму сканирования).

Таблица 4.2

Закономерности сканирования

$\theta_{m0}$ , град.					
$2\theta_{0,5}$ , град.					
$F_{bm}$ , %					
$F_{ск}(\theta_{m0})$					

Сделать выводы об изменении параметров решетки при сканировании.

**Задание 3.** Исследовать влияние дискрета управления фазовым распределением на параметры ДН. Для этого в решетке, в которой выполнено условие единственности во всем секторе сканирования, ввести дискрет изменения фазы  $45^\circ$  и  $90^\circ$ . Для каждого случая рассчитать параметры решетки для трех углов сканирования  $\theta_{m0} = 0; 0,5 q_{ск}; q_{ск}$ . Скопировать ДН решетки в полярных и прямоугольных координатах.

Сделать выводы о влиянии дискрета изменения фазы на ДН решетки.

**Задание 4.** Исследовать влияние случайной фазовой ошибки на ДН решетки. Для этого в решетке, в которой выполнено условие единственности во всем секторе сканирования, сделать дискрет изменения фазы равным нулю,  $\theta_{m0} = 0$ . Ввести максимальную фазовую ошибку равной  $20^\circ$  и  $40^\circ$ . Для каждого случая рассчитать параметры решетки, скопировать ДН в прямоугольных координатах.

Сделать выводы о влиянии случайной фазовой ошибки на параметры ДН.

**4.5. Содержание отчета**

1. Название и цель работы.
2. Название очередного пункта задания, таблицы, рисунки, графики по пункту, выводы.

**4.6. Вопросы для подготовки к работе (сдачи коллоквиума)**

1. Определение диаграммы направленности и КНД антенны.
2. Типы антенных решеток и их назначение.
3. Схемы построения и принцип работы фазированной антенной решетки.
4. Как связаны между собой ДН одного излучателя решетки, множитель системы и ДН решетки?
5. Какое фазовое распределение используется в антенных решетках для сканирования?
6. Условие единственности главного максимума. Как и с какой целью необходимо его выполнять?
7. Как изменяются параметры ДН при сканировании?
8. Что такое диаграмма сканирования?
9. Как изменяется КНД при сканировании?
10. Что такое ошибка квантования фазы?
11. Какие дискретные изменения фазы используются в антенных решетках?
12. Как влияет ошибка квантования фазы на ДН и КНД решетки?
13. Как влияет случайная фазовая ошибка на параметры ДН и КНД решетки?
14. Как можно уменьшить уровень боковых лепестков в антенной решетке?

### *Лабораторная работа №5*

## **РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ. СОГЛАСОВАНИЕ НАГРУЗКИ С ЛИНИЕЙ ПЕРЕДАЧИ**

### *5.1 Цель*

1. Изучить распределение поля и полного сопротивления в линии передачи при различных режимах.
2. Научиться рассчитывать согласующее устройство в виде одной реактивной неоднородности.

### *5.2. Сведения из теории*

#### *5.2.1. Режимы работы линии передачи*

Реальный волноводный тракт (линия передачи на волноводе) состоит из отрезков волновода и различных устройств. К таким устройствам относятся:

- возбуждающие устройства, связывающие источник электромагнитной энергии с линией передачи;
- нагрузка, потребляющая энергию электромагнитной волны, распространяющейся в линии передачи и несущей необходимую информацию (сигнал);

- согласующие устройства;
- различные ответвления, делители и сумматоры сигналов;
- частотные фильтры и фильтры типов волн;
- переключатели, выключатели и др.

Присутствие в линии передачи устройств, выполняющих различные функции при передаче сигнала и его обработке, приводит к установлению вдоль линии передачи сложного распределения поля. Это связано с наличием в линии передачи так называемой прямой волны, распространяющейся от источника сигнала к потребителю (нагрузке), и обратной волны, отраженной от различных устройств.

Режим работы линии передачи характеризуется рядом параметров, которые в процессе ее эксплуатации подлежат контролю и поддерживаются в определенных пределах путем предусмотренных регулировок. Рассмотрим эти параметры.

*Суперпозиция прямых и обратных волн в линии передачи.* Рассмотрим отрезок волновода, возбуждаемый в поперечном сечении «А» (рис. 5.1), считая, что в этом сечении (на входе волновода) включен источник электромагнитного поля (генератор Г). В сечении «В» включена нагрузка «Н»; ось линии направлена вдоль координаты  $z$ ; «С» – произвольное сечение линии, где рассматривается поле. Вектор Пойнтинга, направленный вдоль оси линии, характеризует мощность, переносимую волной от генератора в нагрузку. Этот вектор образуется поперечными составляющими векторов  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$ . Поэтому далее рассматриваются величины, связанные с поперечными составляющими векторов  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$ .

Величину вектора напряженности электрического поля прямой волны (ПВ), распространяющейся от генератора в сторону нагрузки, обозначим символом  $E_{\text{пад}}$ ; обратной волны (ОВ), отраженной от нагрузки, распространяющейся в сторону генератора, – символом  $E_{\text{отр}}$ . Волны, соответствующие этим векторам, можно записать в виде

$$\begin{aligned} E_{\text{пад}} &= E_{\text{пад.m}} \cos(\omega t - \beta z), \\ E_{\text{отр}} &= E_{\text{отр.m}} \cos(\omega t + \beta z + \varphi_{\text{Н}}), \end{aligned} \quad (5.1)$$

где  $E_{\text{пад.m}}$ ,  $E_{\text{отр.m}}$  – амплитуды векторов;

$b = \frac{2p}{I_{\text{В}}}$  – коэффициент фазы;

$\varphi_{\text{Н}}$  – изменение фазы волны при отражении от нагрузки.

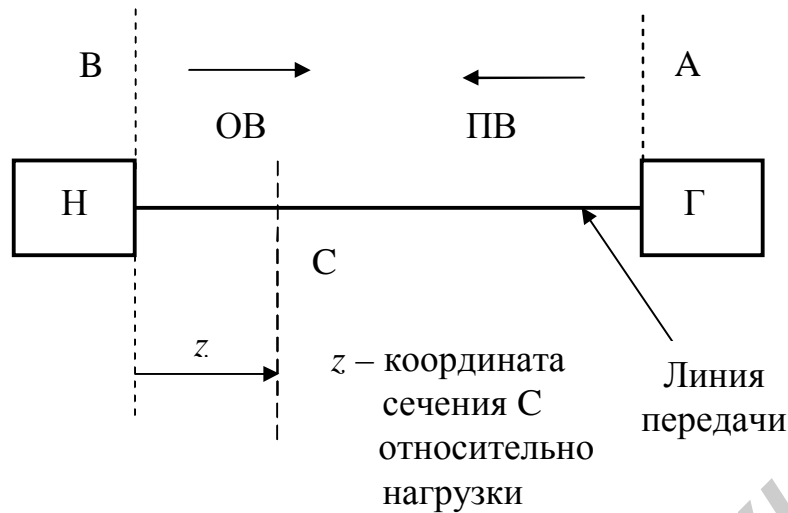


Рис. 5.1. Линия передачи

В выражениях (5.1) фазы прямой и обратной волн равны

$$j_{\text{пад}} = w t - b z; j_{\text{отр}} = w t + b z + j_{\text{Н}}. \quad (5.2)$$

Как видно, фаза прямой волны уменьшается с ростом  $z$  (возрастает в сторону отрицательных значений), фаза обратной волны увеличивается с ростом  $z$ . Разность фаз этих волн

$$j = j_{\text{отр}} - j_{\text{пад}} = 2b z + j_{\text{Н}}. \quad (5.3)$$

Из выражения (5.3) следует, что разность фаз прямой и обратной волн вдоль оси линии (с ростом  $z$ ) меняется. В тех поперечных сечениях линии передачи, где  $\varphi$  равна нечетному числу  $\pi$ , векторы поля прямой и обратной волн вычитаются друг из друга. В результате суммарный вектор будет иметь минимальную амплитуду  $E_{\text{min}} = E_{\text{пад.m}} - E_{\text{отр.m}}$ . Координаты этих сечений обозначим символами  $z_1, z_3, z_5, \dots$ . В тех сечениях, где разность фаз  $\varphi$  равна четному числу  $\pi$ , векторы поля прямой и обратной волн складываются друг с другом. В результате амплитуда суммарного вектора будет максимальной и равной  $E_{\text{max}} = E_{\text{пад.m}} + E_{\text{отр.m}}$ . Качественная зависимость амплитуды суммарного вектора  $E$  от координаты  $z$  показана на рис. 5.2.

Расстояние между соседними минимумами (максимумами) напряженности поля можно определить с помощью выражения (5.3). В соответствии с ним и рис. 5.2 имеем: в сечении  $z_1 - \varphi_1 = 2\beta z_1 + \varphi_{\text{Н}} = \pi$ , в сечении  $z_3 - \varphi_3 = 2\beta z_3 + \varphi_{\text{Н}} = 3\pi$ . Вычитая из второго выражения первое, получим

$$2\beta \cdot (z_3 - z_1) = 2\beta \cdot \delta z = 2\pi,$$

откуда

$$d_z = \frac{p}{b} = \frac{l_{\text{В}}}{2}. \quad (5.4)$$

Таким образом, при наличии в линии передачи прямой и обратной волн амплитуда суммарной волны меняется вдоль линии передачи по периодическому закону от  $E_{\min} = E_{\text{пад } m} - E_{\text{отр } m}$  до  $E_{\max} = E_{\text{пад } m} + E_{\text{отр } m}$  с периодом  $\frac{l}{2}$  (расстояние между соседними минимумами или максимумами равно половине длины волны в волноводе).

Распределение амплитуд магнитного поля  $H(z)$  аналогично, но сдвинуто вдоль оси линии на четверть длины в волноводе по отношению к  $E(z)$ , что показано на рис. 5.2.

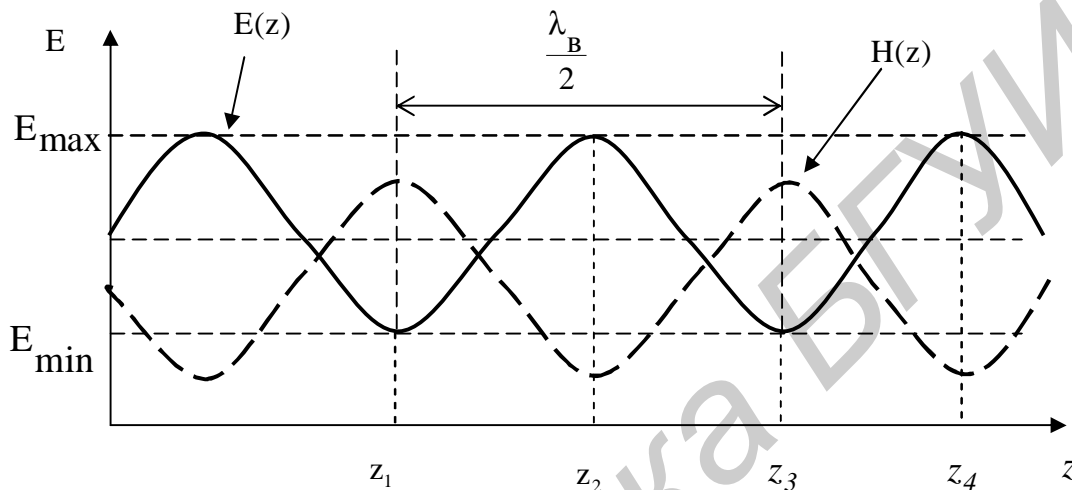


Рис. 5.2. Распределение поля вдоль линии передачи

Выражения (5.1) для удобства последующего рассмотрения параметров, характеризующих режим, удобно записать в комплексной форме:

$$\begin{aligned} \bullet \quad E_{\text{пад}} &= E_{\text{пад } m} e^{i(\omega t + \beta z)}, \\ \bullet \quad E_{\text{отр}} &= E_{\text{отр } m} e^{i(\omega t - \beta z + \varphi_H)}, \end{aligned} \quad (5.5)$$

где  $i = \sqrt{-1}$  – мнимая единица.

*Параметры, характеризующие режим работы линии передачи.* Для характеристики режима работы линии передачи используют следующие параметры: коэффициент отражения ( $\Gamma$ ), коэффициент стоячей волны (КСВ), коэффициент бегущей волны (КБВ).

**Коэффициентом отражения** называется отношение комплексных амплитуд вектора  $\vec{E}$  обратной волны и падающей волны:

$$\bullet \quad \Gamma = \frac{E_{\text{отр}}}{E_{\text{пад}}} = \Gamma e^{i\varphi}. \quad (5.6)$$

Модуль коэффициента отражения равен отношению амплитуд указанных волн, его фаза равна ранее рассмотренному значению  $\varphi$  – выражение (5.3).

**Коэффициентом стоячей волны** (КСВ) называется величина

$$\text{КСВ} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}}. \quad (5.7)$$

КСВ и  $\Gamma$  связаны соотношением, следующим из выражений (5.6), (5.7):

$$\Gamma = \frac{\text{КСВ} - 1}{\text{КСВ} + 1}; \quad \text{КСВ} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}. \quad (5.8)$$

Измерив значение КСВ, например с помощью измерительной линии, можно определить величину  $\Gamma$  и выразить мощность  $P_{\text{отр}}$  волны, отраженной от нагрузки, через мощность прямой волны  $P_{\text{пад}}$ :

$$P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}} \cdot \Gamma^2,$$

а также найти мощность волны, поступающей в нагрузку  $P_{\text{наг}}$ :

$$P_{\text{наг}} = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}} (1 - \Gamma^2). \quad (5.9)$$

**Коэффициентом бегущей волны** (КБВ) называется величина, обратная КСВ:

$$\text{КБВ} = \frac{1}{\text{КСВ}} = \frac{E_{\min}}{E_{\max}}. \quad (5.10)$$

Режим работы линии передачи, показанный на рис. 5.2, называется *режимом смешанных волн*.

Частными случаями являются:

*режим бегущей волны*, когда отсутствует обратная волна,

*режим стоячей волны*, когда амплитуда обратной волны равна амплитуде прямой волны.

Режим бегущей волны является оптимальным для передачи сигнала от источника в нагрузку. Этот режим реализуется путем согласования нагрузки с линией передачи. При этом  $\Gamma = 0$ ,  $\text{КСВ} = \text{КБВ} = 1$ .

Режим стоячей волны используется в колебательных системах диапазона ультракоротких волн и при построении некоторых устройств диапазона сверхвысоких частот. В этом режиме  $\Gamma = 1$ ,  $\text{КБВ} = 0$ ,  $\text{КСВ} = \infty$ .

Распределение амплитуд поля вдоль оси линии передачи в режимах бегущей и стоячей волны показано на рис. 5.3, 5.4.

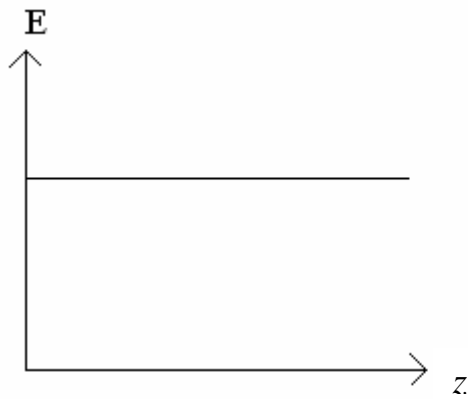


Рис. 5.3. Режим бегущей волны

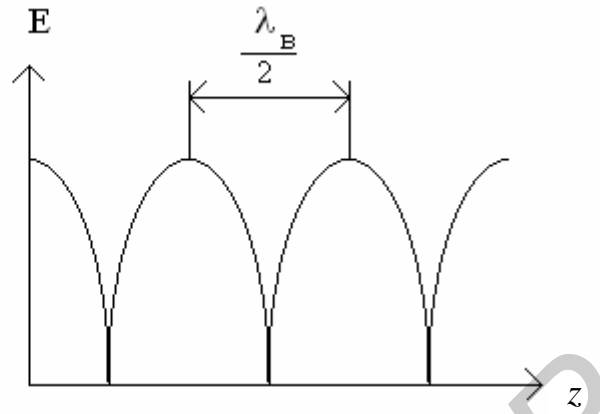


Рис. 5.4. Режим стоячей волны

**Сопротивлением линии ( $Z$ ) в данном сечении** (сечения «С» на рис. 5.1) называется отношение комплексных амплитуд суммарного электрического и суммарного магнитного поля:

$$Z = \frac{\dot{E}}{\dot{H}} = \frac{\dot{E}_{\text{пад}} + \dot{E}_{\text{отр}}}{\dot{H}_{\text{пад}} + \dot{H}_{\text{отр}}}. \quad (5.11)$$

Но в прямой и обратной волнах:

$$\frac{\dot{E}_{\text{пад}}}{\dot{H}_{\text{пад}}} = Z_0, \quad \frac{\dot{E}_{\text{отр}}}{\dot{H}_{\text{отр}}} = -Z_0, \quad (5.12)$$

где  $Z_0$  – поперечное волновое (характеристическое) сопротивление линии передачи. Поэтому выражение (5.11) можно записать в виде, разделив числитель и знаменатель на  $\dot{E}_{\text{пад}}$ :

$$Z = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} Z_0. \quad (5.13)$$

Отношение  $\frac{Z}{Z_0} = Z'$  называется приведенным сопротивлением линии (нормированным к волновому сопротивлению). Из (5.13) следует выражение:

$$Z' = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}. \quad (5.14)$$

Как видно, приведенное сопротивление линии связано с коэффициентом отражения. Из (5.14) нетрудно получить

$$\Gamma = \frac{Z' - 1}{Z' + 1}. \quad (5.15)$$

Выражение (5.15) используется для построения круговой диаграммы полных сопротивлений.

Если в предыдущих выражениях положить  $z = 0$ , сечение «С» совпадет с сечением нагрузки (см. рис. 5.1) и все рассмотренные величины будут описывать нагрузку:

*коэффициент отражения в сечении нагрузки*

$$\dot{\Gamma}_H = \Gamma e^{i\varphi_H} = \frac{Z'_H - 1}{Z'_H + 1}; \quad (5.16)$$

*сопротивление нагрузки*

$$Z'_H = \frac{1 + \dot{\Gamma}_H}{1 - \dot{\Gamma}_H}. \quad (5.17)$$

Для режима бегущей волны  $E_{отр} = 0$ ,  $\dot{\Gamma}_H = 0$ , и из (5.16) следует условие согласования нагрузки с линией передачи

$$Z'_H = R'_H + iX'_H = 1, \quad (5.18)$$

где  $R'_H$ ,  $X'_H$  – активная и реактивная части приведенного сопротивления нагрузки. Из (5.18) следует, что нагрузка будет согласована с линией передачи, если выполняются условия:

$$R'_H = 1, \text{ или } R'_H = Z_0, \quad (5.19)$$

$$X'_H = 0, \text{ или } X'_H = 0, \quad (5.20)$$

*т.е. активная часть входного сопротивления нагрузки должна быть равной волновому сопротивлению линии передачи, а реактивная часть сопротивления нагрузки должна быть равна нулю.*

### 5.2.2. Согласование нагрузки с линией передачи

Используются два метода согласования – метод поглощения отраженной волны, реализуемый с помощью вентиля и циркуляторов, и метод компенсации отраженной волны, реализуемый путем включения в линию реактивных неоднородностей. Реактивная неоднородность не поглощает мощность проходящей волны, но частично ее отражает. Включение ее в линию передачи эквивалентно включению в линию сосредоточенной емкости или индуктивности. Включение может быть параллельным или последовательным. Реактивной неоднородностью может быть, например, проводник, включенный

в широкую стенку прямоугольного волновода параллельно вектору  $\vec{E}$  волны  $H_{10}$  (рис. 5.5). Такой проводник называется реактивным штырем.



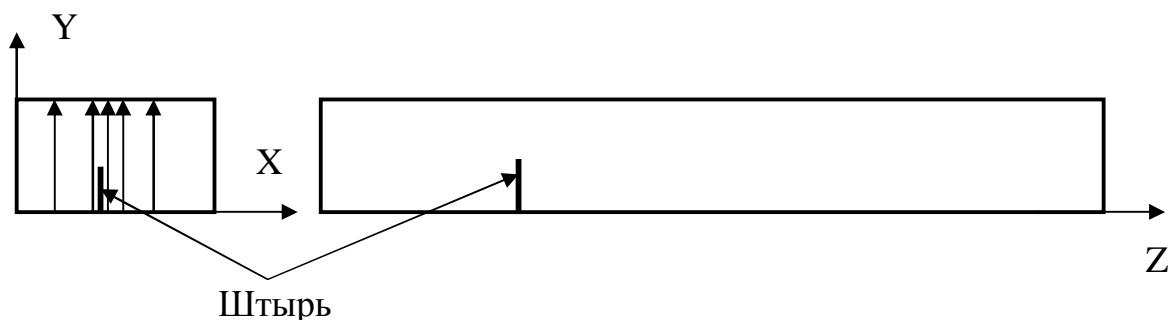


Рис. 5.5. Волновод с реактивным штырем

Разработано много конструкций реактивных неоднородностей для применения в различных типах линий передачи.

Кратко рассмотрим метод согласования с помощью реактивной неоднородности. Будем считать, что реактивная неоднородность включена в линию последовательно. В этом случае в сечении включения неоднородности складываются ее реактивное сопротивление и сопротивление линии в этом сечении.

На рис. 5.6 показана линия передачи, в которой в сечение А включена реактивная неоднородность (РН), имеющая реактивное сопротивление  $X_{РН}$ . Расстояние между нагрузкой (Н) и реактивной неоднородностью равно  $l$ .

Нагрузка с реактивной неоднородностью и соединяющим их отрезком линии  $z$ , образуют новую нагрузку, которая на рис. 5.6 обведена пунктирным прямоугольником. В этой нагрузке реактивную часть входного сопротивления можно менять путем изменения реактивного сопротивления  $X_{РН}$  и выполнить условие согласования (5.20). Оказывается, что активную часть входного сопротивления новой нагрузки можно менять путем изменения расстояния  $l$ , т.е. можно выполнить условие согласования (5.19). Рассмотрим это подробнее.

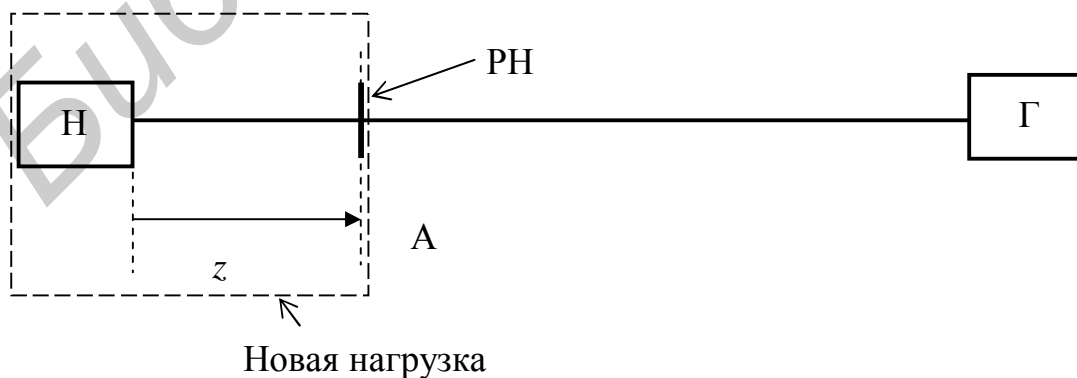


Рис. 5.6. Линия передачи с реактивной неоднородностью (РН)

Ранее показано, что в режиме смешанных волн комплексные амплитуды электрического и магнитного полей  $\dot{E} = \dot{E}_{\text{пад}} + \dot{E}_{\text{отр}}$ ,  $\dot{H} = \dot{H}_{\text{пад}} + \dot{H}_{\text{отр}}$  изменяются вдоль оси линии передачи, следовательно, меняется сопротивление линии в сечении  $Z = \frac{\dot{E}}{\dot{H}}$ . С помощью выражений (5.14)–(5.17) можно получить формулу, связывающую сопротивление линии в сечении «А» с сопротивлением нагрузки  $Z_H$ :

$$Z = \frac{Z_H \cos\left(\frac{2p}{l_B} z\right) + i \cdot \sin\left(\frac{2p}{l_B} z\right)}{\cos\left(\frac{2p}{l_B} z\right) + i \cdot Z_H \sin\left(\frac{2p}{l_B} z\right)} = R + iX, \quad (5.21)$$

где  $R$  и  $X$  – активная и реактивная части сопротивления линии в данном сечении.

Зависимость  $R$  и  $X$  от расстояния  $z$  между нагрузкой и сечением «А» показана на рис. 5.7. На этом же рисунке показано распределение амплитуд электрического поля вдоль линии передачи и координаты  $z_1, z_2, z_3, z_4$ , при которых амплитуда электрического поля принимает максимальные и минимальные значения.

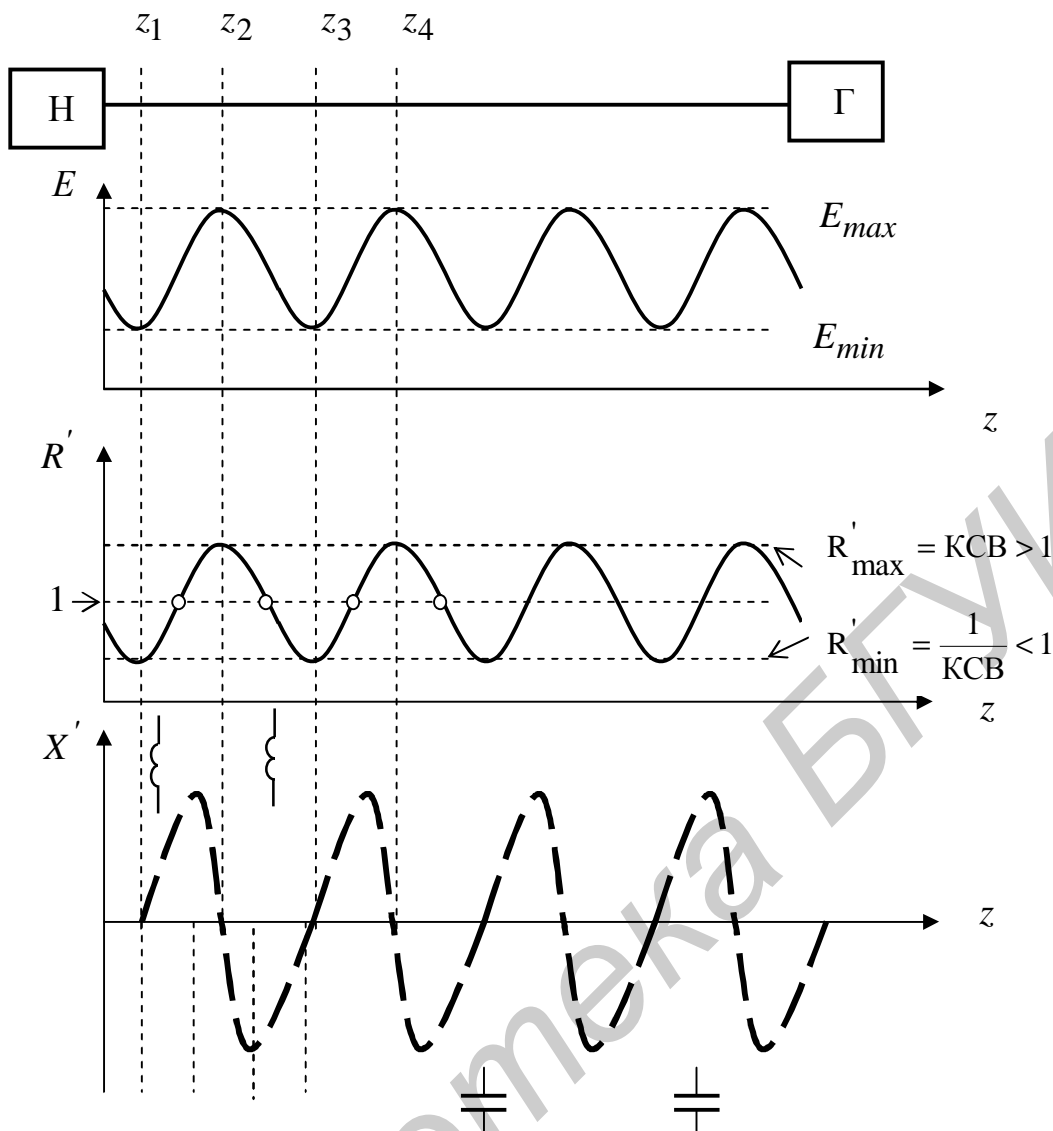


Рис. 5.7. Распределение сопротивления в линии передачи

Из рис. 5.7 следует, что:

1. В сечениях  $E_{\min}$  и  $E_{\max}$  реактивная часть сопротивления линии равна нулю. Эти сечения называются резонансными. В сечении  $E_{\min}$  приведенное активное сопротивление линии минимально и равно  $R'_{\min} = \frac{1}{KCB} < 1$ , в сечении  $E_{\max}$  сопротивление максимально и равно  $R'_{\max} = KCB > 1$ .

2. Слева и справа от резонансного сечения реактивная часть сопротивления линии отлична от нуля и имеет разный знак. Значение  $X' > 0$  соответствует индуктивности,  $X' < 0$  соответствует емкости, что показано на рис. 5.7 условными значками.

3. Между резонансными сечениями есть сечения, в которых  $R' = 1$ . Эти сечения на рис. 5.7 отмечены кружками. В этих сечениях выполняется условие согласования (5.19).

4. В одно из этих сечений включается согласующая реактивная неоднородность, обычно в ближайшее к нагрузке. Реактивное сопротивление неоднородности компенсирует реактивное сопротивление в этом сечении, т.е. выполняется условие согласования (5.20). Условие компенсации имеет вид  $X_{рн} = -X$ .

Рассмотренное согласующее устройство является узкополосным, так как при изменении частоты в сечение, в которое включена реактивная неоднородность, меняются активная и реактивная части сопротивления и оба условия согласования нарушаются.

### 5.3. Задания для лабораторной работы

Лабораторная работа выполняется на компьютере с помощью программы SOGLAS. После загрузки программы на экран выводится справочная информация: порядок работы с программой и задание без вариантов.

Порядок выполнения работы:

1. Загрузить программу, изучить первую страницу информации. В программе волновое сопротивление линии  $Z_0$  обозначено символом  $R_\phi$ , длина волны – символом  $L$ .

2. Выполнить пункты 1, 2, 3 задания, приведенного на закладке «Задание». Варианты взять из табл. 5.1.

3. Пункт 4 задания на этой закладке выполнить в соответствии с вариантами, заданными преподавателем.

Варианты заданий по согласованию нагрузки даны в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Варианты заданий

№ варианта	Волновое сопротивление линии $R_\phi$ , Ом	Активная часть сопротивления нагрузки $R_n$ , Ом	Реактивная часть сопротивления нагрузки $X_n$ , Ом	Длина волны $L$ , мм
1	2	3	4	5
1	50	25	$\pm 10$	150
2	50	27	$\pm 15$	160
3	50	30	$\pm 20$	170
4	50	33	$\pm 25$	180

1	2	3	4	5
5	50	36	$\pm 30$	190
6	75	40	$\pm 10$	200
7	75	43	$\pm 15$	210
8	75	46	$\pm 20$	220
9	75	50	$\pm 25$	230
10	75	53	$\pm 30$	240

#### 5.4. Содержание отчета

1. Название каждого пункта работы.
2. Распечатки копий (или зарисовки) распределений поля и сопротивление в линии передачи в различных режимах до согласования и после согласования.
3. Выводы по каждому пункту работы.

#### 5.5. Вопросы для подготовки

1. Что понимается под сопротивлением линии в данном сечении?
2. Что понимается под сопротивлением нагрузки линии?
3. Как меняется амплитуда суммарного электрического и магнитного векторов поля в линии в режиме смешанных волн, в режиме стоячих волн, в режиме бегущей волны?
4. Как меняется активная и реактивная части сопротивления линии в режиме смешанных волн, в режиме стоячих волн, в режиме бегущей волны?
5. Дать определение коэффициента отражения, коэффициента стоячей волны, коэффициента бегущей волны.
6. Как связаны между собой коэффициент отражения, коэффициент стоячей волны, коэффициент бегущей волны?
7. Какие значения принимают коэффициент отражения, коэффициент стоячей волны, коэффициент бегущей волны в трех режимах работы линии передачи?
8. Какие сечения в линии называются резонансными? Какое расстояние между ними?
9. При каких условиях нагрузка согласована с линией передачи?
10. В чем заключается метод согласования путем компенсации отраженной волны?
11. В какие сечения включается согласующая реактивная неоднородность?
12. Как выбирается реактивное сопротивление согласующей реактивной неоднородности?

## СОДЕРЖАНИЕ

1. Лабораторная работа №1 ВИБРАТОРНЫЕ АНТЕННЫ .....	3
2. Лабораторная работа №2 ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВОЛНОВОЙ ДЛИНЫ И АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВОЗБУЖДЕНИЯ НА ДИАГРАММУ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ .....	16
3. Лабораторная работа № 3 ИССЛЕДОВАНИЕ РУПОРНОЙ И ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕНН.....	26
4. Лабораторная работа №4 ИССЛЕДОВАНИЕ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ.....	44
5. Лабораторная работа №5 РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ. СОГЛАСОВАНИЕ НАГРУЗКИ С ЛИНИЕЙ ПЕРЕДАЧИ .....	58

Учебное издание

***ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕНН И УСТРОЙСТВ СВЧ***

Лабораторный практикум по дисциплинам  
«Антенны и устройства СВЧ»,  
«Методы и устройства формирования информационных  
электромагнитных полей»

Составители:

**Юрцев Олег Анатольевич**  
**Гололобов Дмитрий Владимирович**  
**Бобков Юрий Юрьевич**

Редактор Н. В. Гриневич  
Корректор М. В. Тезина

---

Подписано в печать 31.05.2007.	Формат 60x84 1/16.	Бумага офсетная.
Гарнитура «Таймс».	Печать ризографическая.	Усл. печ. л. 4,3.
Уч. изд. л. 3,8.	Тираж 200 экз.	Заказ 90.

---

Издатель и полиграфическое оформление: Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»  
ЛИ № 02330/0056964 от 01.04.2004. ЛП №02330/0131666 от 30.04.2004.  
220013, Минск, П.Бровки,6