

Министерство образования Республики Беларусь
БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Кафедра антенн и устройств СВЧ

О.А. ЮРЦЕВ

Элементы общей теории антенн

Часть 1

МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ
по курсу "Антенны и устройства СВЧ"
для студентов специальности "Радиотехника "
В 3-х частях

Минск 1997

УДК 621.396

Юрцев О.А.

Элементы общей теории антенн. - Ч.1. В 3-х частях:

Методическое пособие по курсу "Антенны и устройства СВЧ" для студентов специальности "Радиотехника". - Мн.: БГУИР, 1997.- с.

© О.А.Юрцев, 1997

Содержание

Введение	4
Методы анализа и основные свойства поля антенн	7
Основные характеристики и параметры антенн	13
Связь характеристик и параметров антенны в режиме передачи и приема	24
Элементарные источники электромагнитного поля	30
Основные закономерности теории антенн	36
Литература	87

ВВЕДЕНИЕ

Антенна является одним из основных устройств любой радиолинии. Передающая антенна преобразует электромагнитную волну, распространяющуюся в линии передачи, в волну, распространяющуюся в свободном пространстве, и создает в пространстве требуемое распределение плотности потока мощности. Приемная антенна преобразует волну, распространяющуюся в свободном пространстве и падающую на антенну, в волну, распространяющуюся в линии передачи. Одновременно она играет роль пространственного фильтра, т.е. эффективно принимает электромагнитную волну с требуемого направления (осуществляет прием полезного сигнала), препятствуя прохождению радиосигналов на вход приемника с других направлений (подавляет помехи).

Приемная и передающая антенны, кроме этого, выполняют роль частотных и поляризационных фильтров.

Антенна характеризуется направленными, поляризационными, частотными свойствами. Передающая антенна для линии передачи является нагрузкой, а приемная антенна - источником сигнала. В обоих этих случаях антенна характеризуется входным сопротивлением, от величины которого зависит степень согласования ее с линией передачи.

Каждая антенна может работать как в режиме приема, так и в режиме передачи. Причем ее основные характеристики и параметры в режимах передачи и приема одинаковы.

Все существующие антенны делятся на классы (типы). В основе классификации лежат различные критерии: диапазон частот, общность конструктивных признаков, общность методов анализа и т.д.

По используемому диапазону частот антенны делятся на антенны сверхдлинных волн (длина волны $\lambda > 10000$ м);
антенны длинных волн ($1000 \text{ м} < \lambda < 10000 \text{ м}$);
антенны средних волн ($100 \text{ м} < \lambda < 1000 \text{ м}$);
антенны коротких волн ($10 \text{ м} < \lambda < 100 \text{ м}$);
антенны ультракоротких волн ($1 \text{ мм} < \lambda < 10 \text{ м}$).

Антенны ультракоротких волн (УКВ) делятся на подклассы (группы): антенны метровых волн ($1 \text{ м} < \lambda < 10 \text{ м}$), антенны дециметровых волн ($0,1 \text{ м} < \lambda < 1 \text{ м}$), антенны сантиметровых волн ($0,01 \text{ м} < \lambda < 0,1 \text{ м}$), антенны миллиметровых волн ($0,001 \text{ м} < \lambda < 0,01 \text{ м}$).

По общности конструктивных признаков антенны делятся на вибраторные, рамочные, зеркальные, линзовые, волноводные, рупорные, шелевые, антенны бегущей волны, антенные решетки, полосковые и микрополосковые и другие типы.

По общности методов анализа (расчета) антенны делятся на резонансные, к ним относятся вибраторные и шелевые антенны; апертурные, т.е. излучающие с поверхности или раскрыва (английское слово "aperture" в переводе означает "отверстие"), к ним относятся

волноводные, рупорные, зеркальные, линзовые антенны); антенны бегущей волны (АБВ); полосковые и микрополосковые; антенные решетки.

В качестве примеров на последующих рисунках схематически показаны:

рис.1 - директорная антенна, состоящая из четырех вибраторов;

рис.2 - многощелевая антенна на прямоугольном волноводе;

рис.4 - коническая рупорная антенна ;

рис.5 - зеркальная антенна;

рис.3 - волноводная антенна в виде открытого конца прямоугольного волновода;

рис.6 - антенна бегущей волны в виде спиральной антенны.

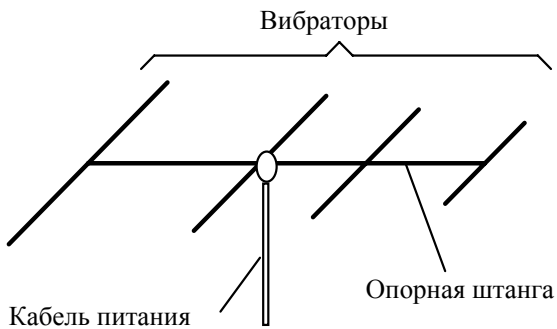


Рис.1

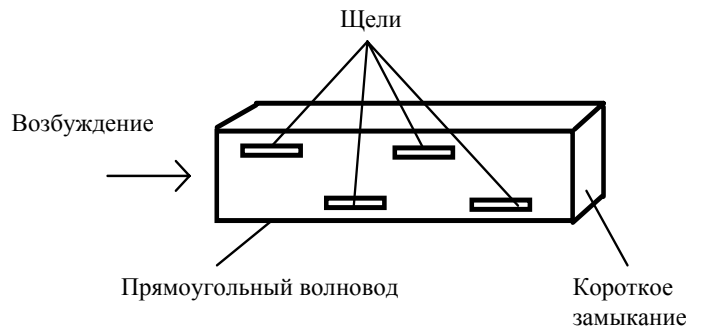


Рис.2



Рис.3

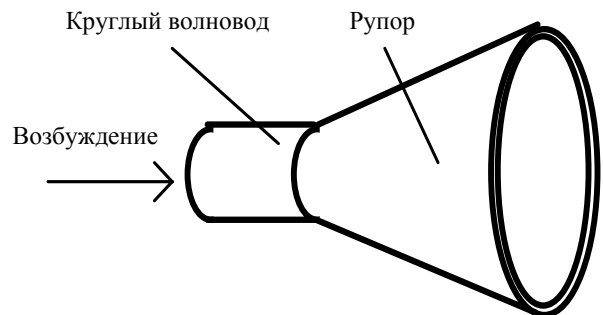


Рис.4

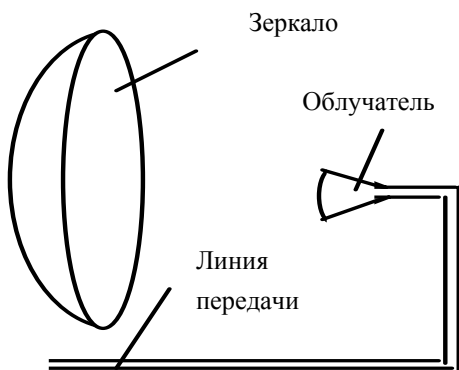


Рис.5

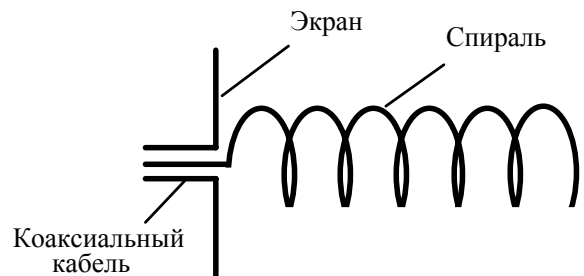


Рис.6

Если в состав антенны как функционально необходимые входят нелинейные элементы, выполняющие роль преобразователей частоты, усилителей сигналов, антенна называется активной.

Разнообразие типов и конструкций антенн не позволяет сколько-нибудь подробно изучить каждую из них. Поэтому изучение курса антенн строится на основе выделения общих закономерностей, характерных для всех антенн. Эта часть курса представляет собой первую часть и называется "элементами общей теории антенн".

На основе общих закономерностей во второй части курса изучаются конкретные типы антенн, используемые наиболее часто.

1. МЕТОДЫ АНАЛИЗА И ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ПОЛЯ АНТЕНН

1.1. Внешняя и внутренняя задачи теории антенн

Пусть некоторая антенна работает в режиме передачи. Представим антенну в виде некоторой области в пространстве, имеющей объем V , в которой распределены сторонние магнитные и электрические токи. Эти токи будем характеризовать векторами объемной плотности $J_{CT}^e(x, y, z)$, $J_{CT}^h(x, y, z)$. Область V , занимаемая излучающими элементами антенны, показана на рис. 1.

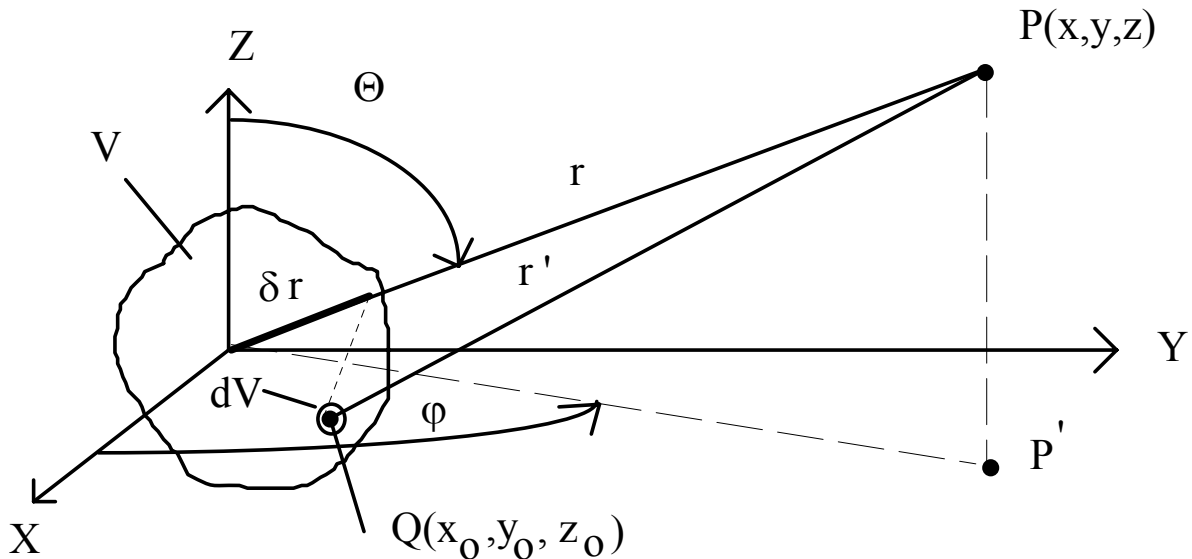


Рис.1

На рисунке показаны также:

- X, Y, Z - оси прямоугольной системы координат;
- $P(x, y, z)$ - точка наблюдения в пространстве (точка, где рассматривается поле антенны);
- r, θ, φ - сферические координаты точки P ;
- dV - бесконечно малый элемент объема V ;
- $Q(x_0, y_0, z_0)$ - точка, расположенная в пределах объема dV (так называемая точка истока);
- x_0, y_0, z_0 - координаты точки Q ;
- r' - расстояние между точками P и Q ;
- $\delta r = r - r'$ - разность расстояний r и r' .

Прямоугольные и сферические координаты точки P связаны между собой известными соотношениями, следующими из рис.7:

$$\begin{aligned} x &= r \cdot \sin\theta \cdot \cos\varphi, \\ y &= r \cdot \sin\theta \cdot \sin\varphi, \\ z &= r \cdot \cos\theta. \end{aligned} \quad (1)$$

Антенна состоит из металлических и диэлектрических элементов. В результате возбуждения антенны от линии передачи в элементах антенны текут электрические и магнитные токи, описываемые векторами объемной плотности.

Будем считать, что токи изменяются во времени по гармоническому закону, а их комплексные амплитуды есть $J_{CT}^e(x, y, z)$, $J_{CT}^h(x, y, z)$.

Антенна создает в точке наблюдения P электромагнитное поле. Обозначим комплексные амплитуды электрического и магнитного векторов этого поля символами $E(r, \theta, \varphi)$, $H(r, \theta, \varphi)$ (далее E и H).

Распределение токов $J_{CT}^e(x, y, z)$, $J_{CT}^h(x, y, z)$ в элементах антенны зависит от способа возбуждения антенны, от формы и размеров ее элементов, расположения их в пространстве, длины волны λ в свободном пространстве.

Внутренняя задача заключается в определении распределений токов $J_{CT}^e(x, y, z)$, $J_{CT}^h(x, y, z)$ по заданным форме, размерам, расположению элементов антенны в пространстве, способу их возбуждения и длине волны λ .

Внешняя задача заключается в определении поля антенны (векторов E и H) в произвольно расположенной точке наблюдения P по заданным форме, размерам, расположению в пространстве элементов антенны и по определенным в результате решения внутренней задачи распределениям токов $J_{CT}^e(x, y, z)$, $J_{CT}^h(x, y, z)$,

Далее по найденному полю антенны определяются ее направленные, поляризационные и другие свойства.

Разработаны приближенные и строгие методы решения внутренней задачи. В строгой постановке эта задача для каждой конкретной конструкции антенны представляет собой самостоятельную и, как правило, весьма сложную задачу. Решение ее заключается в решении неоднородных уравнений Максвелла при заданных на элементах антенны граничных условиях. При этом уравнения Максвелла сводятся к интегральным уравнениям относительно искомым $J_{CT}^e(x, y, z)$, $J_{CT}^h(x, y, z)$. Аналитическое решение подобного интегрального уравнения получено только для одного частного случая - линейного симметричного вибратора. Для других типов антенн решение интегрального уравнения ищется численными методами.

В большинстве практических случаев внутренняя задача решается приближенно, в том числе и с использованием результатов эксперимента. В курсе антенн внутреннюю задачу будем решать приближенно для каждого типа антенн. При изучении элементов теории антенн будем считать внутреннюю задачу решенной, т.е. токи $J_{CT}^e(x, y, z)$, $J_{CT}^h(x, y, z)$ - заданными. Рассмотрим внешнюю задачу. Для упрощения рассуждений будем также считать, что антенна состоит только из металлических идеально проводящих элементов. В этом случае $J_{CT}^h(x, y, z) = 0$, т.е. в элементах антенны будут только электрические токи.

Исходными при решении внешней задачи являются уравнения Максвелла

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} H &= j(x, y, z) + i\omega \epsilon E, \\ \operatorname{rot} E &= -i\omega \mu H, \end{aligned} \quad (2)$$

где E, H - искомые векторы поля антенны;

$j(x,y,z)$ - найденный в результате решения внутренней задачи вектор плотности электрического тока в элементах антенны;

ω - круговая частота поля;

ε - абсолютная диэлектрическая проницаемость среды, в которой ищется поле антенны (если антенна находится в воздухе $\varepsilon = \frac{10^{-9}}{36\pi}$ Ф/м);

μ - абсолютная магнитная проницаемость среды, в которой определяется поле антенны (если антенна находится в воздухе $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м);

$i = \sqrt{-1}$.

Решение уравнений (2) ищется методом векторного потенциала, в соответствии с которым

$$\begin{aligned} E &= -i\omega\varepsilon A + \text{grad div} A, \\ H &= \frac{1}{\mu} \text{rot} A, \end{aligned} \quad (3)$$

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \int_V j(x, y, z) \frac{e^{-ikr'}}{r'} dV. \quad (4)$$

В выражении (4) интеграл берется по объему V , занятому элементами антенны, $k = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} = \frac{2\pi}{\lambda}$ - волновое число свободного пространства.

Выражения (3), (4) определяют векторы поля антенны в произвольной точке пространства P (рис.1).

Интеграл в выражении (4) в большинстве случаев может быть определен только численными методами. Для получения возможности аналитического решения внешней задачи постановку ее упрощают. Для этого все пространство вокруг антенны так же, как это делается при анализе свойств поля диполя Герца, делится на три зоны - ближнюю, промежуточную и дальнюю. Рассмотрим суть упомянутого упрощения и свойства поля антенны в этих зонах.

1.2. Ближняя, промежуточная и дальняя зоны

На рис.2 показано расположение зон относительно антенны.

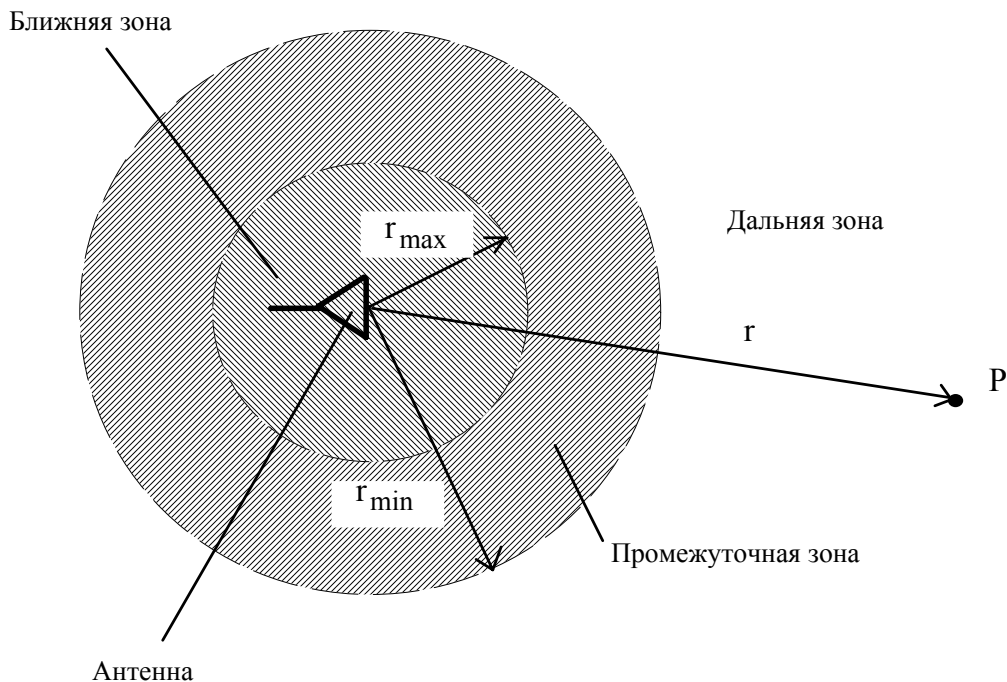


Рис.2

Ближняя зона - это область пространства вокруг антенны, расстояние до дальней границы которой- r_{\max} значительно меньше размеров антенны.

Дальняя зона - это область пространства вокруг антенны, расстояние до ближней границы которой - r_{\min} значительно больше размеров антенны и длины волны. Дальняя зона простирается до бесконечности. Из всех точек дальней зоны антенна видна в виде точки независимо от ее размеров. При этом радиусы-векторы r и r' на рис.1 практически параллельны друг другу.

Между ближней и дальней зонами располагается промежуточная зона.

На рис.2 показана точка наблюдения P и расстояние r от антенны до этой точки. Меняя r , можно точку наблюдения переместить в любое положение ближней, промежуточной и дальней зон.

Любую антенну, состоящую из металлических элементов, можно представить в виде суммы элементарных излучателей - диполей Герца. Опираясь на известные свойства поля диполя Герца в ближней, промежуточной и дальней зонах, можно сделать следующие выводы о свойствах антенны в этих зонах.

Свойства поля в ближней зоне:

1. Поле в ближней зоне равно сумме реактивного и активного полей. С ростом расстояния r амплитуды активного и реактивного полей уменьшаются.

В реактивном поле - пропорционально $\frac{1}{r^2}$ и $\frac{1}{r^3}$; в активном поле -

пропорционально $\frac{1}{r}$. Амплитуда реактивного поля существенно превосходит амплитуду активного поля.

2. В реактивном поле векторы E и H взаимно перпендикулярны и сдвинуты по фазе на 90° . Вследствие этого средний за период колебания поток мощности равен нулю. Т.е. в реактивном поле половину периода колебания вектор плотности потока мощности направлен от антенны, вторую половину периода - к антенне. Кроме того, мощность циркулирует по поверхности сфер $r = \text{const}$ - половину периода в одном направлении, половину периода в обратном направлении. Таким образом, ближняя зона является накопителем энергии электромагнитного поля.

3. В активном поле векторы E и H взаимно перпендикулярны и перпендикулярны направлению распространения волны (радиус-вектору r). Сдвиг по фазе между векторами E и H равен нулю, поэтому средний за период поток мощности отличен от нуля, и активное поле переносит мощность от антенны через ближнюю и промежуточную зоны в дальнюю зону.

Соотношение амплитуд реактивного и активного полей в разных зонах иллюстрируется графиком рис.3.

4. Активное поле представляет собой сферическую волну. Амплитуды векторов E и H связаны соотношением

$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \rho,$$

где ρ - волновое (характеристическое) сопротивление свободного пространства, в котором находится антенна и точка наблюдения P . Если антенна и точка наблюдения находятся в воздухе, $\rho = 120\pi$ Ом (377 Ом),

5. В дальней зоне амплитуды векторов E и H в активном поле существенно больше по сравнению с реактивным полем.

Показано, что рассмотренными свойствами обладает поле в ближней и дальней зонах, если r_{max} - расстояние до дальней границы ближней зоны и r_{min} - расстояние до ближней границы дальней зоны удовлетворяют условиям:

$$r_{\text{max}} \approx \frac{L}{2} \left[\frac{1}{2} + \left(\frac{L}{\lambda} \right)^{\frac{1}{3}} \right], \quad r_{\text{min}} \approx \frac{2L^2}{\lambda}, \quad (5)$$

где L - максимальный линейный размер антенны.

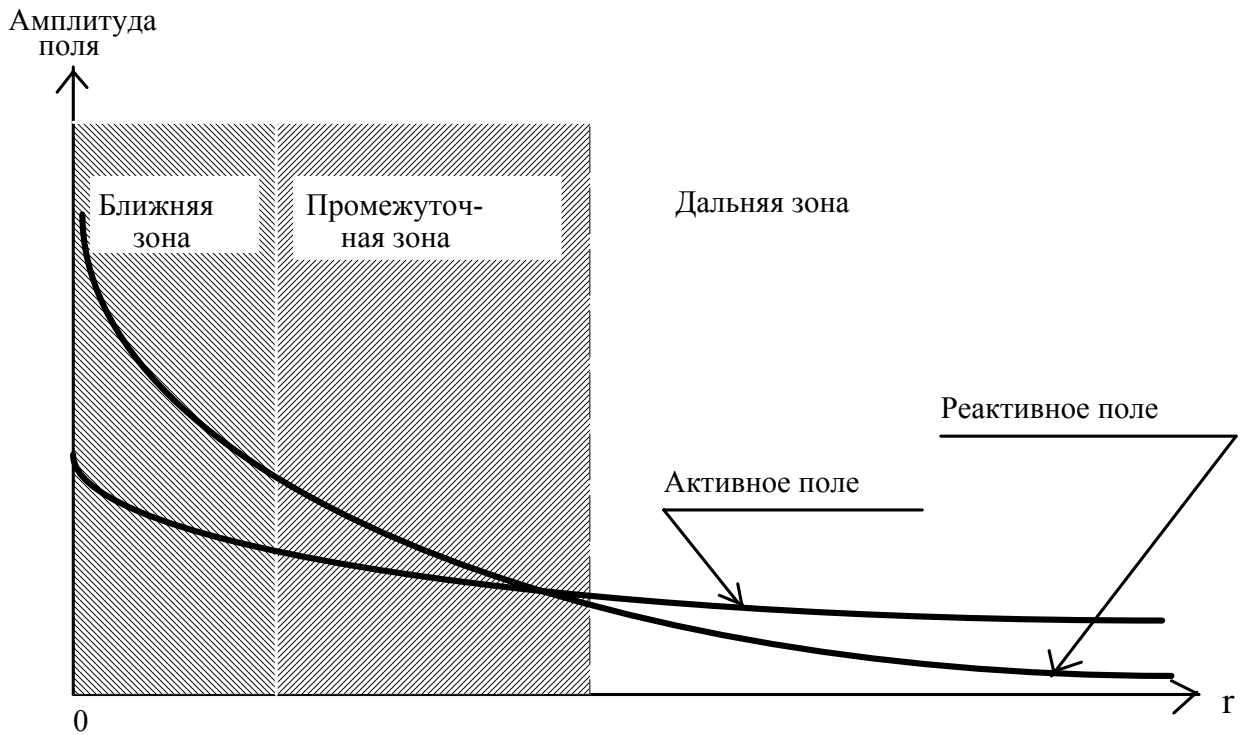


Рис. 3

Поле в ближней зоне, обладающее указанными свойствами, описывается выражениями (3),(4). Упростим эти выражения для дальней зоны. Для этого подставим в (4) $r'=r-\delta r$ и запишем это выражение следующим образом:

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \cdot \frac{e^{-ikr}}{r} \int_V j(x, y, z) \frac{e^{ik \cdot \delta r}}{1 - \frac{\delta r}{r}} dV \quad (6)$$

В дальней зоне выполняется условие $\frac{\delta r}{r} \ll 1$, поэтому подынтегральное выражение в (6) упрощается и принимает вид

$$A \approx \frac{\mu}{4\pi} \cdot \frac{e^{-ikr}}{r} \int_V j(x, y, z) e^{ik \cdot \delta r} dV \quad (7)$$

Интеграл в (7) берется аналитически в большинстве случаев.

Дальнейшее упрощение решения внешней задачи связано с преобразованиями в выражениях (3). В результате подстановки (7) в (3) и выполнения указанных в (3) операций $\text{grad div} A$ появляются слагаемые, пропорциональные $\frac{1}{r^2}$ и $\frac{1}{r^3}$, а слагаемое $-i\omega A$ в (3), как это следует из (7), пропорционально $\frac{1}{r}$. Учитывая, что в дальней зоне $r \gg L$, первыми из указанных слагаемых можно пренебречь по сравнению с третьим. В этом приближении

$$E \approx -i\omega A \quad (8)$$

Из выражений (3) для вектора H в этом же приближении следует

$$H \approx \frac{1}{\rho} [E, r_0] \quad (9)$$

где r_0 - единичный вектор радиуса-вектора r .

Из выражений (7-9) следуют ранее сформулированные выводы о свойствах поля в дальней зоне.

2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН

2.1. Общие положения

Каждая антенна как пассивное линейное устройство может работать в режимах передачи и приема. В обоих режимах антенна характеризуется направленными, поляризационными, фазовыми свойствами и входным сопротивлением. К основным характеристикам и параметрам, описывающим эти свойства, относятся:

- диаграмма направленности (ДН);*
- коэффициент направленного действия (КНД);*
- коэффициент усиления (КУ);*
- фазовая диаграмма (ФД);*
- коэффициент полезного действия (КПД).*

В режиме передачи дополнительно антенна характеризуется *поляризационной диаграммой (ПД)*. В режиме приема - *поляризационной эффективностью (ПЭ)* и *шумовой температурой (ШТ)*.

Под характеристиками антенны понимаются некоторые величины, связанные с полем антенны в дальней зоне, зависящие от угловых координат θ , φ точки наблюдения. К ним относятся ДН, ФД, ПД,

Параметры характеризуют антенну в целом (интегрально) и не зависят от углов θ, φ . Параметры определяются свойствами поля антенны либо в дальней зоне, либо в дальней и ближней зонах. К параметрам относятся КНД, КУ, КПД, ПЭ, ШТ, входное сопротивление.

Характеристики и параметры антенны, относящиеся и к режиму передачи и режиму приема, по разному определяются в этих двух режимах, хотя имеют одинаковые числовые значения. Рассмотрим определения основных характеристик и параметров в режимах передачи и приема.

2.2. Характеристики и параметры антенны в режиме передачи

2.2.1. *Диаграмма направленности.* Пусть антенна расположена в начале прямоугольной (X, Y, Z) и сферической (r, θ, φ) систем координат - рис.4.

На рисунке :

Q - точка расположения антенны, P - точка наблюдения, находящаяся в дальней зоне, P' - проекция точки P на плоскость X, Y ;

r, θ, φ - сферические координаты точки P ($r_{\min} < r < \infty; 0 \leq \theta \leq \pi; 0 \leq \varphi \leq 2\pi$);

r_0, θ_0, φ_0 - единичные векторы сферической системы координат (орты).

Антенна создает в точке P поле, описываемое комплексными векторами E, H . Модули и аргументы этих векторов зависят от угловых координат θ, φ точки P . Поскольку векторы E и H однозначно связаны друг с другом (их направления в пространстве, амплитуды и фазы), характеристики антенны определяют по вектору E .

Диаграммой направленности называется зависимость амплитуды вектора E поля антенны в дальней зоне от угловых координат точки наблюдения P , т.е. зависимость $E(\theta, \varphi)$. ДН обозначается символом $f(\theta, \varphi)$. Ее нормируют - все значения $E(\theta, \varphi)$ делят на максимальное значение E_m и обозначают нормированную ДН символом $F(\theta, \varphi)$. Очевидно $0 \leq F(\theta, \varphi) \leq 1$.

ДН изображают в прямоугольных или полярных координатах как функцию

угла θ при $\varphi = \text{const}$. Обычно берут два значения угла φ ; $\varphi = 0$ и $\varphi = 90^\circ$.

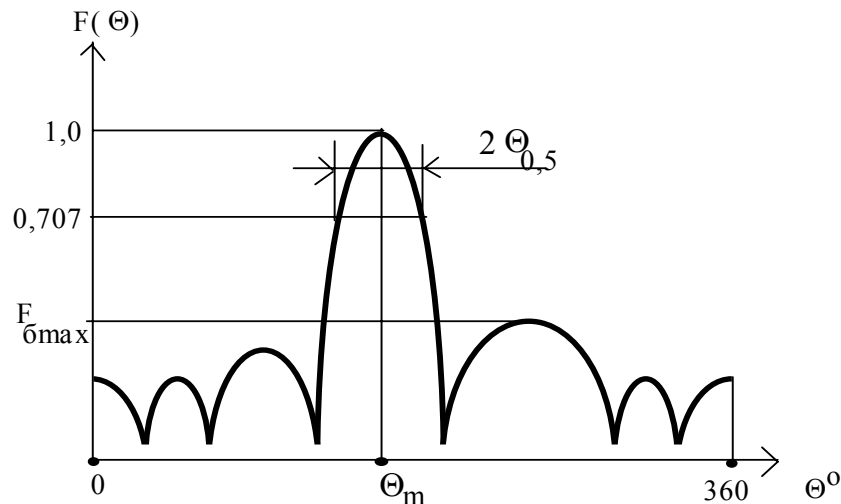


Рис.5

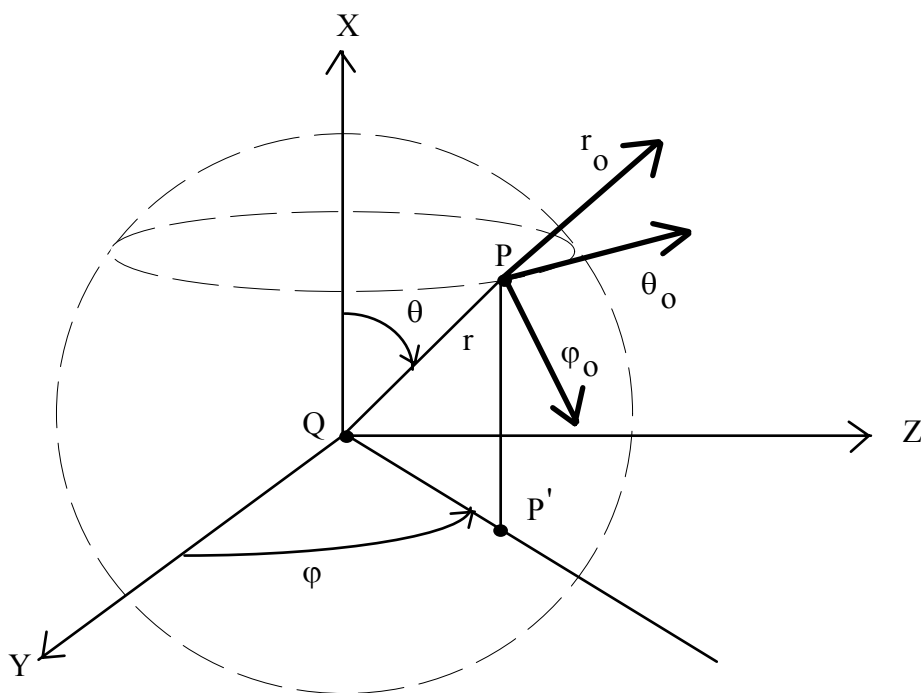


Рис.4

На рис.5,6 показаны типичные нормированные диаграммы направленности $F(\theta)$ в прямоугольных и полярных координатах.

Параметры ДН:

$2\Theta_{0,5}$ - ширина главного лепестка по уровню половинной мощности;

Θ_m - направление главного максимума в пространстве;

$F_{\text{бmax}}$ - максимальный уровень боковых лепестков.

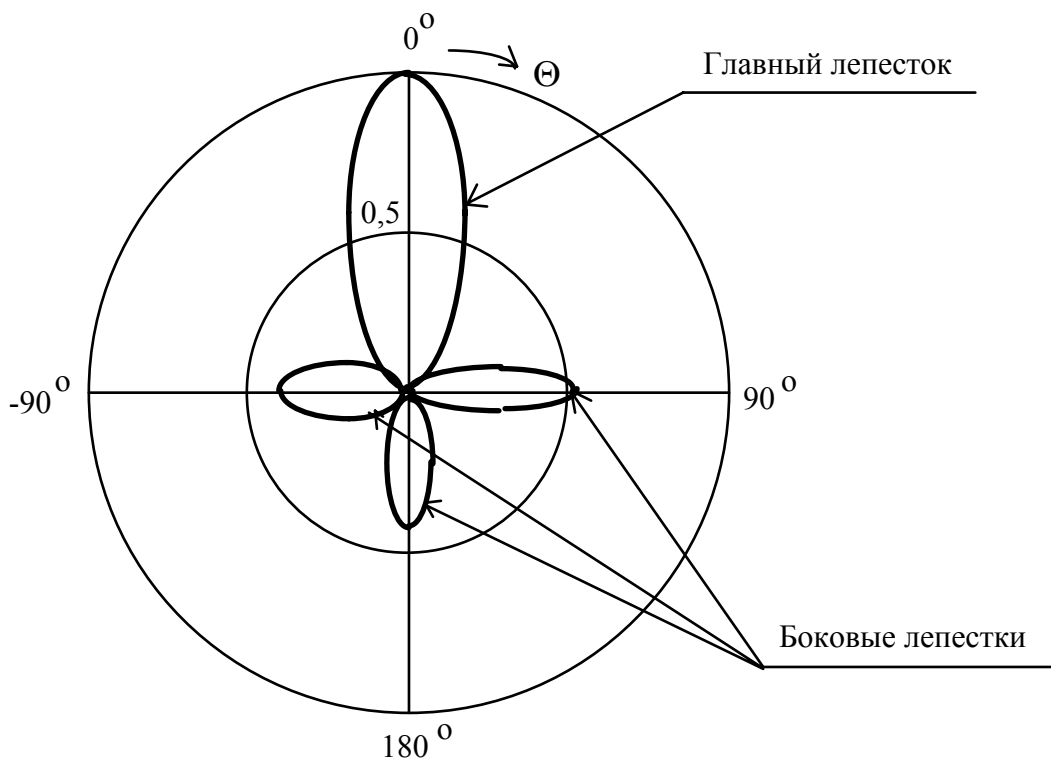


Рис.6

На рис.5 антенна имеет 5 боковых лепестков, на рис.6 - 3 боковых лепестка. На рис.6 $\Theta_m = 0$.

Плоскости $\varphi = 0$ и $\varphi = 90^\circ$ обычно совмещают с плоскостями E и H, если антенна излучает поле линейной поляризации. Рассмотрим, что это за плоскости.

В общем случае вектор E с течением времени вращается вокруг радиус-вектора r (см. рис.4) и за период колебаний его конец описывает эллипс, т.е. излучаемая антенной волна эллиптически поляризована. Амплитуда вектора E

при этом меняется от E_{\min} до E_{\max} . Отношение $\frac{E_{\min}}{E_{\max}}$ называется коэффициентом эллиптичности и обозначается символом K_ϑ :

$$K_\vartheta = \frac{E_{\min}}{E_{\max}}. \quad (10)$$

Вращение вектора E, если смотреть по направлению распространения волны, может быть правым (по часовой стрелке), или левым (против часовой стрелки). В первом случае электромагнитная волна имеет правую поляризацию, во втором - левую. Будем приписывать коэффициенту K_ϑ знак "+" при правой поляризации и знак "-" при левой поляризации.

Эллипс, который описывается концом вектора E, называется эллипсом поляризации. Плоскость эллипса поляризации перпендикулярна направлению распространения волны, т.е. радиусу-вектору r. Ориентация эллипса поляризации на сфере $r = \text{const}$ определяется углом γ между вектором E_{\max} и ортом θ_0 . Угол γ называется углом преимущественной поляризации.

В частных случаях поляризация может быть круговой, когда $K_\vartheta = 1$, и линейной, когда $K_\vartheta = 0$.

Плоскостью E называется плоскость, проходящая через направление макс-сумма главного лепестка ДН и вектор E.

Плоскостью H называется плоскость, проходящая через направление максимума главного лепестка ДН и вектор H.

Плоскости E и H называются главными плоскостями.

Нормированные ДН в плоскостях E и H обычно обозначаются символами $F_e(\theta)$ и $F_h(\theta)$.

В случае эллиптической поляризации вектор E представляется в виде суммы

$$E = E_\theta + E_\varphi, \quad (11)$$

где вектор E_θ параллелен орту θ_0 (см. рис.4), вектор E_φ параллелен орту φ_0 . От соотношения амплитуд и фаз векторов E_θ и E_φ зависит поляризация поля -

направление вращения суммарного вектора E , коэффициент эллиптичности и угол преимущественной поляризации.

При эллиптической поляризации рассматриваются ДН по вектору E_θ и вектору E_φ . Эти ДН обозначаются символами $F_\theta(\theta, \varphi)$, $F_\varphi(\theta, \varphi)$ и рассматриваются в двух плоскостях $\varphi = 0$ и $\varphi = 90^\circ$. При необходимости более точного описания пространственной ДН берут промежуточные плоскости

$\varphi = \text{const.}$

2.2.2. Фазовой диаграммой называется зависимость фазы вектора E поля антенны в дальней зоне от угловых координат точки наблюдения P . Фазовую диаграмму изображают в прямоугольных или полярных координатах, а значение фазы отсчитывают от значения ее в направлении главного максимума ДН.

2.2.3. Поляризационной диаграммой называется зависимость поляризационных параметров поля антенны в дальней зоне, т.е. коэффициента эллиптичности K_ε и угла преимущественной поляризации γ от угловых координат точки наблюдения P .

2.2.4. Коэффициент направленного действия - это отношение мощности излучения гипотетической ненаправленной антенны с $F(\theta, \varphi) = 1$ к мощности излучения заданной направленной антенны при условии, что обе антенны создают в точке наблюдения P дальней зоны поле одинаковой напряженности. Обозначим мощность излучения и напряженность поля ненаправленной антенны символами $P_{\Sigma_{\text{нна}}}$ и $E_{\text{нна}}$. Для направленной - соответственно символами $P_{\Sigma_{\text{на}}}$ и $E_{\text{на}}$.

КНД, обозначаемый далее символом D , определяется выражением

$$D = \frac{P_{\Sigma_{\text{нна}}}}{P_{\Sigma_{\text{на}}}}, \quad (12)$$

при условии, что в точке наблюдения

$$E_{\text{нна}} = E_{\text{на}}. \quad (13)$$

В направлении главного максимума КНД > 1 и достигает максимального значения. В направлении нулей ДН $D=0$.

Чаще всего под КНД понимают его максимальное значение, т.е. значение в направлении главного максимума ДН.

Используется также другое определение КНД, эквивалентное рассмотренному:

КНД - это отношение плотности потока мощности направленной антенны к плотности потока мощности ненаправленной антенны в одной и той же точке пространства при условии излучения обеими антеннами одной и той же мощности.

2.2.5. Связь КНД и диаграммы направленности. Коэффициент направленного действия и нормированная диаграмма направленности связаны

между собой. Установим эту связь. С этой целью определим $P_{\Sigma_{\text{нна}}}$ и $P_{\Sigma_{\text{на}}}$, входящие в выражение (12).

Выразим мощность излучения направленной антенны $P_{\Sigma_{\text{на}}}$ через напряженность электрического поля этой антенны $E_{\text{на}}$ в дальней зоне.

Плотность потока мощности излучения направленной антенны в точке наблюдения с координатами r, θ, φ равна

$$P_{\text{на}} = \frac{E_{\text{на}}^2}{2\rho}, \quad (14)$$

где ρ - характеристическое (волновое) сопротивление свободного пространства.

Полная мощность излучения антенны в соответствии с теоремой Умова-Пойнтинга

$$P_{\Sigma_{\text{на}}} = \oint_S P_{\text{на}} dS. \quad (15)$$

В (14) интеграл берется по воображаемой замкнутой поверхности, окружающей антенну - сфере радиуса $r = \text{const}$. Подставляя (14) в (15) и учитывая, что в сферической системе координат $dS = r^2 \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\varphi$, где $0 \leq \theta \leq \pi$ и $0 \leq \varphi \leq 2\pi$, получим

$$P_{\text{на}} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{E_{\text{на}}^2}{2\rho} r^2 \cdot \sin \theta \cdot d\varphi \cdot d\theta. \quad (16)$$

Плотность потока мощности ненаправленной антенны

$$P_{\text{нна}} = \frac{E_{\text{нна}}^2}{2\rho}. \quad (17)$$

Полная мощность излучения ненаправленной антенны

$$P_{\text{нна}} = 4\pi r^2 P_{\text{нна}}. \quad (18)$$

Подставляем (17) в (18)

$$P_{\text{нна}} = 4\pi r^2 \frac{E_{\text{нна}}^2}{2\rho}. \quad (19)$$

Полученные выражения (16) и (19) подставляем в выражение (13) для КНД, учитываем условие (13), числитель и знаменатель делим на r^2 и 2ρ . В результате получаем

$$D = \frac{4\pi E_{\text{на}}^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi E_{\text{на}}^2 \cdot \sin \theta \cdot d\varphi \cdot d\theta}. \quad (20)$$

В выражении (20) напряженность поля направленной антенны $E_{\text{на}}$ является функцией угловых координат θ, φ точки наблюдения P в дальней зоне, т.е. $E_{\text{на}} = E_{\text{на}}(\theta, \varphi)$. В направлении главного максимума диаграммы

направленности величина $E_{\text{на}}(\theta, \varphi)$ достигает максимума E_m . Причем $\frac{E_{\text{на}}(\theta, \varphi)}{E_m} = F(\theta, \varphi)$ - нормированная ДН. Учитывая

это, разделим числитель и знаменатель на E_m . В результате получаем следующее выражение, определяющее КНД антенны в направлении θ, φ через нормированную ДН:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi F^2(\theta, \varphi)}{\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \cdot \sin \theta \cdot d\varphi \cdot d\theta} \quad (21)$$

В направлении главного максимума диаграммы направленности КНД максимален. При этом в числителе (21) $F(\theta, \varphi) = 1$. Максимальное значение КНД будем обозначать далее символом D . Из выражения (21) следует:

$$D = \frac{4\pi}{\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \cdot \sin \theta \cdot d\varphi \cdot d\theta} \quad (22)$$

Ряд антенн имеет осесимметричную ДН или близкую к ней. Это значит, что ДН не зависит от угла φ . Для этого случая из (22) получаем

$$D = \frac{2}{\int_0^{\pi} F^2(\theta) \cdot \sin \theta \cdot d\theta} \quad (23)$$

2.2.6. *Приближенная численная оценка КНД.* Если известна ширина главного лепестка ДН в главных плоскостях, можно приближенно определить КНД, не вычисляя интеграла в выражении (22). С целью получения приближенной формулы для оценки КНД используем (22) и учтем следующее:

$\sin \theta \, d\varphi \, d\theta = d\Omega$ - элементарный телесный угол;

$\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \sin \theta \cdot d\varphi \cdot d\theta = 4\pi$ - полный телесный угол в "квадратных радианах"

(кв.рад.), или стерадианах (ст.рад.);

1 ст. рад = $57,3^\circ \times 57,3^\circ \approx 3283$ "квадратных.градусов" (кв.град.);

4π ст.рад. ≈ 41200 кв.град.

Для приближенной оценки КНД диаграмму направленности аппроксимируют простой функцией. Обычно используют следующую аппроксимацию

$$F(\theta, \varphi) = 1 \text{ при } \theta \in 2\Theta_{0,5} \text{ и } \varphi \in 2\varphi_{0,5}, \quad (24)$$

$$F(\theta, \varphi) = 0 \text{ при } \theta \notin 2\Theta_{0,5} \text{ и } \varphi \notin 2\varphi_{0,5}, \quad (25)$$

где $2\Theta_{0,5}, 2\varphi_{0,5}$ - ширина главного лепестка ДН по угловым координатам θ, φ .

Если подставить (24,25) в (22), нетрудно получить следующее приближенное выражение для КНД

$$D \approx \frac{4\pi}{\Omega_{0,5}}, \quad (26)$$

где $\Omega_{0,5}$ - телесный угол, занимаемый главным лепестком ДН.

Учитывая, что $\Omega_{0,5} = 2\Theta_{0,5} \cdot 2\varphi_{0,5}$, из (26) получаем

$$D \approx \frac{4\pi}{2\Theta_{0,5} \cdot 2\varphi_{0,5}}. \quad (27)$$

В выражении (27) величины, стоящие в числителе и знаменателе, выражаются в радианах. Если выразить их в градусах, получим

$$D \approx \frac{41200}{2\Theta_{0,5}^0 \cdot 2\varphi_{0,5}^0}. \quad (28)$$

Величины $2\Theta_{0,5}$, $2\varphi_{0,5}$ - ширина главного лепестка ДН в двух ортогональных плоскостях. В качестве этих плоскостей можно взять главные плоскости Е и Н. В этом случае $2\Theta_{0,5} = 2\Theta_{0,5}^e$ - ширина главного лепестка ДН в плоскости Е, $2\varphi_{0,5} = 2\Theta_{0,5}^h$ - ширина главного лепестка ДН в плоскости Н и выражение (28) принимает вид

$$D \approx \frac{41200}{2\Theta_{0,5}^e \cdot 2\Theta_{0,5}^h}. \quad (29)$$

Формула (29) дает завышенное значение КНД, так как не учитывает боковых лепестков. Если боковые лепестки составляют 10-15 %, используют формулу

$$D \approx \frac{35000 \div 25000}{2\Theta_{0,5}^e \cdot 2\Theta_{0,5}^h}. \quad (30)$$

2.2.7. Коэффициент полезного действия. Часть подводимой к антенне мощности теряется на тепло (нагревание элементов антенны), Другая часть подводимой мощности излучается в пространство. Обозначим эти две мощности символами P_{Π} и P_{Σ} .

КПД, обозначаемый далее символом η , есть

$$\eta = \frac{P_{\Sigma}}{P_{\Sigma} + P_{\Pi}}. \quad (31)$$

2.2.8. Коэффициент усиления - это произведение КНД и КПД. Далее КУ обозначается символом G :

$$G = D \eta. \quad (32)$$

2.2.9. Коэффициент рассеяния. Под коэффициентом рассеяния (β) понимается отношение мощности излучения в телесный угол, занятый боковыми лепестками ДН, к полной мощности излучения антенны:

$$\beta = \frac{P_{\text{бок}}}{P_{\Sigma}}. \quad (33)$$

Чем больше β , тем меньше КНД. Нетрудно получить следующую формулу, связывающую КНД и коэффициент рассеяния:

$$D = D_0(1 - \beta), \quad (34)$$

где D_0 - КНД антенны по главному лепестку ДН (т.е. без учета боковых лепестков).

2.2.10. Входное сопротивление антенны определяется соотношением

$$Z_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}, \quad (35)$$

где $U_{\text{вх}}, I_{\text{вх}}$ - комплексные амплитуды напряжения и тока на входе антенны. Знание $Z_{\text{вх}}$ необходимо для согласования антенны с линией передачи.

Входное сопротивление антенны - комплексная величина $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + iX_{\text{вх}}$.

Активная часть сопротивления обусловлена потерями мощности на тепло в элементах антенны (P_{Π}) и излучением и может быть представлена в виде $R_{\text{вх}} = R_{\Sigma} + R_{\Pi}$, где R_{Π} - сопротивление потерь, R_{Σ} - сопротивление излучения.

Реактивное сопротивление $X_{\text{вх}}$ обусловлено наличием в ближней зоне большого реактивного поля.

Если на входе антенны можно выделить элемент с амплитудой тока $I_{\text{вх}}$, R_{Σ} и R_{Π} можно представить в виде

$$R_{\Sigma} = \frac{2P_{\Sigma}}{I_{\text{вх}}^2}, \quad (36)$$

$$R_{\Pi} = \frac{2P_{\Pi}}{I_{\text{вх}}^2}. \quad (37)$$

2.2.11. Частотная характеристика антенны. Характеристики и параметры антенны зависят от частоты f . Эти зависимости называются частотными характеристиками антенны. Диапазонные свойства антенны оцениваются либо зависимостью от частоты наиболее важной характеристики для данной технической задачи, либо тем параметром антенны, который наиболее резко зависит от частоты. Обычно таким параметром является входное сопротивление антенны. Если в полосе частот Δf со средней частотой f_0 характеристики и параметры антенны сохраняют свои значения в заданных пределах, отношение $\Delta F = \frac{\Delta f}{f_0} \cdot 100\%$ называется относительной полосой

пропускания антенны. По величине ΔF антенны делятся на

- узкополосные, если $\Delta F < 10\%$;
- широкополосные, если $10\% < \Delta F < 40\%$;

сверхширокополосные, если $\Delta F > 40\%$.

Диапазонные свойства сверхширокополосных антенн часто оцениваются коэффициентом перекрытия по частоте $K_f = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}$, где f_{\max} и f_{\min} - границы рабочего диапазона частот. Разработаны антенны, в которых K_f может достигать нескольких десятков.

2.3. Характеристики и параметры антенны в режиме приема

Пусть на рис.4 рассматриваемая антенна (далее просто антенна), расположенная в точке Q, работает в режиме приема, а в точке P расположен источник радиоизлучения (какая-то передающая антенна). Амплитуда и фаза напряжения (ЭДС) или тока на входе приемной антенны, наводимого в ней падающей на антенну плоской электромагнитной волной, излучаемой из точки P дальней зоны, зависят от угловых координат точки P.

2.3.1. *Диаграмма направленности* антенны в режиме приема - это зависимость амплитуды ЭДС или тока на входе антенны (или напряженности поля в линии передачи, подключенной к антенне) от угловых координат точки P (источника радиоизлучения).

2.3.2. *Фазовая диаграмма* - зависимость фазы ЭДС или тока на входе антенны (или напряженности поля в линии передачи, подключенной к антенне) от угловых координат точки P (источника радиоизлучения).

2.3.3. *Коэффициент направленного действия*. Если рассматриваемая антенна ориентирована так, чтобы ее главный максимум ДН был направлен на точку P (на радиоисточник), антенна примет максимальный сигнал. Пусть при этом на входе антенны будет мощность $P_{\text{на}}$ (электродвижущая сила ЭДС_{на}, ток на входе $I_{\text{на}}$). Если заменить рассматриваемую антенну на гипотетическую ненаправленную, принимаемая мощность уменьшится и станет равной $P_{\text{нна}}$ (и соответствующие ЭДС_{нна} и $I_{\text{нна}}$).

КНД (его максимальное значение) в режиме приема равен отношению

$$\frac{P_{\text{на}}}{P_{\text{нна}}} = \frac{\text{ЭДС}_{\text{на}}^2}{\text{ЭДС}_{\text{нна}}^2} = \frac{I_{\text{на}}^2}{I_{\text{нна}}^2}.$$

2.3.4. *Поляризационная эффективность*. Пусть на приемную антенну падает плоская электромагнитная волна с поляризационными параметрами $K_{\text{э1}}, \gamma_1$ ($K_{\text{э}}$ со своим знаком). Антенна в режиме передачи имеет поляризационные параметры $K_{\text{э2}}, \gamma_2$. На входе антенны принятая мощность будет максимальной (P_{max}), если поляризационные параметры падающей на антенну волны ($K_{\text{э1}}, \gamma_1$) и антенны в режиме передачи ($K_{\text{э2}}, \gamma_2$) одинаковы. Если это условие не выполняется, принятая мощность (P) будет меньше. Поляризационная эффективность характеризуется коэффициентом поляризационной эффективности $K_{\text{пэ}}$:

$$K_{\text{пэ}} = \frac{P}{P_{\text{max}}} . \quad (38)$$

Коэффициент поляризационной эффективности через поляризационные параметры $K_{\text{э}1}$, γ_1 , $K_{\text{э}2}$, γ_2 выражается формулой

$$K_{\text{пэ}} = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{4K_{\text{э}1}K_{\text{э}2} + (1 - K_{\text{э}1}^2)(1 - K_{\text{э}2}^2)\cos 2\delta\gamma}{(1 + K_{\text{э}1}^2)(1 + K_{\text{э}2}^2)} \right], \quad (39)$$

где $\delta\gamma = \gamma_1 - \gamma_2$.

Из (39) следует, что $K_{\text{пэ}}=1$, если

$$K_{\text{э}1} = K_{\text{э}2} \text{ и } \gamma_1 = \gamma_2. \quad (40)$$

Если же

$$K_{\text{э}1} = -K_{\text{э}2} \text{ и } \gamma_1 = \gamma_2 \pm 90^\circ, \quad (41)$$

то $K_{\text{пэ}}=0$.

Таким образом, для приема максимально возможной мощности антенна должна быть согласована по поляризации с падающим на нее полем - условие (40). Если поляризация антенны в режиме передачи и поляризация падающего на антенну поля в режиме приема ортогональна - условие (41)-, антенна не принимает мощности.

Шумовая температура антенны. Любая антенна, помимо полезного сигнала, принимает помехи (шумы). Эти шумы обусловлены излучением космоса, атмосферы и поверхности Земли и находящихся на ней предметов, Кроме этого, за счет теплового движения свободных зарядов в элементах антенны на входе антенны образуется мощность собственных шумов антенны.

Мощность собственных шумов на входе антенны линейно связана с коэффициентом полезного действия. Чем меньше КПД антенны (т.е. чем больше концентрация свободных зарядов в материалах, из которых сделаны элементы антенны), тем больше собственная шумовая температура антенны.

Мощность внешних шумов на входе антенны оценивается эквивалентной шумовой температурой антенны T_a . T_a - это температура некоторого сопротивления, подключенного к линии передачи вместо приемной антенны, величина которого равно активному входному сопротивлению антенны в режиме передачи и которое отдает в линию передачи мощность, равную мощности шумов антенны. Интенсивность излучения мощности шумов пространством, окружающим антенну, характеризуется яркостной температурой $T_{\text{я}}$, под которой понимается температура абсолютно черной сферы, расположенной в дальней зоне антенны и нагретой до температуры $T_{\text{я}}$. Эта температура зависит от углов θ и φ . Получена следующая формула для шумовой температуры антенны:

$$T_a = \frac{1}{4\Omega} \int_{\Omega} T_{\text{я}}(\theta, \varphi) \cdot D(\theta, \varphi) \cdot d\Omega, \quad (42)$$

где интеграл берется по полному телесному углу $\Omega=4\pi$, $d\Omega=\sin\theta d\theta d\varphi$, $D(\theta, \varphi) = D \cdot F^2(\theta, \varphi)$, D - КНД антенны в направлении главного максимума ДН.

Из выражения (42) следует, что T_a зависит от КНД антенны D , ее нормированной ДН - $F(\theta, \varphi)$ и распределения яркостной температуры в пространстве $T_{я}(\theta, \varphi)$. Измерением $T_{я}(\theta, \varphi)$ занимается радиоастрономия.

При расчете T_a обычно полный телесный угол, окружающий антенну, разделяют на зоны (области). В каждой зоне $T_{я}(\theta, \varphi)$ усредняют. Такими зонами могут быть:

зона, занятая главным лепестком ДН антенны; ее яркостная температура - $T_{я\text{гл}}$;

зона, занятая боковыми лепестками; ее яркостная температура - $T_{я\text{бок}}$;

зона, занятая поверхностью Земли; ее яркостная температура равна физической температуре $T_0 \approx 300^\circ\text{K}$.

Для сравнения различных антенн между собой по шумовой температуре, антенну ориентируют главным максимумом в зенит - область слабого излучения космоса. В этом случае

$$T_{я\text{гл}} \ll T_{я\text{бок}} \ll T_0. \quad (43)$$

Шумовую температуру антенны можно также представить в виде трех слагаемых,

соответствующих этим зонам:

$$T_a = T_{я\text{гл}} + T_{я\text{бок}} + T_{оа}, \quad (44)$$

где $T_{я\text{гл}} \ll T_{я\text{бок}} \ll T_{оа}. \quad (45)$

Из (45) следует, что для уменьшения мощности шумов необходимо уменьшать $T_{я\text{бок}}$ и $T_{оа}$, т.е уровень боковых и задних лепестков ДН антенны.

Для хорошо отработанных зеркальных антенн при ориентации их в зенит $T_a \approx 15^\circ\text{K}$, при ориентации вдоль горизонта $T_a \approx 40^\circ\text{K}$.

Для справки: в диапазоне длин волн $\lambda > 100$ м основной вклад в мощность внешних шумов дают грозы и промышленные помехи, в диапазоне $1 \text{ м} < \lambda < 100$ м космические и земные шумы сравниваются, при $\lambda < 1$ м основной вклад в шумовую температуру антенны дают космические шумы.

3. СВЯЗЬ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫ В РЕЖИМЕ ПЕРЕДАЧИ И ПРИЕМА

3.1. Принцип взаимности в теории антенн

Тождественность численных значений основных характеристик и параметров антенны (ДН, ФХ, КНД) в режимах передачи и приема следует из принципа взаимности. Этот принцип формулируется следующим образом. Пусть имеются две произвольные антенны A_1 и A_2 - рис.7. Рассмотрим два случая.

Случай 1. Антенна A_1 работает в режиме передачи, антенна A_2 - в режиме приема. На входе антенны A_1 от подключенного к ней генератора развивается

ЭДС - e_1 и течет ток I_1 . Передающая антенна A_1 в месте расположения приемной антенны A_2 создает поле с напряженностью E_{21} (индексы 2,1 надо понимать так: поле антенны 1 в месте расположения антенны 2). Поле E_{21} наводит на входе антенны A_2 электродвижущую силу e_{21} и ток на входе I_{21} .

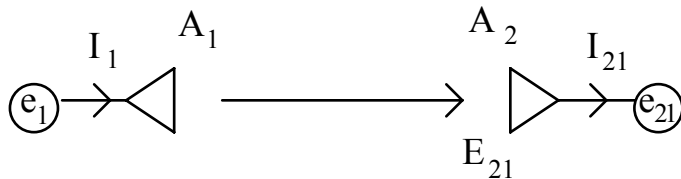


Рис.7

Случай 2. Антенна A_1 работает в режиме приема, антенна A_2 - в режиме передачи - рис.8. На входе антенны A_2 от подключенного к ней генератора развивается ЭДС - e_2 и течет ток I_2 . Передающая антенна A_2 в месте расположения приемной антенны A_1 создает поле с напряженностью E_{12} (индексы 1,2 надо понимать так: поле антенны 2 в месте расположения антенны 1). Поле E_{12} наводит на входе антенны A_1 электродвижущую силу e_{12} и ток на входе I_{12} .

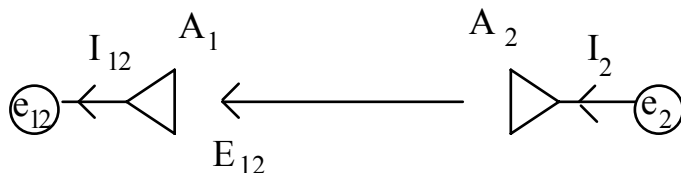


Рис.8

Пространство между антеннами будем считать линейным изотропным. В этом случае антенны A_1, A_2 и пространство между ними представляют собой пассивный обратимый четырехполосник, для которого справедливо соотношение

$$\frac{e_1}{I_{21}} = \frac{e_2}{I_{12}}. \quad (46)$$

Это соотношение выражает принцип взаимности в теории антенн. Оно позволяет установить связь между характеристиками и параметрами антенны в режимах передачи и приема. Установим эту связь. Для этого получим выражение для тока и ЭДС на входе антенны в режиме приема.

3.2. Ток и ЭДС на входе антенны в режиме приема

Рассмотрим режим работы, соответствующий схеме рис.7 и выразим электродвижущую силу e_1 , входящую в выражение (45) через параметры антенны A_1 и ток в ней I_1 . Для этого воспользуемся эквивалентной схемой антенны в режиме передачи рис.9.

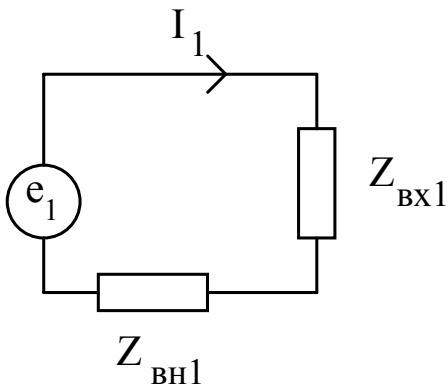


Рис.9

На схеме генератор представлен в виде ЭДС - e_1 с внутренним сопротивлением $Z_{вн1}$, а антенна - в виде сопротивления, равного входному сопротивлению $Z_{вх1}$. Ток I_1 в схеме - это ток на входе антенны. В соответствии со схемой рис.9 можно записать

$$I_1 = \frac{e_1}{Z_{вн1} + Z_{вх1}}. \quad (47)$$

Ток I_1 связан с мощностью излучения $P_{\Sigma 1}$ и сопротивлением излучения $R_{\Sigma 1}$ ранее рассмотренным соотношением

$$I_1 = \sqrt{\frac{2P_{\Sigma 1}}{R_{\Sigma 1}}}. \quad (48)$$

Выразим $P_{\Sigma 1}$ через напряженность поля E_{21} , максимальный КНД передающей антенны D_1 и нормированную диаграмму направленности $F_1(\theta, \varphi)$.

Вектор Пойнтинга в точке P - через напряженность поля:

$$\Pi_1(\theta, \varphi) = \frac{E_{21}^2}{2\rho} = \frac{E_{21}^2}{240\pi}. \quad (49)$$

Тот же вектор Пойнтинга - через излучаемую мощность:

$$\Pi_1(\theta, \varphi) = \frac{P_{\Sigma 1}}{4\pi r^2} D_1 F_1^2(\theta, \varphi). \quad (50)$$

Из сравнения правых частей выражений (49,50) находим

$$P_{\Sigma 1} = \frac{r^2 E_{21}^2}{60 \cdot D_1 \cdot F_1^2(\theta, \varphi)}. \quad (51)$$

Подставим (51) в (48):

$$I_1 = \frac{r E_{21}}{\sqrt{30 \cdot R_{\Sigma 1} \cdot D_1 \cdot F_1(\theta, \varphi)}}. \quad (52)$$

Из (47) и (52) следует выражение для ЭДС на входе передающей антенны:

$$e_1 = I_1 (Z_{вн1} + Z_{вх1}) = \frac{r E_{21} (Z_{вн1} + Z_{вх1})}{\sqrt{30 \cdot R_{\Sigma 1} \cdot D_1 \cdot F_1(\theta, \varphi)}}. \quad (53)$$

Выражение (53) описывает связь входящих в него величин в случае 1 (рис.7). Аналогично для случая 2 (рис.8) нетрудно получить следующее соотношение:

$$e_2 = I_2 (Z_{вн2} + Z_{вх2}) = \frac{r E_{12} (Z_{вн2} + Z_{вх2})}{\sqrt{30 \cdot R_{\Sigma 2} \cdot D_2 \cdot F_2(\theta, \varphi)}}. \quad (54)$$

Подставим выражения (53,54) в соотношение (46) и сократим полученное равенство на общие множители. В результате получим

$$\frac{E_{21} (Z_{вн1} + Z_{вх1})}{\sqrt{R_{\Sigma 1} \cdot D_1 \cdot F_1(\theta, \varphi)} \cdot I_{21}} = \frac{E_{12} (Z_{вн2} + Z_{вх2})}{\sqrt{R_{\Sigma 2} \cdot D_2 \cdot F_2(\theta, \varphi)} \cdot I_{12}}. \quad (55)$$

В полученном равенстве перенесем все величины, относящиеся к антенне A_1 и месту ее расположения в левую часть равенства, а все, что относится к антенне A_2 - в правую часть равенства:

$$\frac{I_{12}(Z_{ВН1} + Z_{ВХ1})}{\sqrt{R_{\Sigma 1} \cdot D_1 \cdot F_1(\theta, \varphi) \cdot E_{12}}} = \frac{I_{21}(Z_{ВН2} + Z_{ВХ2})}{\sqrt{R_{\Sigma 2} \cdot D_2 \cdot F_2(\theta, \varphi) \cdot E_{21}}}. \quad (56)$$

Так как антенны произвольны и произвольно расположены, а комбинация величин, стоящих в левой и правой частях равенства (56) одинакова для обеих антенн, можно сделать вывод о том, что такая комбинация величин не зависит от типа и конструкции антенны, т.е. является постоянной величиной. Поэтому равенство (56) можно записать в следующем виде:

$$\frac{I(Z_{ВН} + Z_{ВХ})}{\sqrt{R_{\Sigma} \cdot D \cdot F(\theta, \varphi) \cdot E}} = C. \quad (57)$$

В выражении (57):

$Z_{ВХ}, R_{\Sigma}, D, F(\theta, \varphi)$ - входное сопротивление, сопротивление излучения, КНД и нормированная ДН антенны в режиме передачи;

$Z_{ВН}$ - внутреннее сопротивление генератора, подключенного к антенне в режиме передачи;

E - напряженность электрического поля плоской волны, падающей на эту антенну при работе ее в режиме приема;

I - ток на входе этой антенны при работе ее в режиме приема плоской волны с напряженностью электрического поля E ;

Поскольку постоянная C не зависит от типа антенны, ее можно определить для самой простой антенны - диполя Герца. Пусть длина диполя Герца равна L . На него под углом θ к оси падает плоская волна с напряженностью электрического поля E . В этом случае величины, входящие в выражение (57) будут равны:

ЭДС, наводимая в диполе $e = I(Z_{ВН} + Z_{ВХ}) = E \cdot L \cdot \cos\theta$;

диаграмма направленности $F(\theta) = \cos\theta$;

КНД диполя Герца $D = 1,5$;

сопротивление излучения $R_{\Sigma} = 80\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2$.

Подставляя эти величины в выражение (57), получим:

$$C = \frac{\lambda}{\pi\sqrt{120}}. \quad (58)$$

Из (57,58) следует выражение для тока и ЭДС на входе антенны в режиме приема:

$$I = \frac{\lambda \cdot E}{\pi \cdot (Z_{ВН} + Z_{ВХ})} \sqrt{\frac{R_{\Sigma} \cdot D}{120}} \cdot F(\theta, \varphi). \quad (59)$$

$$e = I \cdot (Z_{ВН} + Z_{ВХ}) = \frac{\lambda \cdot E}{\pi} \sqrt{\frac{R_{\Sigma} \cdot D}{120}} \cdot F(\theta, \varphi). \quad (60)$$

3.3. Связь параметров антенны в режиме передачи и приема.

3.3.1. *Диаграмма направленности.* Обозначим ненормированную и нормированную ДН антенны в режиме приема символами $f_{\text{пр}}(\theta, \varphi)$ и $F_{\text{пр}}(\theta, \varphi)$ соответственно. По определению, ненормированная ДН

$$f_{\text{пр}}(\theta, \varphi) = I(\theta, \varphi). \quad (61)$$

Нормированная ДН -

$$F_{\text{пр}}(\theta, \varphi) = \frac{I(\theta, \varphi)}{I_{\text{max}}}. \quad (62)$$

Из выражения (59) следует, что максимум тока $I(\theta, \varphi)$ на входе антенны соответствует максимуму функции $F(\theta, \varphi)$ - нормированной ДН антенны в режиме приема. Так как $F_{\text{max}}(\theta, \varphi) = 1$, из выражения (59) следует, что

$$I_{\text{max}} = \frac{\lambda \cdot E}{\pi \cdot (Z_{\text{вн}} + Z_{\text{вх}})} \sqrt{\frac{R_{\Sigma} \cdot D}{120}}. \quad (63)$$

Подставляя выражения (59, 63) в выражение (62), получаем

$$F_{\text{пр}}(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi). \quad (64)$$

Вывод. Численные значения нормированной ДН антенны в режиме передачи и приема совпадают.

3.3.2. *Коэффициент направленного действия.* Обозначим максимальное значение КНД в режиме приема символом $D_{\text{пр}}$. По определению

$$D_{\text{пр}} = \frac{I_{\text{на}}^2}{I_{\text{нна}}^2}, \quad (65)$$

где $I_{\text{на}}$ - максимальная амплитуда тока на входе направленной антенны, соответствующая приему с направление главного максимума ДН (I_{max}),

$I_{\text{нна}}$ - амплитуда тока на входе ненаправленной антенны,

Ненаправленная антенна имеет $D=1$. При $D=1$ из выражения (63) следует

$$I_{\text{нна}} = \frac{\lambda \cdot E}{\pi \cdot (Z_{\text{вн}} + Z_{\text{вх}})} \sqrt{\frac{R_{\Sigma}}{120}}. \quad (66)$$

Подставляя I_{max} и $I_{\text{нна}}$, определяемые выражениями (63) и (66), в выражение (65), получаем

$$D_{\text{пр}} = D. \quad (67)$$

Вывод. Численные значения КНД в режимах приема и передачи совпадают.

3.4 Мощность, отдаваемая приемной антенной в нагрузку

Пусть приемная антенна соединена с приемником, входное сопротивление которого равно $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} + iX_{\text{н}}$. Антенна в этом случае выступает в качестве источника сигнала с внутренним сопротивлением, равным входному

сопротивлению антенны в режиме передачи $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + iX_{\text{вх}}$. Выражение (59) для амплитуды тока на входе антенны при приеме плоской волны с направления θ, φ принимает вид

$$I = \frac{\lambda \cdot E}{\pi \cdot (Z_{\text{н}} + Z_{\text{вх}})} \sqrt{\frac{R_{\Sigma} \cdot D}{120}} \cdot F(\theta, \varphi). \quad (68)$$

Средняя за период колебаний мощность, отдаваемая антенной в нагрузку, определяется выражением

$$P = \frac{I^2 \cdot R_{\text{н}}}{2}. \quad (69)$$

Из выражений (68,69) следует

$$P = \frac{\lambda^2 \cdot E^2 \cdot R_{\Sigma} \cdot R_{\text{н}} \cdot D}{240\pi^2 (Z_{\text{н}} + Z_{\text{вх}})^2} \cdot F(\theta, \varphi). \quad (70)$$

Как известно, мощность, отдаваемая источником в нагрузку, максимальна, если внутреннее сопротивление источника и нагрузки комплексно сопряжены. Рассмотрим это условие для нашего случая.

Сопротивление нагрузки, подключенной к приемной антенне

$$Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} + iX_{\text{н}}; \quad (71)$$

Внутреннее сопротивление источника, равное входному сопротивлению антенны в режиме передачи

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + iX_{\text{вх}}. \quad (72)$$

Из выражений (71,72) следует условие согласования

$$\left. \begin{aligned} R_{\%0} &= R_{\text{н}}, \\ X_{\%0} &= -X_{\text{н}} \end{aligned} \right\}. \quad (73)$$

Помимо условий (73) для получение максимума мощности в нагрузке необходимо сориентировать приемную антенну так, чтобы ее главный максимум ДН был направлен на радиоисточник. При этом

$$F(\theta, \varphi) = 1. \quad (74)$$

Подставляя выражение (73, 74) в выражение (70), получаем для максимальной мощности в нагрузке:

$$P_{\text{max}} = \frac{\lambda^2 \cdot E^2 \cdot R_{\Sigma} \cdot D}{4 \cdot 240\pi^2 \cdot R_{\text{вх}}}. \quad (75)$$

В выражении (75):

$$\frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{вх}}} = \eta \quad - \text{коэффициент полезного действия антенны};$$

$$\frac{E^2}{240\pi} = \Pi \quad - \text{плотность потока мощности падающей на антенну волны.}$$

Учитывая размерность мощности (Вт) и плотности потока мощности ($\frac{\text{Вт}}{\text{м}^2}$),

выражение (75) можно записать следующим образом:

$$P_{\text{max}} = \Pi \cdot S_{\text{эф}} \cdot \eta, \quad (76)$$

где $S_{\text{эф}}$ - величина, имеющая размерность площади (м^2) и называемая *эффективной поверхностью антенны*. Величина $P_a = \Pi \cdot S_{\text{эф}}$ - мощность принимаемая антенной, Если ее умножить на КПД антенны, получим мощность на входе антенны, т.е. мощность, поступающую в нагрузку. В соответствии с выражением (75)

$$S_{\text{эф}} = \frac{\lambda^2 \cdot D}{4\pi}, \quad (77)$$

Из выражения (77) следует соотношение

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{\text{эф}}. \quad (78)$$

Из выражения $P_a = \Pi \cdot S_{\text{эф}}$ следует, что эффективная поверхность антенны -

это площадь некоторой воображаемой поверхности, расположенной перпендикулярно направлению переноса мощности падающей на антенну волны, через которую переносится мощность, равная мощности, принимаемой антенной. Как видно, эффективная поверхность антенны и КНД в направлении главного максимума ДН прямо пропорциональны.

4. ЭЛЕМЕНТАРНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

4.1. Принцип суперпозиции в теории антенн

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 - проволочные, щелевые и апертурные.

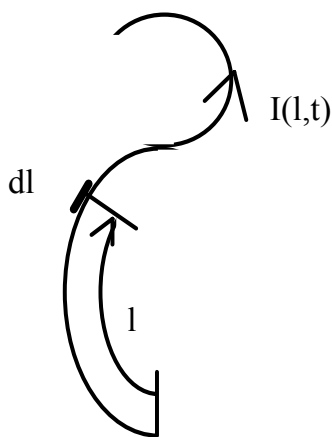


Рис.10

Проволочная антенна представляют 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.10 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 рисунке

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 ;

$$E = \int_L dE, \quad (79)$$

где L - длина проводника.

Формула (79) 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. 11 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.11 векторы плотности тока проводимости показаны стрелками, вектор плотности тока обозначен символом j_s). В результате на щели между ее кромками (широкими сторонами) возникает переменное во времени напряжение, на щели создается переменное электрическое и магнитное поле, которое является источником поля для внешнего пространства.

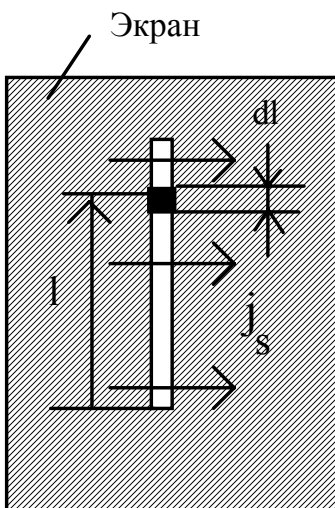


Рис.11

Элементарным излучателем щели является бесконечно малый элемент dl , имеющий координату l относительно конца щели. Обозначим напряжение между кромками щели символом $U(l) = U_m(l) \cdot e^{i\Psi(l)} \cdot e^{i\omega t}$, где $U_m(l)$ - амплитуда напряжения, $\Psi(l)$ - 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 определяются формулой (79).

Апертурная антенна представляет собой некоторую излучающую поверхность (раскрыв или апертуру). Примеры таких антенн: зеркальные, линзовые, волноводные, рупорные антенны. Пусть, например, раскрыв имеет

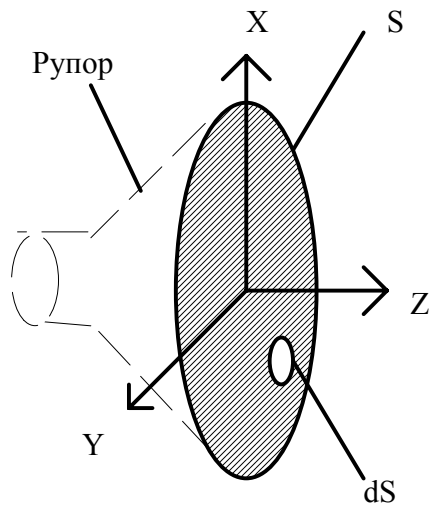


Рис.12

круглую форму и расположен в системе координат X, Y, Z - рис.12. На раскрыве каким-то образом, например с помощью рупора, (показан пунктиром) создано поле $E_s(x, y) = E_m(x, y)e^{i\Psi(x, y)}$, где $E_m(x, y)$ - амплитуда поля, $\Psi(x, y)$ - 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 поле всех элементарных излучателей:

$$E = \int_S dE. \quad (80)$$

Таким образом, для того чтобы определить поле антенны с помощью принципа суперпозиции (воспользоваться формулами 79-80), 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) - это распределение амплитуд токов, напряжений или полей, возбуждаемых отдельные элементарные излучатели, и 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

проволочная антенна (рис.10) -

$$A(l) = \frac{I(l)}{I_m}, \quad (81)$$

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

щелевая антенна (рис.11) -

$$A(l) = \frac{U(l)}{U_m}, \quad (82)$$

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

апертурная антенна - рис.12

$$A(x, y) = \frac{E_s(x, y)}{E_m}, \quad (83)$$

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 элемент, расположенный на входе антенны, или в ее центре, или на краю в зависимости от типа антенны. От выбор 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 (рис.10) -

$$\Psi(l) = \arg I(l) - \arg I(0), \quad (84)$$

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

для щелевой антенны (рис.11) -

$$\Psi(l) = \arg U(l) - \arg U(0), \quad (85)$$

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

для апертурной антенны (рис.12) -

$$\Psi(x, y) = \arg E_s(x, y) - \arg E_s(x_0, y_0), \quad (86)$$

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).

4.2. Элементарные источники электромагнитного поля

Рассмотрим более подробно свойства поля элементарных источников - диполя Герца, элементарного щелевого излучателя и элемента Гюйгенса.

4.2.1. Диполь Герца

На рис.13 показан элементарный электрический вибратор - диполь Герца в виде короткого проводника, по которому течет ток $I(z) = I_m e^{i\omega t}$. Диполь расположен вдоль оси Z прямоугольной системы координат X, Y, Z . Амплитуда тока I_m и его начальная фаза во всех точках диполя одинаковы, так как длина диполя $dz \ll \lambda$. На рисунке показана точка наблюдения P в дальней зоне, заданная сферическими координатами r, θ, φ . P' - проекция точки P на плоскость X, Y .

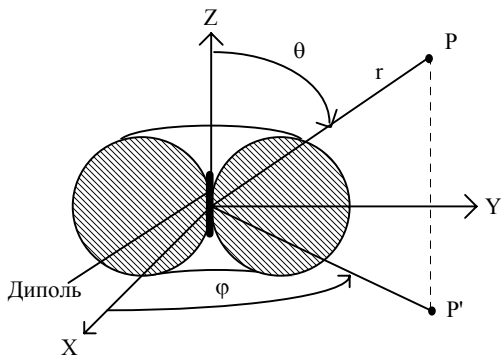


Рис.13

В электродинамике получена следующая формула, определяющая комплексную амплитуду вектора E поля диполя в дальней зоне:

$$dE \approx i \frac{60\pi \cdot I_m}{\lambda} \cdot \frac{e^{-ikr}}{r} \cdot F(\theta, \varphi) \cdot dz, \quad (87)$$

где r - расстояние от диполя до точки P в дальней зоне;

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} - \text{волновое число свободного пространства};$$

$F(\theta, \varphi) = \cos \theta$ - диаграмма направленности диполя в плоскости E ;

$F(\theta, \varphi) = 1$ - диаграмма направленности диполя в плоскости H .

Пространственная ДН показана на рис.13 (показана половина пространственной ДН, дальняя от читателя).

Поляризация поля в дальней зоне линейная. Плоскостью E является плоскость $\varphi = \text{const}$, плоскостью H - плоскость XY , т.е. $\theta = 90^\circ$.

Из выражения (87) следует, что в дальней зоне поле диполя Герца представляет собой сферическую волну, на что указывает множитель $\frac{e^{-ikr}}{r}$.

Выражение (87) для поля диполя в дальней зоне в дальнейшем будет использовано при определении поля проволочных антенн.

4.2.2. Элементарный щелевой излучатель

Элементарный щелевой излучатель, как показано в электродинамике, является физической моделью элементарного магнитного вибратора. Так же, как и диполь Герца, элементарный щелевой излучатель в дальней зоне создает сферическую волну, однако плоскости E и H меняются местами, Диаграмма направленности определяется выражениями:

в плоскости E $F(\theta) = 1,$
 в плоскости H $F(\theta) = \cos\theta.$

Пространственная ДН имеет такую же форму, как у диполя Герца, и показана на рис.13, При этом ось щели ориентирована вдоль оси Z. Плоскостью E является плоскость XY, плоскость H - плоскость $\varphi = \text{const}$. Поляризация поля в дальней зоне линейная.

4.2.3. Элементарный излучатель Гюйгенса

Элементарный излучатель Гюйгенса представляет собой бесконечно малый участок фронта плоской волны - dS . Пусть фронт совпадает с плоскостью XY, а вектор фазовой скорости волны направлен вдоль оси Z - рис.14. P - точка наблюдения в дальней зоне, заданная сферическими координатами r, θ, φ . На элементе dS задано поле:

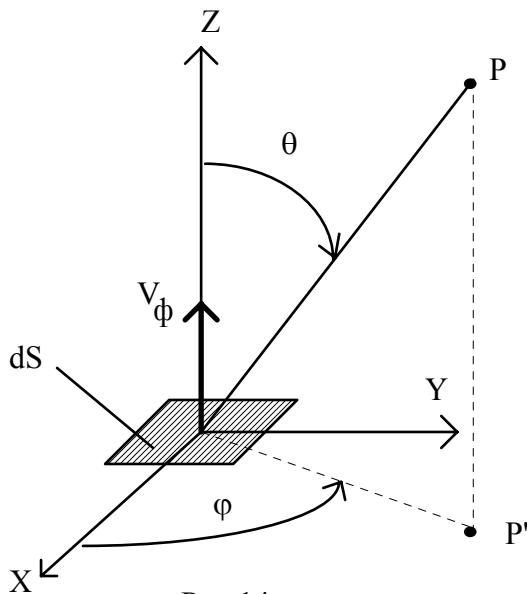


Рис.14

$$E_S(x, y, t) = E_0(x, y) e^{i\Psi(x, y)} e^{i\omega t}, \quad (88)$$

$$H_S(x, y, t) = H_0(x, y) e^{i\Psi(x, y)} e^{i\omega t}, \quad (89)$$

где $E_0(x, y), H_0(x, y)$ - амплитуды векторов E и H,
 $\Psi(x, y)$ - начальная фаза.

$$\text{В плоской волне } \frac{E_0(x, y)}{H_0(x, y)} = \sqrt{\frac{\epsilon_a}{\mu_a}} = \rho -$$

волновое сопротивление свободного пространства,

$$\text{Для воздуха } \rho = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} = 120\pi = 377 \text{ Ом.}$$

В электродинамике получена следующая формула для комплексной амплитуды вектора E поля элемента Гюйгенса в дальней зоне:

$$dE \approx \frac{E_0(x, y) e^{i\Psi(x, y)}}{2\lambda r} e^{-ikr} (1 + \cos \theta) dS. \quad (90)$$

Из выражения (90) следует, что:

в дальней зоне поле элемента Гюйгенса представляет собой сферическую волну;

диаграмма направленности не зависит от угла φ и в любой плоскости $\varphi = \text{const}$ определяется выражением $F(\theta) = 1 + \cos \theta$. Элемент Гюйгенса излучает поле с максимальной амплитудой в направлении $\theta = 0$ (в направлении вектора фазовой скорости волны) и не излучает в обратном направлении $\theta = \pi$.

Нормированная ДН элемента Гюйгенса показана на рис.15 и представляет собой кардиоиду.

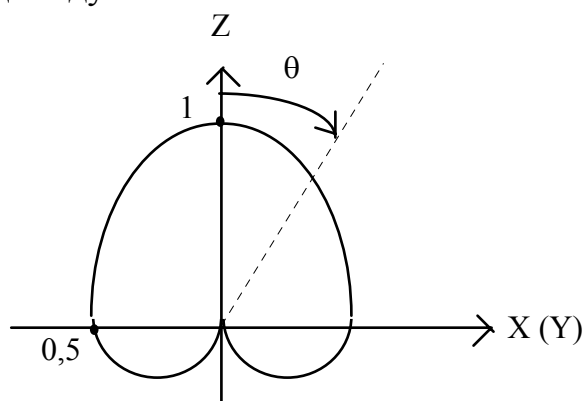


Рис.15

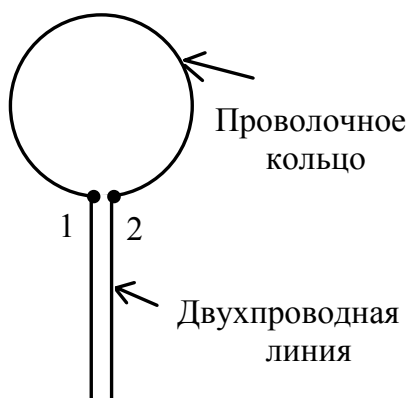
5. ОСНОВНЫЕ ЗАКОНОМЕРНОСТИ ТЕОРИИ АНТЕНН

5.1. Типы антенн для анализа

Для изучения основных закономерностей - зависимости параметров ДН, КИП, КНД от геометрии антенны, длины волны и амплитудно - фазового распределения возбуждения элементов антенны в теории рассматриваются три абстрактных типа антенн, каждый из которых обобщает основные признаки различных конкретных конструкций антенн. Это - линейная, апертурная антенны и антенная решетка.

Линейная. антенна - это антенна, в которой элементарные излучатели расположены вдоль линии непрерывно.

Линия, вдоль которой расположены элементарные излучатели, может быть в общем случае произвольной формы.



На рис.16 схематически показана рамочная антенна в виде проволочного кольца, возбуждаемого в точках 1 и 2 от двухпроводной линии. Такие антенны используются в радиосвязи и телевидении. В режиме передачи по кольцу протекает переменный ток. Элементарным излучателем кольца является диполь Герца, и все диполи расположены непрерывно вдоль кольцевой линии. Многие антенны, используемые в

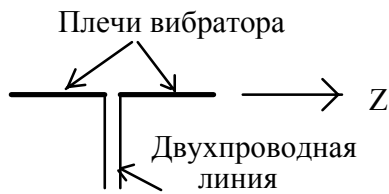
технике, сводятся к линейной, в которой элементарные излучатели расположены вдоль прямой линии.

На рис. 17 показан симметричный вибратор, возбуждаемый двухпроводной линией. В плечах вибратора

течет переменный ток, элементарным

излучате-

Рис.16
расположены



лем является диполь Герца. Все диполи
вдоль прямой линии (оси Z).

На рис.18 показана антенна в виде пирамидально- го рупора, возбуждаемого прямоугольным волново-дом. Размеры раскрыва рупора: A- в плоскости YZ, B - в плоскости XZ. При расчете ДН рупора в плоскости YZ его можно считать линейной антенной длиной A. Элементарным излучателем является полоса $dS = B \cdot dy$. Все элементарные излучатели расположены вдоль прямой линии - оси Y. При расчета ДН в плоскости XZ в качестве элементарного излучателя необходимо взять полосу $dS = A \cdot dx$, расположенную параллельно оси Y.

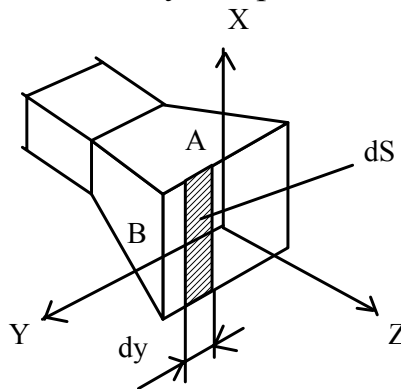


Рис.18

В дальнейшем будем считать, что линейная антенна является прямолинейной, если специально не оговорена форма линии, вдоль которой расположены элементарные излучатели.

Рупорную антенну можно считать также апертурной, но элементарным излучателем в этом случае будет элемент Гюйгенса $dS = dX \cdot dY$.

Линейными антеннами являются ранее упомянутые шелевая антенна (рис.11), антенна бегущей волны и другие типы антенн, которые будут рассмотрены далее.

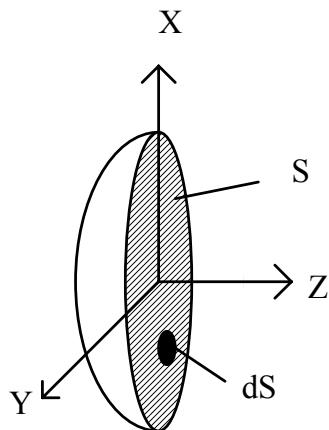
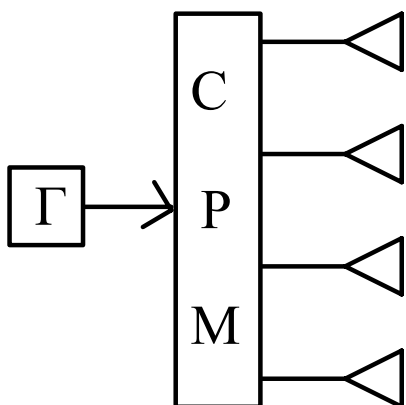


Рис.19

Апертурная антенна - антенна, излучающая с раскрыва. Примерами таких антенн являются рупорные, зеркальные, линзовые и другие типы антенн.

Элементарным излучателем в них является, как уже отмечалось, элемент Гюйгенса. На рис.19 показана зеркальная антенна с раскрывом S и элементарный излучатель dS. Форму элементарного излучателя можно задать либо в прямоугольных координатах X,Y, либо в полярных в зависимости от формы раскрыва. От этого будет зависеть сложность математических преобразований при определении параметров антенны.

Антенная решетка - это система слабонаправленных излучателей, расположенных в пространстве определенным образом. Все излучатели возбуждаются от общего генератора с Рис.20



помощью системы распределения мощности (СРМ). На условно показана антенная решетка, состоящая из четырех излучателей. СРМ возбуждается от генератора Г. В такой антенне элементарным излучателем может быть любая антенна - открытый конец волновода, рупор, антенна бегущей волны, зеркальная антенна и т.д. КНД антенной решетки приближенно равен произв-

Рис. 20

едению КНД одного излучателя на число излучателей и может достигать больших значений. Антенные решетки создаются также для электрического сканирования, т. е. перемещения ДН в пространстве без перемещения самой решетки. В антенных решетках, в отличие от линейной и апертурной антенн, элементарные излучатели расположены дискретно, что приводит к появлению новых свойств.

Рассмотрим основные закономерности в линейных, апертурных антеннах и антенных решетках.

5.2. Линейная антенна

5.2.1. Поле линейной антенны в дальней зоне

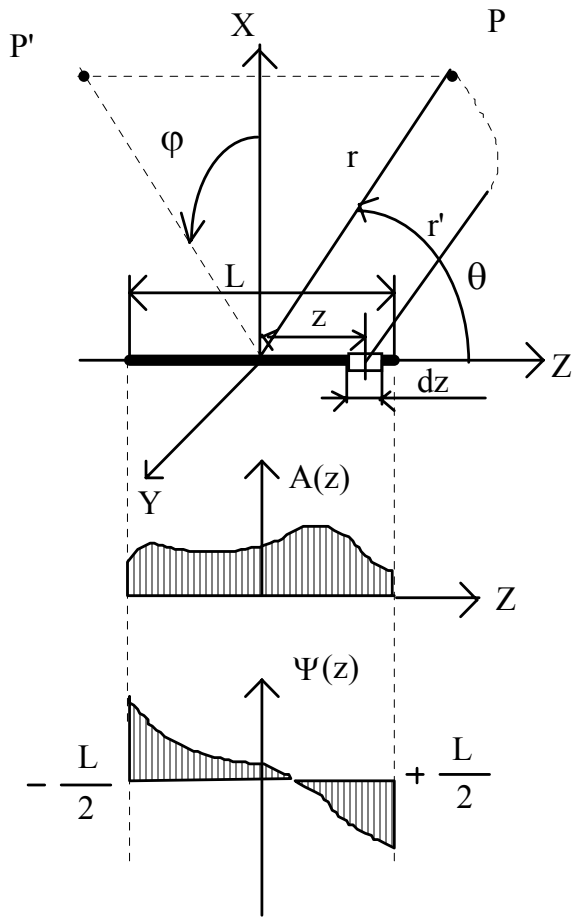
Дана линейная антенна длиной L , расположенная в системе координат X, Y, Z так, как показано на рис 21. На антенне задано амплитудное распределение $A(z)$ и фазовое распределение $\Psi(z)$.

P - точка наблюдения в дальней зоне, заданная сферическими координатами r, θ, φ (r - расстояние от начала координат, т.е. центра антенны, до точки P , θ - угол между осью Z и радиусом-вектором r , φ - отсчитывается от оси X к оси Y вокруг оси Z);

P' - проекция точки P на плоскость YZ .

Сферические координаты точки P меняются в пределах: $0 \leq \theta \leq \pi$, $0 \leq \varphi \leq 2\pi$. Элементарным излучателем антенны является бесконечно малый участок

dz , имеющий координату z . Причем $-\frac{L}{2} \leq z \leq \frac{L}{2}$.



распределения $A(z)$, где z - координата элемента dz . Фаза поля dE линейно связана с фазой возбуждения элемента dz , т.е. с фазовым распределением $\Psi(z)$.

Рис.19

Кроме того, величина dE пропорциональна диаграмме направленности элемента dz . Обозначим ДН элемента dz символом $f_1(\theta, \varphi)$. Сказанное позволяет записать следующее общее выражение для поля dE :

$$dE = C \frac{e^{-ikr'}}{r'} A(z) \cdot e^{i\Psi(z)} \cdot f_1(\theta, \varphi) \cdot dz, \quad (91)$$

где C - постоянная для данной антенны величина, зависящая от ее конструкции, длины волны, мощности излучения и не зависящая от координат точки наблюдения P .

Далее в соответствии с принципом суперпозиции поле всей антенны находится по формуле

$$E = \int_L dE. \quad (92)$$

Подстановка (91) в (92) приводит к следующему выражению для поля E :

$$E = \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} C \cdot A(z) \cdot e^{i\Psi(z)} \frac{e^{-ikr'}}{r'} f_1(\theta, \varphi) dz. \quad (93)$$

Преобразуем полученное выражение.

Так как все элементарные излучатели одинаковы и одинаково расположены, $f_1(\theta, \varphi)$ не зависит от переменной интегрирования z , и этот множитель можно вынести за знак интеграла. Вынесем за знак интеграла также и постоянную C .

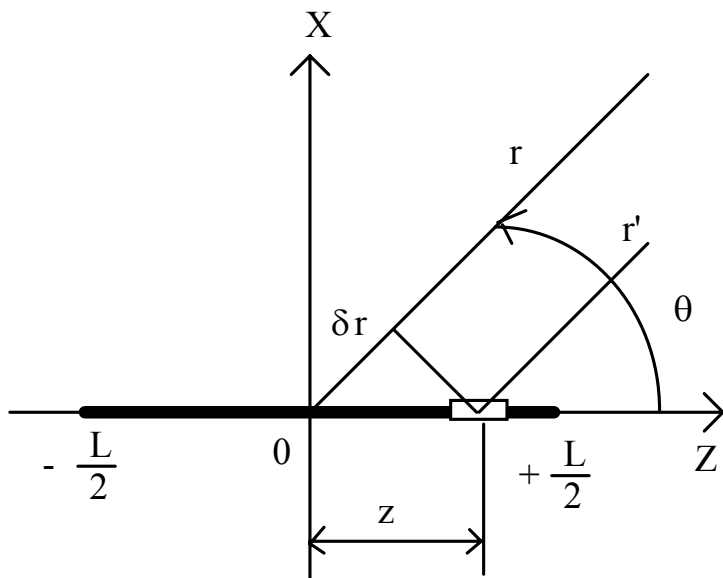


Рис.22

Так как точка наблюдения расположена в дальней зоне (из точки P вся антенна видна в виде точки), радиус-векторы r и r' практически параллельны. Выразим r' через r , используя рис.22, на котором показана рассматриваемая антенна в более крупном масштабе. В соответствии с рисунком

$$r' = r - \delta r, \quad (94)$$

где

$$\delta r = z \cdot \cos \theta. \quad (95)$$

Подставляя выражение (94) в выражение (93), учитывая ранее сказанное, получим выражение для поля антенны:

$$E = C \cdot f_1(\theta, \varphi) \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} A(z) \cdot e^{i\Psi(z)} \frac{e^{-ik(r-\delta r)}}{r - \delta r} dz. \quad (96)$$

Так как, антенна расположена в дальней зоне, справедливо неравенство $\delta r \ll r$. Кроме того, r не зависит от z . Пренебрегая величиной δr по сравнению с r в знаменателе выражения (96), вынося множитель $\frac{e^{-ikr}}{r}$, не зависящий от переменной интегрирования z , за знак корня и учитывая выражение (95), получим

$$E \approx C \cdot f_1(\theta, \varphi) \frac{e^{-ikr}}{r} \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} A(z) e^{i\Psi(z)} e^{ikz \cdot \cos \theta} dz. \quad (97)$$

Как следует из (97), поле в дальней зоне зависит от координат точки наблюдения P , длины антенны L , длины волны λ ($k = \frac{2\pi}{\lambda}$), амплитудного $A(z)$ и фазового $\Psi(z)$ распределения возбуждения элементов антенны. Причем от координаты φ поле зависит только через диаграмму направленности элементарного излучателя $f_1(\theta, \varphi)$.

5.2.2. Диаграмма направленности линейной антенны

Так как ДН - это зависимость амплитуды поля в точке наблюдения от ее угловых координат, то при нахождении диаграммы направленности в выражении (97) можно опустить все множители, не зависящие от углов θ, φ , а оставшееся выражение взять по модулю. В результате на основании выражения (97) получаем следующее выражение для ненормированной ДН:

$$f(\theta, \varphi) = f_1(\theta, \varphi) \left| \int_{-0,5L}^{0,5L} A(z) e^{i\Psi(z)} e^{ikz \cdot \cos \theta} dz \right|. \quad (98)$$

Выражение (98) записывают в виде произведения двух множителей:

$$f(\theta, \varphi) = f_1(\theta, \varphi) \cdot f_c(\theta), \quad (99)$$

где $f_1(\theta, \varphi)$ - диаграмма направленности элементарного излучателя;

$f_c(\theta)$ - так называемый множитель системы (или диаграмма направленности множителя системы, как иногда называют этот множитель).

В соответствии с (98) множитель системы определяется выражением

$$f_c(\theta) = \left| \int_{-0,5L}^{0,5L} A(z) e^{i\Psi(z)} e^{ikz \cdot \cos \theta} dz \right|. \quad (100)$$

Сделаем выводы из полученных выражений (99) и (100):

а) направленные свойства антенны, т.е. зависимость поля в дальней зоне от угловых координат точки наблюдения, определяются ДН одного элементарного излучателя $f_1(\theta, \varphi)$, зависящего от двух угловых координат, и множителя системы $f_c(\theta)$, зависящего только от одной угловой координаты, изменяющейся в плоскости расположения линейной антенны;

б) множитель системы зависит от длины антенны L , длины волны λ , амплитудного и фазового распределений возбуждения;

в) для того чтобы рассмотреть зависимость ДН линейной антенны от $L, \lambda, A(z)$ и $\Psi(z)$, достаточно рассмотреть зависимость множителя системы от этих величин, что и будет сделано в дальнейшем;

г) рассматривая множитель системы, можно изучить направленные свойства антенны только в плоскости расположения антенны (на рис.19 - в плоскости XZ , или YZ , или в любой плоскости $\varphi = \text{const}$). В ортогональной плоскости XY направленные свойства антенны определяются только диаграммой направленности элементарного излучателя $f_1(\theta, \varphi)$;

д) диаграмма направленности $f_1(\theta, \varphi)$ в некоторой степени влияет на ДН антенны в плоскости $\varphi = \text{const}$, однако, незначительно, так как размер элементарного излучателя по оси Z - бесконечно малый.

Далее основные закономерности в линейной антенне будем изучать, рассматривая множитель системы $f_c(\theta, \varphi)$.

5.2.3. Зависимость диаграммы направленности линейной антенны от волновой длины антенны

1. *Множитель системы.* Волновой длиной антенны называется отношение длины антенны L к длине волны λ , т.е. величина $\frac{L}{\lambda}$. Для выяснения зависимости параметров диаграммы направленности (Θ_m - направления главного лепестка ДН, $2\Theta_{0,5}$ - ширины главного лепестка и $F_{\text{бmax}}$ - максимального уровня боковых лепестков) упростим задачу. Будем считать, что амплитудно-фазовое распределение возбуждения по длине антенны равномерное, т.е. положим

$$A(z)=1. \quad (101)$$

$$\Psi(z)=0. \quad (102)$$

Для этого частного случая определим множитель системы. Подставим выражения (101) и (102) в выражение (100):

$$f_c(\theta) = \left| \int_{-0,5L}^{0,5L} e^{ikz \cdot \cos\theta} dz \right| = \frac{e^{ikz \cdot \cos\theta}}{ik \cdot \cos\theta} \Bigg|_{-0,5L}^{0,5L}. \quad (103)$$

Подставляя пределы в выражении (103), используя формулу Эйлера $e^{ix} - e^{-ix} = 2i \cdot \sin x$, получим

$$f_c(\theta) = \left| \frac{\sin \Psi}{\Psi} \right|, \quad (104)$$

где

$$\Psi = \frac{1}{2} kL \cdot \cos \theta = \frac{\pi L}{\lambda} \cos \theta. \quad (105)$$

Величина Ψ называется обобщенной угловой координатой. Нетрудно показать, что физически Ψ представляет собой разность фаз полей, излучаемых крайними элементарными излучателями линейной антенны, в точке наблюдения P дальней зоны.

Как известно, максимальное значение функции $\frac{\sin \Psi}{\Psi}$ равно единице. Поэтому выражение (104) описывает нормированный множитель системы. Обозначим его символом $F_c(\theta)$ и запишем выражения (104,105) в следующем виде:

$$F_c(\theta) = \left| \frac{\sin \Psi}{\Psi} \right|, \quad (106)$$

$$\Psi = \frac{\pi L}{\lambda} \cos \theta. \quad (107)$$

Сделаем анализ полученных выражений с целью определения параметров ДН.

2. *Направление главного максимума ДН.* На рис.23 показан множитель системы $F_c(\theta)$ как функция величины Ψ . Как видно, множитель системы и,

следовательно, ДН линейной антенны имеют лепестковый характер. Главный лепесток занимает по переменной Ψ интервал $[-\pi, \pi]$. Направление главного максимума соответствует $\Psi=0$. Подставляя это значение в выражение (107), получаем для направления главного максимума ДН:

$$\Theta_m = 90^\circ. \quad (108)$$

Таким образом, главный максимум ДН ориентирован перпендикулярно оси антенны (оси Z на рис. 22). Это объясняется тем, что все элементарные излучатели антенны возбуждены синфазно (фазовое распределение на антенне равномерное), в результате поля всех излучателей в направлении нормали к оси антенны в дальней зоне также складываются синфазно. Под другими углами по отношению к оси антенны поля излучателей складываются несинфазно, в результате уровень поля антенны уменьшается. В направлении нулей множителя системы поля элементарных излучателей компенсируют друг друга полностью.

Будем далее отсчитывать угол θ от направления главного максимума ДН, т.е. от нормали к оси Z , а угол φ по-прежнему вокруг оси Z , как показано на рис. 24.

В этом случае $-\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$, $0 \leq \varphi \leq 2\pi$, а выражения (106,107) запишутся в виде

$$F_c(\theta) = \left| \frac{\sin \Psi}{\Psi} \right|, \quad (109)$$

$$\Psi = \frac{\pi L}{\lambda} \sin \theta. \quad (110)$$

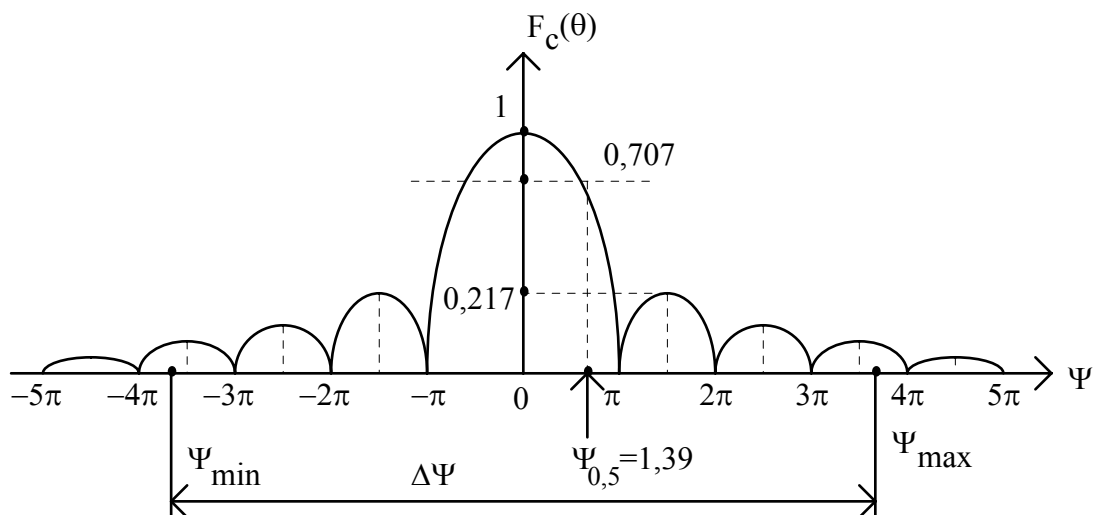


Рис.23

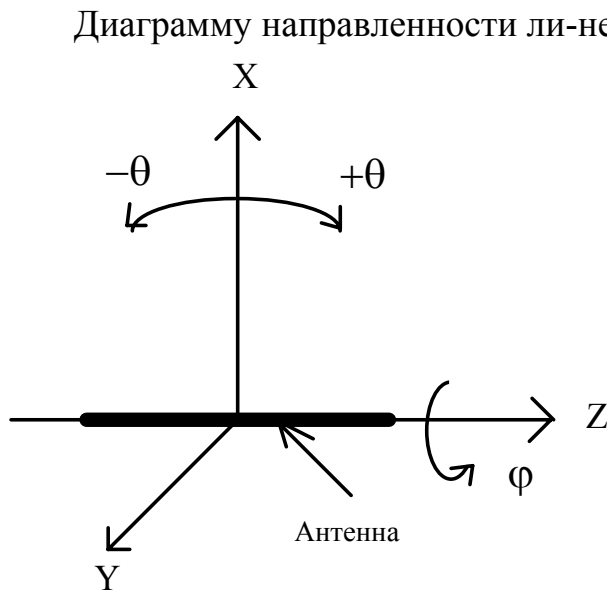


Рис.24

Диаграмму направленности линейной антенны (точнее множитель системы) в прямоугольных координатах описывает график на рис.23 только в пределах изменения Ψ от Ψ_{\min} до Ψ_{\max} .

В соответствии с выражением (110) и рис. 24 Ψ_{\min} соответствует $\theta = 90^\circ$ и равно

$$\Psi_{\min} = -\frac{\pi L}{\lambda}. \quad (111)$$

Величина Ψ_{\max} соответствует $\theta = +90^\circ$ и равна

$$\Psi_{\max} = \frac{\pi L}{\lambda}. \quad (112)$$

Из выражений (111,112) следует, что число боковых лепестков зависит от волновой длины антенны $\frac{L}{\lambda}$. Так как по модулю Ψ_{\min} и Ψ_{\max} одинаковы, число боковых лепестков слева и справа от главного одинаково. Величина интервала изменения Ψ равна

$$\Psi_{\max} - \Psi_{\min} = \Delta\Psi = 2\pi \frac{L}{\lambda}. \quad (113)$$

Интервал $\Delta\Psi$ показан на рис.23 и зависит, как следует из выражения (113), от волновой длины антенны $\frac{L}{\lambda}$.

Если $\Psi_{\max} = \frac{\pi L}{\lambda} \leq \pi$, (114)

в интервал $\Delta\Psi$ входит только главный лепесток (см. рис.23). Из (114) следует, что в этом случае $L < \lambda$. Если $L > \lambda$, в диаграмме направленности антенны появляются боковые лепестки и их количество зависит от волновой длины антенны. Число боковых лепестков в секторе углов $0 \leq \theta \leq 90^\circ$ равно, как нетрудно показать, волновой длине антенны.

3. *Ширина главного лепестка ДН по уровню половинной мощности.* В соответствии с рис.23 уровень множителя системы $F_c(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ соответствует значению $\Psi_{0,5} = 1,39$. При этом $\theta = \Theta_{0,5}$. Подставляя эти значения Ψ и θ в выражение (110), получаем уравнение для определения $2\Theta_{0,5}$:

$$\sin \Theta_{0,5} = 1,39 \frac{\lambda}{\pi L}. \quad (115)$$

Если $\frac{L}{\lambda} \ll 1$, выполняется условие $\sin \Theta_{0,5} \ll 1$. Заменяя $\sin \Theta_{0,5}$ его аргументом, выраженным в радианах, из выражения (115) получаем приближенно

$$2\Theta_{0,5} \approx 0,88 \frac{\lambda}{L} \text{ (рад)}, \quad (116)$$

Учитывая, что 1 радиан = 57,3°,

$$2\Theta_{0,5} \approx 51 \frac{\lambda}{L} \text{ (градусов)}. \quad (117)$$

Обычно выражение (117) записывается в виде

$$2\Theta_{0,5} \approx 51^\circ \frac{\lambda}{L}. \quad (118)$$

4. Максимальный уровень боковых лепестков ДН. Направление первого (максимального) бокового лепестка, как это следует из рис.23, соответствует

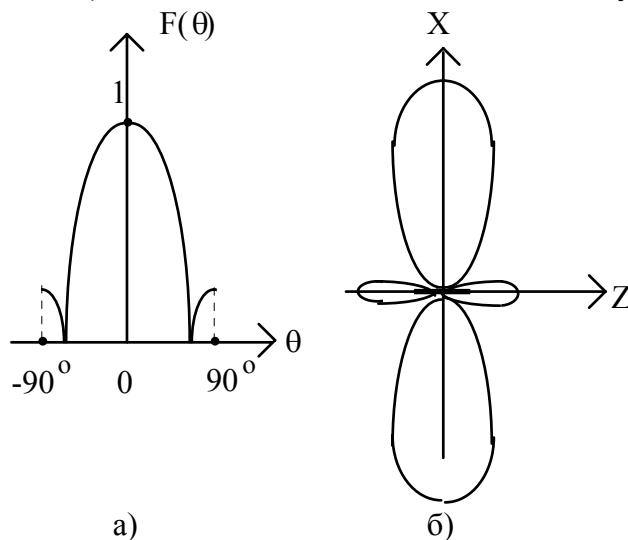


Рис.25

а)

б)

$\Psi = \frac{3\pi}{2}$. Подставляя это значение в выражение (109), получаем

$$F_{\text{бmax}} = \frac{2}{3\pi} = 0,217 = 21,7\%$$

На рис.25 показана качественная ДН линейной антенны в прямоугольных (а) и полярных (б)

координатах при $\Psi_{\text{max}} = \frac{3\pi}{2}$

(в этом случае $\frac{L}{\lambda} = 1,5$).

Выводы:

а) ширина главного лепестка ДН уменьшается с ростом волновой длины антенны;

б) число боковых лепестков ДН

растет с ростом волновой длины антенны;

в) максимальный уровень боковых лепестков не зависит от волновой длины антенны и при равномерном амплитудно-фазовом распределении составляет 21,7%.

Выводы "а,б" справедливы для любых типов антенн. Направление главного максимума ДН в пространстве зависит от фазового распределения, что будет рассмотрено далее, и только при равномерном фазовом распределении главный максимум ориентирован перпендикулярно оси антенны. Уровень боковых лепестков зависит от амплитудного и фазового распределений.

5.2.3. Зависимость диаграммы направленности линейной антенны от амплитудного распределения возбуждения

1. *Виды амплитудных распределений в основных типах антенн.* Будем для упрощения рассмотрения вопроса 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.25 показан излучатель в виде открытого конца прямоугольного волновода в системе координат X, Y, Z , структура силовых линий электрического и магнитного полей на раскрытии волновода и

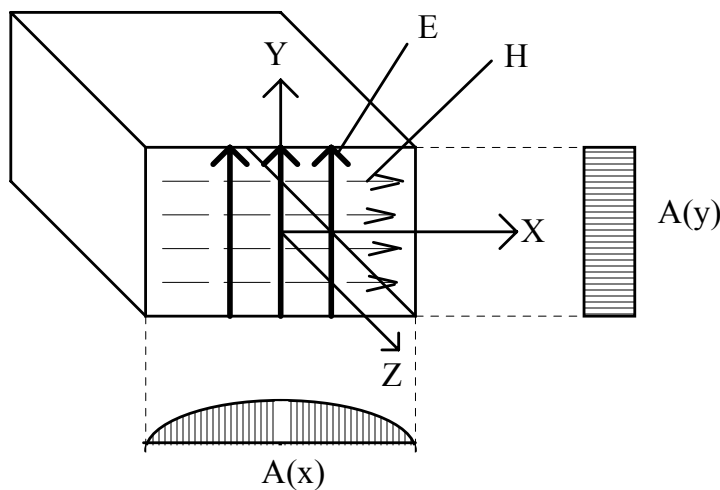


Рис.25

гистограммой показаны амплитудные распределения $A(x)$ - в плоскости H и $A(y)$ - в плоскости E . Аналогичные амплитудные распределения на раскрытии прямоугольного рупора.

Косинусоидальное амплитудное распределение описывается выражением

$$A(x) = \cos\left(\frac{\pi x}{L_x}\right), \quad (120)$$

где L_x - размер раскрытия вдоль оси X . Плоскостью E является

плоскость YZ , плоскостью H - плоскость XZ .

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

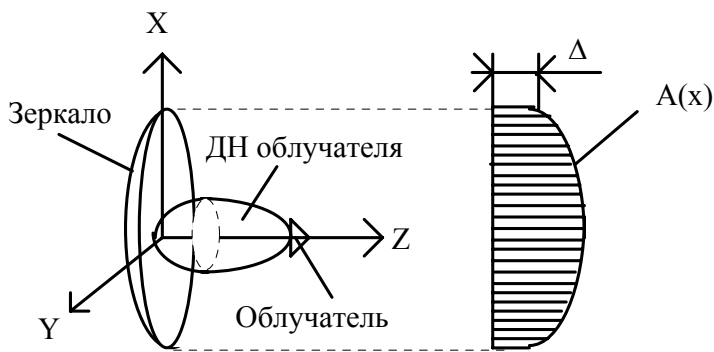


Рис.26

На рис.26 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 раскрыве зеркала вдоль оси X. В центре раскрыва $A(x)=1$, на краях раскрыва относительный уровень

поля $\Delta < 1$. В технике антенн используются и другие амплитудные распределения, но все их применительно к линейной антенне можно разделить на симметричные и несимметричные относительно центра антенны. Рассмотрим, как зависят параметры ДН от параметров амплитудного распределения.

2. Косинусоидальное амплитудное распределение. Показано на рис.27 и описывается формулой

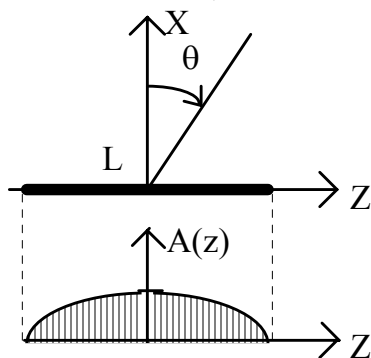


Рис.27

$$A(z) = \cos\left(\frac{\pi \cdot z}{L}\right). \quad (121)$$

Подставим выражение (121) в выражение для множителя системы (100). Учитывая, что $\Psi(z)=0$, после интегрирования получим

$$F_c(\square) = \left| \frac{\cos\theta}{\left(\frac{2\Psi}{\pi}\right)^2 - 1} \right|, \quad (122)$$

где

$$\Psi = \frac{\pi}{\lambda} \sin \theta. \quad (123)$$

Анализ выражений (122,123), аналогичный проведенному ранее для случая $A(z)=1$, позволяет сделать следующие выводы:

а) главный максимум ДН ориентирован перпендикулярно оси антенны, т.е.

$$\Theta_m = 0; \quad (124)$$

б) ширина главного лепестка ДН по уровню половинной мощности связана с волновой длиной антенны соотношением

$$2\Theta_{0,5} \approx 68^\circ \frac{\lambda}{L}; \quad (125)$$

в) максимальный (ближайший главному) боковой лепесток ДН составляет

$$F_{\delta\max} \approx 6,7 \%. \quad (126)$$

Из сравнения равномерного амплитудного распределения (выражения 108,118,119) и косинусоидального амплитудного распределения (выражения 124,125,126) можно сделать следующие выводы для косинусоидального амплитудного распределений:

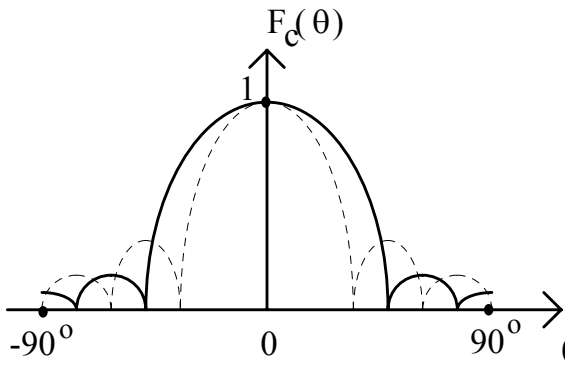


Рис.28

а) направление главного максимума ДН не изменилось, так как оно зависит от фазового распределения;

б) ширина главного лепестка ДН увеличилась, но сохранилась обратная пропорциональная зависимость $2\theta_{0,5}$ и $\frac{L}{\lambda}$;

в) уровень боковых лепестков уменьшился.

Для иллюстрации сказанного на рис.28 в прямоугольных координатах показаны ДН линейной антенны с волновой длиной $\frac{L}{\lambda} = 3$ с равномерным амплитудным распределением (пунктирной линией) и косинусоидальным амплитудным распределением (сплошной линией).

3. Комбинированное спадающее к краям антенны амплитудное распределение. В различных антеннах спад амплитудного распределения к краям антенны от максимального значения в центре, равно единице, происходит с различной скоростью и до различного уровня Δ . Чтобы выяснить зависимость параметров ДН от параметров амплитудного распределения, опишем его формулой

$$A(z) = \Delta - (1 - \Delta) \cdot \cos^p\left(\frac{\pi \cdot z}{L}\right), \quad (127)$$

где $p=0,1,2,\dots$

Из выражения (127) следует, что $A(z)=1$ при $z=0$ и $A(z)=\Delta$ при $z = \pm \frac{L}{2}$. Чем больше p , тем быстрее спадает амплитудное распределение от максимального значения в центре антенны к ее концам. Значения $\Delta=1$ или $p=0$ соответствуют равномерному амплитудному распределению, значения $\Delta=0$ и $p=1$ - косинусоидальному амплитудному распределению.

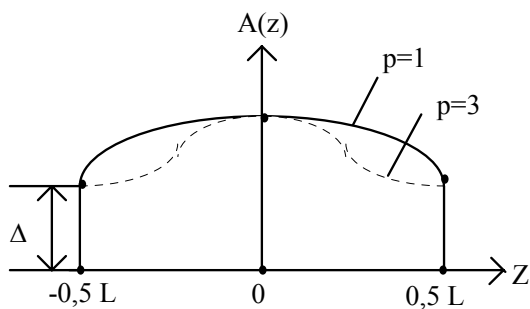


Рис.29

На рис.29 показано амплитудное распределение для $p=1$ - сплошной линией и $p=3$ - пунктирной линией при одном и том же Δ .

Подстановка выражения (127) в выражение для множителя системы (100) при $\Psi(z)=0$ и интегрирование приводит к следующему выражению для ненормированного множителя системы:

$$f_c(\theta) = \left| \Delta \frac{\sin \Psi}{\Psi} + \frac{1-\Delta}{2^p} \sum_{s=0}^p C_p^s \frac{\sin(\Psi + \Psi_{ps})}{\Psi + \Psi_{ps}} \right|, \quad (128)$$

где $C_p^s = \frac{p!}{s!(p-s)!}$ - биномиальные коэффициенты;

$$\Psi_{ps} = (p-2s) \frac{\pi}{2}; \quad \Psi = \frac{\pi L}{\lambda} \sin \theta. \quad (129)$$

Для наиболее часто используемых значений параметра $p=1,2$ из выражения (128) следует

$$f_c(\theta) = \left| \Delta \frac{\sin \Psi}{\Psi} + \frac{2}{\pi} (1-\Delta) \frac{\cos \Psi}{1 - \left(\frac{2\Psi}{\pi}\right)^2} \right| \quad \text{при } p=1; \quad (130)$$

$$f_c(\theta) = \left| \frac{\sin \Psi}{\Psi} \left[\Delta + \frac{1-\Delta}{2} \cdot \frac{1}{1 - \left(\frac{\Psi}{\pi}\right)^2} \right] \right| \quad \text{при } p=2. \quad (131)$$

Из выражения (130) следуют ранее полученные формулы для равномерного амплитудного распределения при $\Delta=1$ и косинусоидального амплитудного распределения при $\Delta=0$.

Результаты расчета множителя системы по выражению (128) при различных значениях Δ и p приведен в учебниках по антеннам (см. список литературы в конце учебного пособия). Результаты анализа выражения (128) позволяют сделать следующие выводы о зависимости параметров ДН от параметров амплитудного распределения Δ и p :

а) при всех значениях Δ и p главный максимум ДН ориентирован по нормали к оси антенны, т.е.

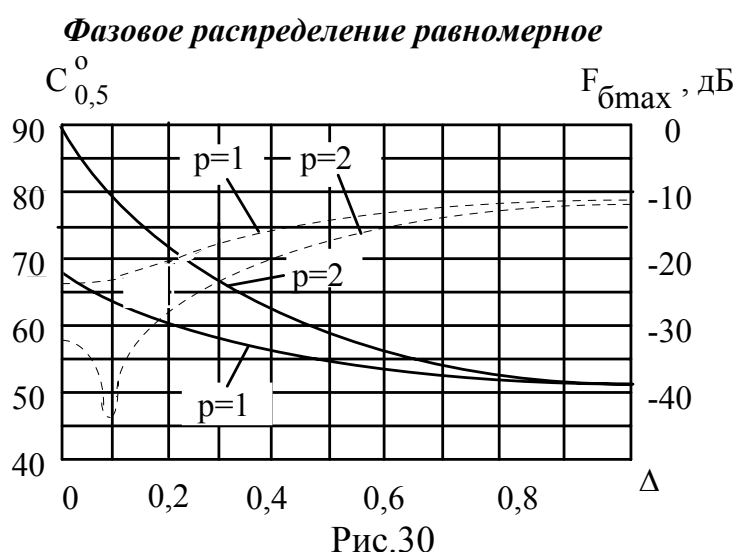
$$\Theta_m = 0; \quad (132)$$

б) ширина главного лепестка ДН зависит от параметров Δ и p и определяется выражением

$$2\Theta_{0,5} = C_{0,5}^0 \frac{\lambda}{L}, \quad (133)$$

откуда следует, что $2\Theta_{0,5}$ обратно пропорциональна волновой длине антенны;

в) коэффициент $C_{0,5}^0$ для частных случаев, рассмотренных ранее,



принимает значения: $C_{0,5}^0 \approx 51^\circ$ - для равномерного амплитудного распределения и $C_{0,5}^0 \approx 68^\circ$ - для косинусоидального амплитудного распределения. Зависимость этого коэффициента от параметров Δ и p иллюстрируется графиками, показанными на рис.30. Пунктирные линии - уровень боковых лепестков, сплошные

линии - коэффициент $C_{0,5}^0$.

4. *Экспоненциальное амплитудное распределение.* Для оценки влияния несимметричного относительно центра линейной антенны амплитудного распределения рассмотрим экспоненциальное амплитудное распределение, характерное для антенн бегущей волны и описываемое выражением

$$A(z) = e^{-\delta z}, \quad (134)$$

где δ - коэффициент спада амплитудного распределения.

Экспоненциальное амплитудное распределение показано на рис.31. Подстановка выражения (134) в выражение для множителя системы (100) и интегрирование приводит к следующему результату:

$$f_c(\theta) = \sqrt{\frac{\text{ch}(2\Delta_1) - \cos(2\Psi)}{2(\Delta_1^2 + \Psi^2)}}, \quad (135)$$

где
$$\Psi = \frac{\pi L}{\lambda} \sin\theta, \quad (136)$$

В выражении (135) $\text{ch}(x)$ - гиперболический косинус аргумента x . Нормированный множитель системы $F_c(\theta)$ линейной антенны при разных δ показан на рис. 32 (показана половина множителя системы при $\theta > 0$, так как $F_c(\theta)$ симметричен относительно направления $\theta=0$). Анализ выражения (135) позволяет сделать следующие выводы о влиянии асимметрии амплитудного распределения на множитель системы:

а) асимметрия амплитудного распределения не приводит к отклонению главного максимума ДН ($\Theta_m=0$) и к асимметрии ДН относительно направления $\theta = \Theta_m$;

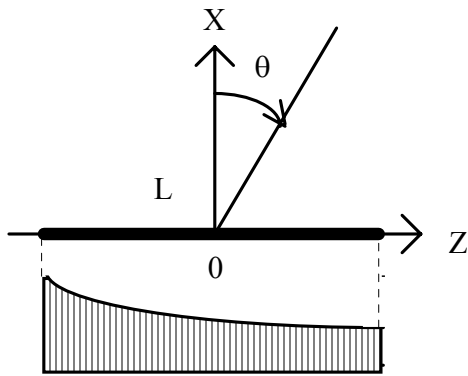


Рис.31

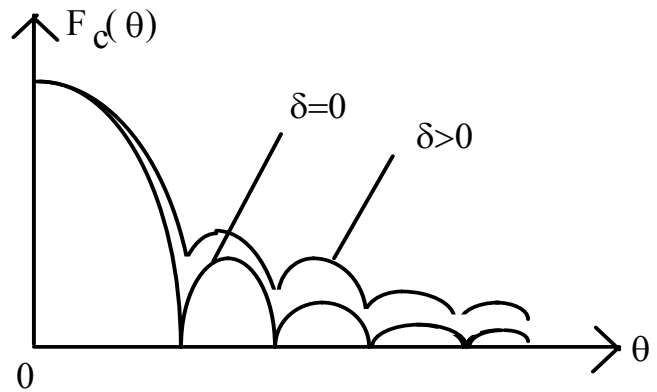


Рис.32

$$\Delta_1 = \frac{\delta L}{2}. \quad (137)$$

б) асимметричное амплитудное распределение по сравнению с симметричным вызывает расширение главного лепестка, рост боковых лепестков ДН, а также приводит к пропаданию нулей между соседними лепестками.

5.2.4. Зависимость диаграммы направленности линейной антенны от фазового распределения возбуждения

1. *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 $\Psi(z)$. Разложим эту функцию в степенной ряд:

$$\Psi(z) = q_0 + q_1 \cdot z + q_2 \cdot z^2 + q_3 \cdot z^3 + \dots \quad (138)$$

Коэффициенты разложения q_n имеют размерность $\frac{\text{радиан (или градус)}}{\text{метр}^n}$.

Члены ряда (138) представляют собой следующее:

$\Psi_0(z) = q_0$ - равномерное фазовое распределение (оно рассмотрено в предыдущем параграфе при изучении влияния амплитудного распределения);

$\Psi_1(z) = q_1 \cdot z$ - линейное фазовое распределение;

$\Psi_2(z) = q_2 \cdot z^2$ - квадратичное фазовое распределение;

$\Psi_3(z) = q_3 \cdot z^3$ - 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 волноводов, 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.26 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.26 - 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.

Рассмотрим влияние линейного, квадратичного и кубического фазовых распределений на множитель системы. 2.

Линейное фазовое распределение. Описывается формулой

$$\Psi_1(z) = q_1 \cdot z \quad (139)$$

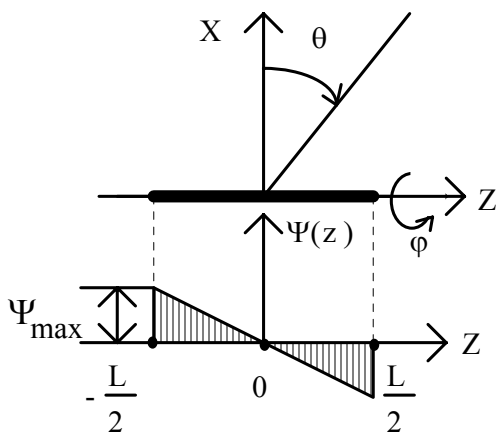


Рис.33

и показано на рис.33. Фаза на антенне изменяется вдоль ее длины по линейному закону от Ψ_{\max} до $-\Psi_{\max}$. Под фазой, как ранее было отмечено, понимается разность фаз в произвольной точке на антенне с координатой z (причем, $-\frac{L}{2} \leq z \leq \frac{L}{2}$) и в точке с координатой $z=0$.

Подставим выражение (139) в выражение для множителя системы (100), Учтем, что угол ϕ отсчитывается вокруг оси

Z, а угол θ -от нормали к оси антенны (оси X).

Будем считать для упрощения решения задачи амплитудное распределение равномерным, т.е. положим $A(z)=1$. В результате получим

$$f_c(\theta) = \int_{-0,5L}^{0,5L} e^{iq_1 \cdot z} e^{ikz \cdot \sin\theta} dz . \quad (140)$$

После интегрирования и использования формулы Эйлера получаем следующее выражение для нормированного множителя системы:

$$F_c(\theta) = \left| \frac{\sin\Psi}{\Psi} \right|, \quad (141)$$

где

$$\Psi = \frac{\pi L}{\lambda} \left(\sin\theta + \frac{q_1}{k} \right). \quad (142)$$

Величина $-\frac{q_1}{k}$ называется коэффициентом замедления и обозначается далее символом K_3 :

$$K_3 = -\frac{q_1}{k}. \quad (143)$$

Смысл такого термина заключается в следующем. Как известно, в бегущей волне фаза меняется по линейному закону, причем убывает вдоль направления распространения волны. Если фазовая скорость волны равна V_ϕ , а коэффициент фазы равен β , то, как известно, $V_\phi = \frac{\omega}{\beta}$, где ω - круговая частота.

Аналогично для вакуума скорость света $c = \frac{\omega}{k}$. Коэффициент замедления фазовой скорости волны (K_3) есть отношение $\frac{c}{V_\phi}$:

$$K_3 = \frac{c}{V_\phi} = \frac{\beta}{k}. \quad (144)$$

Сравнивая выражения (143) и (144), можно сделать вывод о том, что коэффициент q_1 играет роль коэффициента фазы некоторой волны, распространяющейся вдоль оси линейной антенны, а коэффициент K_3 , определяемый выражением (143), есть ее коэффициент замедления. Если волна распространяется вдоль оси $+Z$, ее фаза с ростом z уменьшается, При этом в выражении (143) $q_1 < 0$ и фазовое распределение на антенне будет таким, как показано на рис. 33, и в соответствии с (143) коэффициент замедления $K_3 > 0$. Если волна распространяется в сторону $-Z$, фаза на антенне будет уменьшаться в направлении $-Z$. При этом $q_1 > 0$ и $K_3 < 0$. Реально такой волны может и не быть, и линейное фазовое распределение на антенне устанавливается в результате других физических причин, например, рассмотренных ранее применительно к зеркальной антенне. В этом случае рассмотренное выше объяснение сущности коэффициента замедления, определяемого формулой (143), надо рассматривать как иллюстрацию. В антенне бегущей волны реально существует волна, распространяющаяся вдоль оси антенны и возбуждающая ее элементарные излучатели с линейным фазовым распределением.

Учитывая формулу (143), выражение (142) будем использовать также и в виде

$$\Psi = \frac{\pi L}{\lambda} (\sin\theta - K_3). \quad (145)$$

Итак, выражения (141,142,143,145) определяют множитель системы линейной антенны с равномерным амплитудным распределением и линейным фазовым распределением. Проанализируем полученные выражения с целью определения влияния коэффициента замедления K_3 на параметры диаграммы направленности. При этом будем иметь в виду, что множитель системы в основном и определяет направленные свойства антенны в плоскости $\varphi = \text{const}$, так как направленность элементарного излучателя слабая и только множитель системы зависит от амплитудного и фазового распределений.

Направление главного максимума ДН. Множитель системы как функция переменной Ψ имеет вид, показанный на рис.23. Направление

главного максимума ДН соответствует $\Psi=0$. Подставляя это значение в выражение (145) и полагая $\theta=\Theta_m$, получим

$$\sin \Theta_m = K_3, \quad (146)$$

где

$$K_3 = -\frac{q_1}{k}. \quad (147)$$

Фазовое распределение на антенне определяется выражением

$$\Psi(z) = q_1 \cdot z. \quad (148)$$

Рассмотрим три частных случая, показанных на рис 34,35,36.

Случай 1. Пусть $-k < q_1 < 0$ (при этом $0 < K_3 < 1$). Здесь в соответствии с (148) фаза на антенне будет уменьшаться с ростом z (возрастает в сторону отрицательных значений z). В соответствии с выражениями (146,147) $\Theta_m > 0$. Т.е. главный максимум ДН отклоняется от нормали к оси антенны в сторону убывания фазы на антенне. Сказанное иллюстрируется рис.34, где показана линейная антенна, фазовое распределение на ней и главные лепесток диаграммы направленности (точнее, множителя системы) в полярных координатах.

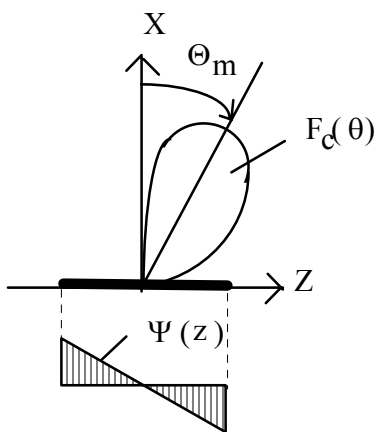


Рис.34

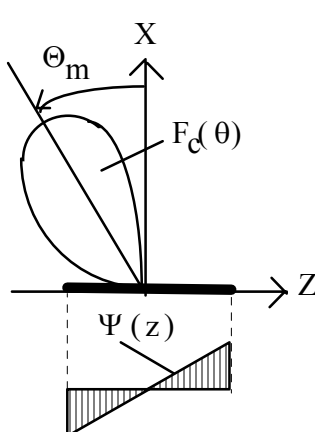


Рис.35

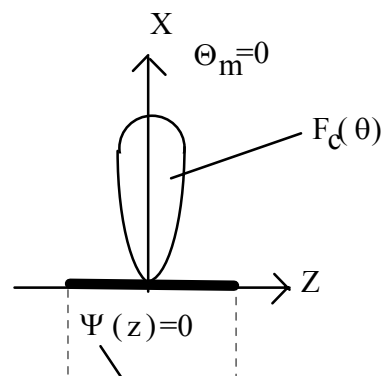
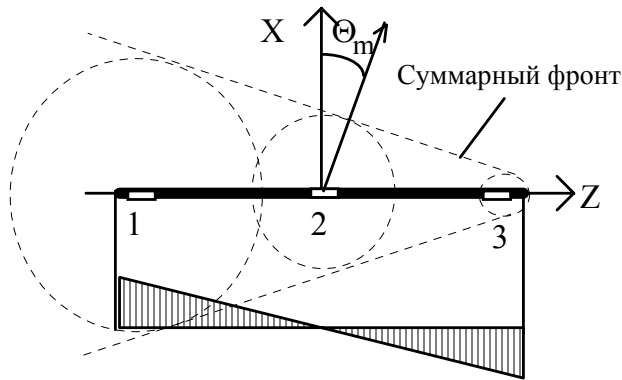


Рис.36

Случай 2. Пусть $0 < q_1 < k$ (при этом $-1 < K_3 < 0$). В этом случае в соответствии с выражением (148) фаза на антенне будет увеличиваться с ростом z (возрастает в сторону положительных значений z). В соответствии с выражениями (146,147) $\Theta_m < 0$. Т.е. главный максимум ДН отклоняется от нормали к оси антенны в сторону убывания фазы на антенне. Сказанное иллюстрируется рис.35.

Случай 3. Пусть $q_1 = 0$ ($K_3 = 0$). При этом в соответствии выражением (148) фаза на антенне будет постоянной и равной нулю. В соответствии с (146,147) $\Theta_m = 0$. Т.е. главный максимум ДН ориентирован по нормали к оси антенны. Сказанное иллюстрируется рис.36.

Таким образом, линейное фазовое распределение приводит к смещению



ДН антенны по углу θ в сторону уменьшения фазы на антенне, Этот эффект можно объяснить физически. На рис. 37 показана линейная антенна с линейным фазовым распределением и на ней три элементарных излучателя 1,2,3. Каждый последующий излучатель возбуждается с опозданием по фазе и излучает сферическую волну, На

рисунке показаны три фронта в виде окружностей разного диаметра.

Огибающий (суммарный) фронт

Рис.37

представляет собой коническую по-верхность. Главный максимум ДН ориентирован перпендикулярно суммарному фронту, т.е. отклонен на угол Θ_m от нормали к оси антенны.

Случаи рис.34 и 35 называются режимом наклонного излучения, случай 36 - режимом нормального излучения.

В режиме наклонного излучения, помимо отклонения главного лепестка от нормали к оси антенны, происходит его расширение, главный лепесток приобретает асимметрию относительно направления главного максимума и конусность. Физически расширение главного лепестка можно объяснить тем, что с направления главного максимума видна лишь проекция антенны на

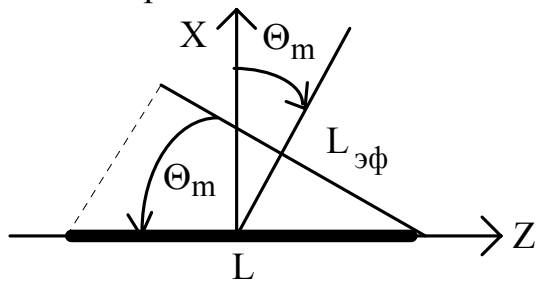


Рис.38

направление, перпендикулярное направлению главного максимума - некоторая эффективная длина $L_{эф}$, что показано на рис.38. Из рисунка следует, что $L_{эф} = L \cdot \cos \Theta_m < L$. А ранее было показано, что с уменьшением длины антенны главный лепесток расширяется. Приближенно

$$2\Theta_{0,5} \approx C_{0,5}^0 \frac{\lambda}{L \cdot \cos \Theta_m}, \text{ где коэффициент}$$

$$C_{0,5}^0$$

зависит от амплитудного распределения на антенне. В частности, при равномерном амплитудном распределении, как ранее было показано, $C_{0,5}^0 = 51^\circ$.

Правая половина главного лепестка (см. рис.38) отклонена больше, чем левая, поэтому больше и расширена, В этом и проявляется асимметрия ДН (см. рис.34,35).

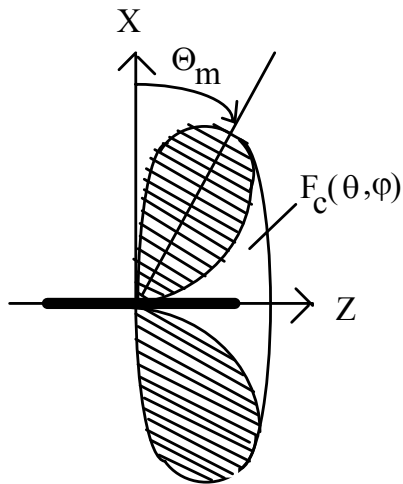


Рис.39

Конусность ДН заключается в следующем. Множитель системы не зависит от координаты φ . На рис.34,35 показаны ДН при изменении угла θ от -90° до $+90^\circ$ при $\varphi=0$. Пространственная ДН получится, если плоскостную ДН (например на рис.34) повернуть вокруг оси Z на 360° . В результате образуется некоторая поверхность в виде конуса, показанную на рис. 39 (на рисунке изображена половина конуса, дальняя от читателя, а сечение конуса плоскостью XZ заштрихована, боковые лепестки не показаны). Диаграмма направленности элементарного излучателя вырезает из объема конуса часть. Эта часть,

представляющая объемную ДН антенны, и имеет некоторую конусность. Если $\Theta_m=0$, конусности нет.

3. Квадратичное фазовое распределение. Описывается формулой

$$\Psi(z) = q_2 \cdot z^2 \quad (148)$$

и показано на рис. 40. Через Ψ_{\max} обозначена максимальная фазовая ошибка на конце антенны относительно центра, равная, как это следует из выражения (148), величине

$$\Phi_{\max} = q_2 \cdot \left(\frac{L}{2}\right)^2 = \frac{q_2 \cdot L^2}{4}. \quad (149)$$

Подставим выражение (148) в выражение для множителя системы (100), Учтем, что угол φ отсчитывается вокруг оси Z , а угол θ - от нормали к оси антенны (оси X). Будем считать для упрощения решения задачи амплитудное распределение равномерным, т.е. положим $A(z)=1$. В результате получим

49

$$f_c(\theta) = \int_{-0,5L}^{0,5L} e^{iq_2 \cdot z^2} e^{ikz \cdot \sin\theta} dz. \quad (150)$$

Интегрирование и использование формул для интегралов Френеля приводит к следующему выражению для ненормированного множителя системы:

$$f_c(\theta) = \sqrt{\left[C(U_1) - C(U_2)\right]^2 + \left[S(U_1) - S(U_2)\right]^2}, \quad (151)$$

где $C(U_{1,2})$, $S(U_{1,2})$ - интегралы Френеля от аргументов U_1, U_2 , определяемые выражениями

$$C(U) = \int_0^U \cos\left(\frac{\pi}{2} x^2\right) \cdot dx, \quad S(U) = \int_0^U \sin\left(\frac{\pi}{2} x^2\right) \cdot dx; \quad (152)$$

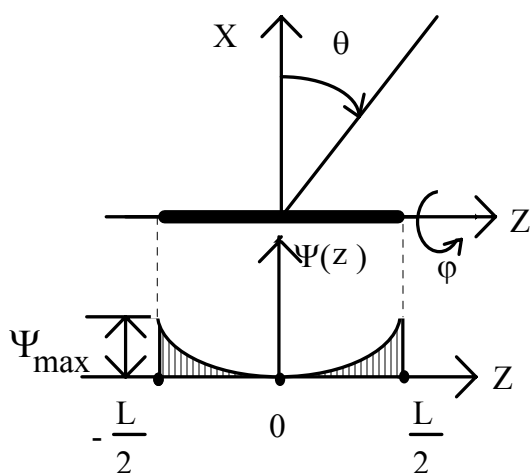


Рис.40

$$U_{1,2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi\Psi_{\max}}} \cdot (\Psi \pm 2\Psi_{\max}), \quad (153)$$

$$\Psi = \frac{\pi L}{\lambda} \sin\theta. \quad (154)$$

Интегралы Френеля табулированы, и имеющиеся таблицы можно использовать для расчетов ДН антенны при квадратичном фазовом распределении.

Расчеты множителя системы по полученным выражениям показывают, что квадратичное фазовое распределение

приводит к существенным искажениям ДН по сравнению с равномерным фазовым распределением. Эти изменения заключаются в следующем: по мере увеличения Ψ_{\max} главный лепесток ДН

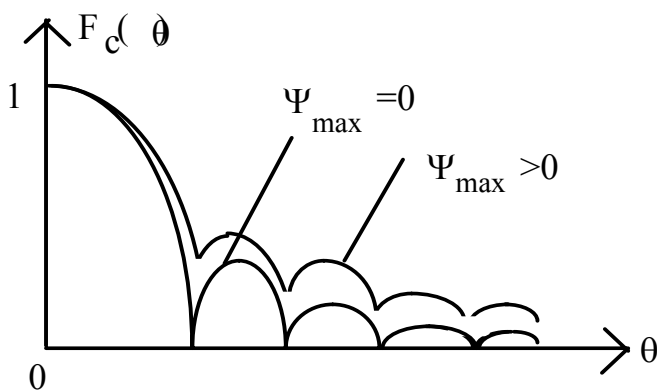


Рис.41

расширяется, боковые лепестки растут, пропадают нули между лепестками ДН. При этом КНД уменьшается. Направление главного максимума ДН не меняется.

На рис.41 приведены качественные ДН при различных Ψ_{\max} (показана половина ДН, т.к. она симметрична относительно величине Ψ_{\max} первые боковые лепестки могут стать больше

главного, и тогда на месте главного максимума будет провал. Влияние квадратичной фазовой ошибки меньше при амплитудном распределении, спадающем к краям антенны. В этом случае края антенны, где фазовая ошибка максимальна, возбуждаются с меньшей амплитудой, и их вклад в поле излучения меньше.

4. Кубическое фазовое распределение. Описывается формулой $\Psi(z) = q_3 \cdot z^3$ и показано на рис.42. Максимальная фазовая ошибка Ψ_{\max} соответствует $z=0,5L$

и определяется выражением $\Phi_{\max} = q_3 \cdot \left(\frac{L}{2}\right)^3$. Влияние кубической фазовой ошибки

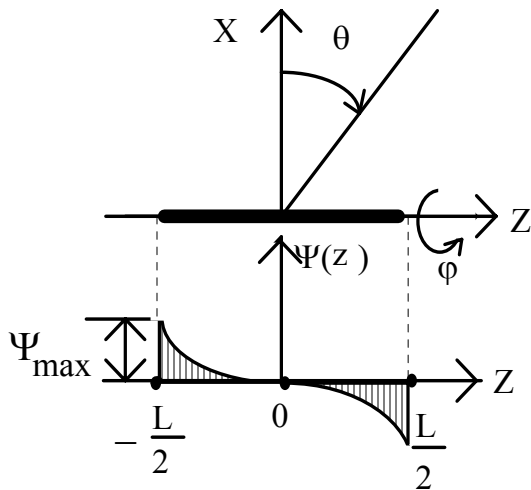


Рис.42

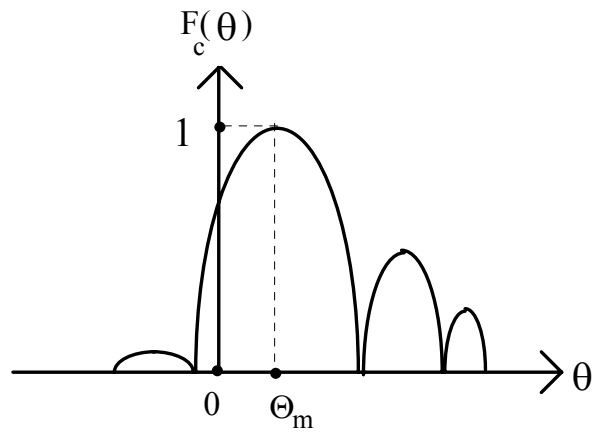


Рис.43

проявляется в следующем: главный максимум ДН отклоняется от нормали к оси антенны на угол Θ_m в сторону убывания фазы на антенне; боковые лепестки растут с той стороны главного лепестка ДН, куда отклоняется главный лепесток, и уменьшаются с противоположной стороны; главный лепесток приобретает асимметрию, как и при линейном фазовом распределении. Все эти явления проявляются тем сильнее, чем больше Ψ_{\max} .

5.3. Апертурная антенна

5.3.1. Поле в дальней зоне

Рассмотрим поле в дальней зоне, создаваемое некоторой антенной, имеющей плоский раскрыв произвольной формы S - рис.44, где обозначено:

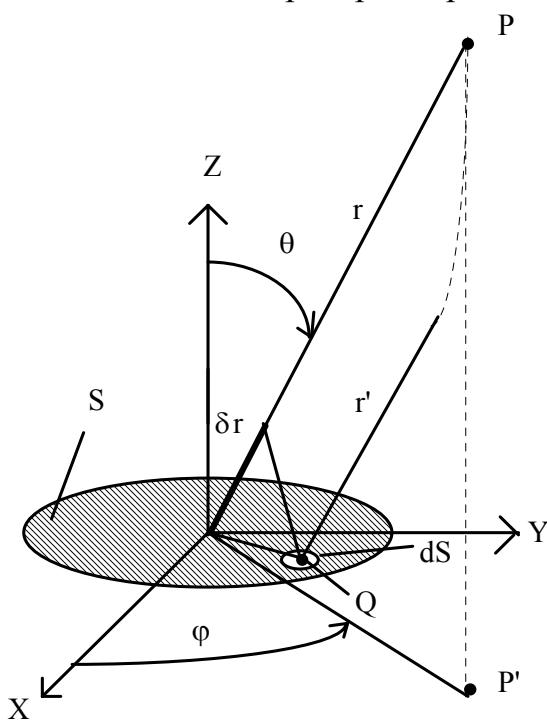


Рис.44

X, Y, Z - прямоугольная система координат;
 r, θ, φ - сферическая система координат;
 P - точка наблюдения в дальней зоне;
 P' - проекция точки P на плоскость XY ;
 S - площадь раскрыва антенны (апертуры), расположенного в плоскости XY ;
 dS - элементарный участок поверхности S ;
 Q - произвольная точка на поверхности S (расположена в пределах элемента dS);
 r' - расстояние между точками Q и P (радиусы-векторы r и r' практически параллельны, так как точка P расположена в дальней зоне, что показано на рис.44);
 δr - разность расстояний r и r' (на рис.44

выделен жирной линией).

На раскрыве задано амплитудное распределение поля $A(x_0, y_0) = \frac{E_s(x_0, y_0)}{E_{\max}}$

и фазовое распределение поля $\Psi(x_0, y_0)$, где x_0, y_0 - координаты точки Q.

Требуется определить поле в дальней зоне, создаваемое раскрывом.

Для решения задачи воспользуемся принципом суперпозиции, в соответствии с которым поле в точке P можно записать в следующем виде:

$$E(r, \theta, \varphi) = \int_S dE, \quad (154)$$

где dE - поле элементарного участка dS .

В электродинамике показано, что в дальней зоне

$$dE = \frac{E_s(x_0, y_0)}{2\lambda r'} e^{-ikr'} \cdot (1 + \cos\theta) \cdot dS, \quad (155)$$

где $E_s(x_0, y_0)$ - комплексная амплитуда поля на раскрыве S в точке Q (рис.44),

определяемая выражением $E_s(x_0, y_0) = E_{\max} \cdot A(x_0, y_0) \cdot e^{i\Psi(x_0, y_0)}$, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

В соответствии с рис.44 $r' = r - \delta r$. Причем $\delta r \ll r$, так как точка P расположена в дальней зоне. Поэтому в знаменателе выражения (156) можно положить $r' \approx r$. Линейные размеры раскрыва S значительно меньше расстояния r, но по сравнению с длиной волны λ они могут быть произвольными. При интегрировании в выражении (154) координаты точки Q меняются, меняется величина δr в пределах линейных размеров раскрыва. Поэтому величина $k \cdot \delta r = \frac{2\pi \cdot \delta r}{\lambda}$ может меняться в произвольных пределах, и ею нельзя пренебречь.

Учитывая все сказанное, подставим выражение (155) в выражение (154) и вынесем за знак интеграла постоянные величины. В результате получим выражение для поля апертурной антенны в дальней зоне:

$$E(r, \theta, \varphi) \approx \frac{E_{\max}}{2\lambda r} e^{-ikr} (1 + \cos\theta) \cdot \int_S A(x_0, y_0) \cdot e^{i\Psi(x_0, y_0)} \cdot e^{ik\delta r} dS. \quad (156)$$

Получим выражение для величины δr . В соответствии с рис.44 можно записать

$$r' = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2}, \quad (157)$$

где x, y, z - координаты точки P. Возведем скобки в квадрат, учтем, что

$$x^2 + y^2 + z^2 = r^2; \quad (158)$$

$$x_0^2 + y_0^2 + z_0^2 = \rho^2, \quad (159)$$

где ρ - расстояние от начала координат до точки Q (рис.44);

$$\rho^2 \ll r^2. \quad (160)$$

В результате выражение (157) преобразуется к виду

$$r' \approx \sqrt{r^2 - 2(x \cdot x_0 + y \cdot y_0)} \approx r - \frac{x \cdot x_0 + y \cdot y_0}{r}. \quad (161)$$

При выводе выражения (161) учтено, что $z_0 = 0$. Поскольку $\delta r = r - r'$, из выражения (161) получаем

$$\delta r \approx \frac{x \cdot x_0 + y \cdot y_0}{r}. \quad (162)$$

Из рис.44 следует, что

$$x = r \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi, \quad y = r \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi. \quad (163)$$

Подставляя выражение (163) в выражение (162), получим

$$\delta r \approx x_0 \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi + y_0 \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi. \quad (164)$$

Из выражений (156) и (164) следует, что поле в дальней зоне апертурной антенны

52

зависит от формы и размеров раскрыва S , амплитудного распределения $A(x_0, y_0)$, фазового распределения $\Psi(x_0, y_0)$ и от сферических координат точки P $-r, \theta, \varphi$. Фронт волны в дальней зоне приближенно имеет форму сферы $r = \text{const}$.

5.3.2. Диаграмма направленности

В соответствии с определением ДН антенны в режиме передачи для получения выражения, определяющего ДН, возьмем модуль выражения (156) и отбросим сомножители, не зависящие от углов θ, φ . В результате получим

$$f(\theta, \varphi) = f_1(\theta) \cdot f_c(\theta, \varphi), \quad (165)$$

где $f_1(\theta)$ - ДН элементарного излучателя Гюйгенса, $f_c(\theta, \varphi)$ - множитель системы, определяемые выражениями

$$f_1(\theta) = 1 + \cos \theta, \quad (166)$$

$$f_c(\theta, \varphi) = \left| \int_S A(x_0, y_0) \cdot e^{i\Psi(x_0, y_0)} \cdot e^{ik \cdot \delta r} dS \right|. \quad (167)$$

Выражения (166), (167) в дальнейшем будут использованы для анализа ДН антенн с прямоугольным и круглым раскрывом.

5.3.4. Коэффициент направленного действия.

Коэффициент использования поверхности

Получим выражение для КНД, используя ранее рассмотренное его определение:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P_{\text{на}}}{P_{\text{нна}}} \quad \text{при} \quad P_{\Sigma \text{нна}} = P_{\Sigma \text{на}}, \quad (168)$$

где $D(\theta, \varphi)$ - КНД антенны в направлении, задаваемом углами θ, φ ;

$P_{\Sigma \text{нна}}$ - мощность излучения ненаправленной антенны;

$P_{\Sigma \text{на}}$ - мощность излучения рассматриваемой направленной антенны.

Поскольку мощности излучения обеих антенн одинаковы, обозначим их символом P_{Σ} . Определим величины, входящие в выражение (168).

Плотность потока мощности направленной антенны:

$$\Pi_{\text{на}} = \frac{E_{\text{на}}^2}{240\pi}, \quad (169)$$

где амплитуда напряженности поля $E_{\text{на}}$ определяется выражением (156).

Плотность потока мощности ненаправленной антенны:

$$\Pi_{\text{нна}} = \frac{P_{\Sigma}}{4\pi r^2}. \quad (170)$$

Мощность излучения направленной антенны равна мощности, проходящей через раскрыв S :

$$P_{\square} = \int_S \Pi_s \cdot ds, \quad (171)$$

где Π_s - плотность потока мощности на раскрыве антенны, определяемая выражением

$$\Pi_s = \frac{E_s^2}{240\pi} = \frac{E_m^2 \cdot A^2(x_0, y_0)}{240\pi}. \quad (172)$$

53

Подставляя выражения (156), (169-172) в выражение (168), получим

$$D(\theta, \varphi) = \frac{(1 + \cos \theta)^2}{\pi} \cdot \frac{\left| \int_S A(x_0, y_0) \cdot e^{i\Psi(x_0, y_0)} \cdot e^{ik \cdot \delta r} \cdot ds \right|^2}{\int_S A^2(x_0, y_0) \cdot ds}. \quad (173)$$

Определим КНД в направлении нормали к плоскости раскрыва антенны, обозначив это значение КНД символом D . При $\theta=0$ величина $\delta r=0$, и из 173 следует:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \frac{\left| \int_S A(x_0, y_0) \cdot e^{i\Psi(x_0, y_0)} \cdot ds \right|^2}{\int_S A^2(x_0, y_0) \cdot ds}. \quad (174)$$

Сравнивая выражение (174) с ранее полученным выражением для КНД (см. формулу (78) на с.26)

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{\text{эф}}, \quad (175)$$

получаем выражение для эффективной площади антенны:

$$S_{\text{эф}} = \frac{\left| \int_S A(x_0, y_0) \cdot e^{i\Psi(x_0, y_0)} \cdot ds \right|^2}{\int_S A^2(x_0, y_0) \cdot ds}. \quad (176)$$

Так как $A(x_0, y_0) \leq 1$, то эффективная площадь антенны будет максимальной при $A(x_0, y_0)=1$ и $\Psi(x_0, y_0)=0$. Из выражения (176) следует, что это значение равно S . С учетом этого выражение (176) можно записать в виде

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot S \cdot \eta, \quad (177)$$

где

$$\eta = \frac{\left| \int_S A(x_0, y_0) \cdot e^{i\Psi(x_0, y_0)} \cdot ds \right|^2}{S \cdot \int_S A^2(x_0, y_0) \cdot ds}. \quad (178)$$

Безразмерный параметр η называется коэффициентом использования поверхности раскрыва антенны (КИП). Максимальное значение КИП соответствует $A(x_0, y_0)=1$ и $\Psi(x_0, y_0)=0$, т.е. равномерному амплитудно-фазовому распределению поля на раскрыве. Это значение равно единице. Понятие эффективной площади антенны применимо для любого типа антенн. Величина $S_{эф}$ связана с КНД выражением (175). Для антенн неапертурного типа, например, вибраторных антенн, антенн бегущей волны и др., $S_{эф}$ в режиме приема характеризует величину площади, перпендикулярной направлению распространения падающей на антенну волны, через которую проходит такая же мощность, которая принимается антенной. При размещении нескольких приемных антенн вблизи друг друга необходимо позаботиться, чтобы их эффективные площади не пересекались.

5.3.5. Излучение из плоского прямоугольного раскрыва с разделяющимся амплитудно-фазовым распределением

Ряд апертурных антенн имеют прямоугольную форму раскрыва с так называемым разделяющимся АФР, описываемым выражениями

$$\begin{aligned} A(x_0, y_0) &= A_x(x_0) \cdot A_y(y_0), \\ \Psi(x_0, y_0) &= \Psi_x(x_0) + \Psi_y(y_0). \end{aligned} \quad (179)$$

К таким антеннам, например, относятся излучатели в виде открытого конца прямоугольного волновода, пирамидальные рупоры и др.

Рассмотрим диаграмму направленности, КНД и КИП такой антенны. На рис.45 показан прямоугольный раскрыв с размерами вдоль осей X, Y , равными A и B . Для определения ДН, КИП и КНД воспользуемся общими выражениями (164-167) и (177-178).

1. *Диаграмма направленности.* Подставим выражения (179) в выражение для множителя системы (165), учтем выражение (164) и то, что в прямоугольных координатах $dS = dx_0 \cdot dy_0$. Координаты точки Q на раскрыве

$$\text{меняются в пределах } -\frac{A}{2} \leq x_0 \leq \frac{A}{2}, \quad -\frac{B}{2} \leq y_0 \leq \frac{B}{2}.$$

В результате подстановки получаем для множителя системы следующее выражение:

$$f_c(\theta, \varphi) = f_{cx}(\theta, \varphi) \cdot f_{cy}(\theta, \varphi), \quad (180)$$

где

$$f_{cx}(\theta, \varphi) = \left| \int_{-\frac{A}{2}}^{\frac{A}{2}} A_x(x_o) \cdot e^{i\Psi(x_o)} \cdot e^{ikx_o \sin\theta \cdot \cos\varphi} dx_o \right|, \quad (181)$$

$$f_{cy}(\theta, \varphi) = \left| \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} A_y(y_o) \cdot e^{i\Psi(y_o)} \cdot e^{iky_o \sin\theta \cdot \sin\varphi} dy_o \right|. \quad (182)$$

Рассмотрим ДН в главных плоскостях XZ и YZ.

В плоскости XZ в соответствии с рис.45 $\varphi=0$. При этом $f_{cy}(\theta, \varphi) = \text{const}$ (не зависит от углов θ и φ). Опуская этот множитель, из выражений (180-182) получаем

$$f_c(\theta, \kappa) = f_{cx}(\theta, \varphi) = \left| \int_{-\frac{A}{2}}^{\frac{A}{2}} A_x(x_o) \cdot e^{i\Psi(x_o)} \cdot e^{ikx_o \sin\theta} dx_o \right|. \quad (183)$$

В плоскости YZ в соответствии с рис.45 $\varphi=90^\circ$. При этом $f_{cx}(\theta, \varphi) = \text{const}$ (не зависит от углов θ и φ). Опуская этот множитель, из выражений (180-182) получаем

$$f_c(\theta, \varphi) = f_{cy}(\theta, \varphi) = \left| \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} A_y(y_o) \cdot e^{i\Psi(y_o)} \cdot e^{iky_o \sin\theta} dy_o \right|. \quad (184)$$

Из сравнения полученных выражений (183,184) с выражением для множите-

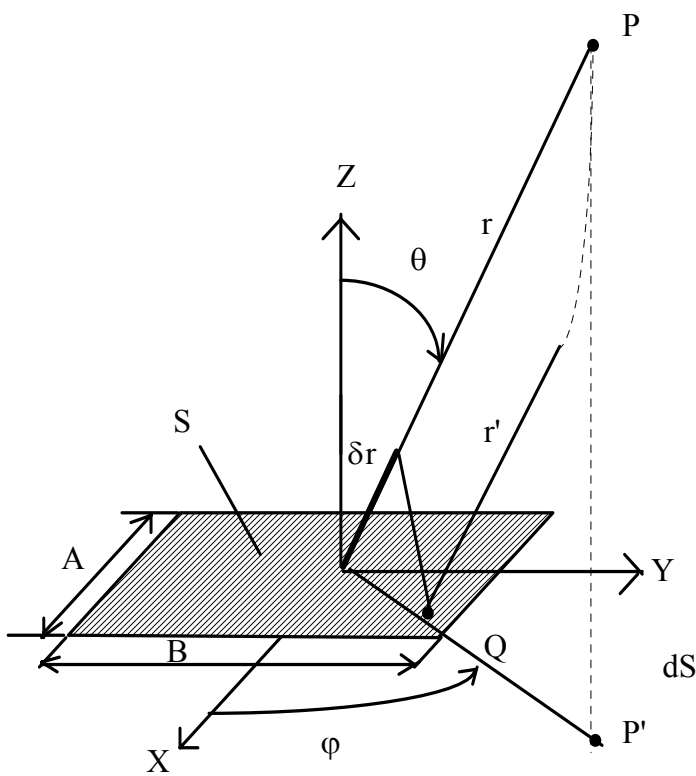


Рис.45

ля системы линейной антенны (100) следует, что ДН плоского раскрыва с разделяющимся АФР в плоскости XZ совпадает с ДН линейной антенны длиной $L=A$, амплитудным распределением $A_x(x_0)$, фазовым распределением $\Psi_x(x_0)$. В плоскости YZ ДН такого раскрыва совпадает с ДН линейной антенны длиной $L=B$, амплитудным распределением $A_y(y_0)$ и фазовым распределением $\Psi_y(y_0)$.

Таким образом, ДН dS плоского раскрыва представляется в виде произведения ДН двух линейных антенн с длиной, равной длине сторон плоского раскрыва и с соответствующими

АФР.

2. *КИП и КНД.* Подставляя выражение (179) в выражение (178) и учитывая, что $S=AB$, получаем для КИП

$$\eta = \eta_x \cdot \eta_y, \quad (185)$$

где

$$\eta_x = \frac{\left| \int_{-\frac{A}{2}}^{\frac{A}{2}} A_x(x_0) \cdot e^{i\Psi_x(x_0)} \cdot dx_0 \right|^2}{A \cdot \int_{-\frac{A}{2}}^{\frac{A}{2}} A_x^2(x_0) \cdot dx_0}, \quad \eta_y = \frac{\left| \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} A_y(y_0) \cdot e^{i\Psi_y(y_0)} \cdot dy_0 \right|^2}{B \cdot \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} A_y^2(y_0) \cdot dy_0}.$$

5.3.6. Излучение из круглого раскрыва с осесимметричным амплитудно-фазовым распределением

1. *Общий случай.* Круглый раскрыв имеют такие антенны, как, например, зеркальные, конические рупоры и некоторые другие. Круглый раскрыв в системе координат показан на рис.46. Большинство обозначений на рисунке совпадает с обозначениями на рис.44. Дополнительно обозначено: R - радиус раскрыва, r, φ_0 - полярные координаты точки Q на раскрыве. Пусть на раскрыве задано АФР вида $A(\rho, \varphi_0), \Psi(\rho, \varphi_0)$.

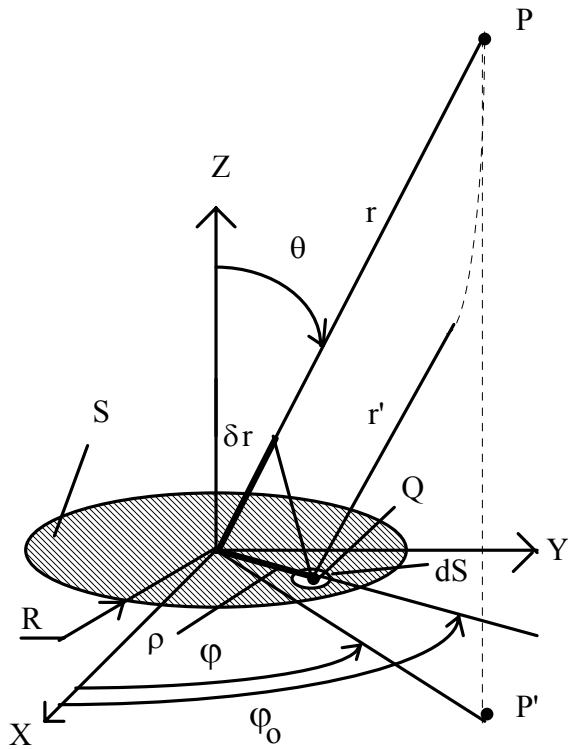


Рис.46

Диаграмма направленности в общем случае раскрыва произвольной формы описывается выражениями (165-167). Координаты точек на круглом раскрыве описываются в полярных координатах

ρ, φ_0 . Поэтому выражение для множителя системы (167) необходимо записать в виде

$$f_c(\theta, \varphi) = \left| \int_S A(\rho, \varphi_0) \cdot e^{i\Psi(\rho, \Psi_0)} \cdot e^{ik \cdot \delta r} dS \right|. \quad (186)$$

Интеграл в выражении (186) - двукратный: по координате ρ в пределах от 0 до R, по координате φ_0 от 0 до 2π . Учтем также, что

$$dS = \rho \cdot d\rho \cdot d\varphi_0 \quad (187)$$

и в соответствии с выражением (164)

$$\delta r \approx x_0 \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi + y_0 \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi. \quad (188)$$

Из рис.46 следует, что прямоугольные координаты x_0, y_0 точки Q связаны с полярными ρ и φ_0 формулами

$$x_0 = \rho \cdot \cos \varphi_0, \quad y_0 = \rho \cdot \sin \varphi_0 \quad (189)$$

Подставляя выражение (189) в выражение (188) и используя формулы тригонометрии, нетрудно получить

$$\delta r \approx \rho \cdot \sin \theta \cdot \cos(\varphi - \varphi_0). \quad (190)$$

С учетом сказанного из выражения (186) получаем для круглого раскрыва

$$f_c(\theta, \varphi) = \left| \int_0^R \int_0^{2\pi} A(\rho, \varphi_0) \cdot e^{i\Psi(\rho, \Psi_0)} \cdot e^{ik\rho \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_0)} \cdot \rho \cdot d\rho \cdot d\varphi_0 \right|. \quad (191)$$

Формула (191) определяет множитель системы круглого раскрыва с произвольным АФР. Рассмотрим частный случай.

2. *Круглый раскрыв с осесимметричным АФР.* Осесимметричным АФР называется такое, которое не зависит от угла φ_0 , т.е. $A(\rho, \varphi_0) = A(\rho)$, $\Psi(\rho, \varphi_0) = \Psi(\rho)$. В этом случае выражение (191) можно записать в виде

$$f_c(\theta, \varphi) = \left| \int_0^R A(\rho) \cdot e^{i\Psi(\rho)} \int_0^{2\pi} e^{ik\rho \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_0)} d\varphi_0 \cdot \rho \cdot d\rho \right|. \quad (192)$$

Интеграл по φ_0 - табличный и равен функции Бесселя нулевого порядка $J_0(k\rho \sin \theta)$. В результате выражение (192) преобразуется к виду

$$f_c(\theta, \varphi) = \left| \int_0^R A(\rho) \cdot e^{i\psi(\rho)} \cdot J_0(k\rho \cdot \sin \theta) \cdot \rho \cdot d\rho \right|. \quad (193)$$

Полученный интеграл можно вычислить, задавшись конкретным видом АФР. В большинстве антенн с круглым раскрывом используется комбинированное, спадающее к краям раскрыва амплитудное распределение и равномерное фазовое распределение (зеркальные, линзовые антенны). Такое амплитудное распределение можно аппроксимировать формулой

57

$$A(z) = \Delta - (1 - \Delta) \cdot \left[1 - \left(\frac{\rho}{R} \right)^2 \right]^p, \quad (194)$$

где Δ - уровень подставки в амплитудном распределении на краю раскрыва;
 $p = 0, 1, 2, \dots$ - определяет скорость спада амплитудного распределения от центра раскрыва к краю.

Подстановка выражения (194) в выражение (193) и последующее интегрирование приводит к следующему выражению для множителя системы:

$$f_c(\theta) = \Delta \cdot \Lambda_1(\Psi) + \frac{1 - \Delta}{p + 1} \Lambda_{p+1}(\Psi), \quad (195)$$

где $\Psi = kR \cdot \sin \theta$ - обобщенная угловая координата;

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ - волновое число свободного пространства;

$\Lambda_n(\Psi)$ - лямбда-функция аргумента Ψ ($n=1$ или $n=p+1$), связанная с функцией Бесселя $J_n(\Psi)$ следующим соотношением:

$$\Lambda_n(\Psi) = \frac{n!}{\left(\frac{\Psi}{2} \right)^n} J_n(\Psi). \quad (196)$$

При $\Psi=0$ независимо от n $\Lambda_n(\Psi)=1$.

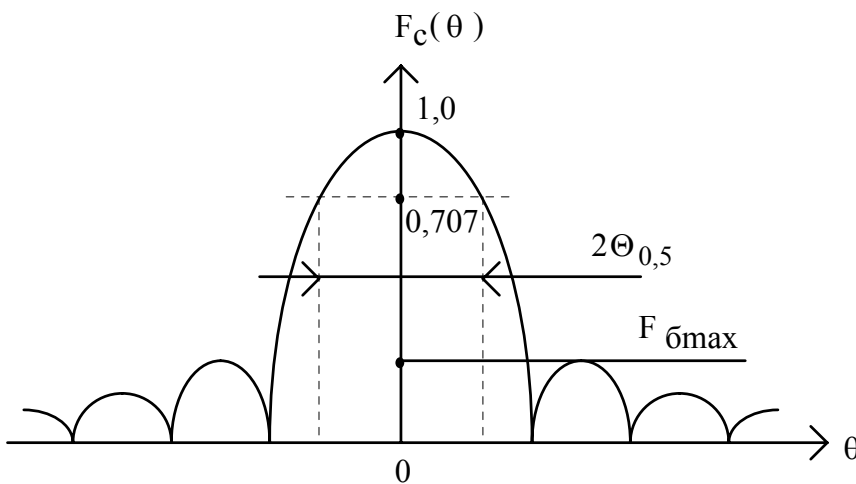


Рис.47

Анализ выражения (195) показывает, что нормированный множитель системы имеет вид, показанный на рис.47. Главный максимум ориентирован перпендикулярно плоскости раскрыва ($\Theta_m = 0$).

Ширина главного лепестка:

$$2\Theta_{0,5} = C_{0,5} \frac{\lambda}{D}, \quad (197)$$

где $D=2R$ - диаметр раскрыва.

Коэффициент $C_{0,5}$ зависит от параметров амплитудного распределения Δ и ρ . Чем больше Δ и меньше ρ , тем меньше величина $C_{0,5}$. Максимальный уровень боковых лепестков $F_{\text{бmax}}$ также зависит от параметров Δ и ρ . Чем больше Δ и меньше ρ , тем больше уровень боковых лепестков.

Таким образом, общие закономерности в зависимости параметров диаграммы направленности от параметров амплитудного распределения, рассмотренные ранее для линейной антенны, сохраняются для прямоугольного и круглого раскрывов. Причем в прямоугольном раскрыве с разделяющимся АФР параметры ДН при заданных параметрах АФР точно такие же, как и в линейной антенне с такими же параметрами АФР и такими же волновыми размерами. В круглом же раскрыве при тех же параметрах АФР и том же волновом размере раскрыва ширина главного лепестка ДН больше, а уровень боковых меньше. Так, при равномерном АФР для линейной антенны и прямоугольного раскрыва $C_{0,5} \approx 51^\circ$, $F_{\text{бmax}} \approx -13$ дБ. Для круглого раскрыва при равномерном АФР $C_{0,5} \approx 58^\circ$, $F_{\text{бmax}} \approx -19$ дБ. Это связано с особенностями амплитудно-фазового распределения на так называемой эквивалентной линейной антенне. Рассмотрим этот вопрос подробнее.

5.3.7. Метод эквивалентной линейной антенны

1. *Общий случай.* Метод эквивалентной линейной антенны (метод ЭЛА) используется для расчета ДН апертурной антенны с произвольной формой раскрыва при произвольном АФР.

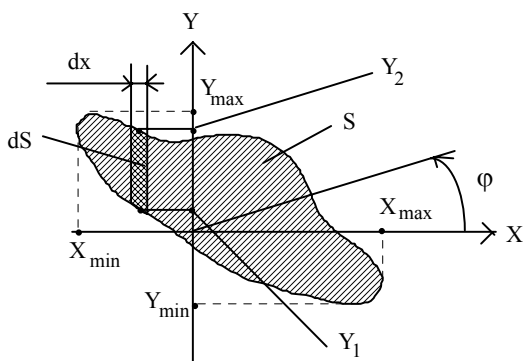


Рис.48

Такой раскрыв показан на рис.48 в плоскости XY (сравни и рис.46). На рис.48 обозначено:

S - площадь раскрыва;

$X_{\text{min}}, X_{\text{max}}$ - границы раскрыва по оси X;

$Y_{\text{min}}, Y_{\text{max}}$ - границы раскрыва по оси Y;

dS - элемент площади S в виде полосы, параллельной оси X, длиной $\Delta Y = Y_2 - Y_1$, шириной dx ;

φ - сферическая координата точки

наблюдения P (см. рис.46). Множитель системы плоского раскрыва определяется общим выражением (167). Запишем это выражение, подставив в него значение δr из выражения (164):

$$f_c(\theta, \varphi) = \left| \int_S A(x_0, y_0) \cdot e^{i\Psi(x_0, y_0)} \cdot e^{ik(x_0 \sin \theta \cos \varphi + y_0 \sin \theta \sin \varphi)} dS \right|. \quad (198)$$

При расчете ДН такого раскрыва в плоскости XZ (при $\varphi=0$) сделаем следующие преобразования в выражении (198):

интеграл запишем как двукратный - по координате x_0 в пределах от X_{\min} до X_{\max} , по координате y_0 в пределах от Y_1 до Y_2 ;

элемент dS представим в виде $dS = dx_0 \cdot dy_0$.

В результате из выражения (198) получим

$$f_c(\theta) = \left| \int_{X_{\min}}^{X_{\max}} e^{ikx_0 \cdot \sin \theta} \int_{Y_1}^{Y_2} A(x_0, y_0) \cdot e^{i\Psi(x_0, y_0)} \cdot dy_0 \cdot dx_0 \right|. \quad (199)$$

Введем обозначение

$$\dot{A}_\vartheta(x_0) = \int_{Y_1}^{Y_2} A(x_0, y_0) \cdot e^{i\Psi(x_0, y_0)} \cdot dy_0. \quad (200)$$

Величина $\dot{A}_\vartheta(x_0)$ является комплексной. Запишем ее в показательной форме:

$$\dot{A}_\vartheta(x_0) = A_\vartheta(x_0) \cdot e^{i\Psi_\vartheta(y_0)}. \quad (201)$$

С учетом этого выражение (199) запишется в виде

$$f_c(\theta) = \left| \int_{X_{\min}}^{X_{\max}} A_\vartheta(x_0) \cdot e^{i\Psi_\vartheta(x_0)} \cdot e^{ikx_0 \cdot \sin \theta} \cdot dx_0 \right|. \quad (202)$$

59

Ранее было получено выражение (100) для множителя системы линейной антенны длиной L , в котором угол θ отсчитывается от оси антенны. Если угол θ отсчитывать от нормали к оси антенны, как это сделано на рис.48 (см. также рис.46), то выражение (100) примет вид

$$f_c(\theta) = \left| \int_{-0,5L}^{0,5L} A(z) e^{i\Psi(z)} e^{ikz \cdot \sin \theta} dz \right|. \quad (203)$$

Из сравнения выражений (202) и (203) следует, что выражение (202) описывает множитель системы линейной антенны длиной $X_{\max} - X_{\min}$ с амплитудным распределением $A_\vartheta(x_0)$ и фазовым распределением $\Psi_\vartheta(x_0)$. Такая антенна называется эквивалентной линейной антенной. Причем эквивалентность заданного плоского раскрыва, показанного на рис.48, и

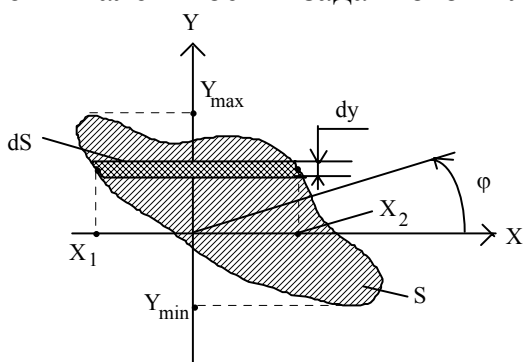


Рис.49

указанной линейной антенны понимается только по диаграмме направленности в плоскости $\varphi=0$. Аналогично можно свести расчет ДН плоского раскрыва с заданным АФР к расчету ДН линейной антенны при произвольном угле φ . Например, при $\varphi=90^\circ$ (в плоскости YZ) плоский раскрыв надо представить суммой элементарных излучателей в виде полосок, параллельных оси X , как показано на рис.49. Множитель

системы по аналогии с выражением (202) можно записать в виде

$$f_c(\theta) = \left| \int_{Y_{\min}}^{Y_{\max}} A_{\vartheta}(y_0) \cdot e^{i\Psi_{\vartheta}(y_0)} e^{iky_0 \cdot \sin \theta} \cdot dy_0 \right|,$$

где

$A_{\vartheta}(y_0) = A_{\vartheta}(y_0) \cdot e^{i\Psi_{\vartheta}(y_0)}$ - амплитудно- фазовое распределение на эквивалентной линейной антенне длиной $Y_{\max} - Y_{\min}$, определяемое выражением, аналогичным выражению (200):

$$A_{\vartheta}(y_0) = \int_{x_1}^{x_2} A(x_0, y_0) \cdot e^{i\Psi(x_0, y_0)} dx_0.$$

Рассмотрим принципиальное различие между АФР на раскрыве апертурной антенны вдоль оси эквивалентной линейной антенны и на эквивалентной линейной антенне. Рассмотрим это на примере амплитудного распределения для прямоугольного и эллиптического раскрывов с равномерным АФР. Такое АФР описывается формулой $A(x_0, y_0) = 1$

2. *Прямоугольный раскрыв* показан на рис.50, снизу на рисунке изображено амплитудное распределение вдоль оси X - $A(x_0)$. Размеры раскрыва по осям X, Y равны соответственно A и B.

В соответствии с выражением (200) ненормированное АФР на эквивалентной линейной антенне при расчете ДН в плоскости XZ (при $\varphi=0$) равно $A_{\vartheta}(x_0) = Y_2 - Y_1 = B$, нормированное равно 1,0. Это распределение также показано на рис. 50 внизу. Т.е. в прямоугольном раскрыве с разделяющимся АФР амплитудно-фазовые распределения на эквивалентных линейных антеннах, расположенных вдоль сторон раскрыва (или при расчете ДН в главных плоскостях), и амплитудно-фазовые распределения вдоль соответствующих сторон раскрыва совпадают.

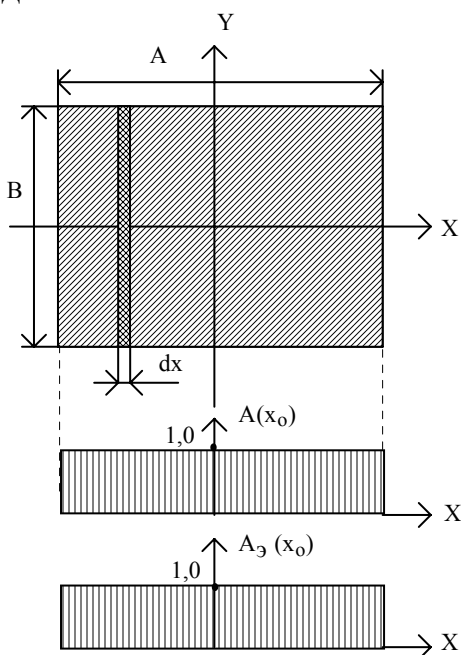


Рис.50

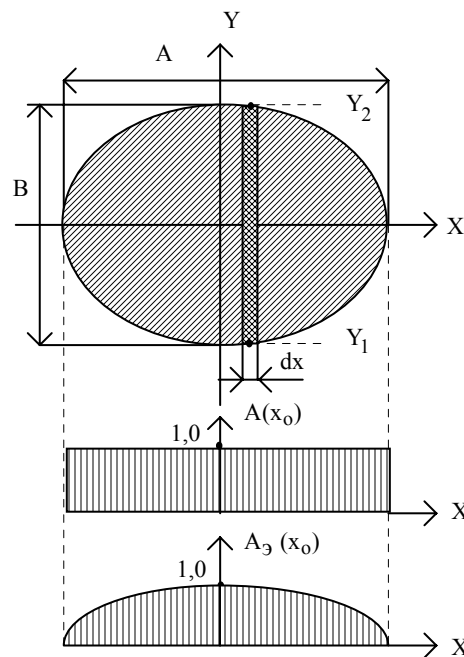


Рис.51

3. *Эллиптический раскрыв* показан на рис.51. Размеры раскрыва такие же, как и в прямоугольном, АФР на раскрыве - равномерное, т.е. $A(x_0, y_0) = 1$. Зависимость амплитудного распределения вдоль оси X - $A(x_0)$ показана на рис.51. Однако в этом случае амплитудно-фазовое распределение на эквивалентной линейной антенне при расчете ДН в плоскости XZ (при $\varphi=0$) в соответствии с выражением (200) равно $A_y(x_0) = Y_2 - Y_1$ и зависит от x_0 . При $x_0 = \pm 0,5 A$, как следует из рис.51, $A_y(x_0) = 0$. Величина $A_y(x_0)$ максимальна при $x_0 = 0$, нормированное амплитудное распределение при этом значении x_0 равно 1,0.

Точно так же при любой форме плавной кривой, ограничивающей плоский раскрыв, АФР на краю эквивалентной линейной антенне будет спадать до нуля. Вследствие этого при одинаковых линейных размерах и одинаковом АФР ширина главного лепестка ДН в прямоугольном раскрыве меньше, а боковые лепестки больше, чем в круглом или эллиптическом.

5.4. Линейная антенная решетка

5.4.1. Общие свойства и назначение антенных решеток

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. Такие излучатели строятся с применением намагниченных ферритов или р-і-п диодов и управляются с помощью специальной ЭВМ.

По способу размещения излучателей в пространстве антенные решетки делятся на

линейные, в которых излучатели расположены вдоль линии;

двухмерные, в которых излучатели расположены на поверхности;

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 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. Такую решетку далее будем называть линейной.

5.4.2. Диаграмма направленности линейной решетки

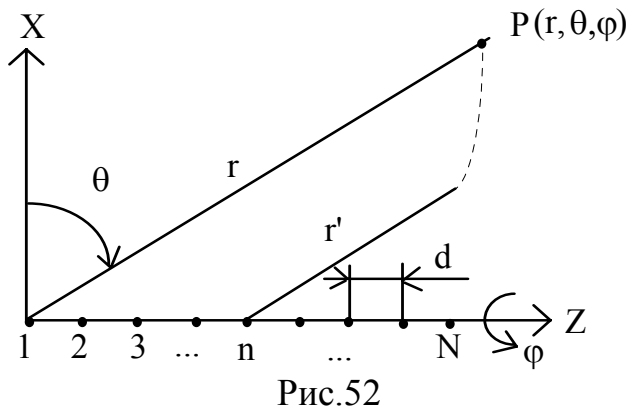


Рис.52

Задана линейная решетка, расположенная в системе координат X, Y, Z рис.52. Ось Y направлена на читателя. На рис.52 обозначено: $P(r, \theta, \varphi)$ - точка наблюдения, расположенная в дальней зоне; r - расстояние между началом координат и точкой P ; θ, φ - сферические координаты точки P ;

$1, 2, 3, \dots$ - 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.

Координата φ отсчитывается от оси X вокруг оси Z .

Ранее было получено выражение (98), определяющее ДН линейной антенны длиной L . Запишем его снова, учитывая, что угол θ отсчитывается от нормали к оси Z , и преобразуем его для линейной решетки.

$$f(\theta, \varphi) = f_1(\theta, \varphi) \left| \int_{-0,5L}^{0,5L} A(z) e^{i\Psi(z)} e^{ikz \cdot \sin\theta} dz \right|. \quad (204)$$

В линейной решетке амплитуда возбуждения $A(z)$ отлична от нуля только в точках расположения излучателей:

$$A(z) = A_n \quad \text{при } z = z_n, \quad (205)$$

$$A(z) = 0 \quad \text{при } z \neq z_n, \quad (206)$$

где

z_n - координата z излучателя с номером n ;

A_n - нормированная амплитуда возбуждения излучателя с номером n .

В соответствии с рис.52

$$z_n = d(n - 1). \quad (207)$$

Интеграл в выражении (204) превращается в сумму по всем излучателям:

$$f(\theta, \varphi) = f_1(\theta, \varphi) \left| \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{i\Psi_n} \cdot e^{ikz_n \cdot \sin\theta} \right|. \quad (208)$$

В выражении (208):

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

Ψ_n - фаза возбуждения излучателя с номером n .

Далее A_n - будем называть амплитудным распределением возбуждения излучателей (или просто амплитудным распределением - АР), Ψ_n - фазовым распределением возбуждения излучателей (или фазовым распределением - ФР).

Запишем выражение (208) в виде

$$f(\theta, \varphi) = f_1(\theta, \varphi) \cdot f_c(\theta), \quad (209)$$

где

$$f_c(\theta) = \left| \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{i\Psi_n} \cdot e^{ikz_n \cdot \sin \theta} \right|. \quad (210)$$

Множитель $f_c(\theta)$ называется множителем системы антенной решетки (далее - множитель системы).

Из выражений (208) и (210) следует, что множитель системы зависит от амплитудного, фазового распределений, расстояния между соседними излучателями d , числа излучателей N , длины волны λ , угла θ , но не зависит от угла φ . 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 θ при большом числе излучателей в основном определяется множителем системы, так как направленность отдельного излучателя по углу θ слабая. По углу же φ направленность решетки определяется только диаграммой направленности отдельного излучателя, так как множитель системы не зависит от угла φ .

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

5.4.3. Линейная антенная решетка с равномерным амплитудным и линейным фазовым распределением возбуждения излучателей

1. Множитель системы. Положим в выражении (210)

$$A_n = 1, \quad \Psi_n = \Phi_0 \cdot (n - 1), \quad (211)$$

где Φ_0 - разность фаз между соседними излучателями.

Выражение (211) определяет равномерное АР и линейное ФР. Учитывая выражение (207), из выражения (210) получаем

$$f_c(\theta) = \left| \sum_{n=1}^N e^{i\Phi_0(n-1)} \cdot e^{ikd(n-1) \cdot \sin \theta} \right|. \quad (212)$$

Сумма в выражении (212) есть геометрическая прогрессия. Как известно, сумма N членов геометрической прогрессии равна

$$S = \frac{a_1 \cdot (1 - q^N)}{1 - q}, \quad (213)$$

где a_1 - первый член прогрессии, q - знаменатель прогрессии.

Из выражения (212) следует, что

$$a_1 = 1, \quad (214)$$

$$q = e^{i(\Phi_0 + kd \cdot \sin \theta)}. \quad (215)$$

Подставляя выражения (214-215) в выражение (213), получаем

$$f_c(\theta) = \left| \frac{1 - e^{iN(\Phi_0 + kd \cdot \sin \theta)}}{1 - e^{i(\Phi_0 + kd \cdot \sin \theta)}} \right|. \quad (216)$$

В выражении (216) сделаем следующие преобразования:

вынесем из числителя за знак скобок множитель $e^{i0,5 \cdot N(\Phi_0 + kd \cdot \sin \theta)}$,

из знаменателя вынесем за знак скобок множитель $e^{i0,5 \cdot (\Phi_0 + kd \cdot \sin \theta)}$,

учтем, что модуль от экспоненты с мнимым показателем степени равен единице,

и используем формулу Эйлера $\sin x = -i 0,5 (e^{ix} - e^{-ix})$.

В результате из выражения (216) получаем

$$f_c(\theta) = \left| \frac{\sin(N\Psi)}{\sin \Psi} \right|, \quad (217)$$

где
$$\Psi = \frac{kd}{2} \left(\sin \theta + \frac{\Phi_0}{kd} \right). \quad (218)$$

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

$$K_3 = -\frac{\Phi_0}{kd}. \quad (219)$$

Величина K_3 называется коэффициентом замедления. Физический смысл такого понятия был пояснен ранее при рассмотрении линейной антенны. С учетом этого выражение (218) запишем в виде

$$\Psi = \frac{kd}{2} (\sin \theta - K_3). \quad (220)$$

Далее для величины Ψ , которая называется обобщенной угловой координатой, будем использовать оба выражения (218) и (220).

2. *Анализ множителя системы.* Рассмотрим выражение (217). предварительно пронормировав его. Найдем максимальное значение. Учитывая, что при малом аргументе синус можно заменить его аргументом, из выражения (217) получаем при $\Psi \rightarrow 0$

$$f_c(\theta) \approx \frac{N\Psi}{\Psi} \rightarrow N. \quad (221)$$

Полученное значение и есть максимальное значение множителя системы. С учетом этого из выражения (217) получаем для нормированного множителя системы $F_c(\theta) = \frac{f_c(\theta)}{N}$ следующее выражение:

$$F_c(\theta) = \left| \frac{\sin(N\Psi)}{N \sin \Psi} \right|. \quad (222)$$

Рассмотрим множитель системы как функцию обобщенной угловой координаты Ψ , обозначив его символом $F_c(\Psi)$:

$$F_c(\Psi) = \left| \frac{\sin(N\Psi)}{N \sin \Psi} \right|. \quad (223)$$

Функция $F_c(\Psi)$ - периодическая, т.к. является отношением двух периодических функций. Причем период $F_c(\Psi)$ равен большему из периодов, т.е. равен π - периоду функции $\sin\Psi$. Рассмотрим функцию $F_c(\Psi)$ на периоде изменения $0 \div \pi$. При $\Psi=0$ значение $F_c(\Psi)$ уже определено и равно 1. Поскольку периодом является интервал $0 \div \pi$, при $\Psi=\pi$ функция $F_c(\Psi)=1$. На графиках рис.53 показаны зависимости модулей $\sin(N\Psi)$, $\sin\Psi$, а также $F_c(\Psi)$ от аргумента Ψ на интервале $\Psi=0 \div \pi$. Графики построены для случая $N=5$. Пунктирной линией с длинными штрихами - модуль $\sin\Psi$; штрихпунктирной линией - модуль $\sin(N\Psi)$; сплошной линией - множитель системы $F_c(\Psi)$.

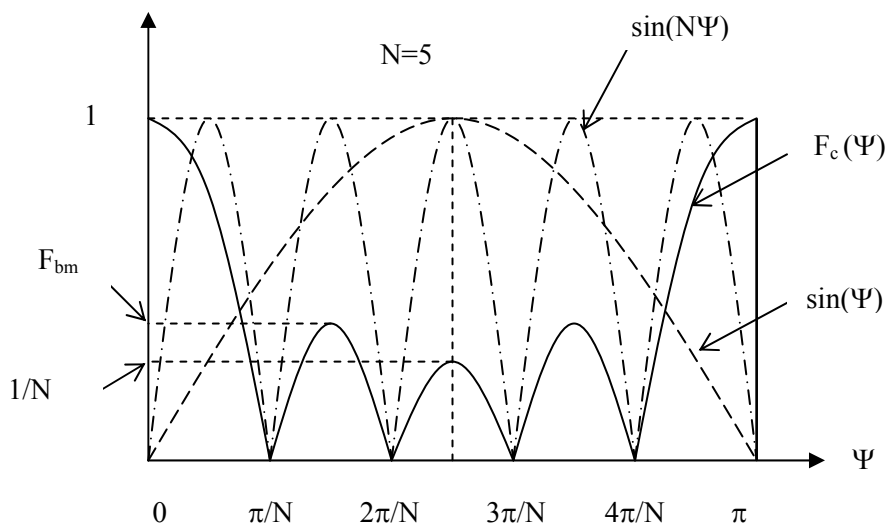


Рис.53

Значение множителя системы при $\Psi = \frac{\pi}{2}$ в соответствии с выражением (223) равно $\frac{1}{N}$, так как при этом $\sin(\Psi)=1$ и $\sin(N\Psi)=\sin(2,5 \pi)=1$.

Из выражения (218) следует, что обобщенная угловая координата Ψ зависит от волнового расстояния между соседними излучателями $\frac{d}{\lambda}$ (а оно может быть произвольным), от угла θ ($-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$) и от разности фаз между соседними излучателями Φ_0 (Φ_0 может быть положительным и

отрицательным), Величина Ψ принимает в принципе произвольные значения - и положительные и отрицательные. Однако весь интервал изменения Ψ можно разбить на отрезки, длиной 2π , в каждом из которых множитель системы имеет один и тот же вид, показанный на рис.53 (отрезок, длиной 2π , является периодом изменения функции $F_c(\Psi)$). На рис.54 показан график функции $F_c(\Psi)$, т.е. множитель системы, в пределах нескольких периодов изменения.

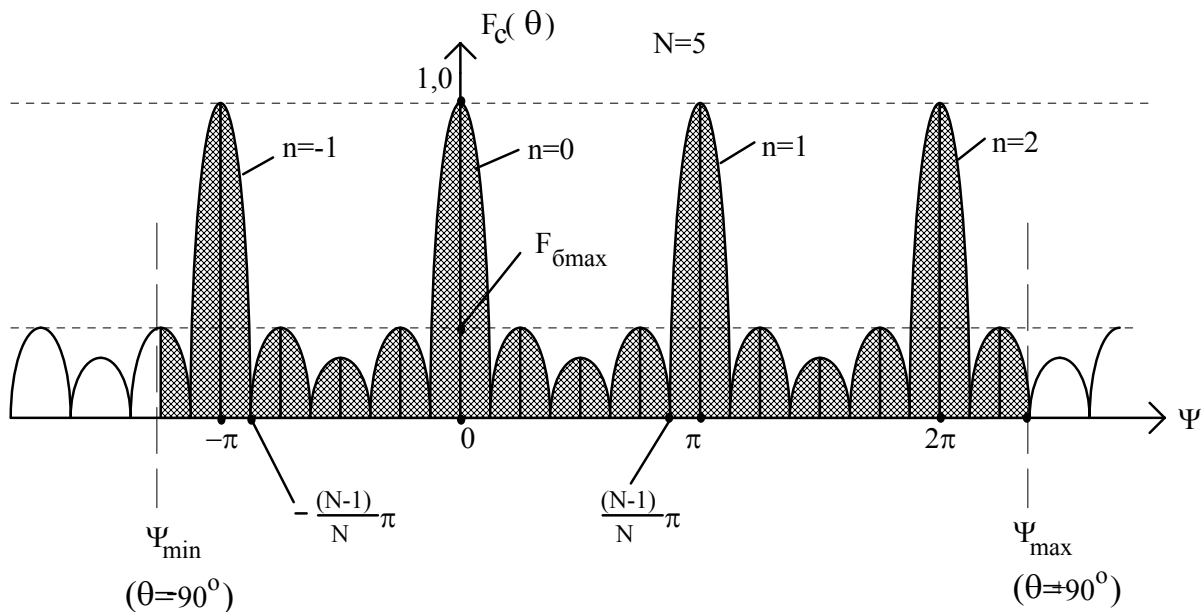


Рис.54

Часть графика, расположенная в пределах реального интервала изменения величины Ψ , ограниченного значениями Ψ_{\min} и Ψ_{\max} , заштрихована. Эти значения соответствуют границам изменения реального угла θ , равным $\pm 90^\circ$. Из выражения (218) следует

$$\Psi_{\min} = \frac{kd}{2} \left(-1 + \frac{\Phi_0}{kd}\right), \quad (223)$$

$$\Psi_{\max} = \frac{kd}{2} \left(1 + \frac{\Phi_0}{kd}\right). \quad (224)$$

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

$$\Delta\Psi = \Psi_{\max} - \Psi_{\min} = kd = 2\pi \frac{d}{\lambda}, \quad (225)$$

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

Из рис.54 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 $N-2$ (на 2 меньше, чем число излучателей решетки). Чем больше $\frac{d}{\lambda}$, тем больше величина $\Delta\Psi$ и больше главных лепестков в области реальных углов θ .

Лепесток, соответствующий $\Psi=0$, называется нулевым, остальные лепестки имеют номера $n=\pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$. На рис.54 указаны номера лепестков. Направление главного лепестка с номером n , как следует из рис.54, определяется условием

$$\Psi = n\pi. \quad (226)$$

Обозначим направление главного лепестка с номером n символом Θ_{mn} . Из выражений (226) и (218) следует условие, определяющее величину Θ_{mn} :

$$n\pi = \frac{kd}{2}(\sin \Theta_{mn} + \frac{\Phi_0}{kd}). \quad (227)$$

Учитывая, что $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, из выражения (227) получаем

$$\sin \Theta_{mn} = n \frac{\lambda}{d} - \frac{\Phi_0}{kd}, \quad (228)$$

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 (228):

$$\sin \Theta_{m0} = -\frac{\Phi_0}{kd}. \quad (229)$$

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

3. *Условие единственности главного максимума.* Из рис.54 следует, что в пространстве будет только один нулевой главный лепесток, если выполняются следующие два условия:

$$\Psi_{\min} \geq -\frac{N-1}{N}\pi, \quad (230)$$

$$\Psi_{\max} \leq \frac{N-1}{N}\pi. \quad (231)$$

Подставляя в выражения (230-231) выражения (223-224) и учитывая выражение (229), получим

$$\Psi_{\min} = \frac{kd}{2}(-1 - \sin \Theta_{m0}) \geq -\frac{N-1}{N}\pi, \quad (232)$$

$$\Psi_{\max} = \frac{kd}{2}(1 - \sin \Theta_{m0}) \leq \frac{N-1}{N}\pi. \quad (233)$$

Так как $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, из выражений (232-233) получаем два условия для волнового расстояния между соседними излучателями:

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{N-1}{N(1 + \sin \Theta_{m0})}, \quad (234)$$

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{N-1}{N(1 - \sin \Theta_{m0})}. \quad (235)$$

Угол Θ_{m0} может быть и положительным, и отрицательным, поэтому оба условия(234-235) выполняются одновременно, если

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{N-1}{N(1 + |\sin \Theta_{m0}|)} \quad (236)$$

Условие (236) называется условием единственности главного максимума диаграммы направленности антенной решетки.

4. *Сканирование в антенной решетке.* Из выражений (228-229) следует, что направление главных максимумов множителя системы зависит от разности фаз между соседними излучателями ϕ_0 . Рассмотрим направление нулевого главного максимума в пространстве, считая, что условие его единственности (236) выполнено.

Из выражения (229) 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 происходит перемещение диаграммы направленности решетки по углу θ , т.е. происходит сканирование, как в линейной антенне при линейном фазовом распределении. В антенных решетках изменение величины ϕ_0 производится с помощью электрически управляемых фазовращателей, которые строятся с применением намагничиваемых ферритов или р-і-п диодов. Поэтому сканирование в антенных решетках производится без каких-либо механических перемещений элементов и называется электрическим (или электронным).

5. *Закономерности сканирования.* Диаграмма направленности антенной решетки определяется выражением (209). Для нормированной диаграммы направленности одного излучателя $F_1(\theta, \varphi)$ и нормированного множителя системы $F_c(\theta)$ это выражение можно записать в виде

$$f(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi) \cdot F_c(\theta), \quad (237)$$

В качестве излучателей антенной решетки используются слабо-направленные антенны, в которых $F_1(\theta, \varphi)$ слабо зависит от угла θ . На рис.55 показаны: диаграмма направленности одного излучателя $F_1(\theta, \varphi)$ - пунктирной линией, множитель системы $F_c(\theta)$ - сплошной линией в зависимости от угла θ при выполнении условия единственности главного максимума множителя системы. Диаграмма направленности решетки, равная $f(\theta) = F_1(\theta) \cdot F_c(\theta)$ - заштрихована.

На рисунке также обозначено:

Θ_{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.55 можно сделать следующие выводы:

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

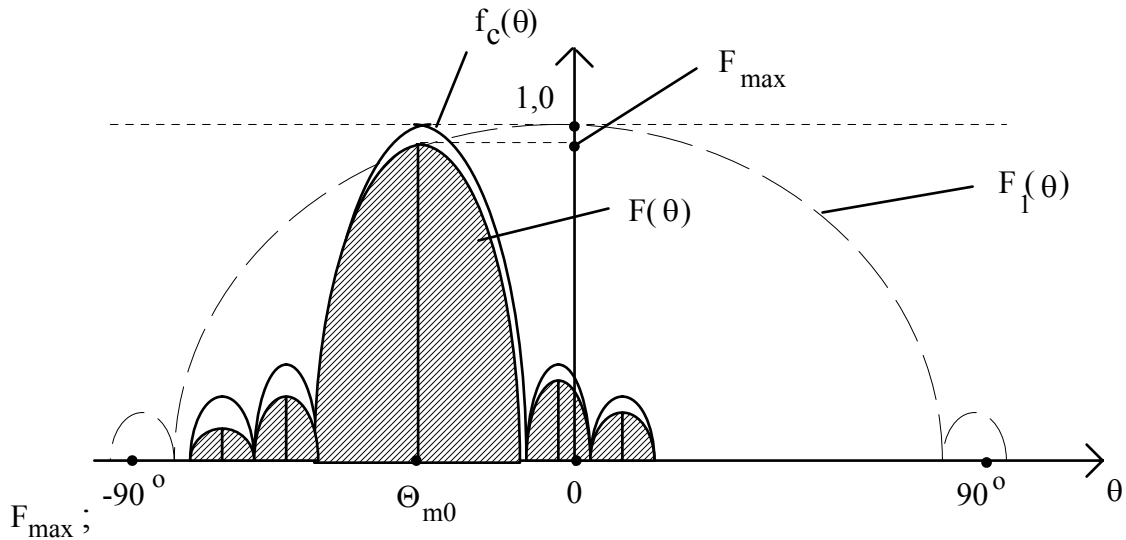


Рис.55

- 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 Θ_{m0} КНД меньше D_{\max} . Обозначим КНД при произвольном угле Θ_{m0} символом D . Значения D и D_{\max} связаны соотношением, следующим из ранее сказанного:

$$D = D_{\max} \cdot F_{\max}^2 = D_{\max} \cdot F_1^2(\Theta_{m0}). \quad (238)$$

Величина $\frac{D}{D_{\max}}$ характеризует закон изменения КНД при сканировании и называется диаграммой сканирования. Обозначим диаграмму сканирования символом $F_{ск}$. Из выражения (238) следует, что

$$F_{ск} = \frac{D}{D_{\max}} = F_1^2(\Theta_{m0}). \quad (239)$$

При проектировании антенной решетки задается требуемый сектор сканирования, т.е. сектор, в пределах которого должен меняться угол Θ_{m0} . Этот сектор обозначается символом $2\Theta_{ск}$ и требуется, чтобы $-\Theta_{ск} \leq \Theta_{m0} \leq \Theta_{ск}$. В секторе сканирования $2\Theta_{ск}$ КНД не должен меняться более, чем в допустимых пределах. 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 $\Theta_{m0}=\Theta_{ск}$ значение $F_{ск}=0,5$, и

величина Θ_{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;

в) при сканировании в антенной решетке наблюдаются те же явления, что и в линейной антенне при линейном фазовом распределении, рассмотренные ранее (см. линейную антенну): чем больше угол Θ_{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 $2\Theta_{ск}$ не превосходит 60° .

б. Параметры диаграммы направленности антенной решетки. Параметрами ДН являются ширина главного лепестка $2\Theta_{0,5}$ и максимальный уровень боковых лепестков $F_{бmax}$ (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, рассмотренной ранее. Так, при равномерном амплитудном распределении

$$2\Theta_{0,5} = 51^\circ \frac{\lambda}{L}, \quad (240)$$

$$F_{бmax} \approx 21,7\% \approx -13\text{дБ}, \quad (241)$$

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 двухмерного сканирования (в двух плоскостях) используются плоские антенные решетки. Рассмотрим основные особенности плоских антенных решеток.

5.4.3. Плоские антенные решетки с равномерным амплитудным и линейным фазовым распределением возбуждения излучателей

1. Способы размещения излучателей в решетке. В плоских антенных решетках

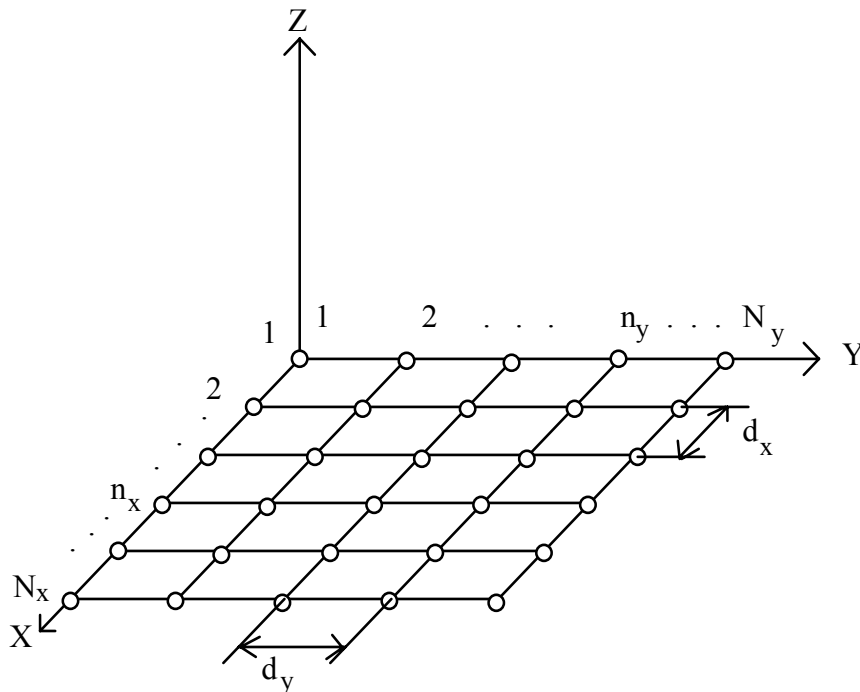


Рис.56

используются два способа размещения излучателей: в узлах прямоугольной сетки и в узлах треугольной сетки. Эти два способа иллюстрируются рис.56 и рис.57. На рис.56 показана решетка в системе координат X,Y,Z.

Причем решетка расположена в плоскости X,Y. Места расположения излучателей обозначены кружками.

На рис.56 также обозначено:

d_x, d_y - расстояния между соседними излучателями по осям X,Y;

N_x, N_y - число излучателей по осям X,Y (N_x -число строк, N_y - число столбцов);

n_x, n_y - номера излучателей по осям X,Y ($1 \leq n_x \leq N_x, 1 \leq n_y \leq N_y$),

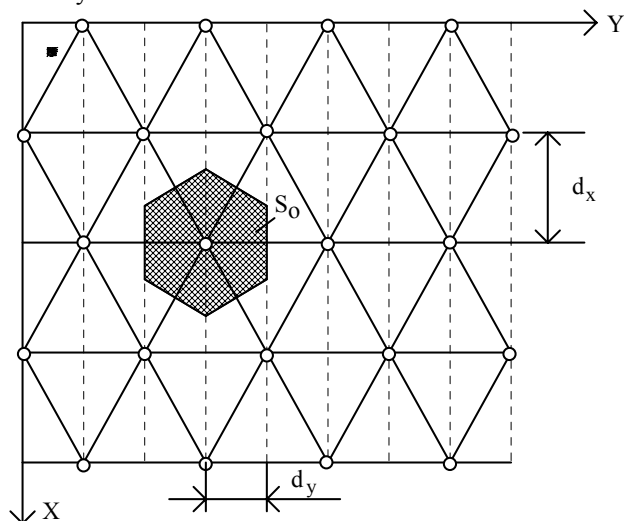


Рис.57

На рис.57 показана плоская антенная решетка с треугольной сеткой расположения излучателей. Решетка расположена в плоскости X,Y. Ось Z идет на читателя. Излучатели расположены на вершинах равносторонних треугольников. Места расположения излучателей отмечены кружками. Площадь, приходящаяся на один излучатель, заштрихована и обозначена символом S_0 . Как видно, эта площадь ограничена правильным шестиугольником. Показаны

расстояния между строками - d_x и между столбцами - d_y . В каждом столбце излучатели, в отличие от решетки с прямоугольной сеткой размещения

излучателей, расположены через один. Рассмотрим основные особенности плоской решетки по сравнению с линейной.

2. *Плоская решетка с прямоугольной сеткой расположения излучателей.* Введем далее следующие обозначения:

Θ_{mx} - угол отклонения нулевого главного максимума ДН от нормали к решетке в плоскости XZ;

Θ_{my} - угол отклонения нулевого главного максимума ДН от нормали к решетке в плоскости YZ;

$2\Theta_{ск}^x$ - сектор сканирования в плоскости XZ;

$2\Theta_{ск}^y$ - сектор сканирования в плоскости YZ;

Условие единственности главного максимума ДН должно выполняться при сканировании в плоскостях XZ и YZ в указанных секторах. Эти условия на основании выражения (236) можно записать в следующем виде:

для плоскости XZ

$$\frac{d_x}{\lambda} \leq \frac{N_x - 1}{N_x (1 + \sin \Theta_{ск}^x)}, \quad (242)$$

для плоскости YZ

$$\frac{d_y}{\lambda} \leq \frac{N_y - 1}{N_y (1 + \sin \Theta_{ск}^y)}. \quad (243)$$

Сканирование в плоскости XZ обеспечивается линейным фазовым распределением по оси X (т.е. по столбцам решетки). Наиболее просто оно осуществляется при разделяющемся амплитудно-фазовом распределении по осям X и Y. В этом случае закон изменения фазового распределения в каждом столбце будет одинаковым и описывается выражением, следующим из выражения (211). Обозначим разность фаз между соседними излучателями по оси X (в столбце) символом Φ_{ox} . Тогда фаза возбуждения излучающего элемента, расположенного по оси X и имеющего номер n_x , будет определяться выражением

$$\Psi_{nx} = \Phi_{ox} \cdot (n_x - 1). \quad (244)$$

Аналогично, сканирование в плоскости YZ обеспечивается линейным фазовым распределением по оси Y (т.е. по строкам), описываемым выражением

$$\Psi_{ny} = \Phi_{oy} \cdot (n_y - 1), \quad (245)$$

где Φ_{oy} - разность фаз между соседними излучателями по оси Y.

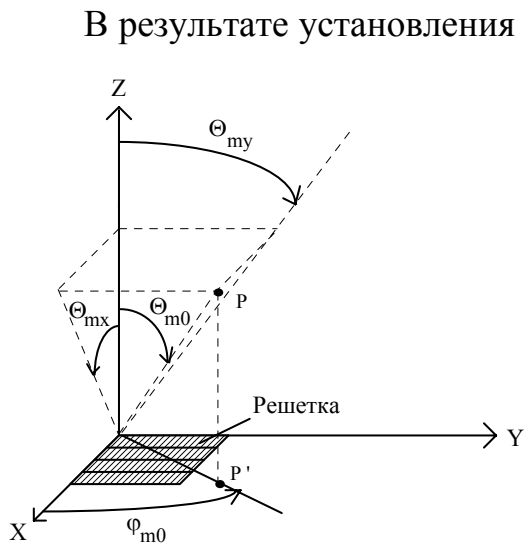


Рис.58

В результате установления на решетке указанных фазовых распределений по осям X и Y главный лепесток нулевого порядка отклонится от нормали к решетке в плоскости XZ на угол Θ_{mx} , в плоскости YZ - на угол Θ_{my} , что поясняется рис.58. На рис.58 обозначено также:

P - точка на направлении главного максимума ДН;

P' - проекция точки P на плоскость XY ;

Θ_{m0}, Φ_{m0} - угловые сферические координаты направления главного максимума в пространстве, связанные с углами Θ_{mx} и Θ_{my} известными соотношениями:

$$\cos \Theta_{mx} = \sin \Theta_{m0} \cdot \cos \Phi_{m0}, \quad (246)$$

$$\cos \Theta_{my} = \sin \Theta_{m0} \cdot \sin \Phi_{m0}. \quad (247)$$

Суммарная фаза в излучающем элементе, имеющем номер n_x - по оси X и номер n_y - по оси Y , равна сумме фаз Ψ_{nx} и Ψ_{ny} . Обозначим эту фазу символом Ψ_{xy} . В соответствии с выражениями (244-245)

$$\Psi_{xy} = \Phi_{ox} \cdot (n_x - 1) + \Phi_{oy} \cdot (n_y - 1). \quad (248)$$

Значения Φ_{ox} и Φ_{oy} связаны с углами Θ_{mx} и Θ_{my} соотношениями, следующими из выражения (229):

$$\sin \Theta_{mx} = -\frac{\Phi_{ox}}{kd_x}, \quad (249)$$

$$\sin \Theta_{my} = -\frac{\Phi_{oy}}{kd_y}. \quad (250)$$

При таком способе управления фазой в каждом излучателе требуется $N = N_x + N_y$ управляющих сигналов: N_x - сигналов для подачи на N_x строк и N_y сигналов для подачи на N_y столбцов. Этот способ управления фазовым распределением называется строчно-столбцевым. Он реализуется в решетке с прямоугольной сеткой расположения излучателей и с разделяющимся амплитудно-фазовым распределением.

Из вышеизложенного следует, что рассмотренную решетку при расчете диаграммы направленности в главных плоскостях (плоскостях, параллельных сторонам решетки, т.е в нашем случае в плоскостях XZ и YZ) можно считать линейной, в которой элементарными излучателями являются строки - при расчете ДН в плоскости XZ , и столбцы - при расчете ДН в плоскости YZ .

Если амплитудно-фазовое распределение не является разделяющимся по координатам (закон изменения фазы в всех строках или столбцах разный) приходится использовать поэлементный способ управления фазовым распределением, т.е. использовать $N = N_x \cdot N_y$ управляющих сигналов.

2. *Плоская решетка с треугольной сеткой расположения излучателей.* Ранее было показано (см. рис.57), что в такой решетке соседние столбцы отличаются друг от друг (сдвинуты по оси X на один излучатель). Поэтому фазовое распределение возбуждения излучателей в соседних столбцах различно, в связи с чем строчно-столбцевой способ управления фазовым распределением не используется, алгоритм управления фазой в каждом излучателе более сложный. Это является недостатком решетки с треугольной сеткой расположения излучателей. Однако такая решетка имеет и преимущество по сравнению с решеткой, в которой излучатели расположены в узлах прямоугольной сетки. Сравним эти два способа расположения излучателей с точки зрения требуемого количества излучателей.

Пусть имеется две решетки рис.56 и рис 57. Будем считать, что обе решетки имеют одинаковую площадь раскрыва S (это обеспечивает одинаковый КНД), одинаковые сектора сканирования по осям X и Y ($\Theta_{ск}^x = \Theta_{ск}^y = \Theta_{ск}$). Определим площадь S_0 , приходящуюся на один излучатель.

В решетке с прямоугольной сеткой расположения излучателей при одинаковых секторах сканирования в плоскостях XZ и YZ расстояния между соседними излучателями по осям X и Y должны быть одинаковыми: $d_x = d_y = d$. При этом площадь, приходящаяся на один излучатель, представляет собой квадрат со стороной, равной d . Очевидно, она равна $S_0^{\square} = d^2$.

В решетке с треугольной сеткой расположения излучателей расстояние между строками больше, чем между столбцами. Поэтому при одинаковых секторах сканирования условие единственности необходимо выполнить для плоскости XZ, где расстояние между излучателями больше, т.е. взять $d_x = d$. При этом площадь шестиугольника, выраженная через высоту треугольника, получается равной $S_0^{\nabla} = \frac{2}{\sqrt{3}}d^2 \approx 1,15 \cdot S_0^{\square}$. Как видно, в решетке с треугольной сеткой расположения излучателей площадь, приходящаяся на один излучатель, примерно на 15 % больше, чем в решетке с прямоугольной сеткой расположения излучателей. Поэтому при одинаковых площадях раскрыва обеих решеток число излучателей, при котором выполняется условие единственности главного максимума ДН в заданном секторе сканирования, в решетке с треугольной сеткой меньше на 15 %, чем в решетке с прямоугольной сеткой.. В этом и заключается преимущество решетки с треугольной сеткой.

5.5. О статистической теории антенн

5.5.1. Области применения статистической теории антенн

При изготовлении и эксплуатации антенных устройств неизбежны случайные отклонения геометрических размеров антенны, рабочей частоты и амплитудно-фазового распределения от заданных значений. Эти отклонения обусловлены неточностью изготовления антенны, колебаниями ее размеров

под действием ветра, изменением температуры, нестабильностью работы питающих устройств в режиме передачи или флуктуациями напряженности поля, падающего на антенну в режиме приема. Случайные отклонения формы и размеров антенны, рабочей частоты и амплитудно-фазового распределения от заданных значений приводят к изменению (ухудшению) характеристик и параметров антенны. Причем эти изменения увеличиваются с ростом волновых размеров антенны. Ввиду случайного характера явлений, вызывающих указанные изменения, учет их может быть произведен статистически. Эти вопросы и рассматривает статистическая теория антенн (СТА).

СТА применяется при расчете:

больших зеркальных антенн и фазированных антенных решеток;

параметров антенных устройств радиолиний дальнего тропосферного распространения (ДТР), работающих в сильно флуктуирующих из-за неоднородностей атмосферы полях;

антенных укрытий (обтекателей) больших волновых размеров.

СТА используется также при оценке случайных повреждений больших антенн.

5.5.2. Методика статистического анализа

Наибольший интерес представляют средние значения характеристик и параметров антенн: средние ДН, средний КНД, средние значения параметров ДН. В зависимости от задачи усреднение производится или по ансамблю однотипных антенн (например при определении производственных допусков), или по временным изменениям параметров отдельной антенны (при оценке влияния условий эксплуатации). СТА рассматривает также флуктуации характеристик и параметров антенн.

Статистический анализ антенны распадается на две задачи - внутреннюю и внешнюю. Внутренняя задача рассматривает статистические характеристики амплитудно-фазового распределения поля на антенне. Внешняя задача посвящается анализу характеристик и параметров антенны.

Наибольшее влияние на характеристики и параметры антенны оказывает случайная составляющая в фазовом распределении. Для линейной антенны, расположенной вдоль оси Z , фазовое распределение $\Psi(z)$ будет случайной функцией. В большинстве случаев закон распределения случайных фазовых ошибок будет нормальным. При этом функция $\Psi(z)$ характеризуется среднеквадратичной ошибкой $\sigma_\phi(z)$ и дисперсией $\alpha = \sigma_\phi^2$.

Отклонение фазового распределения от заданного практически не могут быть совершенно случайными, а взаимосвязаны в пределах некоторого участка антенны. Соотношение случайного и неслучайного фазовых распределений учитывается с помощью коэффициента корреляции отклонений $r_k(z, z_1)$, где z, z_1 - координаты некоторых двух точек на антенне. С коэффициентом корреляции связан радиус корреляции ρ_k и относительный радиус корреляции $c_k = \frac{2\rho_k}{L}$, где L - длина антенны. Качественно под радиусом корреляции понимается

расстояние между двумя точками на антенне, случайные фазовые ошибки в которых практически взаимно независимы.

5.5.3. Влияние случайных фазовых ошибок на характеристики и параметры антенны

Для характеристики влияния случайной фазовой ошибки вводится понятие средней диаграммы направленности (СДН), среднего коэффициента направленного действия (СКНД). При появлении случайной фазовой ошибки уменьшается уровень главного максимума СДН, главный лепесток расширяется, возрастают боковые лепестки, пропадают нули между лепестками СДН (в целом повышается уровень бокового излучения). С ростом величины α и уменьшением относительного радиуса корреляции эти изменения увеличиваются.

Указанные изменения ДН приводят к уменьшению КНД. В результате средний КНД уменьшается по сравнению с КНД при отсутствии случайной фазовой ошибки. Чем больше случайная фазовая ошибка α и меньше относительный радиус корреляции, тем меньше СКНД по сравнению с КНД. Этот результат имеет очень важное следствие. При изготовлении антенн с большими волновыми размерами (зеркальных, линзовых антенн, антенных решеток) с ростом волновых размеров должна увеличиваться точность изготовления (уменьшаться допуск). При сохранении величины допуска с ростом размеров антенны уменьшается относительный радиус корреляции и нежелательные изменения ДН и КНД возрастают, в частности уменьшается СКНД. Поэтому увеличение размеров антенны при сохранении величины допуска КНД антенны увеличивается только до некоторого предела. Если это значение КНД, называемое предельным, достигнуто, дальнейшее увеличение размера антенны приведет к уменьшению КНД, если не будет увеличена точность изготовления антенны (т.е. не увеличен абсолютный радиус корреляции).

За более подробными сведениями по СТА рекомендуется обратиться к списку литературы, приведенному в конце методического пособия.

Литература

1. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ.-М: ВШ, 1988. -430 с.
2. Лавров А.С., Резников Г.Б. Антенно-фидерные устройства. -М: Сов. радио, 1974. -366 с.
3. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ, Ч 1, 2. -М: Связь, 1977. -667 с.
4. Жук М.С., Молочков Ю.Б. Проектирование антенно-фидерных устройств. - М: Энергия, 1966. -646 с.
5. Жук М.С., Молочков Ю.Б. Проектирование линзовых, сканирующих, широкодиапазонных антенн и фидерных устройств. -М: Энергия, 1973. -438 с.
6. Шифрин Я.С.. Вопросы статистической теории антенн. -М: Сов.радио. 1970. - 350 с.
7. Методические указания к лабораторным работам по курсу "Антенны и устройства СВЧ" для студентов специальности "Радиотехника ".Ч2. Антенны./ Сост. О.А.Юрцев , В.Б.Кирильчук , А.В.Кухарев . -Мн: БГУИР. 1996.

Св. план 1997, поз.91

Учебное издание

Юрцев Олег Анатольевич

Элементы общей теории антенн

Часть 1

Методическое пособие

по курсу "Антенны и устройства СВЧ"
для студентов специальности "Радиотехника"
В 3- частях

Редактор Е.М.Бобровская
Корректор Е.Н. Батурчик

Подписано в печать

Объем 4,5 усл. - печ.л.

Заказ

5,0 уч. - изд.л.

Формат 60 × 84 1/16

Тираж 150 экз.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
Министерства образования Республики Беларусь
Отпечатано на ротапинтере БГУИР. 220027, Минск, П.Бровки, 6