

Министерство образования и науки Российской Федерации
Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Тамбовский государственный технический университет»

А.П. ПУДОВКИН, Ю.Н. ПАНАСЮК, А.А. ИВАНКОВ

ОСНОВЫ ТЕОРИИ АНТЕНН

Рекомендовано Учебно-методическим объединением
по образованию в области радиотехники, электроники,
биомедицинской техники и автоматизации
в качестве учебного пособия



Тамбов
Издательство ГОУ ВПО ТГТУ
2011

УДК 621.37(075/8)
ББК з815я73
П881

Рецензенты:

Доктор педагогических наук,
профессор кафедры «Физика» ГОУ ВПО ТГТУ
Н.Я. Молотков

Доктор технических наук, доцент начальник кафедры № 123
«Передающие и приёмные радиоустройства
(Средств связи и РТО)» ВАИУ (г. Воронеж)
П.А. Федюнин

Пудовкин, А.П.

П881 Основы теории антенн : учебное пособие / А.П. Пудовкин,
Ю.Н. Панасюк, А.А. Иванков. – Тамбов : Изд-во ГОУ ВПО
ТГТУ, 2011. – 92 с. – 100 экз. – ISBN 978-5-8265-0981-4.

Излагаются основы теории приёмных и передающих антенн, а также линейных, апертурных антенн и антенных решёток, применяющихся в устройствах радиоэлектронных средств, влияние их конструктивных параметров на форму диаграммы направленности.

Предназначено для студентов, обучающихся по специальностям 210201, 210303 направления 210200 «Проектирование и технология электронных средств» очной и заочной форм обучения.

УДК 621.37(075/8)
ББК з815я73

ISBN 978-5-8265-0981-4 © Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Тамбовский государственный технический университет» (ГОУ ВПО ТГТУ), 2011

Учебное издание

ПУДОВКИН Анатолий Петрович,
ПАНАСЮК Юрий Николаевич,
ИВАНКОВ Александр Александрович

ОСНОВЫ ТЕОРИИ АНТЕНН

Учебное пособие

Редактор Л.В. Комбарова
Инженер по компьютерному макетированию М.С. Анурьева

Подписано в печать 05.04.2011.
Формат 60×84 / 16. 5,35 усл. печ. л. Тираж 100 экз. Заказ № 143

Издательско-полиграфический центр ГОУ ВПО ТГТУ
392000, г. Тамбов, ул. Советская, д. 106, к. 14

**А.П. ПУДОВКИН, Ю.Н. ПАНАСЮК,
А.А. ИВАНКОВ**

ОСНОВЫ ТЕОРИИ АНТЕНН



◆ **Издательство ГОУ ВПО ТГТУ** ◆

ВВЕДЕНИЕ

В современных условиях техника антенн является одной из наиболее быстро развивающихся областей радиоэлектроники. Современные достижения в технике антенн основываются на последних разработках электроники, техники полупроводников, когерентной радиооптики, оптоэлектроники и т.д. Различные объекты, как наземные, так и летательные аппараты, имеют множество антенн различных диапазонов и назначений, и обеспечение их электромагнитной совместимости во многом зависит от характеристик и параметров антенн.

В связи с этим радиоинженер, работающий в области антенной техники, должен обладать знаниями основ теории антенн, а также их характеристик и параметров. Эти вопросы рассматриваются в настоящем учебном пособии.

Усвоение изложенных в пособии вопросов предполагает знание читателем общих разделов высшей математики, теории радиотехнических цепей и сигналов, электродинамики и распространения радиоволн в рамках существующих учебных программ.

Пособие содержит пять разделов. Наиболее важные моменты и определения в пособии выделены курсивом. Основные термины выделены полужирным шрифтом, а места, на которые следует обратить внимание, выделены подчёркиванием.

Для контроля усвоения изучаемого материала в конце каждого раздела имеются контрольные вопросы.

1. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕНН

1.1. НАЗНАЧЕНИЕ ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕНН И ИХ ФУНКЦИИ

Антенна является неотъемлемой составной частью любого радиотехнического устройства, которое предназначено для передачи или приёма информации с помощью радиоволн через окружающее пространство.

Передающая антенна предназначена для непосредственного излучения радиоволн.

Задачи, решаемые передающей антенной:

1. Преобразование энергии токов высокой частоты в энергию излучаемых радиоволн. Одним из основных требований, предъявляемых к антеннам, является сохранение закона модуляции (отсутствие искажения передаваемой информации).
2. Пространственное распределение энергии электромагнитного поля.
3. Формирование определённой поляризационной структуры поля.

Классификация антенн:

1. По функциональному назначению:

- приёмные;
- передающие;
- приёмо-передающие.

2. По конструкции и принципу действия:

- линейные;
- апертурные;
- антенные решётки.

Антенны линейного типа характерны тем, что размеры поперечного сечения у них малы по сравнению с длиной волны. Обычно такие антенны выполняются из отрезка провода или нескольких проводов, либо в виде стержня.

Апертурные антенны имеют раскрыв (апертуру), через который проходит поток излучаемой (принимаемой) энергии.

В свою очередь, линейные и апертурные антенны могут быть представлены как непрерывные системы, состоящие из элементарных излучателей: диполей (вibratorов) Герца, элементарных рамок или источников Гюйгенса.

Антенная решётка – это совокупность идентичных излучающих (приёмных) элементов, расположенных в определённом порядке и питаемых от одного или нескольких когерентных источников.

3. По поляризации:

- антенны с линейной поляризацией;
- антенны с вращающейся поляризацией.

4. По полосе пропускания:

- узкополосные;
- широкополосные;
- широкодиапазонные.

5. По диапазону радиоволн:

- антенны диапазона ОВЧ (МВ);
- антенны диапазона УВЧ (ДМВ);
- антенны диапазона СВЧ (СМВ);
- антенны диапазона КВЧ (ММВ).

6. По направленным свойствам:

- ненаправленные;
- узконаправленные.

7. По месту установки:

- наземные (стационарные);
- бортовые (подвижные).

8. По назначению радиотехнических устройств:

- связные;
- навигационные;
- радиолокационные и т.д.

1.2. ПЕРЕДАЮЩАЯ АНТЕННА КАК НАГРУЗКА ДЛЯ ГЕНЕРАТОРА, ЕЁ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

Так как антенны обладают способностью преобразовывать энергию направляемых электромагнитных волн (ЭМВ) в энергию радиоволн (или наоборот), то существует ряд показателей, которые по своей сути для них являются **энергетическими параметрами**. К ним относятся следующие:

- мощность излучения P_{Σ} ;
- сопротивление излучения R_{Σ} ;
- коэффициент полезного действия (КПД) η_{Λ} ;
- входное сопротивление антенны \dot{Z}_{Λ} ;
- действующая длина $l_{д}$;
- эффективная площадь раскрыва (ЭПР) $A_{эф}$;
- коэффициент использования площади (КИП) q .

В режиме передачи (излучения) антенна является нагрузкой генератора токов высокой частоты. Как нагрузка, она характеризуется активной, реактивной и предельной мощностью, а также входным сопро-

тивлением. Для получения наибольшей мощности излучения антенна должна быть согласована с линией передачи и с внутренним сопротивлением генератора.

Эквивалентная схема передающей антенны представлена на рис. 1.1.

Входное сопротивление антенны – это комплексная величина, равная отношению комплексных амплитуд (или действующих значений) напряжения и тока на входе антенны:

$$\dot{Z}_A = \frac{\dot{U}_{A\text{ВХ}}}{\dot{I}_{A\text{ВХ}}} = R_A + jX_A,$$

где R_A и X_A – активная и реактивная составляющие входного сопротивления, соответственно.

Входное сопротивление антенны, как параметр, относится к антеннам только линейного типа, у которых комплексное напряжение и ток на входе антенны физически определены и могут быть непосредственно измерены. Для антенн апертурного типа понятие входного сопротивления неприемлемо, так как у них не существуют входные зажимы.

В общем случае на входное сопротивление антенны влияют: частота генератора, посторонние проводники и другие тела, расположенные вблизи антенны. Поэтому на практике входное сопротивление антенны определяют на заданных частотах с помощью измерительных приборов в специальных лабораториях, называемых безэховыми камерами.

Подводимая к антенне мощность генератора расходуется на излучение, потери в антенне и окружающих её телах и среде, а также на создание реактивных полей в ближней зоне, поэтому R_A характеризует мощность излучения антенны и мощность тепловых потерь в антенне и в окружающих её телах и среде:

$$R_A = R_\Sigma + R_n,$$

где R_Σ – сопротивление излучения; R_n – сопротивление потерь.

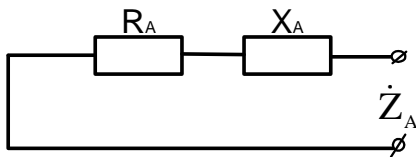


Рис. 1.1

Сопротивление излучения – это некоторое воображаемое активное сопротивление, на котором выделяется мощность, равная мощности излучения антенны

$$P_{\Sigma} = \frac{I_A^2 R_{\Sigma}}{2},$$

где I_A – амплитуда тока на входных зажимах антенны.

Сопротивление излучения характеризует излучающие свойства передающей антенны.

Величина X_A характеризует собой реактивную мощность в ближней зоне, которая не излучается.

Как сопротивление излучения, так и реактивное сопротивление антенны зависят от типа антенны, её конструктивного исполнения, а также от длины волны. Сопротивление потерь зависит от проводящих свойств металла, из которого изготовлена антенна, качества изоляторов, а также от окружающих антенну тел и среды.

Мощность излучения антенны – это та часть мощности, подводимой к антенне от генератора, которая преобразуется антенной в радиоволны и достигает дальней зоны.

Её можно определить путём интегрирования плотности потока мощности этой антенны по замкнутой поверхности S , охватывающей некоторый объём пространства, окружающего антенну:

$$P_{\Sigma} = \oint_S \Pi ds, \quad (1.1)$$

где $\Pi = \Pi(\theta, \varphi)$ – плотность потока мощности (или модуль среднего значения вектора Умова–Пойнтинга).

Так как $\Pi(\theta, \varphi) = \Pi_{\max} F^2(\theta, \varphi)$, а $\Pi_{\max} = E_{\max}^2 / 240\pi$, то

$$\Pi(\theta, \varphi) = \frac{E_{\max}^2 F^2(\theta, \varphi)}{240\pi}. \quad (1.2)$$

В этих выражениях $F^2(\theta, \varphi)$ – диаграмма направленности (ДН) антенны по мощности.

В качестве простейшей поверхности интегрирования удобно выбрать сферу с радиусом r (рис. 1.2). Элемент площади ds на сферической поверхности (результат сечения поверхности сферы двумя меридиональными и двумя азимутальными плоскостями), как это видно из рисунка, равен

$$ds = r^2 \sin(\theta) d\varphi d\theta. \quad (1.3)$$

Подставляя в (1.1) выражения (1.2) и (1.3), можно получить:

$$P_{\Sigma} = \frac{r^2 E_{\max}^2}{240\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\varphi d\theta.$$

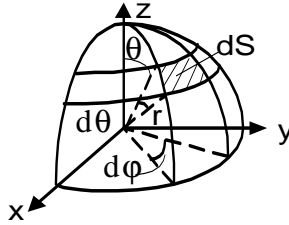


Рис. 1.2

Таким образом, для определения мощности излучения необходимо знать нормированную ДН по мощности и напряжённость поля в направлении максимального излучения при заданном расстоянии r . Мощность излучения антенны зависит от мощности генератора, условий согласования, а также от излучающей способности антенны. Эта способность зависит от типа антенны, особенностей конструктивного исполнения, размеров антенны по отношению к длине волны.

Антенна, как любой преобразователь энергии, характеризуется коэффициентом полезного действия (КПД).

Коэффициент полезного действия – это отношение мощности излучения ко всей активной мощности, получаемой антенной:

$$\eta_A = \frac{P_\Sigma}{P_A} = \frac{P_\Sigma}{P_\Sigma + P_{II}} = \frac{R_\Sigma}{R_\Sigma + R_{II}} < 1.$$

Отсюда следует, что для увеличения КПД антенны необходимо уменьшать сопротивление потерь и увеличивать сопротивление излучения антенны. КПД современных антенн различных диапазонов и типов весьма широк: от 25 до 95%.

Действующая длина передающей антенны – это коэффициент, имеющий размерность длины, который связывает между собой амплитуду напряжённости поля в точке, находящейся в дальней зоне в направлении максимума излучения передающей антенны, с максимальным напряжением на зажимах антенны:

$$U_{A \max} = \ell_d E_{\max}.$$

Этот параметр относится только к антеннам линейного типа и характеризует их энергетическую эффективность по преобразованию энергии токов высокой частоты в линии передачи в энергию электромагнитного поля (ЭМП) излучаемой волны. Действующая длина передающей антенны зависит от её геометрической длины и от закона распределения амплитуды и фазы тока вдоль антенны $\dot{I}(z)$:

$$\ell_d = \frac{1}{I_A} \int_{z=0}^{\ell} \dot{I}(z) dz.$$

Из данного выражения следует:

– при равномерном и синфазном законе распределения тока по антенне $\dot{I}(z) = I_A = \text{const}$, действующая длина антенны совпадает с геометрической $\ell_d = \ell$;

– чем более неравномерно и несинфазно распределение тока вдоль антенны, тем меньший процент от геометрической длины антенны составляет действующая. Поэтому в общем случае действующая длина лежит в пределах от нуля до геометрической длины: $0 < \ell_d < \ell$.

Физический смысл действующей длины передающей антенны – это такая геометрическая длина линейной антенны с равномерным и синфазным распределением тока вдоль неё, при котором эта антенна создаёт в точке, находящейся в дальней зоне по направлению максимума излучения, такую же напряжённость поля, как и реальная антенна с неравномерным и несинфазным распределением тока по длине.

В свою очередь, закон распределения тока вдоль передающей антенны зависит от типа антенны и её конструктивного исполнения.

Эффективная площадь раскрыва передающей антенны (ЭПР) – это коэффициент, имеющий размерность площади, который связывает между собой плотность потока мощности, создаваемой передающей антенной в точке пространства, находящейся в дальней зоне в направлении максимума излучения, и активную мощность, подводимую к антенне от генератора:

$$P_{A \max} = A_{\text{эф}} \Pi_{\max}.$$

Этот параметр относится только к антеннам апертурного типа и характеризует их энергетическую эффективность по преобразованию энергии токов высокой частоты в линии передачи в энергию излучаемой волны. Эффективная площадь передающей антенны зависит от её геометрической площади и от закона распределения амплитуды и фазы поля по раскрыву антенны $\dot{E}_S(x, y)$:

$$A_{\text{эф}} = \frac{\left| \int_s \dot{E}_S(x, y) ds \right|^2}{\int_s \left| \dot{E}_S(x, y) \right|^2 ds}.$$

Из данного выражения следует:

– при равномерном и синфазном законе распределения поля в раскрыве апертурной антенны $\dot{E}_S(x, y) = E_0$ эффективная площадь раскрыва совпадает с его геометрической площадью;

– чем больше неравномерность и несинфазность в распределении поля по раскрыву, тем меньший процент от геометрической площади раскрыва антенны составляет эффективная. Поэтому в общем случае эффективная площадь лежит в пределах от нуля до геометрической площади раскрыва: $0 < A_{\text{эф}} < S$.

Физический смысл эффективной площади раскрыва передающей антенны – это такая геометрическая площадь раскрыва апертурной антенны с равномерным и синфазным распределением поля в её раскрыве, при котором эта антенна создаёт в точке, находящейся в дальней зоне по направлению максимума ДН такую же плотность потока мощности, как и реальная антенна с неравномерным и несинфазным распределением поля в её раскрыве.

Величина, равная отношению ЭПР к геометрической площади раскрыва антенны, называется **коэффициентом использования площади (КИП)**:

$$q = \frac{A_{\text{эф}}}{S} \leq 1.$$

Этот коэффициент характеризует эффективность использования площади раскрыва апертурной антенны при излучении энергии электромагнитного поля и учитывает несинфазность и неравномерность возбуждения поверхности раскрыва.

1.3. ДИАПАЗОННЫЕ И ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ СВОЙСТВА ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕНН

1.3.1. Диапазонные свойства

Диапазоном рабочих частот (полосой пропускания) антенны называется интервал частот от f_{min} до f_{max} , в пределах которого все параметры антенны не выходят из заданных пределов:

$$\Delta f = f_{\text{max}} - f_{\text{min}}.$$

Диапазон рабочих частот антенны чаще всего выражают в процентах к средней частоте диапазона

$$\frac{\Delta f}{f_{\text{cp}}} = \frac{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}{f_{\text{max}} + f_{\text{min}}} \cdot 2 \cdot 100\%,$$

если $\Delta f/f_{cp} < 10\%$, то антенна – узкополосная; если $10\% < \Delta f/f_{cp} < 100\%$, то антенна – широкополосная; если $\Delta f/f_{cp} > 100\%$, то антенна – широкодиапазонная.

Диапазон рабочих частот широкодиапазонных антенн оценивают специальным параметром – коэффициентом перекрытия диапазона $K_d = f_{max}/f_{min}$.

1.3.2. Поляризационные свойства

Под **поляризацией** ЭМВ понимают *ориентацию в пространстве вектора напряжённости электрического поля относительно линии горизонта*. При этом следует иметь в виду, что ЭМП в пространстве является разделённым, отсюда и термин – поляризация. Магнитная составляющая поля располагается всегда в плоскости, перпендикулярной электрической составляющей.

Плоскость, проходящая через вектор E и направление распространения волны (вектор Π), называют **плоскостью поляризации**, а плоскость, проходящую через векторы E и H – **картинной плоскостью** (рис. 1.3).

Различают следующие виды поляризации:

- **линейная поляризация**, если плоскость поляризации не меняет своего положения в пространстве. Линейная поляризация может быть вертикальной, горизонтальной и наклонной;
- **вращающаяся поляризация**, если плоскость поляризации вращается вместе с вектором E с угловой скоростью $\omega = 2\pi f$ вокруг направления распространения, т.е. делает один оборот за период колебаний.

При этом проекция конца вектора E на картинную плоскость будет описывать в ней эллипс (рис. 1.4).

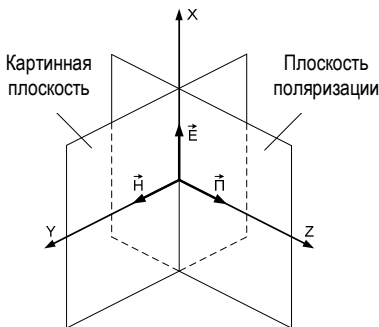


Рис. 1.3

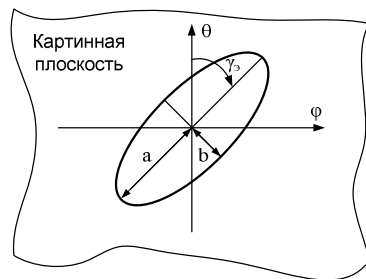


Рис. 1.4

Поляризационным эллипсом (ПЭ) называют геометрическое место точек, которые являются проекциями конца вектора E на картинную плоскость за один его оборот, а поляризация поля называется эллиптической.

Поляризационный эллипс характеризуется следующими параметрами:

- коэффициентом эллиптичности, равным отношению малой оси эллипса к большой, $K_Э = b/a$. В общем случае коэффициент эллиптичности зависит от угловых координат точки наблюдения: $K_Э = K_Э(\theta, \varphi)$;

- углом наклона поляризационного эллипса – т.е. углом между большой осью эллипса и вертикальной осью выбранной системы координат $\gamma_Э$;

- направлением вращения вектора E , которое определяется, глядя вслед уходящей волне. При этом под поляризацией правого вращения подразумевают вращение вектора E по часовой стрелке, тогда коэффициент эллиптичности принимает положительные значения, $0 < K_Э < 1$. При поляризации левого вращения (вектор вращается против часовой стрелки) коэффициент эллиптичности отрицателен, $-1 < K_Э < 0$. При $K_Э = 0$ эллипс вырождается в прямую линию, и поле имеет линейную поляризацию.

Поляризационная характеристика (ПХ) – это зависимость ЭДС в приёмной антенне с линейной поляризацией, принимающей ЭМВ рассматриваемой передающей антенны, от угла её поворота в картинной плоскости. Таким образом, поляризационный эллипс вписан в поляризационную характеристику.

На рисунке 1.5 представлены поляризационные характеристики антенн для различных видов поляризации.

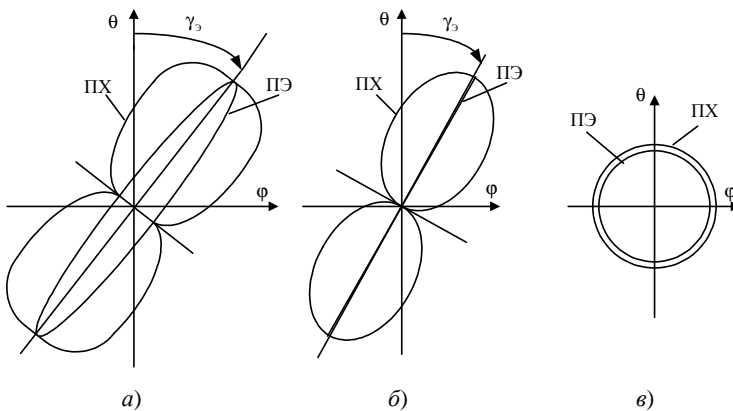


Рис. 1.5

На рисунке 1.5, *a* представлена ПХ антенны с эллиптической поляризацией, при этом $0 < K_{\Sigma} < 1$, на рис. 1.5, *б* – антенны с линейной поляризацией, при этом $K_{\Sigma} = 0$, на рис. 1.5, *в* – антенны с круговой поляризацией, при этом $K_{\Sigma} = 1$.

1.4. ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ПЕРЕДАЮЩЕЙ АНТЕННЫ И ИХ ИЗОБРАЖЕНИЕ В РАЗЛИЧНЫХ СИСТЕМАХ КООРДИНАТ

1.4.1. Диаграмма направленности

Любой антенне присуще свойство концентрации (фокусирования) энергии излучаемых ею ЭМВ в определённой области пространства. Для описания её направленных свойств используют специальные характеристики и параметры. К характеристикам относятся диаграммы направленности (ДН) передающей антенны по напряжённости поля и по плотности потока мощности, а к параметрам – ширина диаграммы направленности, уровень боковых лепестков ДН, коэффициент направленного действия (КНД) и коэффициент усиления (КУ).

Различают ДН по напряжённости поля и по мощности.

ДН по напряжённости поля – это зависимость амплитуды напряжённости электромагнитного поля, излучаемого антенной, от угловых координат в пространстве при одинаковом расстоянии до неё. Причём выбор расстояния ограничен требованием нахождения измерителя в дальней зоне излучения антенны:

$$r \gg (2L_A^2) / \lambda,$$

где L_A – наибольший габаритный размер антенны.

Обозначается ненормированная ДН следующим образом:

$$E = E(\theta, \varphi) = f^E(\theta, \varphi); \quad H = H(\theta, \varphi) = f^H(\theta, \varphi) \quad \text{при } r = \text{const.}$$

Здесь θ , φ и r – координаты точки наблюдения в сферической системе координат (рис. 1.6).

На практике при изучении электромагнитного поля в дальней зоне антенны ограничиваются рассмотрением только ДН по электрической составляющей электромагнитного поля – $E(\theta, \varphi)$, так как величины E и H связаны между собой волновым сопротивлением свободного пространства: $W_0 = 377 \text{ Ом}$ и $H = E / W_0$.

ДН по плотности потока мощности (по мощности) – это зависимость плотности потока мощности ЭМП, излучаемого антенной, от угловых координат в пространстве.

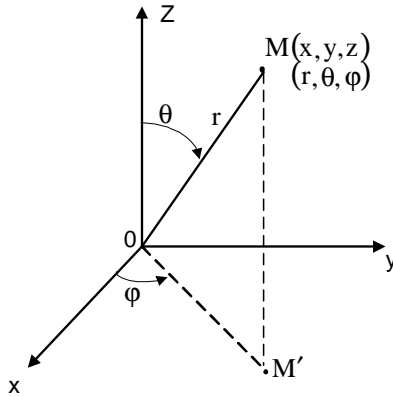


Рис. 1.6

Ненормированная ДН по мощности обозначается следующим образом:

$$\Pi = \Pi(\theta, \varphi) = f^2(\theta, \varphi) \quad \text{при } r = \text{const.}$$

Плотность потока мощности – это поток электромагнитной энергии в единицу времени (1с) через площадку в 1 м^2 . Ему соответствует физический смысл модуля вектора Умова–Пойнтинга

$$\Pi = |\vec{\Pi}| = \frac{1}{2} EH = \frac{1}{2} \frac{E^2}{W_0} = \frac{E^2}{240\pi}.$$

Таким образом, ДН антенны по мощности равна квадрату её ДН по напряжённости поля.

При сравнении нескольких ДН между собой более удобно пользоваться не их абсолютными значениями, а относительными – нормированными. Тогда при графическом представлении все они будут иметь одну общую точку, соответствующую максимуму излучения и численно равную 1. Нормированная ДН по напряжённости обозначается следующим образом:

$$F^E(\theta, \varphi) = \frac{E(\theta, \varphi)}{E_{\max}}; \quad F^H(\theta, \varphi) = \frac{H(\theta, \varphi)}{H_{\max}} \quad \text{при } r = \text{const},$$

где E_{\max} или H_{\max} – напряжённости электрического или магнитного полей в направлении максимального излучения, соответственно.

Аналогично можно записать выражение для нормированной ДН по мощности:

$$F^2(\theta, \varphi) = \frac{\Pi(\theta, \varphi)}{\Pi_{\max}} = \frac{E^2(\theta, \varphi)}{E_{\max}^2} \quad \text{при } r = \text{const}.$$

Зная нормированные ДН, можно, обратнo решая задачу, определить напряжённость поля и плотность потока мощности в произвольном направлении:

$$E(\theta, \varphi) = E_{\max} F^E(\theta, \varphi); H(\theta, \varphi) = H_{\max} F^H(\theta, \varphi); \Pi(\theta, \varphi) = \Pi_{\max} F^2(\theta, \varphi). \quad (1.4)$$

1.4.2. Графическое изображение диаграммы направленности

Любая ДН в пространстве представляет собой замкнутую поверхность, расстояния до всех точек которой от начала выбранной системы координат пропорциональны значениям $F(\theta, \varphi)$ или $F^2(\theta, \varphi)$. На практике изображение пространственной ДН антенны на плоскости как в сферической, так и в прямоугольной системах координат затруднено, так как отдельные участки пространственной ДН затегают друг друга. Поэтому на плоскости обычно изображают сечения объёмной ДН двумя взаимно перпендикулярными плоскостями: вертикальной (для которой $\varphi = \text{const}$) и горизонтальной (для которой $\theta = \pi/2$) (рис. 1.7).

Для большей наглядности секущие плоскости проводят через направление главного максимума ДН. При этом систему координат целесообразно располагать относительно антенны так, чтобы одна из секущих плоскостей содержала бы в себе вектор E излучаемого антенной электромагнитного поля. Тогда другая автоматически будет совпадать с положением вектора H . В этом случае ДН будут при изображении соответственно называться:

- ДН в E -плоскости $f^E(\theta)$, если секущая плоскость содержит вектор E ;
- ДН в H -плоскости $f^H(\varphi)$, если секущая плоскость содержит вектор H .

Такие плоские сечения пространственной ДН можно изображать в прямоугольной или в полярной системах координат. Выбор системы координат определяется пользователем, исходя из удобства и наглядности изображения ДН.

В полярной системе координат изображают, как правило, ДН слабонаправленных антенн. Преимуществом изображения ДН в этой системе является наглядное представление пространственного распределения излучаемой антенной электромагнитной энергии, а недостатком – малая наглядность при изображении ДН узконаправленных антенн (рис. 1.8).

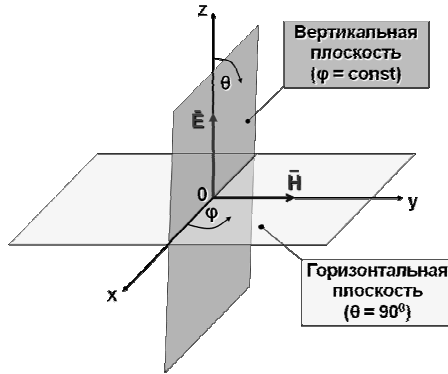


Рис. 1.7

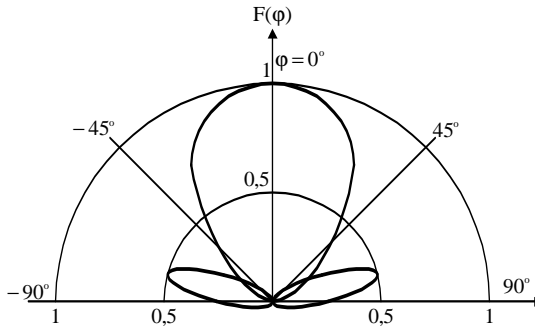


Рис. 1.8

ДН реальных антенн имеет многолепестковый характер. Наибольший по величине лепесток называют главным. Меньшие – боковыми.

Для изображения узконаправленных ДН целесообразно использовать прямоугольную систему координат. В этом случае можно выбрать только интересующий нас сектор углов и представить его на оси абсцисс в произвольном удобном масштабе. Это даёт возможность детально воспроизвести главный лепесток ДН и соседние с ним боковые (рис. 1.9).

При изображении в прямоугольной системе координат ДН с узким основным лепестком и малым уровнем боковых лепестков часто применяют логарифмический масштаб по оси ординат (рис. 1.10). ДН по напряжённости и по мощности при этом совпадают:

$$F_{дБ}(\theta) = 10 \lg [F^2(\theta)] = 20 \lg [F(\theta)].$$

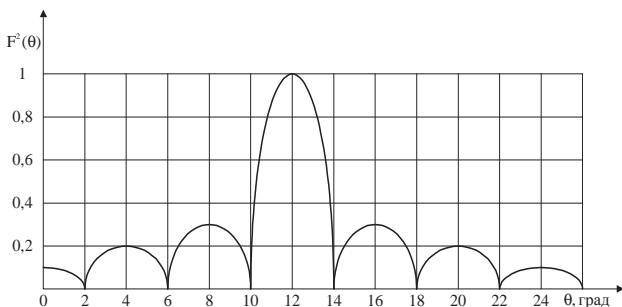


Рис. 1.9

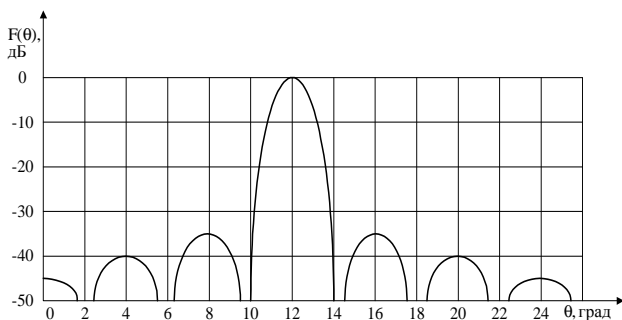


Рис. 1.10

1.5. ШИРИНА ГЛАВНОГО ЛЕПЕСТКА И УРОВЕНЬ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ

Ширина ДН (главного лепестка) определяет степень концентрации излучаемой электромагнитной энергии.

Ширина ДН – это угол между двумя направлениями в пределах главного лепестка, в которых амплитуда напряжённости электромагнитного поля составляет уровень 0,707 от максимального значения (или уровень 0,5 от максимального значения по плотности мощности).

Ширина ДН обозначается так:

$2\theta_{0,5}$ – это ширина ДН по мощности на уровне 0,5;

$2\theta_{0,707}$ – ширина ДН по напряжённости на уровне 0,707.

Индексом E или H обозначают ширину ДН в соответствующей плоскости: $2\theta_{0,707}^E$, $2\theta_{0,5}^H$. Уровню 0,5 по мощности соответствует уровень 0,707 по напряжённости поля или уровень – 3 дБ в логарифмическом масштабе:

$$10\lg(0,5) = 20\lg(0,707) = -3 \text{ дБ}.$$

Экспериментально ширину ДН удобно определять по графику, например, как это показано на рис. 1.11.

Уровень боковых лепестков ДН определяет степень побочного излучения антенной электромагнитного поля. Он влияет на качество электромагнитной совместимости с ближайшими радиоэлектронными системами.

Относительный уровень бокового лепестка – это отношение амплитуды напряжённости поля в направлении максимума первого бокового лепестка к амплитуде напряжённости поля в направлении максимума главного лепестка (рис. 1.12):

$$\eta_{\text{БЛ}} = \frac{E_{\text{max БЛ}}}{E_{\text{max ГЛ}}}.$$

Выражается этот уровень в абсолютных единицах, либо в децибелах.

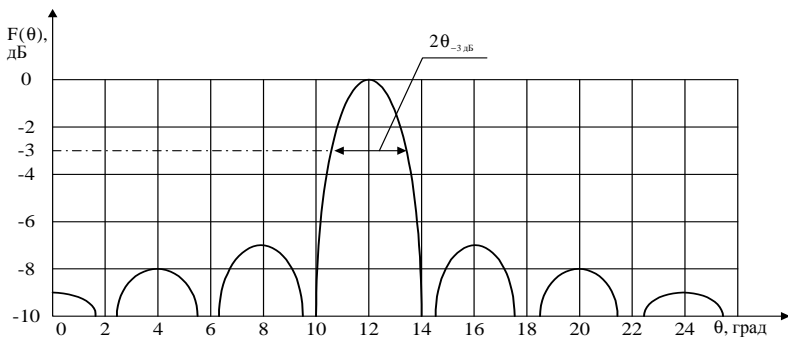


Рис. 1.11

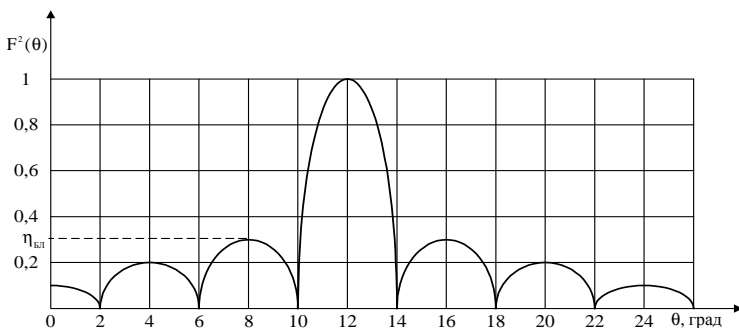


Рис. 1.12

1.6. КОЭФФИЦИЕНТ НАПРАВЛЕННОГО ДЕЙСТВИЯ И КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ ПЕРЕДАЮЩЕЙ АНТЕННЫ

Коэффициент направленного действия (КНД) количественно характеризует направленные свойства реальной антенны по сравнению с эталонной ненаправленной (изотропной) с ДН в виде сферы:

$$F_{\Sigma}(\theta, \varphi) = F_{\Sigma}^2(\theta, \varphi) = 1$$

КНД – это число, показывающее, во сколько раз плотность потока мощности $\Pi(\theta, \varphi)$ реальной (направленной) антенны больше плотности потока мощности $\Pi_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ эталонной (ненаправленной) антенны для этого же направления и на том же удалении при условии, что мощности излучения антенн одинаковы:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\Pi(\theta, \varphi)}{\Pi_{\Sigma}} \quad \text{при } P_{\Sigma} = P_{\Sigma \Sigma}.$$

С учётом (1.4) можно получить:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\Pi_{\max}}{\Pi_{\Sigma}} F^2(\theta, \varphi) = D_0 F^2(\theta, \varphi),$$

где D_0 – КНД в направлении максимального излучения:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\varphi d\theta}.$$

В инженерных расчётах пользуются приближённой эмпирической формулой, связывающей КНД с шириной ДН антенны в главных плоскостях:

$$D_0 = \frac{(35 \dots 45) \cdot 10^3}{2\theta_{0,5}^E 2\theta_{0,5}^H}.$$

Коэффициент усиления (КУ) антенны – это параметр, который учитывает не только фокусирующие свойства антенны, но и её возможность по преобразованию одного вида энергии в другой:

КУ – это число, показывающее, во сколько раз плотность потока мощности $\Pi(\theta, \varphi)$ реальной (направленной) антенны больше плотности потока мощности $\Pi_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ эталонной (ненаправленной) антенны для этого же направления и на том же удалении при условии, что мощности, подведённые к антеннам, одинаковы.

$$G(\theta, \varphi) = \frac{\Pi(\theta, \varphi)}{\Pi_{\Sigma}} \quad \text{при } P_A = P_{A \Sigma},$$

где P_A – мощность, подведённая к антенне.

Коэффициент усиления можно выразить через КНД:

$$G(\theta, \varphi) = D(\theta, \varphi)\eta_A,$$

где η_A – коэффициент полезного действия антенны. На практике используют G_0 – коэффициент усиления антенны в направлении максимального излучения.

1.7. ФАЗОВАЯ ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ. ПОНЯТИЕ О ФАЗОВОМ ЦЕНТРЕ АНТЕННЫ

Фазовая диаграмма направленности – это зависимость фазы электромагнитного поля, излучаемого антенной, от угловых координат.

Так как в дальней зоне антенны векторы поля E и H синфазны, то и фазовая ДН в одинаковой степени относится к электрической и магнитной составляющей ЭМП, излучаемого антенной. Обозначается фазовая ДН следующим образом: $\Psi = \Psi(\theta, \varphi)$ при $r = \text{const}$.

Если $\Psi(\theta, \varphi) = \text{const}$ при $r = \text{const}$, то это означает, что антенна формирует фазовый фронт волны в виде сферы. Центр этой сферы, в котором находится начало системы координат, называют **фазовым центром антенны** (ФЦА). Следует отметить, что фазовый центр имеют не все антенны.

У антенн, имеющих фазовый центр и многолепестковую амплитудную ДН с четкими нулями между ними, фаза поля в соседних лепестках отличается на $\pi(180^\circ)$. Взаимосвязь между амплитудной и фазовой диаграммами направленности одной и той же антенны иллюстрируется на рис. 1.13.

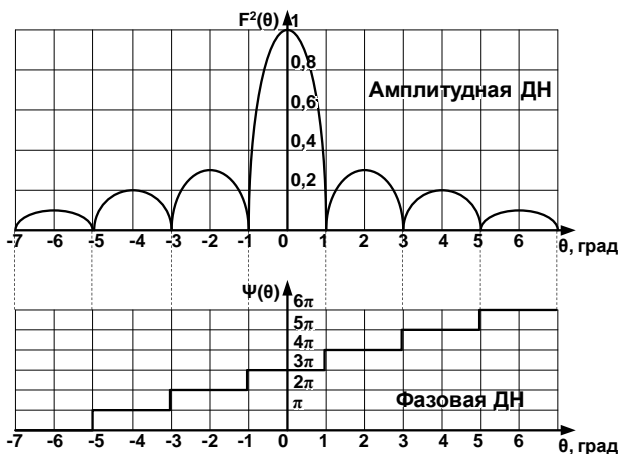


Рис. 1.13

Направление распространения ЭМВ и положение её фазового фронта в каждой точке пространства взаимно перпендикулярны.

Контрольные вопросы

1. Для чего предназначена антенна?
2. Приведите основные признаки, по которым классифицируются антенны.
3. Перечислите энергетические параметры антенны.
4. Перечислите характеристики и параметры направленности антенны.
5. Дайте определение входного сопротивления передающей антенны.
6. Дайте определение мощности и сопротивления излучения передающей антенны.
7. Дайте определение ДН передающей антенны по напряжённости поля и по плотности мощности.
8. В каких системах координат производится графическое изображение ДН антенн?
9. Дайте определение ширины ДН и уровня боковых лепестков.
10. Дайте определение КНД и КУ передающей антенны.
11. Дайте определение фазовой ДН передающей антенны.
12. Дайте определение поляризационной характеристики антенны.
13. Дайте определение поляризационного эллипса антенны.
14. Какими параметрами характеризуется поляризационный эллипс?
15. Дайте определение полосы пропускания антенны.
16. Какие антенны называются узкополосными, широкополосными и широкодиапазонными?

2. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ПРИЁМНЫХ АНТЕНН

2.1. ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ АНТЕННЫ В РЕЖИМЕ ПРИЁМА, ЕЁ СВОЙСТВА

Процесс приёма заключается в преобразовании радиоволн, пришедших в точку расположения приёмной антенны, в направляемые ЭМВ, воздействующие на входное устройство приёмника. Это преобразование выполняется приёмной антенной. Поскольку приёмная антенна является металлической конструкцией, то необходимо рассмотреть электрические процессы в проводнике бесконечной проводимости, находящемся в переменном электромагнитном поле. Вначале для простоты рассуждений можно полагать, что выходные зажимы приёмной антенны закорочены (рис. 2.1).

Очевидно, что при подходе радиоволны к приёмной антенне на всей её поверхности должно выполняться идеальное граничное условие для тангенциальной компоненты электрического поля $\vec{E}_\tau = 0$, что приведёт к искривлению силовых линий напряжённости электрического поля у поверхности антенны (см. рис. 2.1). Это искривление можно трактовать как результат наложения первичного поля $\vec{E}_{\tau \text{ перв}}$ и вторичного поля $\vec{E}_{\tau \text{ втор}}$, созданного токами, наведёнными на поверхности приёмной антенны первичным полем. Причём токи на поверхности приёмной антенны будут такими, что созданное ими вторичное поле не приведёт к изменению граничного условия, т.е. условие $\vec{E}_\tau = \vec{E}_{\tau \text{ перв}} + \vec{E}_{\tau \text{ втор}} = 0$ будет по-прежнему выполняться везде на поверхности приёмной антенны. Вторичное поле распространяется во все стороны от возбуждавшей его поверхности приёмной антенны. Этот процесс называется процессом переизлучения и при отсутствии потерь в антенне энергия поверхностных токов полностью переходит в энергию переизлучённого поля.

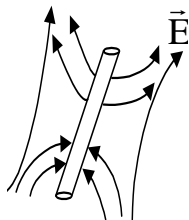


Рис. 2.1

Если к зажимам приёмной антенны присоединить линию передачи (ЛП), то наведённые в ней поверхностные токи возбудят в ЛП направляемые ЭМВ. В этом случае энергия возбуждения поверхностных токов будет расходоваться как на создание вторичного поля переизлучения, так и на создание в ЛП направляемых ЭМВ, которые поглощаются в приёмнике. Однако даже при идеальном согласовании приёмной антенны, ЛП и приёмника, энергия поверхностных токов приём-

ной антенны не может быть полностью передана в приёмник. Часть энергии этих токов неизбежно рассеивается на переизлучение. В случае идеального согласования и отсутствия потерь в приёмной антенне ровно половина энергии поверхностных токов затрачивается на создание переизлучённого поля.

2.2. ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ В РЕЖИМЕ ПРИЁМА И ЕЁ ПАРАМЕТРЫ

Большинство характеристик и параметров приёмных антенн полностью соответствуют характеристикам и параметрам передающих антенн, хотя их физический смысл, как правило, совершенно иной. Кроме этого, приёмные антенны характеризуются специфическими параметрами, которые присущи только им.

Характеристикой, описывающей направленные свойства приёмной антенны, является ДН. При этом различают ДН приёмной антенны по напряжению и по мощности, которые жёстко связаны между собой.

В режиме приёма **ДН по напряжению** – это зависимость ЭДС на входных зажимах антенны от направления прихода электромагнитной волны, $\varepsilon_A = \varepsilon_A(\theta, \varphi)$.

Нормированная ДН по напряжению равна:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{\varepsilon_A(\theta, \varphi)}{\varepsilon_{A \max}},$$

где $\varepsilon_A(\theta, \varphi)$ – амплитуда ЭДС, наведённой в антенне, при произвольном направлении прихода волны; $\varepsilon_{A \max}$ – амплитуда ЭДС в антенне в направлении максимального приёма.

Так как входные зажимы имеют только антенны линейного типа, то ДН по напряжению относится только к ним.

Для апертурных приёмных антенн используют понятие ДН по мощности.

ДН по мощности – это зависимость активной мощности, выделяемой на входе приёмного устройства, от направления прихода электромагнитной волны, $P_{\text{пр}} = P_{\text{пр}}(\theta, \varphi)$.

Так как мощность в цепи электрического тока пропорциональна квадрату напряжения в цепи, то ДН по мощности равна квадрату ДН по напряжению:

$$F^2(\theta, \varphi) = \frac{P_{\text{пр}}(\theta, \varphi)}{P_{\text{пр} \max}} = \frac{\varepsilon_A^2(\theta, \varphi)}{\varepsilon_{A \max}^2}.$$

Графическое представление ДН приёмных антенн производится также, как и для передающих.

Основными параметрами приёмной антенны, характеризующими её направленность и эффективность, являются коэффициент направленного действия и коэффициент усиления.

КНД приёмной антенны – это число, показывающее, во сколько раз активная мощность на входе приёмника при данной антенне будет больше активной мощности на его входе в случае применения ненаправленной эталонной антенны. При этом обе антенны согласованы с приёмным устройством и не имеют потерь:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P_{\text{ПР}}(\theta, \varphi)}{P_{\text{ПРЭ}}} \quad \text{при } \eta_A = \eta_{\text{Э}} = 1 \quad \text{и} \quad \text{КБВ}_A = \text{КБВ}_{\text{Э}} = 1.$$

Таким образом, КНД антенны в режиме приёма характеризует энергетический выигрыш для приёмного устройства за счёт направленных свойств антенны. При приёме с максимума ДН КНД антенны максимален и обозначается D_0 .

Коэффициент усиления приёмной антенны – это число, показывающее, во сколько раз активная мощность на входе приёмника при данной антенне будет больше активной мощности на его входе в случае применения ненаправленной антенны. При этом реальная антенна в общем случае не согласована с приёмным устройством и имеет тепловые потери:

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P_{\text{ПР}}(\theta, \varphi)}{P_{\text{ПРЭ}}} \quad \text{при } \eta_A < 1; \eta_{\text{Э}} = 1 \quad \text{и} \quad \text{КБВ}_A < 1; \text{КБВ}_{\text{Э}} = 1.$$

Ширина ДН приёмной антенны и уровень боковых лепестков имеют такой же физический смысл, как и у передающей антенны.

2.3. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ПРИЁМНОЙ АНТЕННЫ, ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ

2.3.1. Эквивалентная схема приёмной антенны

Приёмная антенна по отношению к радиоприёмному устройству может рассматриваться как генератор переменной комплексной ЭДС – $\dot{\epsilon}_A$ (рис. 2.2). При этом в качестве внутреннего сопротивления такого генератора выступает **внутреннее сопротивление антенны**, которое в общем случае является комплексным и включает в себя активную R_A и реактивную X_A составляющие:

$$\dot{Z}_A = R_A + jX_A.$$

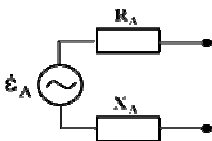


Рис. 2.2

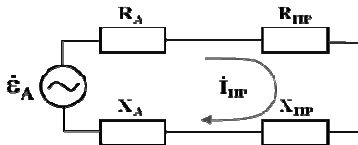


Рис. 2.3

Активное сопротивление приёмной антенны равно:

$$R_A = R_{\Sigma} + R_{\Pi},$$

где R_{Σ} – сопротивление переизлучения, характеризующее переизлучённую антенной мощность при короткозамкнутых входных зажимах (наведённая в антенне энергия в приёмное устройство не поступает); R_{Π} – сопротивление активных потерь в антенне, характеризующее активную мощность тепловых потерь; X_A – реактивное сопротивление, характеризующее мощность реактивных полей вблизи антенны.

При подключении антенны к радиоприёмному устройству активная мощность будет перераспределяться. Часть этой мощности по-прежнему переизлучается антенной, а другая – выделяется во входной цепи приёмника. При условии идеального согласования приёмной антенны с приёмным устройством и отсутствии в ней потерь половина мощности переизлучается, а половина – выделяется во входной цепи приёмного устройства. Входная цепь приёмника для антенны является нагрузкой и имеет комплексное сопротивление

$$\dot{Z}_{\Pi P} = R_{\Pi P} + j X_{\Pi P}.$$

При этом эквивалентная схема приёмной антенны совместно с входной цепью приёмника будет иметь вид, представленный на рис. 2.3.

2.3.2. Энергетические соотношения

Исходя из эквивалентной схемы приёмной антенны, можно определить ток, протекающий через входную цепь приёмного устройства:

$$\dot{I}_{\Pi P} = \frac{\dot{\epsilon}_A}{\dot{Z}_A + \dot{Z}_{\Pi P}}. \quad (2.1)$$

Активная мощность, выделяемая во входной цепи приёмника, равна

$$P_{\Pi P} = \frac{1}{2} I_{\Pi P}^2 R_{\Pi P}, \quad (2.2)$$

где $I_{\Pi P}$ – амплитуда тока на входных зажимах приёмного устройства.

На основании закона Ома для полной цепи можно найти $I_{\text{ПР}}$:

$$I_{\text{ПР}} = \frac{\varepsilon_A}{\sqrt{(R_A + R_{\text{ПР}})^2 + (X_A + X_{\text{ПР}})^2}}. \quad (2.3)$$

Здесь $\varepsilon_A = |\dot{\varepsilon}_A|$ – амплитуда ЭДС на входных зажимах антенны.

Тогда

$$I_{\text{ПР}}^2 = \frac{\varepsilon_A^2}{(R_A + R_{\text{ПР}})^2 + (X_A + X_{\text{ПР}})^2}. \quad (2.4)$$

Если приёмная антенна полностью согласована с приёмником, т.е. выполняются равенства: $R_A = R_{\text{ПР}}$, $X_A = -X_{\text{ПР}}$, то мощность, выделяющаяся во входной цепи приёмника, принимает значение, которое равно:

$$P_{\text{ПР}} = \frac{\varepsilon_A^2}{8R_A}.$$

Если антенна не имеет потерь и полностью согласована с приёмником, а приём ведётся с направления максимума ДН, то мощность, отдаваемая приёмной антенной во входную цепь приёмника устройства, будет максимальна:

$$P_{\text{ПР max}} = \frac{\varepsilon_{A \text{ max}}^2}{8R_A}.$$

Если антенна не согласована с приёмником, то выделяемая на его входе мощность, очевидно, будет меньше:

$$P_{\text{ПР}} = P_{\text{ПР max}} \frac{4\text{КБВ}}{(1 + \text{КБВ})^2},$$

где КБВ – коэффициент бегущей волны в линии передачи.

Таким образом, для повышения активной мощности, отдаваемой приёмной антенной во входную цепь приёмного устройства, необходимо вести приём с максимума ДН и обеспечить полное согласование приёмной антенны с приёмным устройством (с линией передачи).

2.4. ДЕЙСТВУЮЩАЯ ДЛИНА ПРИЁМНОЙ АНТЕННЫ

Действующая длина приёмной антенны – это коэффициент, имеющий размерность длины, который связывает между собой амплитуду напряжённости поля в точке приёма с направления максимального приёма и ЭДС на зажимах антенны:

$$\varepsilon_{A \text{ max}} = \ell_d E_{\text{max}}.$$

Этот параметр относится только к антеннам линейного типа и характеризует их энергетическую эффективность по преобразованию энергии электромагнитного поля в энергию токов высокой частоты. Действующая длина приёмной антенны зависит от её геометрической длины и от закона распределения амплитуды и фазы тока по антенне $\dot{I}(z)$:

$$\ell_{\text{д}} = \frac{1}{I_{\text{А}}} \int_{z=0}^{\ell} \dot{I}(z) dz.$$

Из данного выражения следует:

– зная геометрическую длину линейной антенны ℓ и закон распределения тока по ней $\dot{I}(z)$, можно аналитически определить действующую длину;

– при равномерном и синфазном законе распределения амплитуды тока по антенне, $\dot{I}(z) = I_{\text{А}} = \text{const}$, действующая длина антенны совпадает с геометрической, $\ell_{\text{д}} = \ell$;

– чем больше неравномерность и несинфазность в распределении тока вдоль антенны, тем меньший процент от её геометрической длины составляет действующая: $0 < \ell < \ell_{\text{д}}$.

Физический смысл действующей длины: действующая длина приёмной антенны – это такая геометрическая длина линейной антенны с равномерным и синфазным распределением тока вдоль неё, при котором эта антенна создаёт на зажимах максимальную ЭДС, равную максимальной ЭДС, созданной реальной антенной с неравномерным и несинфазным распределением тока (рис. 2.4).

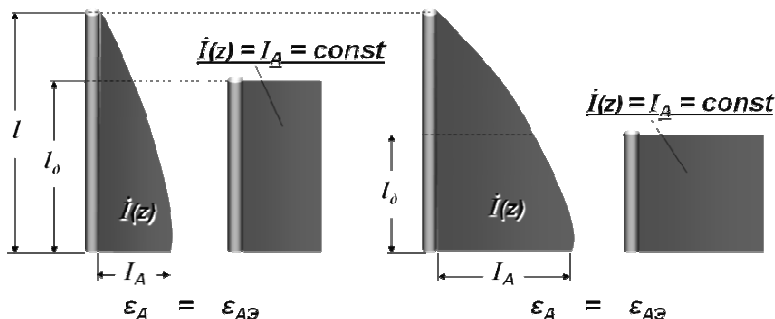


Рис. 2.4

Закон распределения тока антенны в режиме приёма зависит от типа антенны и её конструктивного исполнения. Он определяется путём решения электродинамической задачи взаимодействия электромагнитного поля с проводящей поверхностью, имеющей форму и размеры антенны. При этом в любой точке поверхности должно выполняться идеальное граничное условие $\vec{E}_\tau = 0$.

2.5. ЭФФЕКТИВНАЯ ПЛОЩАДЬ РАСКРЫВА ПРИЁМНОЙ АНТЕННЫ

Эффективная площадь раскрыва приёмной антенны – это коэффициент, имеющий размерность площади, который связывает между собой плотность потока мощности приходящей электромагнитной волны с направления максимального приёма и активную мощность, выделяемую в согласованной с антенной нагрузке:

$$P_{\text{ПР max}} = A_{\text{ЭФ}} \Pi_{\text{max}}.$$

Этот параметр относится только к антеннам апертурного типа и характеризует их энергетическую эффективность по преобразованию энергии электромагнитного поля падающей на раскрыв ЭМВ в энергию токов высокой частоты направляемой ЭМВ в линии передачи. Эффективная площадь раскрыва приёмной антенны зависит от её геометрической площади и от закона распределения амплитуды и фазы поля по раскрыву антенны $\dot{E}_S(x, y)$:

$$A_{\text{ЭФ}} = \frac{\left| \int_S \dot{E}_S(x, y) ds \right|^2}{\int_S \left| \dot{E}_S(x, y) \right|^2 ds}.$$

Из данного выражения следует:

- зная геометрическую площадь приёмной антенны S и закон распределения амплитуды и фазы поля по её раскрыву $\dot{E}_S(x, y)$, можно аналитически определить эффективную площадь;

- при равномерном и синфазном законе распределения поля в раскрыве апертурной антенны, $\dot{E}_S(x, y) = E_0 = \text{const}$, эффективная площадь совпадает с геометрической площадью раскрыва, $A_{\text{ЭФ}} = S$;

- чем больше неравномерность и несинфазность в распределении поля по раскрыву, тем меньший процент от геометрической площади антенны составляет эффективная. Поэтому в общем случае эффективная площадь раскрыва лежит в пределах: $0 < A_{\text{ЭФ}} < S$.

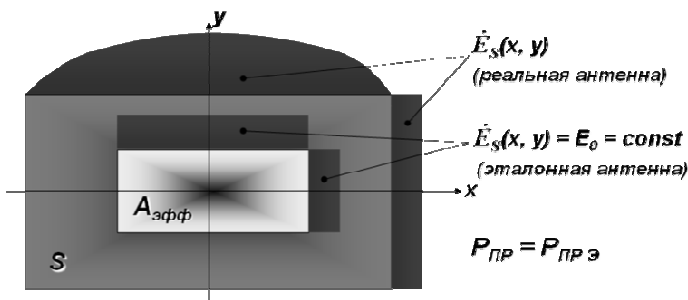


Рис. 2.5

Физический смысл эффективной площади раскрыва: эффективная площадь раскрыва приёмной антенны – это такая геометрическая площадь раскрыва апертурной антенны с равномерным и синфазным распределением поля в её раскрыве, при котором эта антенна создаёт в согласованной с ней нагрузке активную мощность, равную активной мощности, созданной реальной антенной с неравномерным и несинфазным распределением поля (рис. 2.5).

На практике эффективная площадь раскрыва всегда меньше геометрической, так как реальные апертурные антенны имеют неравномерное амплитудно-фазовое распределение поля по раскрыву.

2.6. ШУМОВАЯ ТЕМПЕРАТУРА ПРИЁМНОЙ АНТЕННЫ

Этот параметр вводят только для приёмных антенн. Причём его значение является во многом определяющим, если антенна используется в сочетании с высокочувствительным радиоприёмным устройством. В этом случае антенна выступает не только как генератор сигналов, но и как источник шума (пассивных помех). Под воздействием переменных полей промышленных электро- и радиоустановок, грозовых разрядов в атмосфере, а также теплового излучения Земли и источников космического излучения в антенне будет наводиться паразитная ЭДС. По аналогии с законом, связывающим мощность шумов и полосу пропускания (формула Найквиста):

$$P_{\text{ш}} = kT_{\text{э}}\Delta f,$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \left[\frac{\text{Вт} \cdot \text{с}}{\text{град}} \right]$ – постоянная Больцмана; $T_{\text{э}}$ – эффективная шумовая температура, К.

Мощность шумов в приёмной антенне примет вид:

$$P_{\text{ш}} = kT_{\text{А}}\Delta f.$$

Здесь T_A – шумовая температура антенны. Она определяется следующим образом:

$$T_A = \frac{D_0}{4\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) T_{\text{я}}(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\varphi d\theta$$

и зависит от D_0 – КНД антенны; $T_{\text{я}}(\theta, \varphi)$ – распределения яркостной температуры в пространстве, характеризующего распределение интенсивности внешних помех.

Таким образом, шумовую температуру приёмной антенны в значительной степени определяет расположение её относительно источников шумов (излучений). Как правило, тепловое излучение Земли и в значительной степени атмосферы воздействует по боковым лепесткам ДН. Если главный лепесток ДН направлен в сторону источников космического излучения (например, в системах космической и ионосферной радиосвязи, спутникового телевидения), то шумовая температура антенны значительно увеличивается. Помимо направления, распределение яркостной температуры зависит ещё и от диапазона рабочих частот. Определяется яркостная температура по специальным графикам. Собственные шумы антенны определяются сопротивлением потерь антенны, температуру которого нужно считать равной температуре окружающей среды.

Если в «поле зрения» антенны нет мощных дискретных источников космического радиоизлучения, то составляющая шумовой температуры за его счёт равна примерно 5 К, за счёт шумов атмосферы – 15 К, и за счёт приёма теплового радиоизлучения Земли по боковым лепесткам ДН – 3 К.

2.7. ПОНЯТИЕ О ПРОСТРАНСТВЕННОЙ, ЧАСТОТНОЙ И ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СОГЛАСОВАННОСТИ ПЕРЕДАЮЩЕЙ И ПРИЁМНОЙ АНТЕНН

Под **пространственной согласованностью антенн** понимают такое их взаимное расположение в пространстве, при котором ДН направлены навстречу друг другу и обеспечивают максимально выигрышную передачу энергии ЭМВ. При этом подразумевается, что одна антенна – передающая, другая – приёмная.

Под **частотной согласованностью антенн** понимают их способность работать в одинаковом частотном диапазоне. Если антенны работают в разных частотных диапазонах, то частотная согласованность при этом не обеспечивается.

Под **поляризационной согласованностью антенн** понимают их способность работать с одинаковой поляризацией поля ЭМВ.

Исходя из принципа взаимности, поляризационные свойства приёмной антенны полностью определяются поляризационными параметрами этой же антенны в режиме передачи. Следовательно, если взять две одинаковые антенны, приёмную и передающую и расположить их идентично в пространстве, то их поляризационная согласованность будет достигнута автоматически. Это позволяет сформулировать **условия полной поляризационной согласованности**:

- коэффициенты эллиптичности передающей и приёмной антенн должны быть равны по модулю;
- углы наклона поляризационных эллипсов передающей и приёмной антенн должны быть равны;
- направления вращения векторов поля должны быть встречными, если оба эллипса поляризации рассматриваются со стороны какой-либо одной антенны.

На рисунке 2.6 цифрой (1) показаны расположения поляризационных эллипсов передающих, а цифрой (2) приёмных поляризационно-согласованных антенн.

Для оценки эффективности приёма ЭМВ любой поляризации вводится **коэффициент поляризационной эффективности**:

$$K_{ПЭ} = K_{ПЭ}(K_{Э1}, K_{Э2}, \Delta\gamma),$$

где $K_{Э1}$ и $K_{Э2}$ – коэффициенты эллиптичности антенн; $\Delta\gamma$ – разностный угол наклона эллипсов.

В случае полной поляризационной согласованности, ЭМВ в приёмной линейной антенне будет наводить максимальную ЭДС, а в антенне апертурного типа – максимальную выходную мощность. И наоборот, если ЭДС в приёмной линейной антенне будет равна 0 (в апертурной – выходная мощность), то говорят о **полной поляризационной развязке**. На рисунке 2.7 цифрой (1) показаны расположения поляризационных эллипсов передающих, а цифрой (2) приёмных поляризационно-рассогласованных антенн.

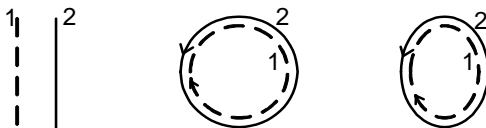


Рис. 2.6



Рис. 2.7

Контрольные вопросы

1. Поясните особенности работы антенны в режиме приёма.
2. Дайте определение ДН приёмной антенны по напряжению и мощности.
3. Изобразите эквивалентную схему приёмной антенны и поясните её.
4. Из чего состоит внутреннее сопротивление приёмной антенны?
5. Дайте определение действующей длины приёмной антенны, от чего зависит этот параметр?
6. Дайте определение эффективной площади раскрыва приёмной антенны, от чего зависит этот параметр?
7. От чего зависит шумовая температура приёмной антенны?
8. Сформулируйте понятие о пространственной, частотной и поляризационной согласованности антенн.
9. Назовите условия поляризационной рассогласованности антенн.

3. ОСНОВЫ ТЕОРИИ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК

3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ И ТИПЫ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК

Антенная решётка (АР) представляет собой совокупность идентичных излучающих элементов (излучателей), расположенных в определённом порядке и возбуждаемых одним или совокупностью когерентных источников.

По сравнению с одиночными антеннами, АР позволяет получить узкую ДН. Поля излучения отдельных элементов решётки интерферируют в пространстве: в одних направлениях результирующее поле усиливается, благодаря синфазному сложению полей от источников, в других, наоборот – ослабляется. Расположение излучателей в АР может быть различным.

Классификация АР

1. **По способу размещения излучателей:** одномерные (линейные), двумерные (плоскостные) и трёхмерные (поверхностные) АР. Среди них наибольшее распространение получили:

- из линейных – прямолинейные (рис. 3.1, а), дуговые (рис. 3.1, б), кольцевые (рис. 3.1, в);
- из плоскостных – АР с прямоугольной сеткой (рис. 3.2, а) и АР с треугольной сеткой (рис. 3.2, б);
- из поверхностных – цилиндрические (рис. 3.3, а), конические (рис. 3.3, б), сферические (рис. 3.3, в).

Поверхностные АР называются также **конформными**.

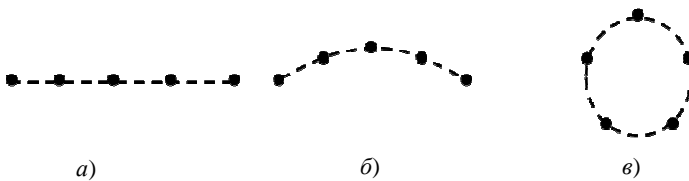


Рис. 3.1

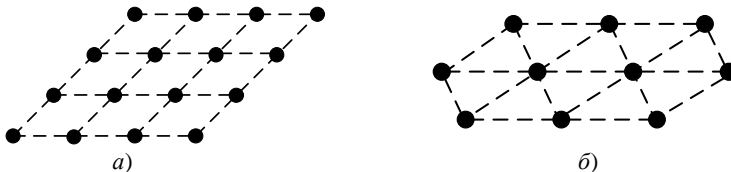


Рис. 3.2

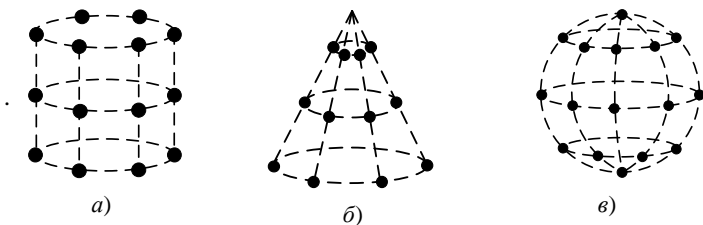


Рис. 3.3

2. **По расстоянию между элементами:** эквидистантные и неэквидистантные АР.

Если расстояние между соседними элементами в АР остаётся неизменным вдоль всей решётки, то такая решётка называется **эквидистантной**.

В **неэквидистантной** линейной решётке расстояние между элементами изменяется по определённому закону или же случайным образом.

3. **По виду возбуждения (запитки) излучателей:**

- равноамплитудные АР (амплитуды токов в элементах одинаковы);
- неравноамплитудные АР (амплитуда токов в элементах АР изменяется по выбранному закону);
- линейно-фазные АР (фазы токов в излучателях изменяются по линейному закону);
- синфазные АР (фазы токов в излучателях одинаковы).

4. **По направлению максимума излучения (приёма) в пространстве:**

- поперечного излучения (приёма). У них главный лепесток ДН ориентирован перпендикулярно линии расположения элементов (рис. 3.4, а);
- осевого излучения (приёма). Главный лепесток ДН направлен вдоль линии расположения излучателей (рис. 3.4, б);
- АР наклонного излучения (приёма) (рис. 3.4, в).

АР имеют ряд преимуществ перед другими типами антенн:

- удобное управление формой ДН и направлением главного лепестка за счёт изменения амплитуды и фазы поля, излучаемого каждым излучателем АР;
- увеличение мощности излучения АР за счёт пространственного сложения полей отдельных излучателей;
- исполнение оптимальной конструкции антенной системы в целом, располагая при этом излучатели АР нужным образом.

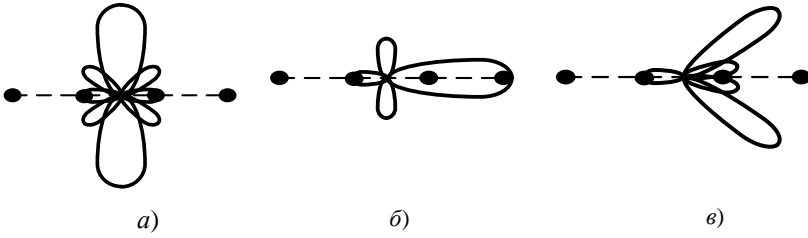


Рис. 3.4

3.2. ТЕОРЕМА ПЕРЕМНОЖЕНИЯ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ

Рассмотрим АР, состоящую из N элементов, заключённых в объёме V . Будем считать, что среда, в которой находятся элементы АР и точка наблюдения, является неограниченной в пространстве, линейной, однородной и изотропной, т.е. для неё применим принцип суперпозиции.

Определим поле излучения решётки, создаваемое в точке M трёхмерного пространства, координаты которой в сферической системе координат определим как r, θ, φ (рис. 3.5).

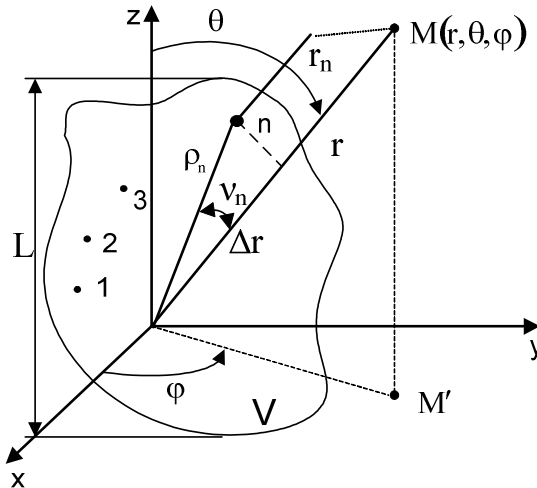


Рис. 3.5

Поле излучения n -го элемента можно определить по формуле

$$\dot{\vec{E}}_n(r_n, \theta_n, \varphi_n) = jC_n \frac{\dot{I}_n}{r_n} F_n(\theta_n, \varphi_n) \vec{e}_n^0 e^{-jk r_n}, \quad (3.1)$$

где r_n, θ_n, φ_n – координаты точки M , если бы начало системы координат находилось бы в n -м элементе; C_n – амплитудный коэффициент, зависящий от вида излучающего элемента; \dot{I}_n – комплексная амплитуда тока (поля) в n -м элементе АР; $F_n(\theta_n, \varphi_n)$ – ДН n -го элемента; \vec{e}_n^0 – орт, характеризующий поляризацию поля излучения n -го элемента.

Тогда, на основании принципа суперпозиции, суммарное поле, создаваемое всеми элементами АР, будет равно

$$\dot{\vec{E}}_N = \sum_{n=1}^N \dot{\vec{E}}_n. \quad (3.2)$$

Считая, что точка наблюдения находится в дальней зоне, можно утверждать, что линии, соединяющие эту точку со всеми элементами АР, будут параллельными, т.е. будут выполняться равенства:

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \theta_1 = \dots = \theta_n = \theta; \\ \varphi_1 &= \varphi_1 = \dots = \varphi_n = \varphi; \\ \frac{1}{r_1} &= \frac{1}{r_1} = \dots = \frac{1}{r_n} = \frac{1}{r}, \end{aligned} \quad (3.3)$$

т.е. можно считать, что амплитудный множитель одинаково зависит от расстояния для всех элементов. Но в показателе степени ($-jk r_n$) приближение $r_n \approx r$ – недопустимо, так как он определяет фазу поля от n -го элемента в точке наблюдения. При этом разность расстояния между точкой наблюдения и двумя элементами АР может оказаться сравнимой с длиной волны, что необходимо учитывать при суммировании полей. Кроме этого, для дальней зоны можно считать, что

$$r_n = r - \rho_n \cos(\nu_n), \quad (3.4)$$

где ν_n – угол между лучами ρ_n и ν_n .

Учитывая вышеизложенное, формулу (3.2) с учётом (3.1), (3.3) и (3.4) можно записать в виде:

$$\dot{\vec{E}}_N(r, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N jC_n \frac{\dot{I}_n}{r} F_n(\theta, \varphi) \vec{e}_n^0 e^{-jk(r - \rho_n \cos \nu_n)}. \quad (3.5)$$

На практике АР чаще всего выполняют из одинаковых и одинаково расположенных в пространстве излучателей. Это означает, что

$$C_1 = C_2 = \dots = C_n = C; F_1(\theta, \varphi) = F_2(\theta, \varphi) = \dots = F_n(\theta, \varphi) = F_0(\theta, \varphi), \quad (3.6)$$

т.е. ДН у излучателей одинаковы и ориентированы в одном направлении.

Одинаковость поляризационной структуры поля излучателей выражается в равенстве ортов

$$\vec{e}_1^0 = \vec{e}_2^0 = \dots = \vec{e}_n^0 = \vec{e}_N^0. \quad (3.7)$$

Поэтому поляризация ЭМП всей АР идентична поляризации поля, излучаемого каждым элементом. Это позволяет в дальнейшем рассматривать не векторные, а скалярные поля и от векторного суммирования перейти к скалярному.

Тогда выражение (3.5) с учётом (3.6) и (3.7) можно представить в виде:

$$\dot{E}_N(r, \theta, \varphi) = jC \frac{1}{r} F_0(\theta, \varphi) e^{-jkr} \sum_{n=1}^N \dot{I}_n e^{jk\rho_n \cos \nu_n}. \quad (3.8)$$

Из выражения (3.8) выпишем множители, влияющие на направленные свойства АР (на распределение амплитуды напряжённости поля вокруг АР):

$$\dot{f}_N(\theta, \varphi) = F_0(\theta, \varphi) \sum_{n=1}^N \dot{I}_n e^{jk\rho_n \cos \nu_n}. \quad (3.9)$$

Это есть ничто иное, как ДН антенной решётки, а первый множитель в ней – ДН одиночного излучателя. Для выяснения физического смысла второго множителя предположим, что АР состоит из ненаправленных (изотропных) излучателей, т.е. $F_0(\theta, \varphi) = 1$. При этом из (3.9) получаем:

$$\dot{f}_N(\theta, \varphi) = 1 \sum_{n=1}^N \dot{I}_n e^{jk\rho_n \cos \nu_n}, \quad (3.10)$$

т.е. множитель в виде суммы представляет собой ДН этой же решётки, но состоящей из ненаправленных излучателей. Этот множитель называют **множителем антенной решётки (множителем системы)**:

$$\dot{f}_C(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \dot{I}_n e^{jk\rho_n \cos \nu_n}. \quad (3.11)$$

Тогда выражение (3.9) можно записать в следующем виде:

$$\dot{f}_N(\theta, \varphi) = F_0(\theta, \varphi) \dot{f}_C(\theta, \varphi). \quad (3.12)$$

Эта запись представляет собой математическую формулировку теоремы перемножения ДН: диаграмма направленности антенной решётки есть произведение диаграммы направленности одиночного излучателя на множитель решётки, который представляет собой ДН той же решётки, но состоящей из ненаправленных излучателей.

3.3. ПОЛЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ПРЯМОЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ

Прямолинейной АР называют решётку, в которой фазовые центры излучателей расположены на прямой линии – оси решётки.

Расстояние между соседними излучателями возьмём одинаковым и равным d (эквидистантная АР) (рис. 3.6).

Очевидно, что конструкция такой АР является простейшей и её множитель будет простым. Проведём его аналитический вывод и анализ.

Такая АР имеет направленные свойства только в одной плоскости, в данном случае – меридиональной. В азимутальной плоскости её направленные свойства определяются только ДН отдельного излучателя. Так как все элементы расположены на одной прямой, которая соответствует оси z , то $\nu_n = \theta_n = \theta$. Кроме того, для такой АР длина радиус-вектора n -го элемента ρ_n и линейная координата этого элемента z_n есть одно и то же. Тогда из (3.11) можно получить:

$$\dot{f}_C(\theta) = \sum_{n=1}^N \dot{I}_n e^{jkz_n \cos \theta}. \quad (3.13)$$

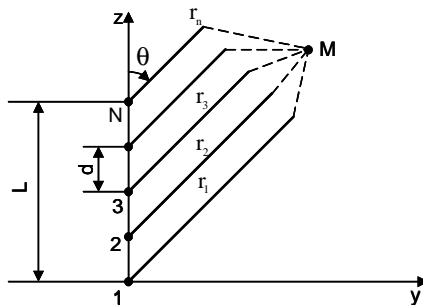


Рис. 3.6

Комплексная амплитуда тока в n -м элементе АР

$$\dot{I}_n = I_n e^{-j\psi_n}, \quad (3.14)$$

где I_n – амплитуда тока в n -м излучателе; ψ_n – фаза тока в n -м излучателе.

С учётом (3.14) выражение для множителя (3.13) примет вид:

$$\dot{f}_C(\theta) = \sum_{n=1}^N \dot{I}_n e^{jkz_n \cos \theta} e^{-j\psi_n} = \sum_{n=1}^N I_n e^{j(kz_n \cos \theta - \psi_n)}. \quad (3.15)$$

Из выражения (3.15), зная конструкцию АР (количество элементов АР и расстояние между ними), а также условия их возбуждения (амплитуды и фазы токов в каждом элементе), можно определить множитель системы.

Далее можно найти поле излучения линейной антенной решётки, подставив (3.15) в (3.8):

$$\dot{E}_N(r, \theta, \varphi) = jC \frac{1}{r} F_0(\theta, \varphi) e^{-jkr} \sum_{n=1}^N I_n e^{j(kz_n \cos \theta - \psi_n)}. \quad (3.16)$$

Таким образом, для определения поля излучения прямолинейной АР необходимо знать координаты её элементов, их количество и комплексную амплитуду тока возбуждения каждого элемента.

3.4. ФОРМУЛА МНОЖИТЕЛЯ ПРЯМОЛИНЕЙНОЙ ЭКВИДИСТАНТНОЙ РАВНОАМПЛИТУДНОЙ ЛИНЕЙНО-ФАЗНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ

Если АР равноамплитудная, то

$$I_1 = I_2 = \dots = I_n = I_N = 1 \text{ А}. \quad (3.17)$$

Так как фаза тока изменяется по линейному закону, то

$$\psi_1 = 0; \quad \psi_2 = \alpha; \quad \psi_3 = 2\alpha; \quad \dots \quad \psi_n = (n-1)\alpha, \quad (3.18)$$

где α – разность фаз токов двух соседних излучателей.

$$\alpha = \psi_2 - \psi_1 = \psi_3 - \psi_2 = \psi_n - \psi_{(n-1)}. \quad (3.19)$$

Так как антенная решётка эквидистантная, то координаты её элементов можно найти из выражения:

$$z_1 = 0; \quad z_2 = d; \quad z_3 = 2d; \quad z_n = (n-1)d. \quad (3.20)$$

С учётом (3.17) – (3.20) формула множителя (3.15) примет вид:

$$\dot{f}_C(\theta) = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \cos \theta - \alpha)}. \quad (3.21)$$

Введём обозначение так называемой **обобщённой угловой координаты**, под которой будем понимать *разность фаз между полями двух соседних элементов в точке наблюдения, находящейся под углом θ к оси антенной решётки*:

$$kd \cos \theta - \alpha = U. \quad (3.22)$$

Тогда, подставляя (3.22) в (3.21), можно записать:

$$\dot{f}_C(U) = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)U}. \quad (3.23)$$

Анализ показывает, что выражение (3.23) – есть сумма « N » членов геометрической прогрессии, первый член которой равен единице, а знаменатель $q = e^{jU}$. Как известно, эту сумму можно найти по выражению:

$$S_N = \frac{1 - q^N}{1 - q}. \quad (3.24)$$

Тогда, с учётом (3.24), выражение (3.23) запишется в виде:

$$\dot{f}_C(U) = \frac{1 - e^{jNU}}{1 - e^{jU}}. \quad (3.25)$$

Выполняя преобразования с использованием формулы Эйлера

$$\sin \beta = \frac{e^{-j\beta} - e^{j\beta}}{2i}, \quad (3.26)$$

можно получить:

$$\dot{f}_C(U) = \frac{\sin\left(\frac{NU}{2}\right)}{\sin\left(\frac{U}{2}\right)} e^{j\frac{N-1}{2}U}. \quad (3.27)$$

Следует заметить, что множитель АР состоит из двух сомножителей. Первый из них является амплитудной диаграммой направленности (отношение синусов), а второй – фазовой диаграммой (комплексная экспонента в выражении (3.27)).

Таким образом, амплитудный множитель из (3.27):

$$f_C(U) = |f_C(U)| \frac{\sin\left(\frac{NU}{2}\right)}{\sin\left(\frac{U}{2}\right)}. \quad (3.28)$$

С учётом выражения для обобщённой угловой координаты (3.23), выражение (3.28) примет вид:

$$f_C(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{N}{2}(kd \cos \theta - \alpha)\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta - \alpha)\right]}. \quad (3.29)$$

Выражение (3.29) является по существу ненормированной ДН антенной решётки с изотропными излучателями и называется множителем решётки. Часто пользуются **нормированным множителем**:

$$F_C(U) = \frac{f_C(U)}{f_{C \max}(U)} = \frac{\sin\left(\frac{NU}{2}\right)}{N \sin\left(\frac{U}{2}\right)}, \text{ или } F_C(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{N}{2}(kd \cos \theta - \alpha)\right]}{N \sin\left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta - \alpha)\right]} \quad (3.30)$$

В выражениях (3.30) учтено, что максимальное значение множителя равно N , так как $f_{C \max} = \lim_{n \rightarrow 0} f_C(U) = N$.

Таким образом, используя выражения (3.30), можно найти множитель простейшей прямолинейной эквидистантной равноамплитудной линейно-фазной антенной решётки, не прибегая к сложной и трудоёмкой операции суммирования, как это было в общем случае при определении множителя по выражению (3.15).

3.5. ГРАФИЧЕСКОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ МНОЖИТЕЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ

При фиксированных параметрах антенной решётки – N , d , α – множитель зависит только от угла θ и не зависит от угла φ . Это означает, что множитель в пространстве представляет собой поверхность вращения относительно оси решетки. При большом числе излучателей ($N > 10$) этот множитель практически определяет ДН антенной решётки, так как отдельные элементы АР, как правило, являются слабонаправленными антеннами.

Анализ множителя удобнее выполнять по параметру $U = kdc \cos \theta - \alpha$ (обобщённой угловой координате), как это показано на рис. 3.7.

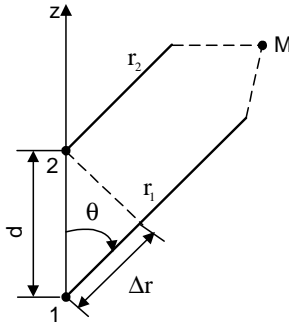


Рис. 3.7

Как следует из рисунка, разность фаз полей, излучённых 1 и 2 элементами в направлении точки M , определяется как:

$$\begin{aligned}
 U &= U_1 - U_2 = (kr_1 - \psi_1) - (kr_2 - \psi_2) = \\
 &= k(r_1 - r_2) - (\psi_1 - \psi_2) = k\Delta r - \alpha = kd \cos\theta - \alpha. \quad (3.31)
 \end{aligned}$$

Здесь первое слагаемое обусловлено изменением фазы ЭМВ, проходящей расстояние Δr .

Таким образом, обобщённая угловая координата определяет интерференционную картину ЭМП вокруг антенной решётки, т.е. направленные свойства АР. Так как обобщённая угловая координата имеет свойство периодичности (как фаза), то и функция от неё – $F_c(\theta)$ также обладает этим свойством, т.е. имеет период, равный 2π , как это показано на рис. 3.8.

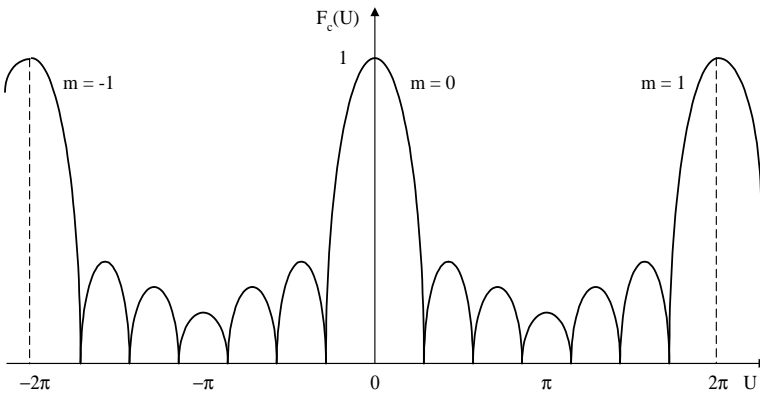


Рис. 3.8

Данная функция является осциллирующей в пределах от 0 до 1 и состоит из главных и боковых лепестков. Целью анализа данной функции являются:

- определение количества и направлений главных лепестков;
- определение условий существования одного главного лепестка;
- определение количества и направлений боковых лепестков;
- определение количества и направлений нулевых значений функции («нулей»).

3.6. ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРАВЛЕНИЙ ГЛАВНЫХ ЛЕПЕСТКОВ И ИХ КОЛИЧЕСТВА. УСЛОВИЕ СУЩЕСТВОВАНИЯ ОДНОГО ГЛАВНОГО ЛЕПЕСТКА В МНОЖИТЕЛЕ AP

3.6.1. Направления главных лепестков

Максимальное значение функции (максимум главного лепестка), очевидно, образуется при синфазном сложении полей, т.е. при $U_{гр} = 2\pi m$, где $m = 0; \pm 1; \pm 2; \dots$. Число m определяет порядок главного лепестка. Функция $F_c(U_{гр})$ при этом приобретает неопределённость вида $0/0$. Если, применяя правило Лопиталья, раскрыть её, то можно получить $F_c(U_{гр}) = 1$. Тогда направления главных лепестков можно определить из условия:

$$kd \cos(\theta_{гр}) - \alpha = 2\pi m. \quad (3.32)$$

Выражая из (3.32) $\cos(\theta_{гр})$, можно получить:

$$\cos(\theta_{гр}) = \frac{2m\pi}{kd} + \frac{\alpha}{kd}, \text{ где } m = 0; \pm 1; \pm 2; \dots. \quad (3.33)$$

Таким образом, *направления главных лепестков множителя AP зависят от фазового сдвига между токами в соседних элементах AP (α) и расстояния между элементами в длинах волн (kd , или d/λ)*. Из выражения (3.33) следуют важные практические выводы – *управлять положением главных лепестков ДН AP в пространстве можно двумя способами:*

- *изменяя разность фаз между токами в соседних элементах; этот способ называется фазовым сканированием и реализуется в так называемых фазированных антенных решётках (ФАР);*
- *изменяя частоту генератора; этот способ называется частотным сканированием и реализуется в так называемых антенных решётках с частотным сканированием.*

3.6.2. Количество главных лепестков

Угол θ сферической системы координат изменяется в пределах от 0 до 180° . При этих значениях выполняется неравенство:

$$-1 \leq \cos(\theta_{\text{гл}}) \leq 1, \text{ или } |\cos(\theta_{\text{гл}})| \leq 1. \quad (3.34)$$

Эту область углов, приведённую к параметру U , называют областью действительных значений обобщённой угловой координаты (областью реальных углов). Из всей функции $F_c(U)$ интересен только её фрагмент, соответствующий данной области углов.

Подставляя (3.33) в (3.34), можно получить следующее условие:

$$\left| \frac{2m\pi}{kd} + \frac{\alpha}{kd} \right| \leq 1. \quad (3.35)$$

Из него следует, что AP будет иметь в области реальных углов столько главных лепестков, скольким значениям t удовлетворяет неравенство (3.35).

Таким образом, как и направления главных лепестков, их количество зависит от величины фазового сдвига между токами в соседних элементах (α) и расстояния между элементами в длинах волн (kd).

3.6.3. Условие существования одного главного лепестка

Определим интервал U и его границы, соответствующие области реальных углов. Максимальное значение U будет при $\theta = 0^\circ$:

$$U_{\text{max}} = kd - \alpha, \quad (3.36)$$

а минимальное – при $\theta = 180^\circ$:

$$U_{\text{min}} = -kd - \alpha. \quad (3.37)$$

Таким образом, интервал переменной U , соответствующий области реальных углов, определяется неравенством:

$$-kd - \alpha \leq U \leq kd - \alpha, \quad (3.38)$$

а длина его будет равна:

$$\Delta U = U_{\text{max}} - U_{\text{min}} = 2kd. \quad (3.39)$$

Применяемые на практике AP , обычно должны иметь только один главный лепесток нулевого порядка ($m = 0$), а остальные должны отсутствовать. Это означает, что на интервале действительных значений U должен находиться только один главный лепесток, т.е. длина интер-

вала $\Delta U = 2kd$ должна быть меньше периода повторения множителя: $2kd < 2\pi$. Откуда

$$d < \lambda/2. \quad (3.40)$$

Таким образом, антенная решётка, у которой расстояние между излучателями меньше половины длины волны, всегда (при любых значениях фазового сдвига между токами в соседних элементах) будет иметь только один главный лепесток. Однако это условие не всегда является необходимым, так для синфазной АР оно имеет вид:

$$d < \lambda. \quad (3.41)$$

В общем случае прослеживается следующая зависимость допустимого расстояния между соседними элементами d : чем в большем секторе углов относительно нормали к оси АР должно происходить сканирование её лучом, тем меньше должно быть расстояние между элементами в ней. Чтобы в множителе АР существовал только один главный лепесток, расстояние между элементами должно лежать в пределах:

$$\lambda/2 < d < \lambda. \quad (3.42)$$

3.7. ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРАВЛЕНИЙ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ И НУЛЕЙ МНОЖИТЕЛЯ И ИХ КОЛИЧЕСТВА. ФАЗОВАЯ ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ

3.7.1. Направления и количество боковых лепестков

Принимая во внимание, что числитель в выражении для множителя системы описывается функцией $\sin(NU/2)$ и изменяется в N раз быстрее, чем знаменатель $\sin(U/2)$, приближённо можно считать, что боковые лепестки соответствуют экстремальным значениям числителя в множителе, т.е. условию

$$\sin\left(\frac{NU_{\text{бок}}}{2}\right) = \pm 1. \quad (3.43)$$

Разрешая уравнение (3.43) относительно обобщённой угловой координаты, можно получить:

$$\frac{NU_{\text{бок}}}{2} = (2m + 1)\frac{\pi}{2}, \text{ где } m = \pm 1; \pm 2; \dots, \quad (3.44)$$

число m называется **порядком бокового лепестка**.

Раскрывая значение обобщённой угловой координаты

$$U_{\text{бок}} = kd \cos \theta_{\text{бок}} - \alpha, \quad (3.45)$$

можно получить с учётом (3.44) и (3.45) выражение для определения направлений максимумов боковых лепестков:

$$\cos(\theta_{\text{бок}}) = \frac{(2m+1)\pi}{Nkd} + \frac{\alpha}{kd}. \quad (3.46)$$

Таким образом, *направления боковых лепестков и их количество зависят не только от фазового сдвига между токами в соседних элементах АР и расстояниями между элементами в длинах волн, но и от количества элементов в антенной решётке.* В простейшем случае, при синфазной запитке элементов АР, количество боковых лепестков её множителя, заключённых между соседними главными лепестками, будет на два меньше, чем количество элементов АР ($N - 2$).

3.7.2. Направления и количество нулей множителя

Множитель АР будет равен нулю, $F_c(U_0) = 0$, в том случае, если числитель у него равен нулю, а знаменатель – нет. Этому соответствует общее условие:

$$\frac{NU_0}{2} = m\pi, \text{ или } \frac{N}{2}(kd \cos \theta_0 - \alpha) = m\pi, \text{ где } m = \pm 1; \pm 2; \dots, \quad (3.47)$$

число m называется **порядком нуля множителя**.

Раскрывая значение обобщённой угловой координаты, можно найти направления нулей:

$$\cos(\theta_0) = \frac{2m\pi}{Nkd} + \frac{\alpha}{kd}. \quad (3.48)$$

Таким образом, *количество нулей определяется количеством излучателей АР, а также расстоянием между соседними элементами в длинах волн и фазовым сдвигом токов в соседних излучателях АР.* При синфазной запитке элементов АР, количество нулей её множителя, заключённых между соседними главными лепестками, будет на один меньше, чем количество элементов АР ($N - 1$).

3.7.3. Фазовая диаграмма направленности антенной решётки

Рассмотрим отдельно выражение, описывающее фазу ЭМВ, излучённой антенной решёткой:

$$e^{j\frac{N-1}{2}U} = e^{j\frac{N-1}{2}(kd \cos \theta - \alpha)} = e^{-j\frac{N-1}{2}\alpha} e^{j\frac{N-1}{2}kd \cos \theta} = e^{-j\psi_0} e^{j\frac{N-1}{2}kd \cos \theta}. \quad (3.49)$$

где ψ_0 – фаза тока в центральном излучателе АР.

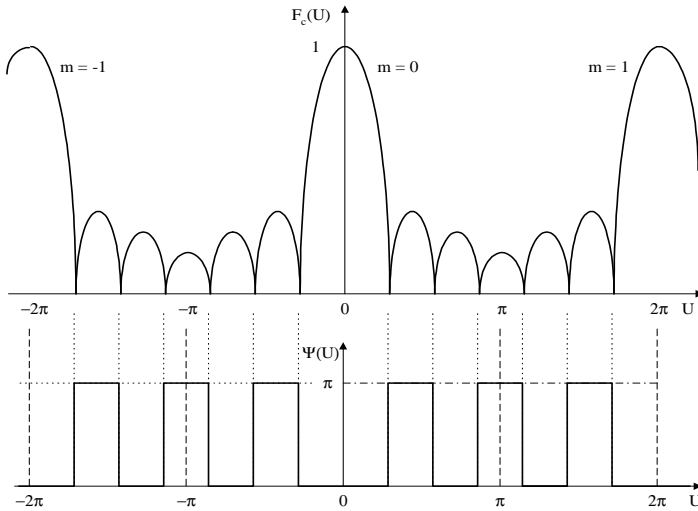


Рис. 3.9

Первый сомножитель выражения (3.49) свидетельствует о том, что фазовый центр АР (начало координат для фазовой и амплитудной ДН) располагается в геометрическом центре линейной АР. Второй сомножитель является непосредственно фазовой ДН. Сравнение его с амплитудным множителем АР устанавливает между ними жёсткую связь, а именно: *фаза поля в каждом соседнем лепестке амплитудной ДН отличается на 180°* , что иллюстрируется на рис. 3.9.

3.8. МНОЖИТЕЛЬ НЕПРЕРЫВНОЙ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ И ЕГО АНАЛИЗ

Непрерывную антенную систему можно рассматривать как дискретную, у которой число излучателей N стремится к бесконечности, а расстояние между излучателями d – к нулю, как это показано на рис. 3.10.

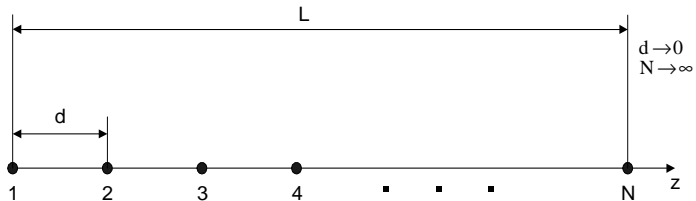


Рис. 3.10

Длина всей решётки определяется выражением:

$$L = (N - 1)d . \quad (3.50)$$

При большом числе излучателей и малом расстоянии между ними приближённо можно считать, что $L \approx Nd$.

Возьмём в качестве исходного множитель дискретной равноамплитудной линейно-фазной эквидистантной решётки:

$$F_c(\theta) = \frac{\sin \left[\frac{N}{2} (kd \cos \theta - \alpha) \right]}{N \sin \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta - \alpha) \right]} . \quad (3.51)$$

Перейдём к непрерывной системе, т.е. положим в (3.51) $d \rightarrow 0$, $N \rightarrow \infty$, а также вынесем kd за скобку, тогда с учётом того, что $\sin \beta \approx \beta$, получим:

$$F_c(\theta) = \frac{\sin \left[\frac{kL}{2} \left(\cos \theta - \frac{\alpha}{kd} \right) \right]}{\frac{kL}{2} \left(\cos \theta - \frac{\alpha}{kd} \right)} . \quad (3.52)$$

Так как α / kd физически для непрерывной АР соответствует коэффициенту замедления ξ , причём $\xi \leq 1$, то выражение (3.52) примет вид:

$$F_c(\theta) = \frac{\sin \left[\frac{kL}{2} (\cos \theta - \xi) \right]}{\frac{kL}{2} (\cos \theta - \xi)} . \quad (3.53)$$

Введём обозначение обобщённой угловой координаты для непрерывной АР

$$U_1 = \frac{kL}{2} (\cos \theta - \xi) , \quad (3.54)$$

тогда (3.53) примет вид:

$$F_c(U_1) = \frac{\sin(U_1)}{U_1} . \quad (3.55)$$

Вид функции $F_c(U_1)$ представлен на рис. 3.11.

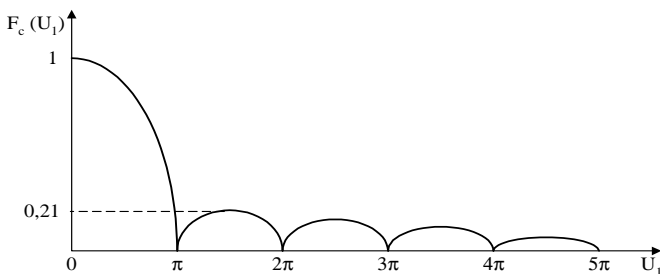


Рис. 3.11

Анализ данной функции позволяет сделать следующие выводы:

- множитель непрерывной АР имеет только один главный лепесток нулевого порядка;
- его направление определяется из условия $U_1 = 0$, т.е. $\cos\theta_{\text{гл}} = 1$, и зависит от коэффициента замедления ЭМВ, распространяющейся вдоль непрерывной АР;
- уровень первого бокового лепестка составляет 21% от главного, все последующие постепенно убывают.

3.9. АНТЕННЫЕ РЕШЁТКИ ПОПЕРЕЧНОГО, ОСЕВОГО И НАКЛОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ, УСЛОВИЯ ИХ СУЩЕСТВОВАНИЯ

3.9.1. Антенная решётка поперечного излучения

В теории антенн представляет большой практический интерес анализ частных случаев АР, в которых направление главного лепестка ДН будет различным.

АР поперечного излучения имеет максимум излучения при $\theta_{\text{гл}} = 90^\circ$. Для главного лепестка нулевого порядка ($m = 0$), исходя из выражения

$$\cos(\theta_{\text{гл}}) = \frac{2m\pi}{kd} + \frac{\alpha}{kd} \Rightarrow \cos(90^\circ) = 0 = \frac{\alpha}{kd} \Rightarrow \alpha = 0, \quad (3.56)$$

следует, что для этого необходимо, чтобы разность фаз токов возбуждения была бы равна нулю ($\alpha = 0$), т.е. АР должна быть синфазной. Чтобы в множителе АР существовал бы только один главный лепесток нулевого порядка, необходимо выполнение неравенств:

$$\begin{aligned} U_{\text{max}} < 2\pi &\Rightarrow kd - \alpha < 2\pi \\ U_{\text{min}} > -2\pi &\Rightarrow -kd - \alpha > -2\pi \end{aligned} \Rightarrow kd < 2\pi \Rightarrow d < \lambda, \quad (3.57)$$

а расстояние между соседними элементами не должно превышать длины волны ($d < \lambda$).

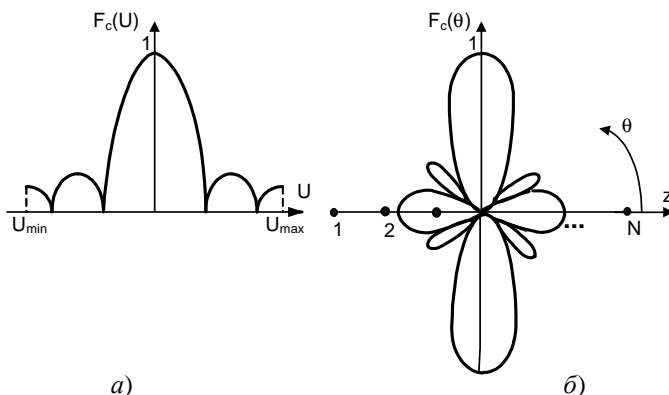


Рис. 3.12

Внешний вид множителя такой АР в прямоугольной и полярной системах координат представлен на рис. 3.12, а и б, соответственно.

Таким образом, условиями существования антенной решётки поперечного излучения являются:

$$\alpha = 0 \text{ и } d < \lambda. \quad (3.58)$$

Ширина главного лепестка множителя равноамплитудной АР в этом случае будет определяться выражениями:

$$2\theta_{0,5} = 0,88 \frac{\lambda}{Nd}, \text{ [рад]}, \text{ или } 2\theta_{0,5} = 51^\circ \frac{\lambda}{Nd}, \text{ [град]}. \quad (3.59)$$

Очевидно, что КНД АР поперечного излучения пропорционален её длине.

3.9.2. Антенная решётка осевого излучения

В ней направление главного максимума нулевого порядка должно совпадать с осью расположения элементов антенной решётки $\theta_{гр} = 0$. В этом случае для главного лепестка множителя из (3.56) следует, что фазовый сдвиг тока в соседних излучателях должен составлять:

$$\cos(\theta_{гр}) = \frac{2m\pi}{kd} + \frac{\alpha}{kd} \Rightarrow \cos(0^\circ) = 1 = \frac{\alpha}{kd} \Rightarrow \alpha = kd. \quad (3.60)$$

Дополним это условие требованием единственного главного максимума. Очевидно, что это условие, приведённое к области действительных значений обобщённой угловой координаты, будет иметь вид:

$$\begin{aligned} U_{\max} < 2\pi &\Rightarrow kd - \alpha < 2\pi \\ U_{\min} > -2\pi &\Rightarrow -kd - \alpha > -2\pi \end{aligned} \Rightarrow -kd - kd > -2\pi \Rightarrow d < \lambda/2 . \quad (3.61)$$

Таким образом, для получения АР осевого излучения необходимо одновременно выполнить два условия:

$$\alpha = kd \text{ и } d < \lambda/2 . \quad (3.62)$$

Внешний вид множителя такой АР в прямоугольной и полярной системах координат представлен на рис. 3.13, *а* и *б*, соответственно.

Ширину ДН на уровне 0,5 по мощности можно определить по формуле

$$2\theta_{0,5} = 2\sqrt{0,88 \frac{\lambda}{Nd} - 2\left(\frac{\alpha}{kd} - 1\right)}, \quad [\text{рад}]. \quad (3.63)$$

Величина $\xi = \alpha / kd$ может трактоваться как коэффициент замедления, который приобретает ЭМВ при её распространении вдоль АР осевого излучения. Анализ показывает, что ширина главного лепестка множителя АР осевого излучения и её КНД зависят от соотношения между коэффициентом замедления ξ и длиной АР. В частности, увеличение длины АР влияет на КНД двояким образом: из-за сужения главного лепестка множителя КНД должен возрастать, а из-за роста боковых лепестков – убывать. Следовательно, для каждого значения длины АР существует оптимальное значение коэффициента замедления ξ_{opt} , при котором КНД максимален:

$$\xi_{\text{opt}} = 1 + \frac{\lambda}{Nd} . \quad (3.64)$$

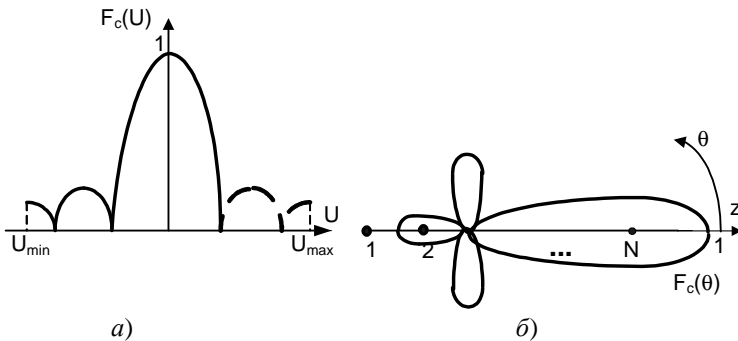


Рис. 3.13

При этом для АР осевого излучения с оптимальным выбором параметров КНД определяется по формуле

$$D_0 = 7,28 \frac{Nd}{\lambda}. \quad (3.65)$$

Также анализ зависимости направленных свойств АР продольного излучения позволяет сделать вывод: у оптимальной системы осевого излучения разность фаз полей излучения первого и последнего излучателей должна быть равной π .

3.9.3. Антенная решётка наклонного излучения

В такой решётке направление максимума нулевого порядка находится между направлениями, рассмотренными ранее, т.е. $0^\circ < \theta_{гг} < 90^\circ$. С учётом (3.56) это направление может быть определено по формуле

$$\cos(\theta_{гг}) = \frac{2m\pi}{kd} + \frac{\alpha}{kd} \Rightarrow \alpha = kd \cos\theta_{гг}. \quad (3.66)$$

Следовательно, множитель решётки будет равен:

$$F_c(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{Nkd}{2}(\cos\theta - \cos\theta_{гг})\right]}{N \sin\left[\frac{kd}{2}(\cos\theta - \cos\theta_{гг})\right]}. \quad (3.67)$$

Такая функция описывает поверхность вращения относительно оси решётки, как это показано на рис. 3.14.

Толщина «стенок» воронки (ширина главного лепестка множителя) зависит от размера решётки: чем больше решётка, тем тоньше стенки.

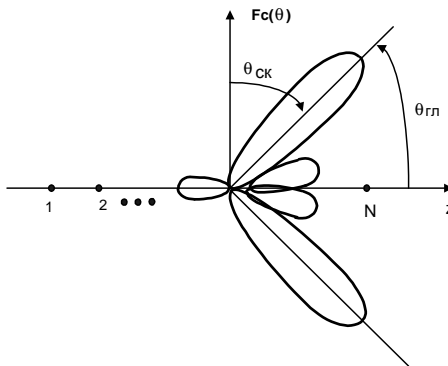


Рис. 3.14

Для сохранения единственного главного максимума выполняется условие:

$$\begin{aligned} U_{\max} < 2\pi &\Rightarrow kd - \alpha < 2\pi \\ U_{\min} > -2\pi &\Rightarrow -kd - \alpha > -2\pi \end{aligned} \Rightarrow -kd - kd \cos \theta_{\text{гл}} > -2\pi \Rightarrow d < \frac{\lambda}{1 + \cos \theta_{\text{гл}}} \quad (3.68)$$

Таким образом, для получения АР наклонного излучения необходимо одновременно выполнить два условия:

$$\alpha = kd \cos \theta_{\text{гл}} \quad \text{и} \quad d < \frac{\lambda}{1 + \cos \theta_{\text{гл}}} \quad (3.69)$$

Ширина ДН равноамплитудной АР с учётом угла отклонения луча определяется формулами:

$$2\theta_{0,5} = 0,88 \frac{\lambda}{Nd \sin \theta_{\text{гл}}}, \quad [\text{рад}], \quad \text{или} \quad 2\theta_{0,5} = 51^\circ \frac{\lambda}{Nd \sin \theta_{\text{гл}}}, \quad [\text{град}]. \quad (3.70)$$

3.10. ПЛОСКАЯ АНТЕННАЯ РЕШЁТКА, МНОЖИТЕЛЬ РЕШЁТКИ И ЕГО АНАЛИЗ

3.10.1. Особенности конструкции плоской антенной решётки

Линейные АР позволяют сформировать направленное излучение только в одной плоскости, проходящей через ось решётки. Плоские антенные решётки концентрируют излучение в двух плоскостях, т.е. создают в пространстве ДН с узким главным лепестком.

Форма плоской АР может быть прямоугольной, круглой, шестиугольной и определяется как требованиями, предъявляемыми к форме ДН, так и конструктивными особенностями системы. Излучатели в плоской АР располагаются в узлах прямоугольной (рис. 3.15, а) или треугольной (рис. 3.15, б) сетки.

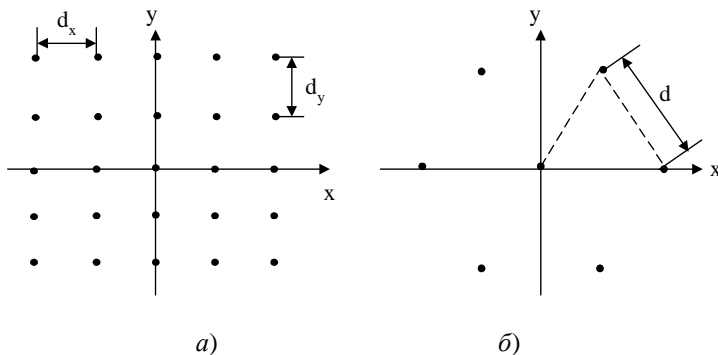


Рис. 3.15

Применение излучателей, расположенных в узлах треугольной сетки, является более предпочтительным, так как позволяет увеличить расстояние между соседними излучателями, т.е. уменьшить их взаимное влияние друг на друга и вероятность появления интерференционных главных максимумов высших порядков.

3.10.2. Множитель плоской антенной решётки

Рассмотрим эквидистантную равноамплитудную линейно-фазную решётку, расположенную в плоскости XOY , как это показано на рис. 3.16, *a*.

Пусть N_x и N_y – число излучателей в столбцах и рядах; d_x и d_y – расстояние между соседними излучателями по осям OX и OY , соответственно; θ_x и θ_y – углы, от осей OX и OY соответственно на точку наблюдения M (рис. 3.16, *б*).

Каждый столбец излучателей (будем считать, что столбец состоит из излучателей, расположенных вдоль оси OX) представляет собой прямолинейную эквидистантную равноамплитудную линейно-фазную антенную решётку.

Множитель такой АР, как было установлено ранее, можно записать в виде:

$$F_{C_x}(\theta_x) = \frac{\sin \left[\frac{N_x}{2} (kd_x \cos \theta_x - \alpha_x) \right]}{N_x \sin \left[\frac{1}{2} (kd_x \cos \theta_x - \alpha_x) \right]}. \quad (3.71)$$

Если произвести эквивалентную замену каждого столбца плоской АР на одиночный гипотетический излучатель с собственной ДН, совпадающей с выражением (3.71), то получим также линейную решётку, но ориентированную вдоль оси OY (рис. 3.17).

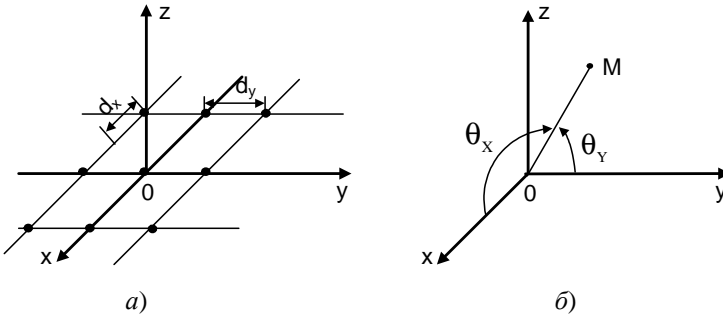


Рис. 3.16

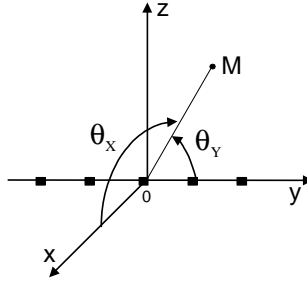


Рис. 3.17

В соответствии с теоремой перемножения диаграмм направленности,

$$F_C(\theta_x, \theta_y) = F_0(\theta_x)F_{C_y}(\theta_y), \quad (3.72)$$

где $F_0(\theta_x)$ – ДН гипотетического излучателя, представляющая собой выражение (3.71), а $F_{C_y}(\theta_y)$ – множитель антенной решётки, состоящей из гипотетических излучателей. Его можно найти по выражению:

$$F_{C_y}(\theta_y) = \frac{\sin\left[\frac{N_y}{2}(kd_y \cos \theta_y - \alpha_y)\right]}{N_y \sin\left[\frac{1}{2}(kd_y \cos \theta_y - \alpha_y)\right]}. \quad (3.73)$$

Введём обозначения обобщённых угловых координат:

$$U_x = kd_x \cos \theta_x - \alpha_x \quad \text{и} \quad U_y = kd_y \cos \theta_y - \alpha_y. \quad (3.74)$$

Подставляя (3.74) в (3.71) и (3.73), можно получить выражение для множителя плоской АР:

$$F_C(U_x, U_y) = \frac{\sin\left(\frac{N_x}{2}U_x\right) \sin\left(\frac{N_y}{2}U_y\right)}{N_x \sin\left(\frac{1}{2}U_x\right) N_y \sin\left(\frac{1}{2}U_y\right)}. \quad (3.75)$$

В сферической системе координат множитель АР является функцией углов θ и φ , а не θ_x и θ_y . Определим связь между ними. Заметим, что $\cos \theta_x$ и $\cos \theta_y$ есть проекции единичного вектора \vec{e}_0 , ориентированного в направлении точки наблюдения на оси OX и OY соответственно, как это показано на рис. 3.18, т.е.

$$e_x^0 = \cos \theta_x \quad \text{и} \quad e_y^0 = \cos \theta_y. \quad (3.76)$$

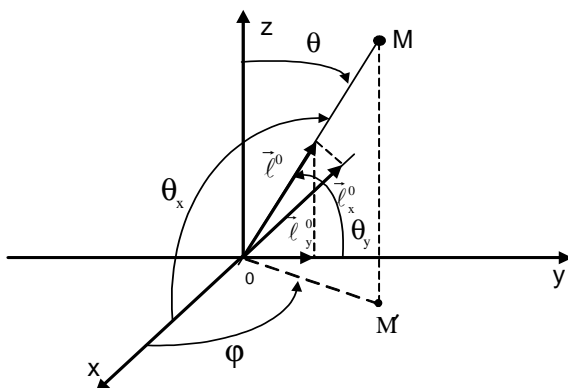


Рис. 3.18

С другой стороны, учитывая известную взаимосвязь между прямоугольной и сферической системами координат, проекции единичного вектора можно выразить через углы θ и φ :

$$e_x^0 = \sin \theta \cos \varphi \quad \text{и} \quad e_y^0 = \sin \theta \sin \varphi. \quad (3.77)$$

Тогда, подставляя (3.77) в (3.76), и с учётом (3.74), можно из (3.75) получить окончательное выражение для множителя плоской АР в сферической системе координат:

$$F_C = \frac{\sin \left[\frac{N_x}{2} (kd_x \sin \theta \cos \varphi - \alpha_x) \right]}{N_x \sin \left[\frac{1}{2} (kd_x \sin \theta \cos \varphi - \alpha_x) \right]} \frac{\sin \left[\frac{N_y}{2} (kd_y \sin \theta \sin \varphi - \alpha_y) \right]}{N_y \sin \left[\frac{1}{2} (kd_y \sin \theta \sin \varphi - \alpha_y) \right]}. \quad (3.78)$$

Из выражения (3.78) видно, что в главных плоскостях XOZ ($\varphi = 0$) и YOZ ($\varphi = \pi/2$) сечение пространственной ДН плоской АР совпадает с формой ДН линейных АР.

3.11. ВЛИЯНИЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ НА ШИРИНУ ГЛАВНОГО ЛЕПЕСТКА ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ И ЕЁ КНД

При большом количестве излучателей АР ($N > 10$) её направленные свойства в основном определяются её множителем. Тогда для дискретной АР определение ширины ДН сводится к решению трансцендентного уравнения:

$$F_C(\theta) = \frac{\sin \left[\frac{N}{2} (kd \cos \theta - \alpha) \right]}{N \sin \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta - \alpha) \right]} = 0,5,$$

из которого при $\alpha = 0$ можно получить:

$$\begin{aligned} 2\theta_{0,5} &= 0,88 \frac{\lambda}{Nd}, \quad [\text{рад}]; \\ 2\theta_{0,5} &= 51^\circ \frac{\lambda}{Nd}, \quad [\text{град}]. \end{aligned} \quad (3.79)$$

Таким образом, из (3.82) видно, что чем больше линейные размеры имеет АР ($L \approx Nd$), тем уже будет главный лепесток.

При отклонении (сканировании) ДН главный лепесток расширяется. Это объясняется тем, что решётка будет иметь меньший эффективный размер (рис. 3.19).

При этом ширина главного лепестка множителя определяется по формуле

$$2\theta_{0,5} = 51^\circ \frac{\lambda}{Nd \cos \theta_{\text{ск}}}, \quad [\text{град}], \quad (3.80)$$

где $\theta_{\text{ск}}$ – угол отклонения главного лепестка множителя от оси антенной решётки.

Выражение (3.83) имеет важное практическое значение: из него следует, что при отклонении луча от нормали к линии расположения элементов АР из-за расширения ДН уменьшается КНД АР. Поэтому в реальных радиотехнических системах угол отклонения ДН от нормали к оси АР не превышает $\pm 45^\circ$.

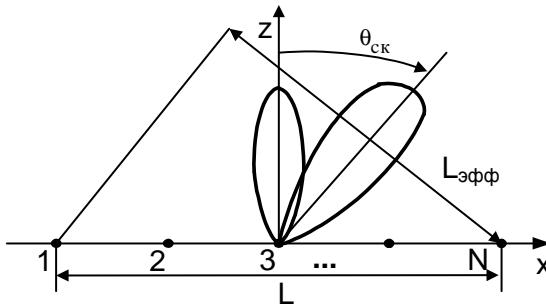


Рис. 3.19

3.12. АНТЕННЫЕ РЕШЁТКИ С НЕРАВНОМЕРНЫМ АМПЛИТУДНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ. ПОНЯТИЕ ОБ ОПТИМАЛЬНЫХ ДИАГРАММАХ НАПРАВЛЕННОСТИ

До сих пор рассматривались АР с равномерным распределением амплитуды тока излучателей. Однако на практике они находят малое применение, так как создают ДН со сравнительно высоким уровнем боковых лепестков ($\eta_{\text{бл}} = 21\%$). Большой интерес представляет выбор рационального вида амплитудного распределения тока вдоль антенной решётки (спадающие к краям, симметричные относительно центра, виды амплитудных распределений – рис. 3.20).

Анализ показывает, что чем сильнее спадает к краям антенной системы амплитуда тока, тем главный лепесток шире, но уровень боковых лепестков меньше. Виды амплитудных распределений, выражения для множителей антенных решёток, формулы для расчёта ширины множителей и уровня боковых лепестков (БЛ) приведены в специальной литературе [1, 2].

Иногда требуется применение оптимальных амплитудных распределений, при которых:

- уровень БЛ является минимальным для заданной ширины ДН;
- ширина ДН является минимальной для заданного уровня БЛ.

В теории антенн [1, 2] показано, что при таком амплитудном распределении множитель АР должен быть представлен в виде полинома Чебышева:

$$F_c(\theta) = T_n(\beta, x),$$

где n – степень полинома, равная количеству излучателей в АР; β – постоянная величина; $x = \cos U$; U – обобщённая угловая координата.

Оптимальность ДН в указанном смысле обеспечивается тем, что полином Чебышева $T_n(\beta, x)$ наименее уклоняется от нуля на отрезке, соответствующем реальным углам, т.е. множитель, описываемый таким полиномом, будет иметь наименьший уровень боковых лепестков.

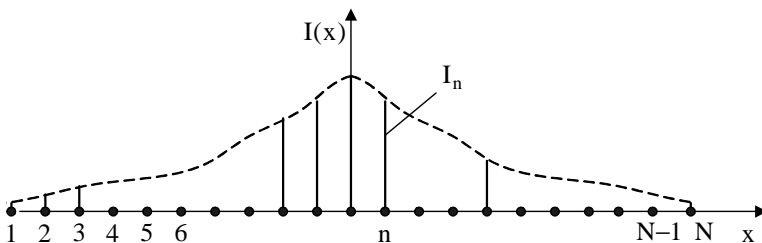


Рис. 3.20

3.13. НЕЭКВИДИСТАНТНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЁТКИ

Ослабление боковых лепестков при заданной ширине главного лепестка может быть получено не только оптимальным амплитудным распределением в эквидистантной АР, но и оптимальным расположением излучателей в неэквидистантной равноамплитудной решётке. Диаграммы направленности этих АР практически одинаковые. Из рисунка 3.21 видно, что расстояния между соседними излучателями неэквидистантной АР обратно пропорциональны величинам токов в соответствующих излучателях эквидистантной АР.

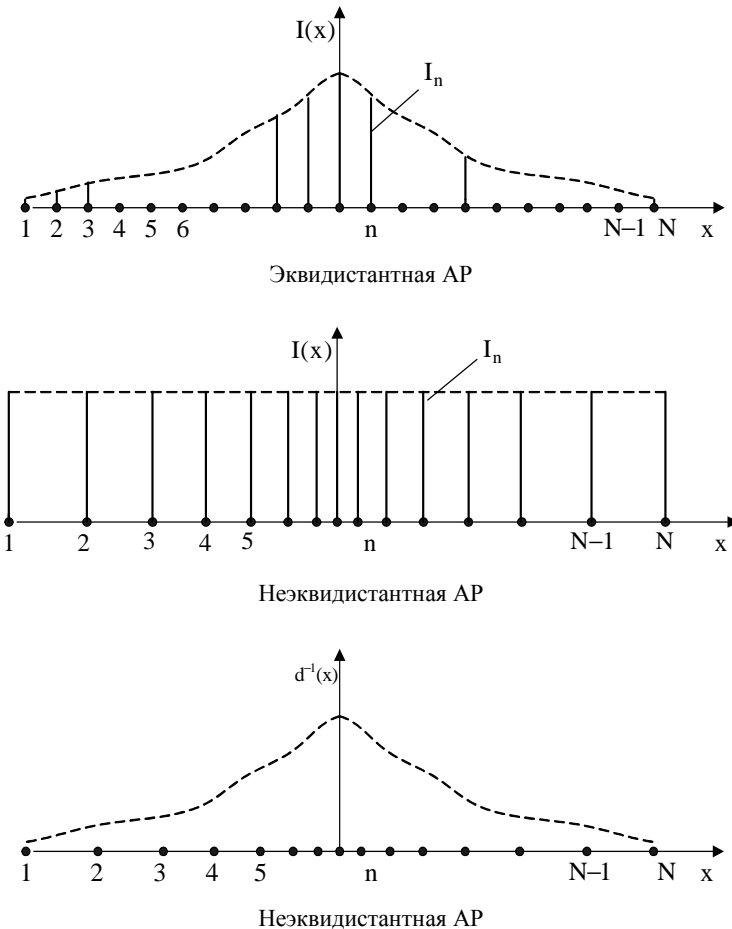


Рис. 3.21

Помимо возможности уменьшения уровня бокового излучения, неэквидистантные антенные решётки позволяют расширить диапазон рабочих частот АР. Одним из основных факторов, ограничивающих его у эквидистантной АР, является возможность возникновения паразитных интерференционных максимумов высших порядков в области реальных углов при уменьшении рабочей длины волны. Действительно, при уменьшении λ условие $|\cos \theta_{\text{гл}}| < 1$ может выполняться не только при $m = 0$, но и при $m = \pm 1$. При переходе же к неэквидистантной АР геометрическая периодичность координат расположения элементов АР разрушается, следовательно, разрушается и периодичность её множителя по обобщённой угловой координате. Таким образом, паразитные интерференционные максимумы высших порядков будут подавляться.

Достоинства неэквидистантных АР:

- не нужно обеспечивать сложное неравноамплитудное распределение;
- отсутствие главных интерференционных максимумов высших порядков;
- более простая, в целом, конструкция АР, так как при заданной ширине ДН число элементов меньше, чем у эквидистантной АР.

К недостаткам таких АР следует отнести сложность управления главным лепестком ДН при сканировании и сложность их расчёта.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение антенной решётки.
2. Перечислите основные признаки классификации АР.
3. Дайте определение эквидистантной и неэквидистантной АР.
4. Дайте определение линейно-фазной АР.
5. Дайте определение АР поперечного, осевого и наклонного излучений.
6. Сформулируйте теорему перемножения ДН и запишите её математическое выражение.
7. Поясните физический смысл множителя АР и обобщённой угловой координаты, запишите математическое выражение для неё.
8. Запишите выражение для нормированного множителя прямолинейной эквидистантной равноамплитудной линейно-фазной АР и поясните его.
9. Чем определяется количество главных лепестков множителя АР?
10. Сформулируйте условие существования одного главного лепестка множителя АР.

11. Чем определяется количество боковых лепестков множителя АР?
12. Чем определяется количество нулей множителя АР?
13. Запишите выражение для множителя непрерывной линейной АР и поясните его.
14. Запишите выражения для нормированного множителя плоской равноамплитудной эквидистантной линейно-фазной АР и поясните его.
15. Как изменяется ДН линейной АР при её отклонении от нормали к оси АР и почему? Что при этом происходит с КНД АР?
16. Что понимается под оптимальным множителем АР?
17. Поясните достоинства и недостатки неэквидистантных АР.

4. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕНН

4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ И ТИПЫ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕНН

Линейной антенной называется антенна, представляющая собой проводник с переменным ВЧ током, при этом поперечный размер проводника много меньше длины волны.

Линейные антенны классифицируются по следующим признакам:

по режиму тока в проводнике:

- с режимом бегущей волны тока;
- с режимом стоячей волны тока.

по типу:

- вибраторные;
- рамочные;
- щелевые;
- V-образные;
- λ -образные.

Режим стоячих волн существует в проволочных антеннах, нагруженных на согласованную нагрузку. К таким антеннам относятся V-образные и λ -образные антенны. Режим бегущих волн существует в разомкнутых антеннах, к которым относятся как проволочные, так и вибраторные антенны.

4.2. ОСОБЕННОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕНН

На основании принципа суперпозиции, поле излучения линейной антенны может быть найдено суммированием полей, созданных токами, протекающими по всем отрезкам проводов, образующих антенну. Тогда антенна может быть представлена в виде непрерывной линейной антенной решётки, теория которой позволяет рассчитать поле излучения.

Таким образом, задача нахождения поля излучения линейной антенной распадается на два этапа, как это показано на рис. 4.1. На первом этапе по известному типу антенны, её геометрическим параметрам и способу возбуждения определяют распределение тока по антенне. На втором – рассчитывают радиотехнические характеристики и параметры поля излучения по известному распределению тока.

Поле, излучённое идеальным проводником, должно удовлетворять уравнениям Максвелла:

$$\operatorname{rot} \dot{\vec{E}} = -j\omega\mu_a \dot{\vec{H}} \quad \text{и} \quad \operatorname{rot} \dot{\vec{H}} = j\omega\epsilon_a \dot{\vec{E}}. \quad (4.1)$$

При этом проводник, возбуждаемый источником ЭДС, имеет такое распределение токов на поверхности, что выполняется идеальное граничное условие о равенстве нулю тангенциальной составляющей напряжённости электрического поля на поверхности проводника: $E_\tau = 0$.

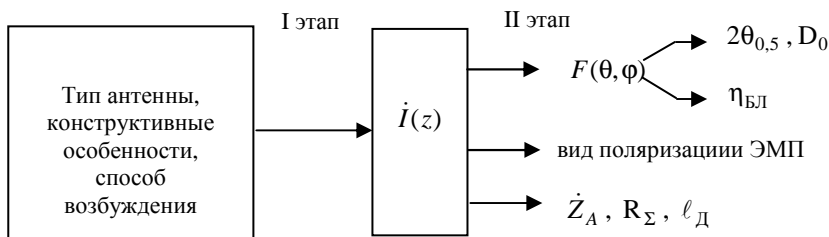


Рис. 4.1

Для тонких проводников конечной толщины распределение тока вдоль проводника $\dot{I}(z)$ может быть найдено из граничного условия, при этом неизвестная функция распределения тока находится под знаком интеграла. Такое уравнение называется интегральным, причём, как правило, аналитического его решения в большинстве случаев не имеется. Однако можно получить приближённое решение интегрального уравнения в виде сходящегося степенного ряда. Необходимое количество членов ряда, которые нужно учитывать, тем больше, чем больше толщина проводника. В результате решения интегральных уравнений было установлено, что для тонких линейных антенн, работающих в режиме бегущих волн, закон распределения амплитуды тока вдоль проводника приближённо можно считать постоянным, а фазы – линейным, с постоянным отставанием фазы по антенне, что обусловлено фазовой скоростью распространения ЭМВ вдоль антенны. Для тонких линейных антенн, работающих в режиме стоячих волн, закон распределения амплитуды тока вдоль проводника можно считать синусоидальным с узлом тока на конце антенны.

4.3. ПОЛЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ

Как следует из электродинамики, задача определения поля излучения по заданному закону распределения токов (зарядов) сводится к решению уравнения запаздывающих потенциалов, выраженного через вектор Герца:

$$\dot{\vec{r}} = \frac{1}{j4\pi\omega\epsilon_a} \int_V \dot{\vec{J}} \frac{e^{-jkr}}{r} dV, \quad (4.2)$$

где $\dot{\vec{J}}$ – вектор плотности тока проводимости; $k = 2\pi / \lambda$ – волновое число.

Интегрирование в (4.2) ведётся по объёму V , в котором существует ток проводимости.

В свою очередь, напряжённость электрических и магнитных полей, создаваемых проводником с током, можно найти через вектор Герца, пользуясь известными выражениями:

$$\dot{\vec{E}} = k^2 \dot{\vec{\Gamma}} + \text{grad div}(\dot{\vec{\Gamma}}) \quad \text{и} \quad \dot{\vec{H}} = j\omega\epsilon_a \text{rot}(\dot{\vec{\Gamma}}). \quad (4.3)$$

Дифференцирование в (4.3) производится по координатам точки наблюдения.

Выразим первое уравнение (4.3) в сферической системе координат, учитывая, что нас интересуют характеристики поля в дальней зоне антенны, (где $\dot{\vec{\Gamma}}_r = 0$) и в точке наблюдения нет собственных источников поля ($\text{grad div} \dot{\vec{\Gamma}} = 0$). Тогда его можно представить в следующем виде:

$$\dot{\vec{E}} = k^2 (\dot{\vec{\Gamma}}_\theta + \dot{\vec{\Gamma}}_\varphi), \quad (4.4)$$

где $\dot{\vec{\Gamma}}_\theta$ и $\dot{\vec{\Gamma}}_\varphi$ – составляющие вектора Γ , направленные по ортам \vec{e}_θ и \vec{e}_φ сферической системы координат.

Считая провод прямолинейным, круглого сечения, совместим центр прямоугольной системы координат XYZ с серединой провода, как это показано на рис. 4.2.

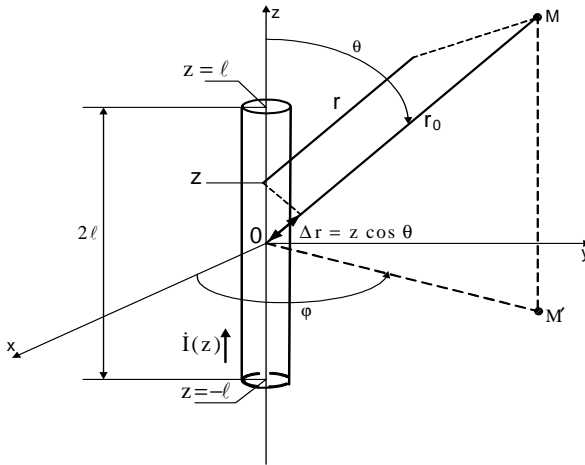


Рис. 4.2

Так как ток течёт вдоль провода, то плотность тока в каждом произвольно взятом сечении провода $\dot{\vec{J}} = \dot{J}\vec{e}_z$, и второй множитель выражения (4.2) будет иметь следующий вид:

$$\int_V \dot{\vec{J}} \frac{e^{-jkr}}{r} dV = \vec{e}_z \int_{z=-\ell}^{z=\ell} \int_S \dot{J} \frac{e^{-jkr}}{r} dS dz, \quad (4.5)$$

где \vec{e}_z – орт, определяющий направление провода вдоль оси OZ .

При интегрировании по малому поперечному сечению провода в (4.5), когда координата z имеет фиксированное значение, можно считать:

$$\int_S \dot{J} dS = \dot{I}(z). \quad (4.6)$$

Для дальней зоны расстояние до точки наблюдения определяется следующим образом:

$$r = r_0 - z \cos \theta, \quad (4.7)$$

т.е. точка M видна из разных участков провода под одним и тем же углом θ .

Из рисунка 4.2 видно, что в сферической системе координат при данном расположении провода и вследствие его осевой симметрии относительно оси OZ вектор $\dot{\vec{I}}$ имеет единственную составляющую \dot{I}_θ . Поэтому с учётом (4.5), (4.6) и (4.7), выражение (4.2) примет вид:

$$\dot{\vec{I}} = \dot{I}_\theta \vec{e}_\theta = \frac{1}{j4\pi\omega\epsilon_a} \vec{e}_z \vec{e}_\theta \frac{e^{-jk r_0}}{r_0} \int_{z=-\ell}^{z=\ell} \dot{I}(z) e^{jkz \cos \theta} dz. \quad (4.8)$$

Так как $\vec{e}_z \vec{e}_\theta = -\sin \theta$, то напряжённость поля, создаваемая проводом, согласно (4.4) определяется так:

$$\dot{E}_\theta = k^2 \dot{I}_\theta = \omega^2 \epsilon_a \mu_a \dot{I}_\theta = \frac{\omega \mu_a}{j4\pi} \frac{e^{-jk r_0}}{r_0} F(\theta), \quad (4.9)$$

где $F(\theta)$ – диаграмма направленности линейной антенны:

$$F(\theta) = -\sin \theta \left| \int_{z=-\ell}^{z=\ell} \dot{I}(z) e^{jkz \cos \theta} dz \right|. \quad (4.10)$$

Уравнения (4.9) и (4.10) позволяют сделать следующие выводы:

- излучающий провод создаёт в дальней зоне электромагнитное поле, имеющее составляющие \dot{E}_θ и \dot{H}_φ , значения которых зависят от угла θ и не зависят от угла φ , т.е. в распределении поля вокруг провода с круглым сечением будет существовать осевая симметрия;

- фазовый фронт волны представляет собой сферу, имеющую центр в геометрическом центре провода. Это и есть фазовый центр антенны;

- выражение (4.10) характеризует направленные свойства провода и представляет собой запись теоремы перемножения. Первый сомножитель – ДН элемента непрерывной АР (вibratora Герца), $F_0(\theta) = -\sin\theta$, второй – множитель непрерывной прямолинейной АР с законом распределения тока вдоль неё $\dot{I}(z)$.

Зная длину провода $L = 2\ell$, а также закон распределения тока по нему $\dot{I}(z)$, можно определить амплитуду напряжённости поля излучения:

$$E_\theta = \frac{\omega\mu_a}{4\pi} \sin\theta \left| \int_{z=-\ell}^{z=\ell} \dot{I}(z) e^{jkz \cos\theta} dz \right|. \quad (4.11)$$

4.4. ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ С РАЗЛИЧНЫМИ РЕЖИМАМИ ТОКА

4.4.1. Диаграмма направленности линейной антенны с бегущей волной тока

Этот режим может быть получен в проволочных антеннах, нагруженных на согласованную активную нагрузку. Закон распределения тока в данной антенне будет следующим:

$$\dot{I}(z) = I_0 e^{-jk'z}, \quad (4.12)$$

где $k' = \omega/V_\phi$ – коэффициент распространения волны вдоль провода.

Выражение (4.12) характеризует амплитудное распределение тока как равномерное ($I_0 = \text{const}$), а фазовое – как линейно изменяющееся: $e^{-jk'z}$. Подставляя (4.12) в (4.10) под знак интеграла и производя необходимые преобразования, получим:

$$F(\theta) = \sin\theta \frac{\sin \left[\frac{kL}{2} \left(\frac{k'}{k} - \cos\theta \right) \right]}{\frac{kL}{2} \left(\frac{k'}{k} - \cos\theta \right)}, \quad (4.13)$$

где $\xi = k'/k$ имеет физический смысл коэффициента замедления ЭМВ в проводе.

В выражении (4.13), согласно теореме перемножения диаграмм направленности, первый множитель есть ДН одиночного элемента АР – вибратора Герца, а второй – есть множитель непрерывной линейной АР. Его можно записать в следующем виде:

$$F_c(U_1) = \frac{\sin U_1}{U_1},$$

где $U_1 = \frac{kL}{2}(\xi - \cos \theta)$ – обобщённая угловая координата.

Этот множитель всегда имеет только один главный максимум нулевого порядка, причём если $\xi = 1$, то главный лепесток множителя ориентирован вдоль оси провода ($\theta = 0^\circ$). В то же время ДН вибратора Герца имеет максимум, ориентированный перпендикулярно оси провода ($\theta = 90^\circ$). Направление главного лепестка ДН провода будет определяться пересечением множителя и ДН вибратора Герца и будет располагаться под углом $\theta_{\text{гл}}$ к его оси, как показано на рис. 4.3. Из выражения (4.13) следует, что вид ДН провода зависит от его длины в длинах волн. Так как угол θ изменяется в пределах от 0 до 180° , то ему соответствует изменение обобщённой угловой координаты

$$0 \leq U_1 \leq kL.$$

Если длина провода $L \leq \lambda/2$, то $0 \leq U_1 \leq \pi$, и ДН будет содержать один главный лепесток, боковых лепестков не будет, если же длина провода $L \leq \lambda$, то $0 \leq U_1 \leq 2\pi$, поэтому в ДН провода будет и первый боковой лепесток. Кроме этого, увеличение длины провода приведёт к сужению главного лепестка ДН и сильнейшему его прижатию к оси провода, как это показано на рис. 4.4.

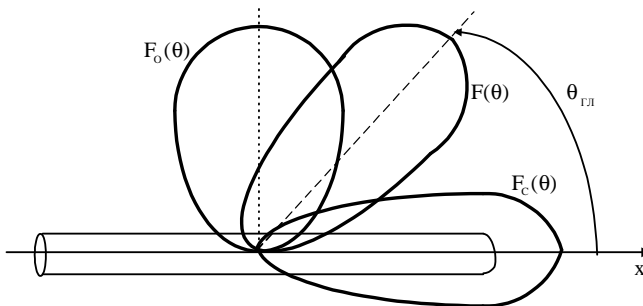


Рис. 4.3

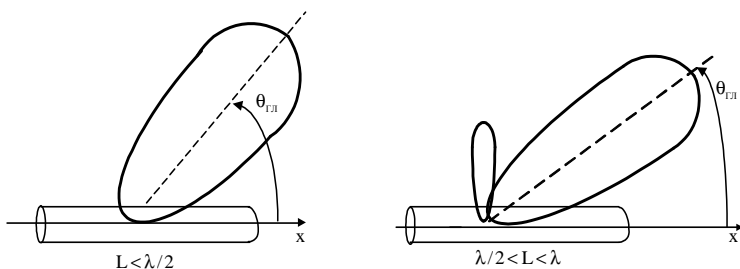


Рис. 4.4

Аналогично влияет на вид ДН провода и коэффициент замедления ξ : если $\xi > 1$, то происходит большее прижатие максимума ДН к проволочной антенне.

4.4.2. Диаграмма направленности линейной антенны со стоячей волной тока

Режим стоячих волн образуется в антеннах разомкнутого типа. В них амплитуда тока вдоль антенны распределяется по синусоидальному закону, причём на концах антенны всегда будут узлы тока. Вследствие этого, амплитудное распределение тока вдоль антенны относительно её центра будет симметричным и описывается следующей зависимостью:

$$\dot{I}(z) = I(z) = I_m \sin[k(\ell - |z|)], \quad (4.14)$$

где I_m – значение тока в пучности.

Подставляя закон распределения тока (4.14) в выражение (4.10), получаем следующее уравнение множителя антенны:

$$F(\theta) = \frac{\left| \cos\left(\frac{kL}{2} \cos \theta\right) - \cos \frac{kL}{2} \right|}{\sin \theta}. \quad (4.15)$$

Из (4.15) следует, что ДН антенны определяется её электрическими размерами kL .

Рассмотрим ряд важных практических примеров.

1. $L = \lambda / 2$ – вдоль антенны укладывается одна полуволна тока (полуволновая антенна). В этом случае $kL = \pi$, и из (4.15) можно найти ДН провода:

$$F(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta}. \quad (4.16)$$

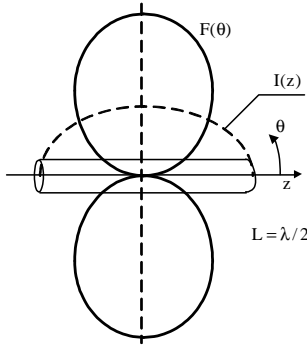


Рис. 4.5

Изображение её в меридиональной плоскости представлено на рис. 4.5.

В данном случае ДН характерна тем, что имеет один максимум, ориентированный перпендикулярно оси провода при $\theta = 90^\circ$.

2. $L = \lambda$ – вдоль антенны укладывается две полуволны тока (волновая антенна). В этом случае $kL = 2\pi$, и из (4.15) можно найти ДН провода:

$$F(\theta) = \left| \frac{\cos(\pi \cos \theta) + 1}{\sin \theta} \right| = 2 \left| \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right|. \quad (4.17)$$

Из сравнения (4.17) и (4.16) следует вывод о том, что ДН волновой антенны будет более узкой по сравнению с ДН полуволновой антенны, максимум главного лепестка по-прежнему будет направлен по нормали к оси антенны при $\theta = 90^\circ$, как это показано на рис. 4.6.

Дальнейшее увеличение длины провода приводит к появлению вдоль него участков с несинфазным током, что усложняет вид ДН. Она становится многолепестковой, и максимумы главных лепестков уже не будут ориентированы перпендикулярно оси провода. В качестве примера на рис. 4.7 представлена ДН антенны, длина которой $L = 1,5\lambda$. Вдоль неё укладываются три полуволны тока.

Из сравнительного анализа данных примеров следует:

- в синфазно возбуждаемых антеннах по нормали к оси антенны формируется максимум главного лепестка;
- чем больше электрическая длина антенны, тем сложнее интерференционная картина поля, а, следовательно, сложнее и вид ДН;
- в несинфазных антеннах, у которых $L \gg \lambda$, количество главных лепестков увеличивается.

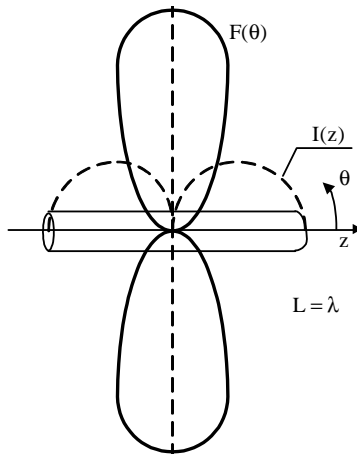


Рис. 4.6

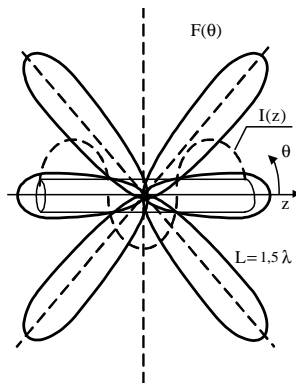


Рис. 4.7

Контрольные вопросы

1. Дайте определение линейной антенны, приведите их классификацию.
2. Запишите выражение для ДН линейной антенны и поясните его.
3. Что представляют собой распределения амплитуды и фазы тока вдоль линейных антенн, работающих в режимах бегущих и стоячих волн?
4. Запишите выражение для ДН линейной антенны в режиме бегущих волн и поясните его.

5. От чего зависит ориентация в пространстве главного лепестка ДН линейной антенны, работающей в режиме бегущих волн?

6. Чем определяется количество главных лепестков ДН линейной антенны в режиме бегущих волн?

7. Запишите выражение для ДН линейной антенны в режиме стоячих волн и поясните его.

8. Изобразите ДН в меридиональной плоскости линейной полу-волновой антенны, работающей в режиме стоячих волн.

9. Изобразите ДН в меридиональной плоскости линейной волновой антенны, работающей в режиме стоячих волн.

10. Как влияет на ДН линейной антенны, работающей в режиме стоячих волн, увеличение её длины в масштабе длин волн (электрической длины)?

5. ОСНОВЫ ТЕОРИИ АПЕРТУРНЫХ АНТЕНН

5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ И ТИПЫ АНТЕНН С ПЛОСКИМ ИЗЛУЧАЮЩИМ РАСКРЫВОМ

Апертурные антенны – это антенны, у которых излучение (или приём) электромагнитной энергии осуществляется через некоторую воображаемую поверхность (апертуру) антенны, представляемую в виде плоскости, размеры которой обычно много больше длины волны.

Различают следующие **типы апертурных антенн**:

- рупорные (акустического типа);
- зеркальные (оптического типа);
- линзовые (оптического типа);
- открытые концы волноводов;
- антенны поверхностных волн (АПВ).

5.2. МЕТОДЫ РАСЧЁТА ПОЛЕЙ ИЗЛУЧЕНИЯ АПЕРТУРНЫХ АНТЕНН

В общем случае апертурная антенна представляет собой металлическое тело с внешней (S_1) и внутренней (S_2) поверхностями. Первичным источником электромагнитных волн является некоторый возбудитель В (рис. 5.1). На поверхностях S_1 и S_2 за счёт поля излучения возбудителя наводятся высокочастотные поверхностные токи, поэтому электромагнитное поле в дальней зоне представляет собой сумму полей самого возбудителя и полей, переизлучаемых поверхностями S_1 и S_2 .

Существует два метода нахождения поля излучения апертурной антенны:

- 1) **метод поверхностных токов;**
- 2) **апертурный метод.**

В первом методе задача определения поля излучения решается в два этапа. На первом этапе по известному типу антенны, её геометрическим параметрам и способу возбуждения решается так называемая внутренняя задача теории антенн, т.е. находится распределение поверхностных токов на S_1 и S_2 . При этом полагают, что поверхности S_1 и S_2 состоят из множества элементарных вибраторов (вибраторов Герца). На втором этапе решается так называемая внешняя задача теории антенн, т.е., используя найденное распределение токов на поверхностях S_1 и S_2 , производится интегрирование этих токов.

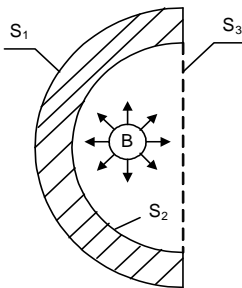


Рис. 5.1

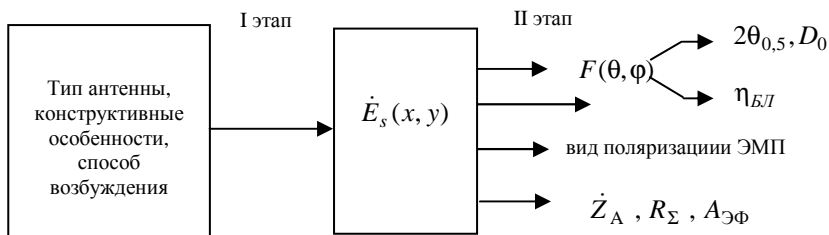


Рис. 5.2

Поэтому данный метод и называется методом поверхностных токов. Этот метод даёт точный результат, но из-за большого количества вибраторов Герца на поверхностях S_1 и S_2 он является очень сложным и в инженерной практике находит ограниченное применение.

Второй метод – апертурный, основан на известном из физики принципе Гюйгенса–Френеля: поле в раскрыве, являясь источником излучения, полностью определяет характеристики поля в дальней зоне. В этом методе задача определения поля излучения также решается в два этапа. На первом этапе по известному типу антенны, её геометрическим параметрам и способу возбуждения решается так называемая внутренняя задача теории антенн, т.е. находится распределение амплитуды и фазы поля $\dot{E}_s(x, y)$ в апертуре антенны (на поверхности S_3). При этом полагают, что поверхность S_3 состоит из множества элементарных поверхностных излучателей (элементов Гюйгенса). На втором этапе решается так называемая внешняя задача теории антенн, т.е., используя найденное амплитудно-фазовое распределение поля в апертуре, производится его интегрирование (рис. 5.2).

Этот метод даёт приемлемую для инженерных расчётов точность в пределах главного лепестка ДН и ближайших боковых лепестках. Погрешности расчётов обусловлены тем, что в этом методе не учитывается вклад в поле излучения поверхностных токов, протекающих по поверхности S_3 . Однако он является более простым, и поэтому нашёл широкое применение в инженерной практике.

5.3. ПРИМЕНЕНИЕ ЗАКОНОВ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ ОПТИКИ В ТЕОРИИ АПЕРТУРНЫХ АНТЕНН

Важное значение в геометрической оптике имеет принцип Ферма, согласно которому *луч так ориентирован в пространстве, что на прохождение пути между двумя точками вдоль луча ЭМВ затрачивается наименьшее время.*

Следствием принципа Ферма являются:

- законы Снеллиуса, описывающие волновые процессы при отражении и преломлении ЭМВ на границе раздела двух сред;
- закон равенства оптических длин путей: *между двумя эквивалентными поверхностями оптическая длина пути одинакова для любого луча.*

Тогда фазу ЭМВ, прошедшей в данной среде путь L от точки A до B можно определить, как произведение волнового числа на пройденный волной путь L :

$$\Psi_{AB} = \frac{2\pi}{\Lambda} \int_A^B n dl = \frac{2\pi}{\Lambda} L.$$

Это выражение используется для определения фазового распределения поля в раскрыве апертурной антенны. Здесь

$$k = \frac{2\pi}{\Lambda}, \quad \Lambda = \frac{\lambda}{n}, \quad n = \frac{c}{V_{\phi}}.$$

Расчёт амплитудного распределения поля в раскрыве выполняют, используя закон сохранения энергии. При этом полагают, что электромагнитная энергия, заключённая в трубке лучей, остаётся неизменной при любых преобразованиях трубки. То есть через боковую поверхность трубки энергия не входит и не выходит.

Если размеры поперечного сечения трубки лучей в точках 1 и 2 известны (dS_1 и dS_2), а плотности потока мощности в этих точках Π_1 и Π_2 , то на основании закона сохранения энергии

$$\Pi_1 dS_1 = \Pi_2 dS_2.$$

Выражая плотность потока мощности через напряжённость электрического поля, учитывая, что $\Pi = \frac{E^2}{240\pi}$, а $dP = \Pi dS$, можно получить:

$$E_B = \sqrt{240\pi \frac{dP}{dS_2}},$$

где dP – мощность в трубке лучей.

Таким образом, используя последнее выражение, можно определить напряжённость поля в любой точке, в том числе и на раскрыве апертурной антенны.

5.4. ПОЛЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ПЛОСКОГО РАСКРЫВА И ЕГО ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

5.4.1. Поле излучения плоского раскрыва

Рассмотрим поле излучения плоского раскрыва произвольной формы, лежащего в плоскости XOY , как это показано на рис. 5.3.

Будем считать, что амплитудно-фазовое распределение поля по раскрыву $\dot{\vec{E}}_S$ известно, поляризация линейная, причём вектор $\dot{\vec{E}}_S$ всюду параллелен оси OX . Выберем на раскрыве прямоугольную площадку $dS = dx dy$. Её можно рассматривать как излучатель Гюйгенса, и поэтому составляющие электрического поля в дальней зоне излучаемой им ЭМВ, будут равны:

$$\begin{aligned} d\dot{E}_\theta &= j \frac{\dot{E}_S}{\lambda r'} e^{-jkr'} \frac{1 + \cos \theta'}{2} \cos \varphi' dS; \\ d\dot{E}_\theta &= -j \frac{\dot{E}_S}{\lambda r'} e^{-jkr'} \frac{1 + \cos \theta'}{2} \sin \varphi' dS. \end{aligned} \quad (5.1)$$

Здесь r' , θ' , φ' – координаты точки M при условии, что начало системы координат находится в центре площадки. Эти формулы справедливы, если волновое сопротивление среды для волны, набегающей от источника на раскрыв, $W_0 = 120 \text{ Ом}$.

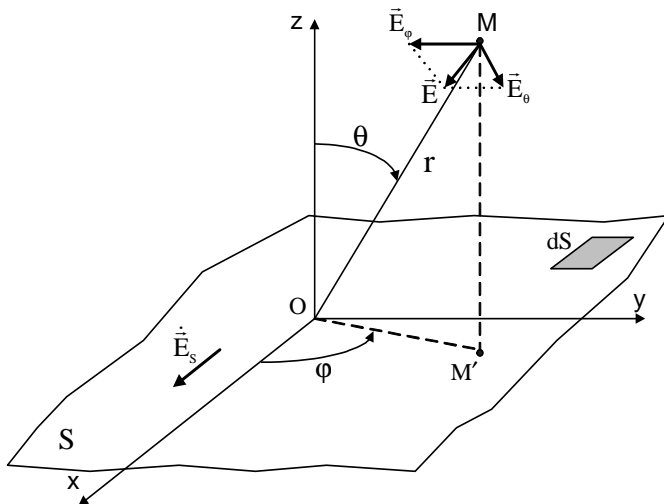


Рис. 5.3

Так как точка M находится в дальней зоне, то можно считать, что для амплитудных множителей $r' = r_0$, $\theta' = \theta$, $\varphi' = \varphi$, где r_0 , θ , φ – координаты точки M в сферической системе координат, центр которой располагается в геометрическом центре раскрыва. Для фазового множителя $e^{-jkr'}$ равенство $r' = r_0$ недопустимо, так как этот множитель определяет фазу поля излучения каждого элемента Гюйгенса в точке M .

Результирующие составляющие поля в дальней зоне, создаваемые всем раскрывом, определяются путём интегрирования исходных компонент в (5.1):

$$\begin{aligned} \dot{E}_\theta &= j \frac{1 + \cos \theta}{2\lambda r_0} \cos \varphi \int_S \dot{E}_S e^{-jkr'} dS; \\ \dot{E}_\varphi &= -j \frac{1 + \cos \theta}{2\lambda r_0} \sin \varphi \int_S \dot{E}_S e^{-jkr'} dS. \end{aligned} \quad (5.2)$$

Из выражений (5.2) следует:

- поле в дальней зоне находится как прямое преобразование Фурье от амплитудно-фазового распределения поля в раскрыве антенны;
- на значение напряжённости поля в дальней зоне влияют форма и размеры раскрыва антенны, отнесённые к длине волны.

5.4.2. Электрические характеристики и параметры поля излучения плоского раскрыва

Диаграмма направленности

Определим амплитуду поля:

$$E = \sqrt{E_\theta^2 + E_\varphi^2}, \quad (5.3)$$

где E_θ и E_φ – амплитуды меридиональной и азимутальной составляющих электрического поля плоского раскрыва, которые можно определить, учитывая выражения (5.2):

$$\begin{aligned} E_\theta &= \left| \dot{E}_\theta \right| = \frac{1 + \cos \theta}{2\lambda r_0} \cos \varphi \left| \int_S \dot{E}_S e^{-jkr'} dS \right|; \\ E_\varphi &= \left| \dot{E}_\varphi \right| = \frac{1 + \cos \theta}{2\lambda r_0} \sin \varphi \left| \int_S \dot{E}_S e^{-jkr'} dS \right|. \end{aligned} \quad (5.4)$$

Подставляя (5.4) в (5.3), получим:

$$E(\theta, \varphi) = \frac{1 + \cos \theta}{2\lambda r_0} \left| \int_S \dot{E}_S e^{-jkr'} dS \right|. \quad (5.5)$$

Согласно определению, в ДН входят те выражения, которые показывают зависимость амплитуды напряжённости поля от угловых координат, тогда из (5.5) найдём ДН плоского раскрыва:

$$F(\theta, \varphi) = F(\theta) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \left| \int_S \dot{E}_S e^{-jkr'} dS \right|. \quad (5.6)$$

Таким образом, из (5.6) видно, что:

- ДН зависит только от угла θ (от угла отклонения направления на точку M от оси OZ , которая перпендикулярна плоскости раскрыва);
- выражение (5.6) представляет собой запись теоремы перемножения, первый сомножитель его определяет собой ДН одиночного элемента (элементарного излучателя Гюйгенса), а второй сомножитель – это множитель непрерывной плоской антенной решётки.

Коэффициент направленного действия

По определению КНД в направлении максимума излучения

$$D_0 = \frac{\Pi_{\max}}{\Pi_{\Sigma}}, \quad (5.7)$$

где плотность потока мощности в максимуме ДН антенны

$$\Pi_{\max} = \frac{E_{\max}^2}{240\pi}. \quad (5.8)$$

Напряжённость поля E_{\max} определим из (5.5) при условии, что $\theta = 0^\circ$ (максимум излучения синфазно возбуждаемой апертуры направлен по нормали к ней):

$$E_{\max} = E(\theta = 0^\circ) = \frac{1}{\lambda r_0} \left| \int_S \dot{E}_S dS \right|. \quad (5.9)$$

Для изотропной антенны можно записать:

$$\Pi_{\Sigma} = \frac{P_{\Sigma \Sigma}}{4\pi r_0^2}, \quad (5.10)$$

где мощность излучения эталонной антенны определяется выражением:

$$P_{\Sigma \Sigma} = \int_S \Pi_S dS = \int_S \frac{|\dot{E}_S|^2}{240\pi} dS. \quad (5.11)$$

Тогда, подставляя (5.11) в (5.10), можно получить:

$$\Pi_{\Sigma} = \frac{1}{4\pi r_0^2} \frac{1}{240\pi} \left| \int_S \dot{E}_S \right|^2 dS. \quad (5.12)$$

Подставляя (5.12) и (5.8) в исходное выражение для КНД (5.7), получим:

$$D_0 = \frac{4\pi \left| \int_S \dot{E}_S dS \right|^2}{\lambda^2 \left| \int_S |\dot{E}_S|^2 dS \right|}. \quad (5.13)$$

Эффективная площадь раскрыва

Второй сомножитель в (5.13) показывает, насколько эффективно используется раскрыв антенны при данном виде её возбуждения. Он называется **эффективной площадью раскрыва** $A_{\text{эф}}$:

$$A_{\text{эф}} = \frac{\left| \int_S \dot{E}_S dS \right|^2}{\left| \int_S |\dot{E}_S|^2 dS \right|}. \quad (5.14)$$

Эффективная площадь раскрыва зависит от его геометрической площади и от характера амплитудно-фазового распределения поля по нему \dot{E}_S . Если раскрыв возбуждается равномерно и синфазно, то $\dot{E}_S = E_S = \text{const}$, и эффективная площадь раскрыва будет равна его геометрической площади:

$$A_{\text{эф}} = \frac{\left| \int_S \dot{E}_S dS \right|^2}{\left| \int_S |\dot{E}_S|^2 dS \right|} = \frac{(E_S S)^2}{E_S^2 S} = S. \quad (5.15)$$

Если раскрыв возбуждается неравноамплитудно и несинфазно, то его эффективная площадь уменьшается.

Коэффициент использования площади

Обозначим $A_{\text{эф}} = Sq$, где q – коэффициент использования площади (КИП).

$$q = \frac{A_{\text{эф}}}{S} \leq 1.$$

Тогда выражение для КНД апертурной антенны (5.13) примет вид:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{\text{эф}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} Sq. \quad (5.16)$$

При равноамплитудном, синфазном распределении поля в раскрыве $q = 1$; $A_{\text{эф}} = S$, КНД антенны будет максимальным для данного размера раскрыва. При неравноамплитудном распределении поля (спадающем к краям раскрыва) эффективная площадь и КИП уменьшаются, а значит, также уменьшается и КНД. Несинфазность поля в раскрыве также влияет на эти параметры раскрыва аналогичным образом: уменьшается КИП, $A_{\text{эф}}$ и D_0 .

5.5. ВЛИЯНИЕ ПОЛЯ В РАСКРЫВЕ АНТЕННЫ НА ЕЁ НАПРАВЛЕННЫЕ СВОЙСТВА

5.5.1. Диаграммы направленности синфазного раскрыва прямоугольной формы с различными видами амплитудного распределения

Рассмотрим два характерных вида амплитудных распределений поля в раскрыве прямоугольной формы. Считаем, что раскрыв антенны лежит в плоскости XOY и имеет линейные размеры a и b (рис. 5.4). Поле линейно поляризовано. Направление вектора \vec{E}_S совпадает с осью OX . Требуется определить ДН в двух главных плоскостях: XOZ и YOZ .

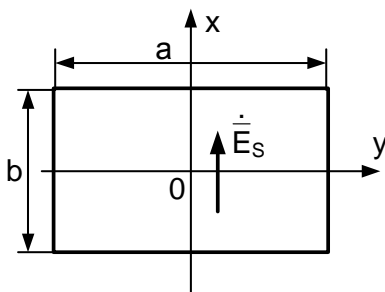


Рис. 5.4

Равномерное амплитудное распределение

В этом случае $\dot{E}_S(x, y) = E_0 = \text{const}$.

В плоскости XOZ (E -плоскости) $\varphi = 0$; $\cos \varphi = 1$; $\sin \varphi = 0$.

Проинтегрировав выражения (5.2), можно получить:

$$F_\theta(\theta) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \frac{\sin\left(\frac{kb}{2} \sin \theta\right)}{\frac{kb}{2} \sin \theta}. \quad (5.17)$$

Так как $\sin \varphi = 0$, $F_\varphi(\theta) = 0$.

В плоскости YOZ (H -плоскости) $\varphi = \pi/2$; $\cos \varphi = 0$; $\sin \varphi = 1$.

Проинтегрировав выражения (5.2), можно получить:

$$F_\varphi(\theta) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \frac{\sin\left(\frac{ka}{2} \sin \theta\right)}{\frac{ka}{2} \sin \theta}. \quad (5.18)$$

Так как $\cos \varphi = 0$, $F_\theta(\theta) = 0$.

Анализ полученных выражений позволяет заключить, что второй сомножитель является множителем непрерывной линейной АР в соответствующей плоскости. Этот множитель в основном и определяет направленные свойства раскрыва. Его можно представить в виде:

$$F_C(U) = \frac{\sin U}{U},$$

где U – обобщённая угловая координата.

Первый же сомножитель в полученных выражениях представляет собой ДН излучателя Гюйгенса.

Ширина ДН определяется соотношением размеров раскрыва к длине волны:

$$2\theta_{0,5}^E = 51^\circ \frac{\lambda}{b}; \quad 2\theta_{0,5}^H = 51^\circ \frac{\lambda}{a}.$$

КНД определяется соотношением:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} ab.$$

Неравномерное амплитудное разделяющееся распределение

Амплитудное распределение называется **разделяющимся**, если оно может быть представлено в виде произведения двух функций, каждая из которых зависит только от одной координаты:

$$E_S(x, y) = E_0 e_1(x) e_2(y),$$

где E_0 – амплитуда напряжённости поля в центре раскрыва; $e_1(x)$ и $e_2(y)$ – нормированные функции, описывающие распределение поля вдоль осей OX и OY , соответственно (рис. 5.5).

Пусть вдоль оси OX распределение поля будет равномерным, $e_1(x) = 1$, а вдоль оси OY – спадающим к краям до величины Δ , по закону:

$$e_2(y) = \Delta + (1 - \Delta) \cos \frac{\pi y}{a}.$$

Здесь параметр Δ называется пьедесталом и показывает амплитуду поля на краях раскрыва, а закон распределения носит название «косинус на пьедестале».

Выполнив интегрирование выражения (5.2) при заданных условиях, можно получить следующие выражения для ДН:

– в плоскости XOZ (E -плоскости) – выражение, аналогичное (5.17);

– в плоскости YOZ (H -плоскости):

$$F_\varphi(\theta) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \left[\Delta \frac{\sin\left(\frac{ka}{2} \sin \theta\right)}{\frac{ka}{2} \sin \theta} + \frac{\pi}{2} (1 - \Delta) \frac{\cos\left(\frac{ka}{2} \sin \theta\right)}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - \left(\frac{ka}{2} \sin \theta\right)^2} \right]. \quad (5.19)$$

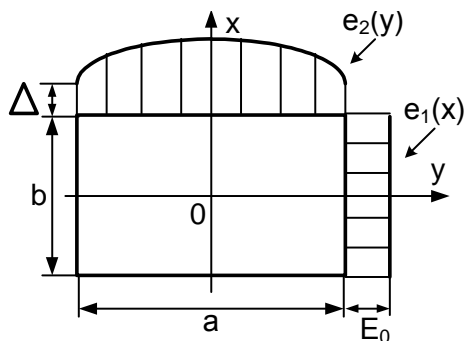


Рис. 5.5

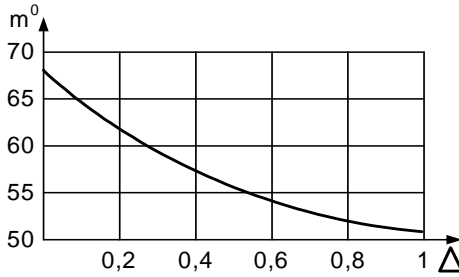


Рис. 5.6

Отсюда следует, что форма ДН определяется видом амплитудно-го распределения поля по раскрытию апертурной антенны. Ширина ДН зависит не только от размеров антенны, но и от степени спада амплитуды поля к краям раскрытия (от величины Δ). Таким образом, ширину ДН можно рассчитать по выражению:

$$2\theta_{0,5} = m^0 \frac{\lambda}{a},$$

где $m^0 = m^0(\Delta)$ – коэффициент, зависящий от степени спада амплитуды поля к краям раскрытия (рис. 5.6).

Если $\Delta = 1$, то реализуется равномерный закон распределения амплитуды поля по раскрытию антенны, при этом $m^0 = 51^\circ$; если $\Delta = 0$, то реализуется косинусоидальный закон распределения амплитуды поля по раскрытию антенны, при этом $m^0 = 68^\circ$ (см. рис. 5.6).

Таким образом, при использовании спадающих к краям раскрытия антенны амплитудных распределений происходит расширение главного лепестка ДН, уменьшение КИП и ЭПР, а также уменьшается уровень боковых лепестков ДН.

5.5.2. Диаграмма направленности синфазного раскрытия круглой формы с равномерным амплитудным распределением поля

Пусть антенна имеет круглый раскрытия радиуса a с синфазным распределением поля. Электрический вектор \vec{E}_S полагаем всюду на раскрытии параллельным оси OX (рис. 5.7).

Для круглого раскрытия распределение поля по раскрытию более удобно выражать не в прямоугольной, а в полярной системе координат. В ней элемент поверхности $dS = r_S d\varphi_S dr_S$, где r_S и φ_S – координаты элемента на раскрытии.

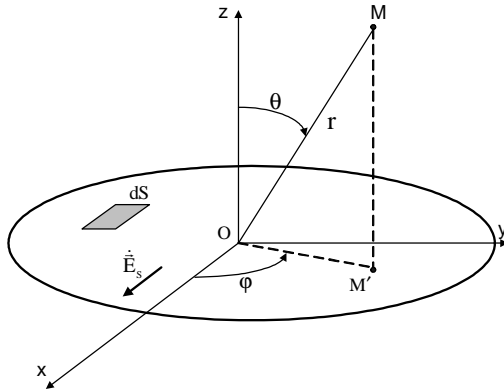


Рис. 5.7

Характер распределения амплитуды поля по раскрытию в общем случае описывается функцией двух переменных $\dot{E}_S(r_S, \varphi_S)$. Но так как на практике в антеннах с такой формой раскрытия используют осесимметричные амплитудные распределения (не зависящие от угла φ_S), то указанная функция зависит лишь от одной переменной – $\dot{E}_S(r_S)$.

Если амплитудное распределение по раскрытию – равномерное, то ДН будет описываться выражением:

$$F(\theta) = (1 + \cos \theta) \frac{J_1(ka \sin \theta)}{ka \sin \theta}, \quad (5.20)$$

где $J_1(U)$ – функция Бесселя первого рода первого порядка; $U = ka \sin \theta$ – обобщённая угловая координата.

Видно, что как и амплитудное распределение, ДН является осесимметричной, т.е. в любой меридиональной плоскости ($\varphi = \text{const}$) – одинаковой.

При использовании спадающих к краям раскрытия амплитудных распределений изменение ширины ДН, уровня боковых лепестков, КИП и ЭПР будет происходить аналогично тому, как и для антенн с прямоугольной формой раскрытия.

5.5.3. Влияние фазовых искажений на форму диаграммы направленности плоского раскрытия

Выше рассматривались раскрытия с синфазным распределением поля. В них максимум излучения направлен по нормали к плоскости раскрытия.

Однако на практике необходимы антенны и с отклонённым от нормали к плоскости раскрыва главным лепестком, либо с расширенным главным лепестком сложной формы. Выполнение этих задач требует использования несинфазных раскрывов. Помимо этого, фазовые искажения появляются в процессе эксплуатации антенны под влиянием внешних факторов, например, температуры, а также её деформации.

Фазовое распределение любого вида можно представить в виде степенного ряда

$$\psi(x_S) = a_1 x_S + a_2 x_S^2 + \dots + a_n x_S^n + \dots, \quad (5.21)$$

где a_1, a_2, \dots, a_n – постоянные коэффициенты.

Если все эти коэффициенты равны нулю, то раскрыв является синфазным.

Произведём оценку влияния каждого слагаемого (5.21) на поведение ДН.

Линейный закон изменения фазы

$$\psi(x_S) = a_1 x_S. \quad (5.22)$$

В этом случае происходит отклонение максимума главного лепестка ДН относительно нормали к плоскости раскрыва антенны на угол $\theta_{\text{гл}} = \arcsin \frac{a_1}{k}$ в сторону края, где наблюдается отставание фазы. Отклонение лепестка сопровождается его расширением и уменьшением КНД антенны (рис. 5.8).

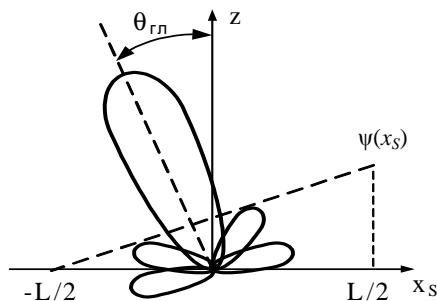


Рис. 5.8

Квадратичный закон изменения фазы

$$\psi(x_S) = a_2 x_S^2. \quad (5.23)$$

Если произвести точные расчёты с использованием выражения (5.6), то ДН такой антенны будет выражаться через интегралы Френеля. Анализ методом сравнения говорит о том, что, по сравнению с синфазным раскрывом, происходит расширение главного лепестка и рост боковых лепестков (рис. 5.9). Так как распределение (5.23) симметрично относительно центра раскрыва, то нарушение симметрии ДН не происходит. С ростом несинфазности заметно падает КНД раскрыва. Влияние фазовой ошибки (отклонения от синфазности) невелико, если на краю раскрыва она не превышает $\pi/4$.

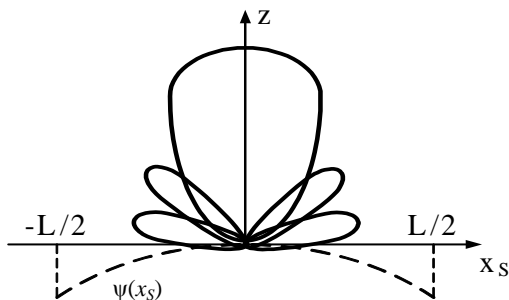


Рис. 5.9

Кубический закон изменения фазы

$$\psi(x_S) = a_3 x_S^3. \quad (5.24)$$

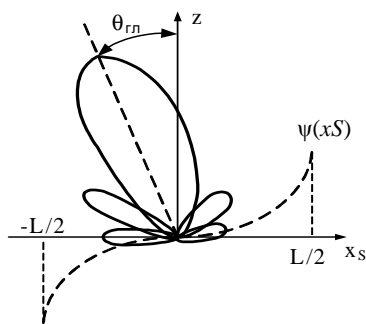


Рис. 5.10

Так как данная функция несимметрична, то *при изменении фазы по кубическому закону главный лепесток ДН не только расширяется, но и отклоняется в сторону отставания фазы. Вместе с этим нарушается симметрия ДН. Уровень боковых лепестков в направлении отклонения ДН становится выше, а с другой – ниже* (рис. 5.10).

Случайные фазовые ошибки

Они, как правило, возникают и в процессе изготовления и в процессе эксплуатации антенн. Эти ошибки приводят к случайным изменениям формы ДН, которая, следовательно, может рассматриваться как случайная функция. Поэтому анализ направленных свойств раскрыва в общей постановке требует применения статистической теории антенн.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение апертурной антенны.
2. Приведите классификацию апертурных антенн.
3. Назовите методы определения поля излучения апертурных антенн.
4. Сформулируйте особенности определения поля излучения апертурной антенны методом поверхностных токов. Почему этот метод не нашёл широкого применения в инженерной практике?
5. Сформулируйте особенности определения поля излучения апертурной антенны апертурным методом. Почему этот метод нашёл широкое применение в инженерной практике?
6. Какие законы используются для определения амплитудного и фазового распределения поля в раскрыве апертурной антенны?
7. Запишите выражения для меридионального и азимутального компонентов электрического поля прямоугольного плоского раскрыва и поясните их.
8. Запишите выражение для ДН плоского раскрыва и поясните его.
9. Запишите выражение для КНД плоского раскрыва и поясните его.
10. Запишите выражение для ЭПР плоского раскрыва и поясните его.
11. Как влияет неравномерность амплитудного и несинфазность фазового распределений на ЭПР и КИП плоского раскрыва?
12. Запишите выражения для ДН в E - и H -плоскостях прямоугольного синфазного раскрыва с равномерным амплитудным распределением и поясните их.

13. От чего зависит ширина ДН в главных плоскостях прямоугольного синфазного раскрыва с равномерным амплитудным распределением?

14. Как влияет уровень относительной амплитуды поля на краях плоского синфазного раскрыва на ширину его ДН?

15. Запишите выражение для ДН синфазного круглого раскрыва с равномерным амплитудным распределением.

16. От чего зависит ширина ДН круглого синфазного раскрыва с равномерным амплитудным распределением?

17. Как изменяется ДН прямоугольного раскрыва в случае линейного закона изменения фазы поля в раскрыве?

18. Как изменяется ДН прямоугольного раскрыва в случае квадратичного закона изменения фазы поля в раскрыве?

19. Как изменяется ДН прямоугольного раскрыва в случае кубического закона изменения фазы поля в раскрыве?

20. Как изменяется ДН прямоугольного раскрыва в случае случайного закона изменения фазы поля в раскрыве?

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебном пособии рассмотрен необходимый минимум сведений, который позволит студентам ориентироваться при проектировании антенных устройств. Пособие знакомит студента с основами теории приёмных и передающих антенн, их радиотехническими характеристиками, параметрами эквивалентными схемами.

Приведены теоретические основы антенных решёток, линейных и апертурных антенн. Описаны их конструктивные особенности. Рассмотрено влияние геометрических параметров антенн на форму их диаграммы направленности.

Активное освоение материала учебного пособия позволит студентам перейти к знакомству с работами, указанными, например, в списках рекомендуемой литературы, а также к изучению других предметов по избранной специальности, подготовит к выполнению курсовых и дипломных проектов. Под активным освоением материала авторы понимают не только изучение этого материала, но и обязательные ответы на приведённые в учебном пособии контрольные вопросы. К каждому занятию, лекции нужно готовиться заранее. В этом случае эффективность освоения и усвоения нового материала повысится многократно, придёт глубокое понимание, а значит, появится возможность использовать данный материал на практике.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Устройства СВЧ и антенны : учебник для вузов / Д.И. Воскресенский, В.Л. Гостюхин, В.М. Максимов, Л.И. Пономарев; под ред. Д.И. Воскресенского. – М. : Радиотехника, 2006.
2. Нефедов, Е.И. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн : учебник / Е.И. Нефедов. – М. : Издательский центр «Академия», 2006.
3. Шифрин, Я.С. Вопросы статистической теории антенн : учебник / Я.С. Шифрин. – М. : Советское радио, 1970.
4. Сазонов, Д.М. Антенны и устройства СВЧ : учебник / Д.М. Сазонов. – М. : Высшая школа, 1988.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
1. Радиотехнические характеристики и параметры передающих антенн	4
1.1. Назначение передающих антенн и их функции	4
1.2. Передающая антенна как нагрузка для генератора, её энергетические параметры	5
1.3. Диапазонные и поляризационные свойства передающих антенн	10
1.3.1. Диапазонные свойства	10
1.3.2. Поляризационные свойства	11
1.4. Диаграммы направленности передающей антенны и их изображение в различных системах координат	13
1.4.1. Диаграмма направленности	13
1.4.2. Графическое изображение диаграммы направленности	15
1.5. Ширина главного лепестка и уровень боковых лепестков	17
1.6. Коэффициент направленного действия и коэффициент усиления передающей антенны	19
1.7. Фазовая диаграмма направленности. Понятие о фазовом центре антенны	20
2. Радиотехнические характеристики и параметры приёмных антенн	22
2.1. Особенности функционирования антенны в режиме приёма, её свойства	23
2.2. Диаграмма направленности антенны в режиме приёма и её параметры	23
2.3. Эквивалентная схема приёмной антенны, энергетические соотношения	24
2.3.1. Эквивалентная схема приёмной антенны	24
2.3.2. Энергетические соотношения	25
2.4. Действующая длина приёмной антенны	26
2.5. Эффективная площадь раскрытия приёмной антенны	28
2.6. Шумовая температура приёмной антенны	29
2.7. Понятие о пространственной, частотной и поляризационной согласованности передающей и приёмной антенн	30
3. Основы теории антенных решёток	33

3.1. Общие сведения и типы антенных решёток	33
3.2. Теорема перемножения диаграмм направленности	35
3.3. Поле излучения прямолинейной антенной решётки	38
3.4. Формула множителя прямолинейной эквидистантной равно- амплитудной линейно-фазной антенной решётки	39
3.5. Графическое представление множителя антенной решётки ..	41
3.6. Определение направлений главных лепестков и их количе- ства. Условие существования одного главного лепестка в множителе АР.....	43
3.6.1. Направления главных лепестков	43
3.6.2. Количество главных лепестков	44
3.6.3. Условие существования одного главного лепестка	44
3.7. Определение направлений боковых лепестков и нулей мно- жителя и их количества. Фазовая диаграмма направленности антенной решётки	45
3.7.1. Направления и количество боковых лепестков	45
3.7.2. Направления и количество нулей множителя	46
3.7.3. Фазовая диаграмма направленности антенной решётки	46
3.8. Множитель непрерывной линейной антенной решётки и его анализ	47
3.9. Антенные решётки поперечного, осевого и наклонного излучения, условия их существования	49
3.9.1. Антенная решётка поперечного излучения	49
3.9.2. Антенная решётка осевого излучения	49
3.9.3. Антенная решётка наклонного излучения	50
3.10. Плоская антенная решётка, множитель решётки и его анализ	52
3.10.1. Особенности конструкции плоской антенной решётки	53
3.10.2. Множитель плоской антенной решётки	54
3.11. Влияние геометрических и электрических параметров антенной решётки на ширину главного лепестка диаграммы направленности и её КНД	56
3.12. Антенные решетки с неравномерным амплитудным распределением. Понятие об оптимальных диаграммах направленности	58
3.13. Неэквидистантные антенные решётки	59

4.	Основы теории линейных антенн	62
4.1.	Общие сведения и типы линейных антенн	62
4.2.	Особенности определения поля излучения линейных антенн	62
4.3.	Поле излучения линейной антенны	63
4.4.	Диаграммы направленности линейной антенны с различными режимами тока	66
4.4.1.	Диаграмма направленности линейной антенны с бегущей волной тока	66
4.4.2.	Диаграмма направленности линейной антенны со стоячей волной тока	68
5.	Основы теории апертурных антенн	72
5.1.	Общие сведения и типы антенн с плоским излучающим раскрытием	72
5.2.	Методы расчёта полей излучения апертурных антенн	72
5.3.	Применение законов геометрической оптики в теории апертурных антенн	73
5.4.	Поле излучения плоского раскрытия и его электрические параметры	75
5.4.1.	Поле излучения плоского раскрытия	75
5.4.2.	Электрические характеристики и параметры поля излучения плоского раскрытия	76
5.5.	Влияние поля в раскрытии антенны на её направленные свойства	79
5.5.1.	Диаграммы направленности синфазного раскрытия прямоугольной формы с различными видами амплитудного распределения	79
5.5.2.	Диаграмма направленности синфазного раскрытия круглой формы с равномерным амплитудным распределением поля	82
5.5.3.	Влияние фазовых искажений на форму диаграммы направленности плоского раскрытия	83
	Заключение	88
	Список литературы	89