



**ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ**

**ФГОБУВПО  
«ПОВОЛЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ И ИНФОРМАТИКИ»**

**В.П. КУБАНОВ**

## **АНТЕННЫ И ФИДЕРЫ — НАЗНАЧЕНИЕ И ПАРАМЕТРЫ**

Рекомендовано  
методическим советом ФГОБУВПО  
«Поволжский государственный университет  
телекоммуникаций и информатики»  
в качестве учебного пособия для студентов,  
обучающихся по специальностям:  
«Системы связи с подвижными объектами»,  
«Радиосвязь, радиовещание и телевидение»,  
«Защищенные системы связи»,  
«Информационная безопасность  
телекоммуникационных систем».

Самара 2012

УДК .621.396.6

Рецензент:

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Электродинамика и антенны» ФГОБУ ВПО ПГУТИ **Ю.М. Сподобаев**.

### **Учебное пособие**

**Кубанов В.П.**

**Антенны и фидеры — назначение и параметры. — Самара: ПГУТИ, 2012. — 60 с., ил.**

Рассматривается назначение антенн и фидеров и их основные параметры (характеристики). Материал излагается с акцентом на физическую трактовку рассматриваемых вопросов.

Приводятся условия ряда задач для самостоятельного решения.

Для всех задач, в том или ином виде, указаны ответы. В качестве примера приводится подробное решение четырех типовых задач.

Формулируются вопросы для самоконтроля качества усвоения материала.

Учебное пособие предназначено для студентов, изучающих дисциплины, связанные с антенно-фидерными устройствами и распространением радиоволн.

<b>СОДЕРЖАНИЕ</b>		
	<b>ВВЕДЕНИЕ</b> .....	4
<b>1.</b>	<b>ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АНТЕННАХ И ФИДЕРАХ</b> .....	5
	1.1. Обобщенная структурная схема линии радиосвязи .....	5
	1.2. Общие требования, предъявляемые к антеннам и фидерам .....	6
<b>2.</b>	<b>ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕНН</b> .....	9
	2.1. Коэффициент полезного действия .....	9
	2.2. Характеристики (диаграммы) направленности .....	9
	2.2.1. Амплитудная характеристика направленности .....	9
	2.2.2. Фазовая характеристика направленности .....	10
	2.2.3. Диаграмма направленности в полярной системе координат .....	11
	2.2.4. Главный, задний и боковые лепестки .....	12
	2.2.5. Диаграмма направленности в прямоугольной системе координат .....	13
	2.2.6. Диаграмма направленности в логарифмическом масштабе .....	14
	2.2.7. Характеристика (диаграмма) направленности по мощности .....	15
	2.2.8. Ширина диаграммы направленности .....	16
	2.3. Коэффициент направленного действия .....	18
	2.4. Коэффициент усиления .....	21
	2.5. Входное сопротивление .....	22
	2.6. Коэффициент отражения и волновые режимы работы фидера .....	23
	2.7. Коэффициенты бегущей и стоячей волны .....	27
	2.8. Согласование фидера с передающей антенной .....	28
	2.9. Поляризационные свойства .....	29
	2.10. Эффективная площадь .....	32
	2.11. Действующая длина .....	32
	2.12. Максимальная мощность, подводимая к передающей антенне .....	33
	2.13. Параметры электромагнитной безопасности .....	34
	2.14. Рабочая полоса частот .....	34
<b>3.</b>	<b>ПАРАМЕТРЫ ПРИЕМНЫХ АНТЕНН</b> .....	36
	3.1. Процесс приема радиоволн .....	36
	3.2. Эквивалентная схема приемной антенны .....	37
	3.3. Характеристика (диаграмма) направленности .....	38
	3.4. Обратимость процессов передачи и приема радиоволн.....	39
	3.5. Коэффициент направленного действия .....	40
	3.6. Коэффициент полезного действия .....	41
	3.7. Коэффициент усиления .....	41
	3.8. Эффективная площадь .....	42
	3.9. Действующая длина .....	42
	3.10. Шумовая температура .....	43

<b>4.</b>	<b>ФИДЕРЫ ПЕРЕДАЮЩИХ И ПРИЕМНЫХ АНТЕНН .....</b>	<b>45</b>
	4.1. Условная классификация конструкций фидеров .....	45
	4.2. Требования, предъявляемые к фидерам и некоторые их параметры .....	45
<b>5.</b>	<b>ЗАДАЧИ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОГО РЕШЕНИЯ .....</b>	<b>47</b>
<b>6.</b>	<b>ВОПРОСЫ И ЗАДАНИЯ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ .....</b>	<b>57</b>
	<b>ЛИТЕРАТУРА .....</b>	<b>58</b>

## **ВВЕДЕНИЕ**

Учебное пособие «Антенны и фидеры — назначение и параметры» адресовано студентам специальностей: «Системы подвижной радиосвязи», «Радиосвязь, радиовещание и телевидение», «Защищенные системы связи», «Информационная безопасность телекоммуникационных систем». В учебных планах этих специальностей имеются дисциплины, связанные с изучением электромагнитных полей и волн, антенно-фидерных устройств.

Ученое пособие условно можно разделить на три части. В первой части (разделы 1 – 4) приводятся основные сведения о назначении антенн и фидеров и их основных параметрах (характеристиках). При этом материал излагается с акцентом на физическую трактовку рассматриваемых вопросов.

Во второй части (раздел 5) приводятся условия ряда задач для самостоятельного решения. Для всех задач даны ответы. Четыре типовых задачи полностью решены, что во многом облегчит самостоятельное решение других задач раздела.

Наконец, в третьей части (раздел 6) дается материал для самоконтроля качества усвоения материала. Самостоятельное формулирование ответов на вопросы поможет подготовиться к промежуточной аттестации (зачеты, экзамены), проводимой как в традиционной форме, так и форме тестирования.

Учебное пособие может быть использовано при подготовке бакалавров по направлению «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», а также бакалавров и специалистов радиотехнических направлений и специальностей. Содержание пособия направлено на формирование необходимых профессиональных компетенций в сферах деятельности: сервисно-эксплуатационной, расчетно-проектной и экспериментально-исследовательской.

## 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АНТЕННАХ И ФИДЕРАХ

### 1.1. Обобщенная структурная схема линии радиосвязи

В процессе организации связи, звукового и телевизионного вещания широко применяются радиосредства, обеспечивающие излучение и прием радиоволн. Простейшая структурная схема линии радиосвязи приведена на рис. 1.1. Элементами схемы являются: радиопередатчик, фидер передающей антенны, передающая антенна, приемная антенна, фидер приемной антенны и радиоприемник.

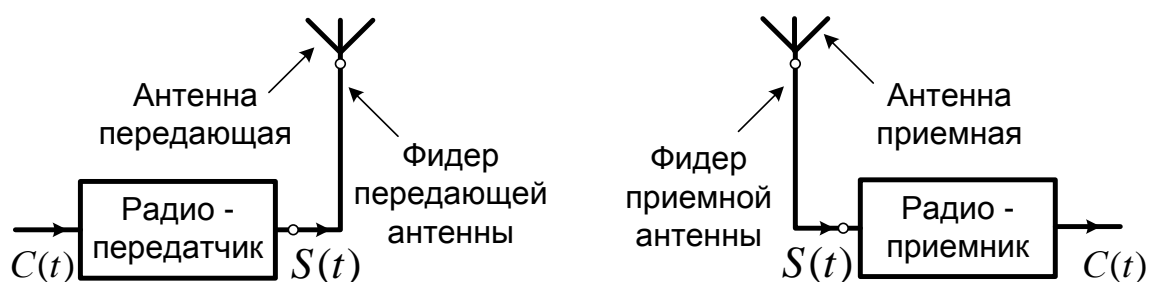


Рис. 1.1

Рассмотрим в общих чертах работу линии радиосвязи. Исходный (первичный) сигнал электросвязи  $C(t)$ , отображающий передаваемое сообщение, поступает на вход радиопередатчика. В радиопередатчике происходит его преобразование в радиочастотный сигнал  $S(t)$ . Этот сигнал по специальной электрической цепи, называемой фидером, подводится к передающей антенне — устройству, предназначенному для радиоизлучения.

Весьма малая часть энергии радиоволн, излученных передающей антенной, достигает приемной антенны и возбуждает в ней слабый радиочастотный сигнал  $S(t)$ . Этот сигнал по фидеру приемной антенны подается на вход радиоприемника, где происходит его обработка вплоть до формирования копии исходного сигнала электросвязи  $C(t)$ .

Реальный процесс радиоприема гораздо сложнее — это связано с тем, что радиоприемное устройство решает задачу выделения полезного радиосигнала в условиях действия помех различной природы.

Следует понимать, что процесс радиосвязи, принципиально невозможен без использования радиоволн и, следовательно, таких устройств, которые обеспечивали бы их излучение и прием. Эти функции выполняют антенны. В соответствии с [1] передающая антенна — это устройство, предназначенное для излучения электромагнитных волн, а приемная — это устройство, служащее для приема электромагнитных волн. Фидер определяется как электрическая цепь и вспомогательные устройства (они не показаны на рис 1.1), с помощью которых энергия радиочас-

тотного сигнала подводится от радиопередатчика к антенне или от антенны к радиоприемнику. При этом в [1] обращается внимание на недопустимость применения вместо сертифицированного термина «фидер» терминов-синонимов: «фидерная линия», «линия передачи», «волноводный тракт».

В фидерах радиочастотные сигналы распространяются в виде направляемых электромагнитных волн, которые связаны с зарядами и токами. В открытом пространстве излученные электромагнитные волны становятся свободными — радиоволнами. Таким образом, на передающей стороне линии радиосвязи передающая антенна преобразует связанные электромагнитные волны в свободные электромагнитные волны — радиоволны. На приемной стороне линии радиосвязи происходит обратный процесс. Приемная антенна преобразует радиоволны в связанные электромагнитные волны, которые по фидеру подаются на вход радиоприемника.

Почти вся энергия радиоволн, излученных передающей антенной, поглощается средой, в которой она распространяется, а также различными препятствиями. Приемной антенне удастся уловить из окружающей среды ничтожную часть той энергии, которая излучена передающей антенной. Тем не менее, в правильно спроектированной линии радиосвязи энергии, принятой антенной, вполне достаточно для качественной работы радиоприемника.

## **1.2. Общие требования, предъявляемые к антеннам и фидерам**

Исходя из рассмотренных принципов работы линии радиосвязи, можно сформулировать общие требования, предъявляемые к фидерам и антеннам. Следуя схеме, приведенной на рис. 1.1, последовательно рассмотрим фидер передающей антенны, передающую антенну, приемную антенну и фидер приемной антенны.

Очевидное требование к фидеру передающей антенны — передача энергии от выхода радиопередатчика до входа антенны с минимальными потерями. Специфическое требование — фидер не должен обладать заметным антенным эффектом. Под антенным эффектом фидера передающей антенны понимают его способность формировать нежелательное радиоизлучение, которое может ухудшить параметры передающей антенны.

Сформулируем основные требования к передающей антенне. Первое — преобразовать электромагнитную энергию, поступающую на её вход, в энергию радиоволн с минимальными потерями. Второе — обеспечить необходимую пространственную концентрацию излучаемой энергии, т.е. направленность. Третье — обеспечить (совместно с радиопередатчиком) в месте приема необходимое значение напряженности электромагнитного поля. Четвертое — обеспечить заданную пространственно-временную ориентацию (поляризацию) векторов напряженности электромагнитного поля радиоволн.

Следует обратить внимание на не совсем очевидные, но, тем не менее, очень важные требования, имеющие прямое отношение, как к фидеру, так и к антенне. Первое – фидер и антенна по отношению к радиопередатчику являются нагрузкой. Следовательно, значение этой нагрузки должно быть таким, чтобы обеспечивался эффективный режим работы радиопередатчика. Второе – дальность действия линии радиосвязи, кроме прочих факторов, зависит и от значения излучаемой антенной мощности. В некоторых случаях мощность на входе антенны настолько велика, что возникает реальная угроза механического разрушения отдельных элементов антенны или фидера вследствие электрического пробоя или теплового перегрева. Чтобы избежать таких разрушений и фидер, и антенна должны обладать определенной электрической прочностью. Третье – фидер и антенна должны нормально функционировать в заданном диапазоне частот или длин волн.

Наряду с требованиями технического характера, перечисленными выше, к передающим антеннам и фидерам предъявляются требования иного плана: технологичности изготовления, удобства и безопасности эксплуатации, охраны окружающей среды (экологической чистоты).

Далее рассмотрим требования к приемной антенне и её фидеру. Основные требования к приемной антенне следующие. Первое – обеспечить необходимую пространственную избирательность (направленность), т.е. способность преимущественного приема радиоволн, приходящих с определенных направлений. Направленные приемные антенны, в сравнении с ненаправленными, обеспечивают на входе приемника более высокое отношение мощности радиосигнала к мощности помех. Последнее является важнейшим условием качественного радиоприема. Второе требование к приемной антенне – обеспечить преимущественное реагирование на радиоволны определенного вида поляризации.

Основные требования, предъявляемые к фидеру приемной антенны следующие. Во-первых, передача энергии между антенной и входом радиоприемника должна осуществляться с малыми потерями. Во-вторых, фидер не должен обладать заметным антенным эффектом. Под антенным эффектом фидера приемной антенны понимают его способность принимать радиосигнал, что может ухудшить параметры собственно приемной антенны. Требование на степень проявления антенного эффекта в фидерах приемных антенн более жесткое по сравнению с фидерами передающих антенн.

Важно уяснить, что приемная антенна по отношению к радиоприемнику выступают в роли эквивалентного генератора, нагрузкой которого служит входное сопротивление приемного фидера, подключенного к входным цепям радиоприемника. Следовательно, еще одно требование, как к приемной антенне, так и её фидеру, состоит в том, чтобы во входных цепях радиоприемника выполнялись условия выделения радиосигнала максимальной мощности.

Приемная антенна и её фидер должны обеспечивать возможность нормального функционирования линии радиосвязи в заданном диапазоне частот или длин волн.

Наряду с требованиями технического характера к приемным антеннам и фидерам предъявляются определенные требования иного плана — технологичности изготовления, защиты от грозových разрядов, удобства и безопасности эксплуатации и др. Требования электрической прочности и экологической чистоты отсутствуют, поскольку мощность сигнала в приемной антенне и её фидере очень незначительна.

Рассмотренные нами требования к антеннам и фидерам являются основными для антенн и фидеров большинства радиосредств, используемых в радиосвязи, радиовещании и телевидении. Они не будут, однако, единственными. Почти каждый класс антенн и фидеров, применительно к их назначению, характеризуется ещё рядом дополнительных требований и показателей, с которыми знакомятся уже в дальнейшем в процессе изучения соответствующих разделов полного курса по антенно-фидерным устройствам.



## 2. ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕНН

### 2.1. Коэффициент полезного действия

Обратимся к схеме радиолинии, приведенной на рис. 2.1. На передающей стороне точка 1 схемы соответствует выходу передатчика (входу фидера). Через  $P_1$  обозначена мощность радиочастотного сигнала на выходе передатчика (входе фидера). Точка 1' соответствует выходу фидера (входу передающей антенны). Через  $P_1'$  обозначена мощность радиочастотного сигнала на выходе фидера (входе передающей антенны).



Рис. 2.1

Реальные антенны выполняются из проводов или металлических поверхностей с конечной проводимостью или из диэлектрика, обладающего потерями. Поэтому не вся мощность радиочастотного сигнала  $P_1'$ , подводимая к антенне, преобразуется в мощность излучения  $P_\Sigma$ . Часть подводимой мощности выделяется в виде тепла в антенне, в близко расположенных предметах и в почве.

Коэффициентом полезного действия (КПД) антенны  $\eta_a$  называется отношение мощности радиоизлучения, создаваемого антенной, к мощности радиочастотного сигнала, подводимого к её входу:

$$\eta_a = P_\Sigma / P_1' = P_\Sigma / (P_\Sigma + P_\Pi), \quad (2.1)$$

где  $P_\Pi$  – мощность потерь в антенне.

### 2.2. Характеристики (диаграммы) направленности

#### 2.2.1. Амплитудная характеристика направленности

Под направленностью передающей антенны понимают её способность излучать радиоволны в определенных направлениях более эффективно, чем в других. Представление о направленности дает специальный параметр – амплитудная характеристика направленности, которая определяется как зависимость амплитуды напряженности излучаемого антенной поля (или величины, ей пропорциональной) от направления в пространстве при неизменном расстоянии до точки наблюдения  $M$ . Направление задается мери-

диональным ( $\theta$ ) и азимутальным ( $\varphi$ ) углами сферической системы координат, как показано на рис. 2.2.

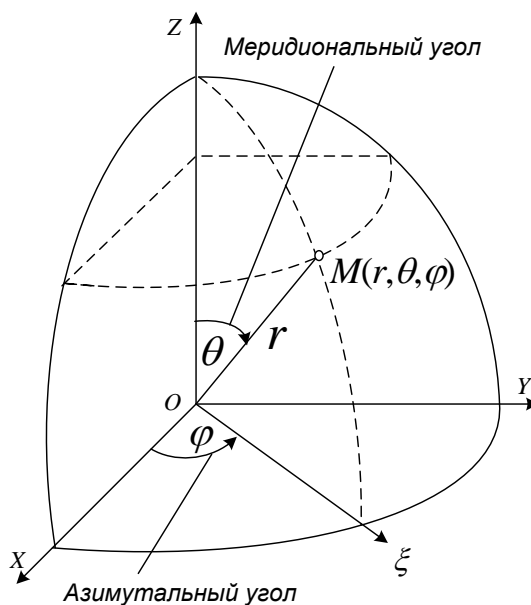


Рис. 2.2

Таким образом, амплитудная характеристика направленности описывается модулем некоторой функцией  $|f(\theta, \varphi)|$ . Формула для расчета модуля напряженности электрического поля антенны в произвольном направлении определяется соотношением

$$|E| = A|f(\theta, \varphi)|, \quad (2.2)$$

где  $A$  – постоянный множитель, не зависящий от направления на точку наблюдения.

В дальнейшем для упрощения записи амплитудной характеристики направленности знак модуля будем опускать.

### 2.2.2. Фазовая характеристика направленности

Наряду с амплитудной характеристикой направленности антенны существует понятие фазовой характеристики направленности  $\psi(\theta, \varphi)$ , под которой понимается зависимость фазы напряженности поля, создаваемого антенной в точке наблюдения, от направления на эту точку. Знание фазовой характеристики направленности важно, прежде всего, для решения вопроса, имеет ли данная антенна фазовый центр. Если  $\psi(\theta, \varphi) = const$  (или меняется скачком на  $180^\circ$  при переходе амплитудной характеристики направленности через нуль), то такая антенна имеет фазовый центр в точке, с которой было совмещено начало координат при расчете фазовой характеристики направленности. Поле излучения антенны в этом случае представляет чисто сферическую волну, исходящую из фазового центра. Фазовыми характеристиками направленности ин-

тересуются в радиолокации и радионавигации для определения угловых координат цели и в некоторых других случаях.

В большинстве случаев, однако, пользуются амплитудными характеристиками направленности, так как интересуются значением амплитуды напряженности поля (слово «амплитудная» в дальнейшем будем опускать)

### 2.2.3. Диаграмма направленности в полярной системе координат

Графическое изображение характеристики направленности называют диаграммой направленности. По своей сущности функция  $f(\theta, \varphi)$  является аналитическим выражением (формулой) некоторой поверхности. На рис. 2.3 приведены диаграммы направленности двух антенн. Диаграммы относительно просты, поскольку образованы вращением достаточно простых фигур вокруг оси  $Z$ .

В общем случае построение графического изображения функции  $f(\theta, \varphi)$  (объемной диаграммы направленности) неудобно. На практике обычно строят диаграмму направленности в какой-нибудь одной плоскости, в которой она изображается плоской кривой  $f(\theta)$  или  $f(\varphi)$ . Когда речь идет о направленных свойствах антенны, то интересуются характером зависимости напряженности поля от направления на точку наблюдения, а не абсолютным значением напряженности поля. Поэтому обычно используют понятие нормированной характеристики направленности, которое будем обозначать как  $F(\theta)$  или  $F(\varphi)$ . Любая из этих функций легко получается путем нормирования  $f(\theta)$  или  $f(\varphi)$  относительно их максимальных значений:

$$F(\theta) = f(\theta) / f_{\max}(\theta), \quad (2.3)$$

$$F(\varphi) = f(\varphi) / f_{\max}(\varphi). \quad (2.4)$$

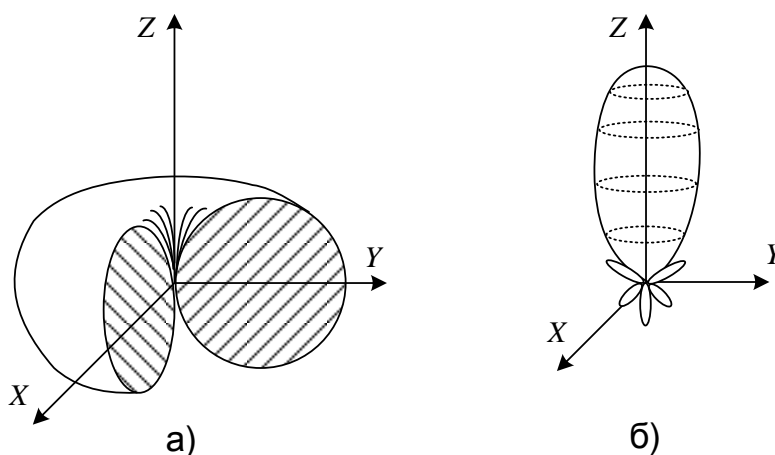


Рис. 2.3

Для примера на рис. 2.4 приведены нормированные диаграммы направленности, полученные в результате сечения фигуры на рис. 2.3,а плоскостями  $ZOY$  – рис. 2.4,а и  $XOY$  – рис. 2.4,б. В сферической системе координат (см. рис. 2.2) диаграмма на рис. 2.4,а соответствует характеристике направленности  $F(\theta)$  при  $\varphi = 90^\circ$ , а диаграмма на рис. 2.4,б –  $F(\varphi)$  при  $\theta = 90^\circ$ .

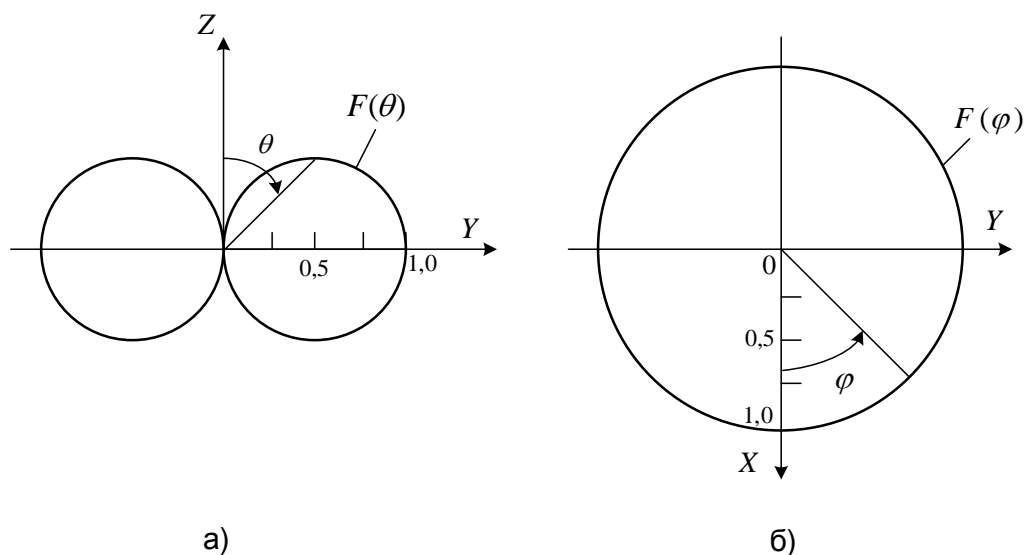


Рис. 2.4

#### 2.2.4. Главный, задний и боковые лепестки

При наличии четко выраженной направленности излучения в диаграмме различают главный, задний и боковые лепестки. Главным лепестком диаграммы направленности является тот, в пределах которого излучение антенны максимально. Лепесток диаграммы направленности, направление которого образует по отношению к направлению главного лепестка угол равный или близкий  $180^\circ$ , называется задним. Боковым лепестком диаграммы направленности является любой лепесток кроме главного и заднего. Пример диаграммы направленности с указанием названий лепестков приведен на рис. 2.5.

Задний лепесток и боковые лепестки характеризуются своими уровнями. Под уровнем лепестка понимают отношение его максимума к максимуму главного лепестка. Численно уровень любого лепестка равен значению нормированной характеристики направленности в точке, соответствующей направлению его максимума. В некоторых случаях говорят о кривой, которая огибает все боковые лепестки. Эта кривая так и называется «огибающая уровней боковых лепестков».

В зависимости от области применения радиосредства могут меняться требования к форме и пространственной ориентации главного лепестка, уров-

ням заднего и боковых лепестков. В рамках настоящего учебного пособия эти вопросы не рассматриваются.

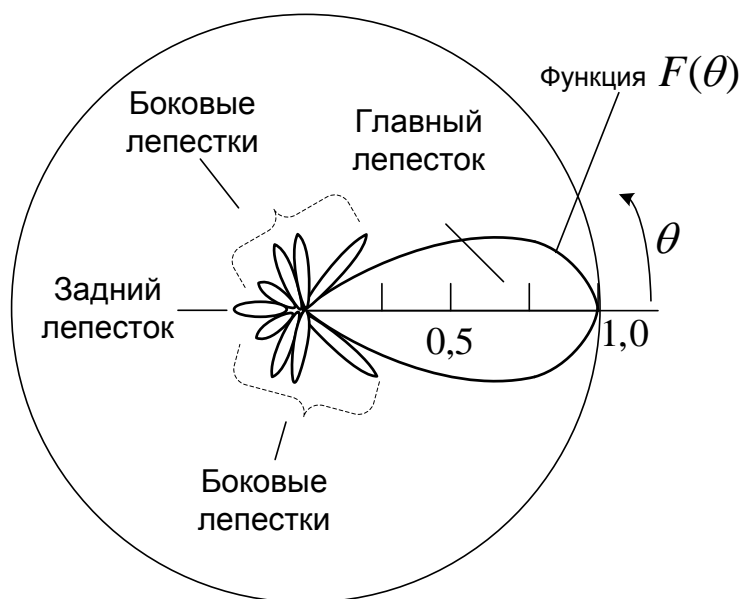


Рис. 2.5

### 2.2.5. Диаграмма направленности в прямоугольной системе координат

Диаграммы направленности, представленные в полярной системе координат (рис. 2.4 и рис. 2.5), очень наглядны, но не всегда удобны для работы с ними, так как масштаб графика можно задавать только вдоль радиуса. Неудобств можно избежать, если диаграммы направленности строить в декартовых (прямоугольных) координатах. В этом случае по оси абсцисс откладывается координатный угол, по оси ординат – нормированное значение характеристики направленности. Масштаб можно выбирать по любой координатной оси, что и предопределяет большее удобство и повышенную точность изображения. Чем уже основной лепесток многолепестковой диаграммы, тем сильнее проявляется преимущество изображения диаграммы направленности в декартовой системе координат. На рис. 2.6,а приведена диаграмма направленности в полярной системе координат, а на рис. 2.6,б эта же диаграмма представлена в декартовой системе.

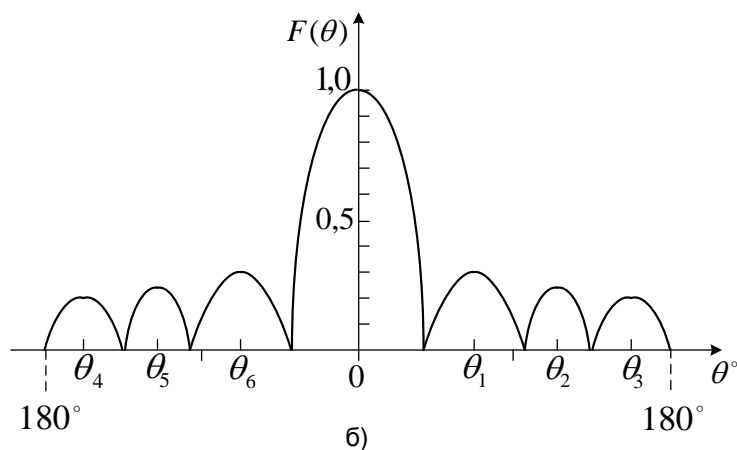
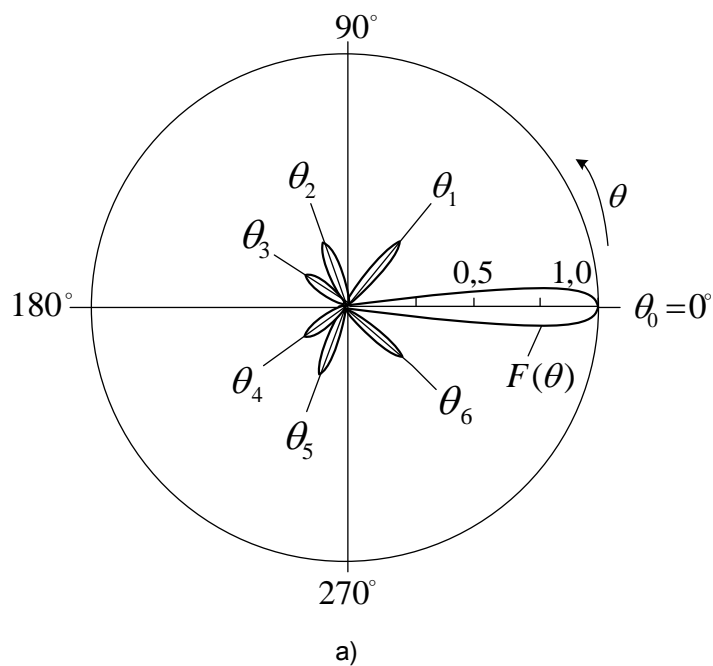


Рис. 2.6

### 2.2.6. Диаграмма направленности в логарифмическом масштабе

Часто при изображении диаграмм направленности в декартовой системе координат используют логарифмический масштаб (в децибелах), вводимый соотношением

$$F(\theta)_{\text{дБ}} = 20 \lg F(\theta). \quad (2.5)$$

Логарифмический масштаб позволяет существенно повысить точность изображения боковых лепестков с малым уровнем.

На рис. 2.7 приведена одна и та же диаграмма направленности в декартовой системе координат в относительных единицах (вверху) и децибелах (внизу). Следует обратить внимание на то, что максимальному значению  $F(\theta) = 1$  соответствует  $F(\theta)_{\text{дБ}} = 0$ , а нулевому значению  $F(\theta) = 0$  соответствуют

$F(\theta)_{\text{дБ}} = -\infty$ . Все значения диаграммы направленности в логарифмическом масштабе удовлетворяют условию  $F(\theta)_{\text{дБ}} \leq 0$ .

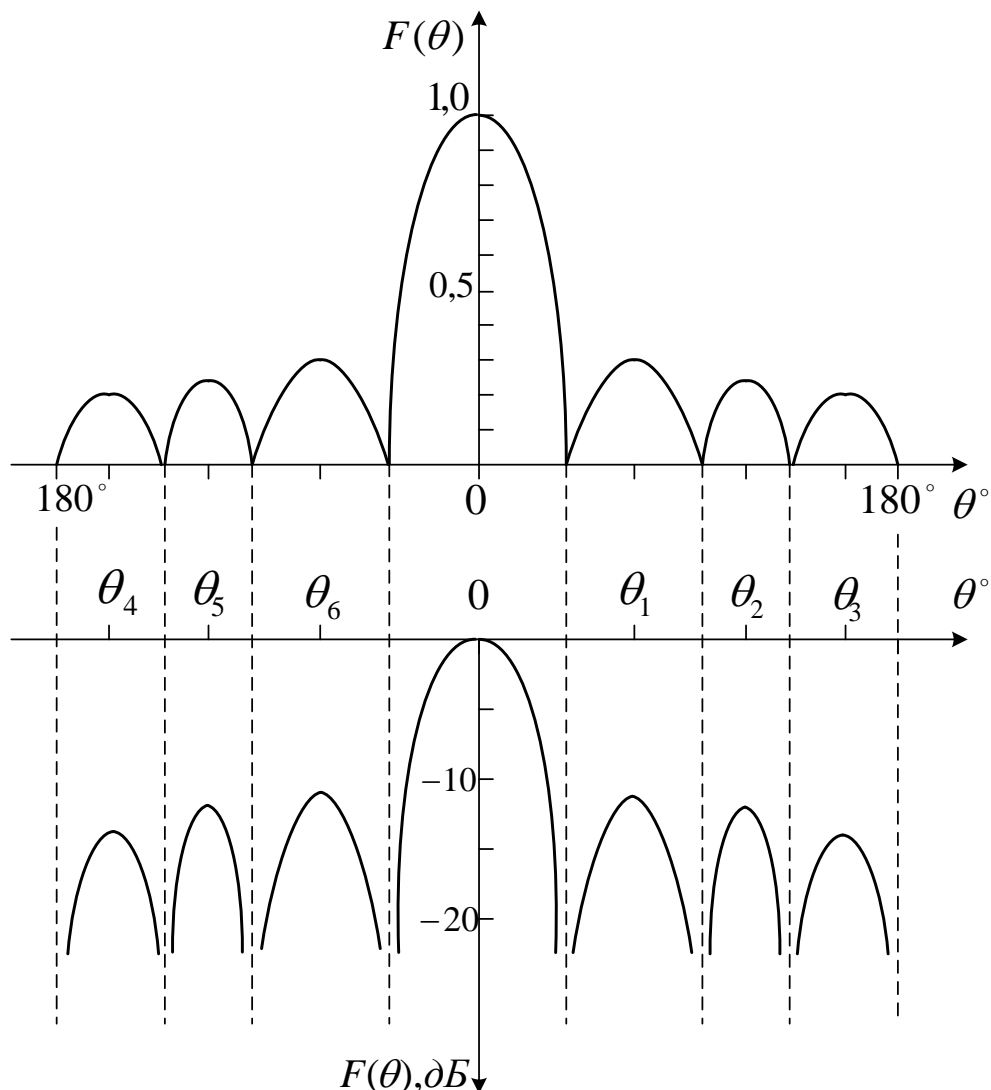


Рис. 2.7

### 2.2.7. Характеристика (диаграмма) направленности по мощности

В разделе 2.2.1 рассматривались характеристики направленности  $f(\theta, \varphi)$  по напряженности поля (кратко – по полю). В некоторых случаях пользуются понятием характеристики направленности в квадрате  $f^2(\theta, \varphi)$ . В учебной и научной литературе по антенной технике её традиционно называют характеристикой направленности по мощности, что физически не совсем корректно. Правильнее называть функцию  $f^2(\theta, \varphi)$  энергетической характеристикой направленности, как это сделано в [3]. Объяснение, почему же функцию  $f^2(\theta, \varphi)$  всё-таки называют характеристикой направленности по мощности, можно найти в [10]. Ограничимся кратким пояснением. Квадрату амплитудной характеристики направленности по полю пропорциональна мощность, излучаемая антенной в

элемент телесного угла  $d\Omega$ , ограниченного элементарной площадкой  $dS$  замкнутой сферической поверхности  $S$ , окружающей антенну, т.е.  $P_{d\Omega}(\theta, \varphi) \sim f^2(\theta, \varphi)$ . Для краткости функцию  $P_{d\Omega}(\theta, \varphi)$  называют мощностью излучения в заданном направлении, определяемом углами  $\theta$  и  $\varphi$  (рис. 2.2). С учетом этого функцию  $f^2(\theta, \varphi)$  можно называть характеристикой направленности по мощности.

Характеристику направленности по мощности можно нормировать к максимальному значению и получить, таким образом, нормированную характеристику направленности по мощности  $F^2(\theta, \varphi)$ .

На практике обычно рассчитывают нормированные характеристики направленности по мощности и строят соответствующие нормированные диаграммы направленности в отдельных плоскостях, в которых они изображаются плоскими кривыми  $F^2(\theta)$  или  $F^2(\varphi)$ .

Нормированная характеристика направленности по мощности, например,  $F^2(\theta)$ , представленная в децибелах, имеет вид  $F^2(\theta)_{\text{дБ}} = 10 \lg F^2(\theta) = 20 \lg F(\theta)$ .

Следует обратить внимание на то, что нормированная диаграмма направленности по мощности  $F^2(\theta)$  и нормированная диаграмма направленности по полю  $F(\theta)$ , если их построить в линейном масштабе, не совпадут по форме. Однако, эти же диаграммы при переходе к логарифмическому масштабу (к децибелам) будут в точности совпадать, так как  $20 \lg F(\theta) = 10 \lg F^2(\theta)$ .

### 2.2.8. Ширина диаграммы направленности

Угол между двумя направлениями диаграммы направленности передающей антенны, на границах которого напряженность поля падает до определенного значения, называется шириной диаграммы направленности. Обычно вводят понятие ширины диаграммы по уровню половинной мощности  $2\theta_{0,5}$  и по уровню нулевого излучения  $2\theta_0$ . Если рассматривать диаграмму направленности по полю, то значение  $2\theta_{0,5}$  соответствует углу между направлениями диаграммы, которые ограничивают главный лепесток по уровню  $F(\theta) = 0,707$ . Если же перейти к диаграмме направленности по мощности, то значение  $2\theta_{0,5}$  будет соответствовать углу между направлениями, где  $F^2(\theta) = (0,707)^2 = 0,5$ . Следует обратить внимание на то, что поскольку среднее (во времени) значение плотности потока энергии прямо пропорциональна квадрату амплитуды напряженности электрического поля, то на границах угла  $2\theta_{0,5}$  среднее значение плотности потока энергии будет равно половине своего максимального значения.

Значение  $2\theta_0$  соответствует углу между двумя направлениями диаграммы направленности, на границах которого напряженность поля падает до нулевых значений.



Примеры определения ширины главного лепестка по уровню половинной мощности  $2\theta_{0,5}$  и по уровню нулевого излучения  $2\theta_0$  приведены на рис. 2.8. для диаграммы, представленной в полярной системе координат, и на рис. 2.9 для этой же диаграммы, представленной в декартовой системе координат. При этом на рис. 2.9,а диаграмма направленности изображена в обычном относительном масштабе, а на рис. 2.9,б – в логарифмическом (используется децибелльная мера). Следует обратить внимание на то, что при определении ширины главного лепестка по уровню половинной мощности  $2\theta_{0,5}$  по диаграмме рис. 2.9,б вдоль ограничивающих направлений уровень амплитуды напряженности электрического поля падает до  $-3$  дБ от максимального значения  $0$  дБ. Это следует из простого соотношения  $F(\theta)_{дБ} = 20\lg(0,707) = -3$  дБ. Значение  $2\theta_0$  на этой диаграмме направленности соответствует углу, ограничивающему главный лепесток по значениям  $F(\theta)_{дБ} = 20\lg(0) = -\infty$ .

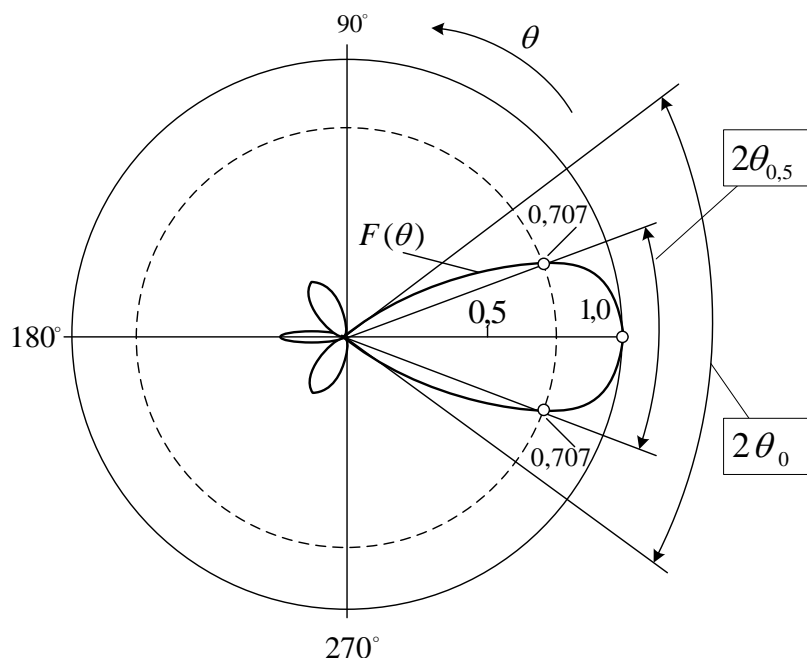


Рис. 2.8

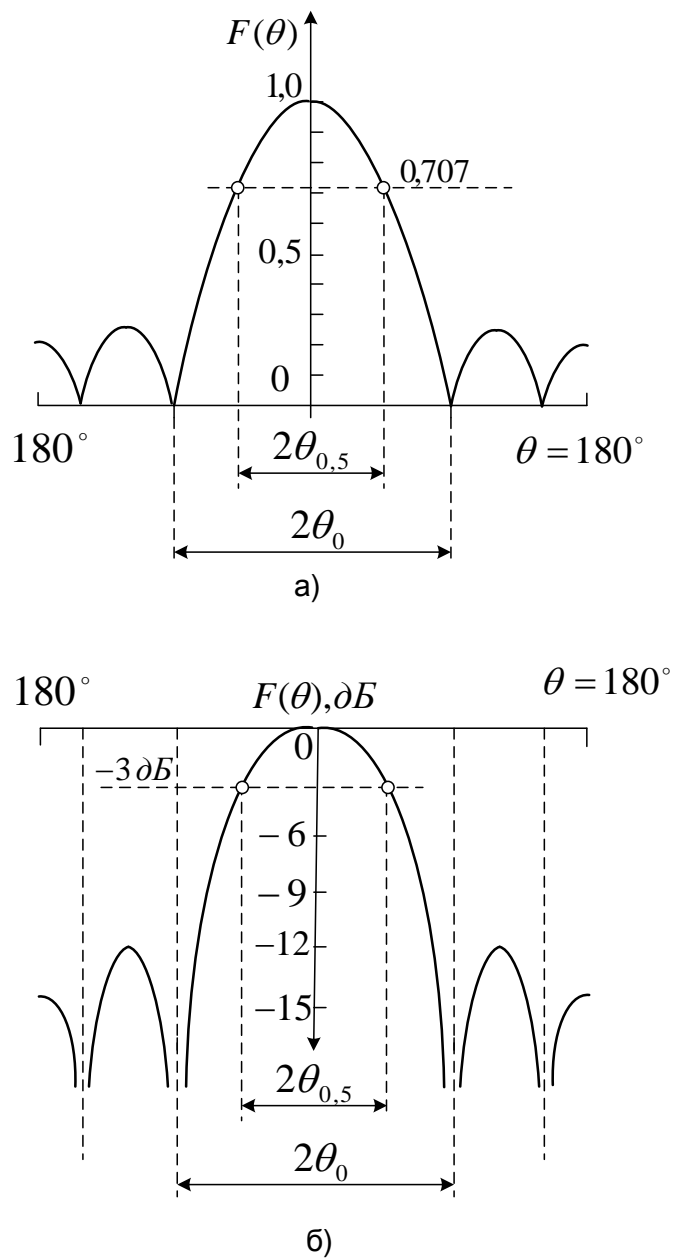


Рис. 2.9

В тех случаях, когда провалы до нуля в диаграмме направленности отсутствуют, вместо ширины диаграммы направленности «по нулям» говорят о ширине диаграммы направленности по уровню 0,1 мощности  $2\theta_{0,1}$ , т.е.  $F^2(\theta) = 0,1$ . В этом случае уровень диаграммы направленности по полю равен  $F(\theta) = \sqrt{0,1} = 0,316$ .

### 2.3. Коэффициент направленного действия

Передающая антенна излучает в окружающее пространство определенную мощность. В разделе 2.1 эта мощность была обозначена  $P_{\Sigma}$ . Известно [2], что средняя мощность, излучаемая в пространство антенной, находящейся в среде без потерь, равна среднему потоку энергии через любую замкнутую по-

верхность, окружающую антенну. Значения плотности потока энергии в различных точках поверхности, окружающей антенну, в общем случае, будут различными (даже при условии, что все точки поверхности находятся на одном и том же расстоянии от антенны). Другими словами, степень концентрации энергии, исходящей от антенны, будет зависеть от направления на точку наблюдения. По существу это и есть проявление эффекта направленности излучения антенны. Для оценки степени концентрации излучаемой энергии в заданном направлении вводится специальный параметр передающей антенны – коэффициент направленного действия (КНД).

Пусть некоторый радиопередатчик работает на направленную антенну, амплитудная диаграмма направленности которой отлична от сферы (сечение такой диаграммы показано на рис. 2.10,а). Мощность, излучаемую этой антенной, обозначим  $P_{\Sigma H}$ , а напряженность поля в точке  $M$ , находящейся в направлении максимального излучения на расстоянии  $r$  от антенны —  $E_H$ .

Заменим направленную антенну на изотропную (воображаемую антенну, излучающую равномерно во все стороны). Сечение диаграммы направленности изотропной антенны показано на рис. 2.10,б. Мощность, излучаемую этой антенной, обозначим  $P_{\Sigma И}$ , а напряженность поля в точке  $M$ , находящейся на расстоянии  $r$  от антенны —  $E_{И}$ .

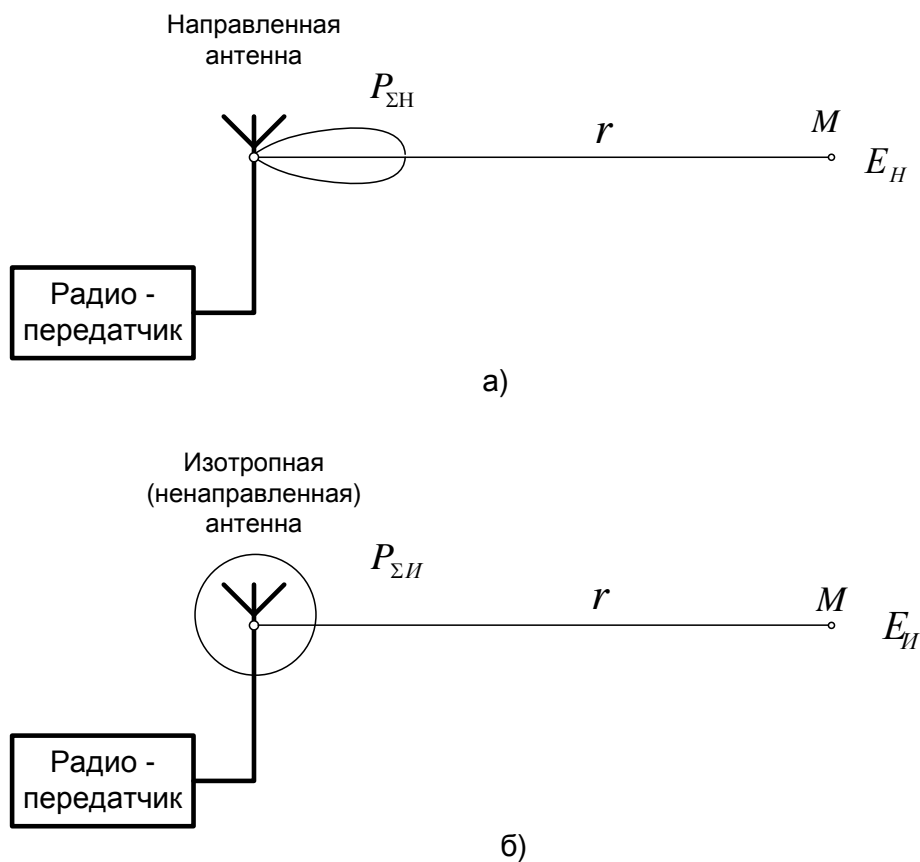


Рис. 2.10

Если обеспечить равенство значений излучаемых мощностей направленной и изотропной антенн  $P_{\Sigma И} = P_{\Sigma Н}$ , то из физических соображений понятно, что значение плотности потока энергии  $\Pi_H$  в точке  $M$ , в случае использования направленной антенны будет больше значения плотности потока энергии  $\Pi_{И}$  в этой же точке  $M$ , в случае применения изотропной антенны. Таким образом, можно записать

$$\Pi_H > \Pi_{И}. \quad (2.6)$$

Поскольку плотность потока энергии прямо пропорциональна квадрату амплитуды напряженности электрического поля  $\Pi \sim E^2$ , то на основании (2.6) можно утверждать, что справедливо неравенство

$$E_H^2 > E_{И}^2. \quad (2.7)$$

По определению КНД (обозначим его  $D$ ) есть число, показывающее во сколько раз квадрат напряженности электрического поля, создаваемого в точке  $M$  направленной антенной  $E_H^2$ , превышает квадрат напряженности электрического поля, создаваемого в этой же точке  $M$  изотропной антенной  $E_{И}^2$  при условии, что мощности излучения направленной и изотропной антенны равны  $P_{\Sigma И} = P_{\Sigma Н}$ , то есть

$$D = E_H^2 / E_{И}^2. \quad (2.8)$$

Возможен иной подход к определению КНД. Вновь обратимся к рис. 2.10. Обеспечить равенство амплитуд напряженностей поля в точке  $M$  ( $E_H = E_{И}$ ), создаваемых направленной (рис. 2.10,а) и изотропной антеннами (рис. 2.10,б), можно только за счет того, что будет выполняться условие

$$P_{\Sigma И} > P_{\Sigma Н}. \quad (2.9)$$

С учетом изложенного, второе определение КНД — это число, показывающее во сколько раз пришлось бы увеличить мощность излучения  $P_{\Sigma И}$  при переходе от направленной антенны к изотропной (ненаправленной) антенне при условии создания в точке  $M$  на одинаковом расстоянии  $r$  равных значений напряженности электрического поля ( $E_H = E_{И}$ ), то есть

$$D = P_{\Sigma И} / P_{\Sigma Н}. \quad (2.10)$$

Таким образом, второе определение КНД и выражение (2.10) подчеркивают тот факт, что увеличение значения КНД передающей антенны эквивалентно как бы возрастанию мощности радиопередатчика.

Мощность, излучаемая направленной антенной, пропорциональна значению следующего интеграла:

$$P_{\Sigma Н} = A \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi, \quad (2.11)$$

где

$A$  — коэффициент пропорциональности;

$F(\theta, \varphi)$  — нормированная амплитудная характеристика направленности.

Формула (2.11) справедлива, если применена сферическая система координат (рис. 2.2).

Мощность, излучаемая изотропной антенной, будет определяться так же формулой (2.11). Амплитудная характеристика направленности изотропной антенны  $F(\theta, \varphi) = 1$ , что позволяет получить

$$P_{\Sigma И} = A \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin \theta d\theta d\varphi = 4\pi A. \quad (2.12)$$

Пользуясь вторым определением КНД, для направления максимального излучения направленной антенны получаем

$$D_{\text{макс}} = P_{\Sigma И} / P_{\Sigma Н} = 4\pi / \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi. \quad (2.13)$$

Обычно всегда определяется КНД антенны для направления максимального излучения и для сокращения записи индекс «макс» опускается или вместо  $D_{\text{макс}}$  пишется  $D_0$ . Если же требуется определить значение КНД для любого направления, заданного углами  $\theta$  и  $\varphi$ , то следует применить формулу:

$$D(\theta, \varphi) = D_{\text{макс}} F^2(\theta, \varphi) = DF^2(\theta, \varphi) = D_0 F^2(\theta, \varphi). \quad (2.14)$$

Так, например, если  $D_{\text{макс}} = 100$ , то в направлении излучения, где  $F(\theta, \varphi) = 0,707$ , по формуле (2.14) получаем  $D = 100 \cdot 0,707^2 = 100 \cdot 0,5 = 50$ .

Для вычисления интеграла из формулы (2.13) в тех случаях, когда амплитудные нормированные характеристики направленности не описываются простыми функциями, прибегают к численному интегрированию с использованием персональных компьютеров и специальных программных продуктов. Один из прекрасных пакетов подобного типа — это Mathcad 14, разработанный для студентов и инженеров (русская версия – [4]).

По определению КНД есть безразмерное число, определяемое как отношение значений двух величин, имеющих одинаковую размерность (формулы (2.8) и (2.10)). Значения КНД реальных антенн могут быть от единиц до сотен, тысяч и даже миллионов.

Часто значения КНД выражаются в децибелах:

$$D_{\text{дБ}} = 10 \lg D. \quad (2.15)$$

Так, например, для  $D = 10^6$  из формулы (2.15) получаем  $D_{\text{дБ}} = 10 \lg(10^6) = 60$  дБ.

## 2.4. Коэффициент усиления

На практике чаще интересуются не КНД антенны, а её коэффициентом усиления. Объясняется это тем, что КНД не учитывает мощность потерь  $P_{\Pi}$ , а, следовательно, и КПД антенны  $\eta_a$ . Зависимость между коэффициентом усиления (обозначим его  $G$ ), коэффициентом направленного действия  $D$  и коэффициентом полезного действия  $\eta_a$  определяется выражением

$$G = D \eta_a. \quad (2.16)$$

Смысл этого параметра, учитывая данное выше определение КНД, заключается в следующем. Коэффициент усиления — это число показывающее во сколько раз квадрат напряженности электрического поля, создаваемого в точке  $M$  направленной антенной  $E_H^2$ , превышает

квадрат напряженности электрического поля, создаваемого в этой же точке  $M$  изотропной антенной  $E_{\text{И}}^2$  при условии равенства мощностей, подводимых к обеим антеннам. При этом предполагается, что КПД изотропной антенны равен единице.

Возможно и другое определение коэффициента усиления, согласно которому этот коэффициент показывает, во сколько раз пришлось бы увеличить мощность, подводимую к антенне, при переходе от направленной антенны к изотропной антенне с КПД, равным единице, чтобы напряженность поля в данном направлении (при неизменном расстоянии до точки наблюдения  $M$ ) осталась неизменной.

В соответствии с [1] приведенные определения справедливы для, так называемого, абсолютного коэффициента усиления. Наряду с понятием абсолютного коэффициента усиления в [1] приводится определение просто коэффициента усиления. Оно отличается тем, что реальная антенна сравнивается не с изотропной антенной, а с эталонной, например, линейным симметричным электрическим вибратором. В дальнейшем будем делать различие между абсолютным коэффициентом усиления и просто коэффициентом усиления только в тех случаях, когда это принципиально важно.

Выделение коэффициента усиления антенны, как самостоятельного параметра, связано с тем, что именно такая величина легко поддается непосредственному измерению методом сравнения. В этом методе используется эталонная антенна с известным значением коэффициента усиления.

## 2.5. Входное сопротивление

На рис. 2.11 представлена эквивалентная схема соединения передатчика, передающего фидера и передающей антенны, т.е. схема передающей части линии радиосвязи, изображенной на рис. 2.1.

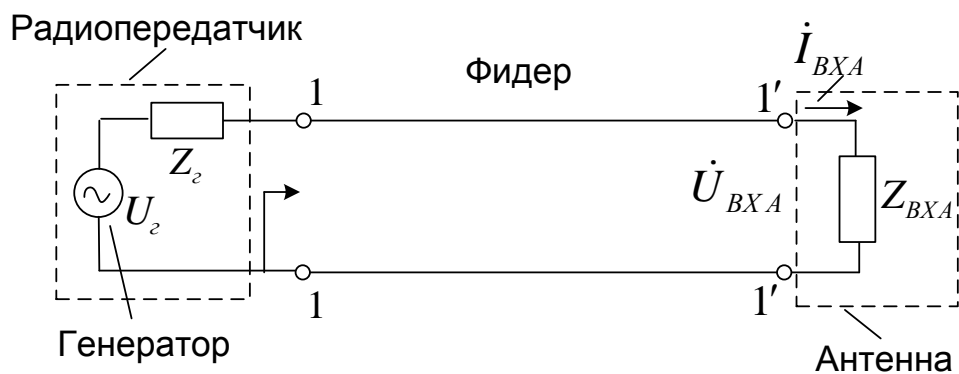


Рис. 2.11

Передающая антенна представляет для фидера некоторую нагрузку, которая определяется отношением комплексной амплитуды  $\dot{U}_{\text{вх}A}$  на зажимах антенны  $1' - 1'$  к комплексной амплитуде тока питания  $\dot{I}_{\text{вх}A}$ :

$$Z_{\text{вх}A} = \dot{U}_{\text{вх}A} / \dot{I}_{\text{вх}A} = R_{\text{вх}A} + jX_{\text{вх}A}. \quad (2.17)$$

Другими словами, это полное электрическое сопротивление цепи, измеренное на входных зажимах антенны. В общем случае входное сопротивление содержит как активную  $R_{\text{вх}A}$ , так и реактивную  $X_{\text{вх}A}$  составляющие, которые сложным образом зависят от частоты.

Во избежание недоразумений следует подчеркнуть, что двухполюсник с комплексным сопротивлением  $Z_{\text{вх}A}$  характеризует антенну только с точки зрения формирования волнового режима в фидере и его нельзя интерпретировать как излучающее устройство.

При наличии соответствующих измерительных приборов входное сопротивление можно определить путем измерения на определенной частоте или даже в полосе частот. Для некоторых типов антенн входное сопротивление может быть определено расчетным путем. Существенно сложнее определить входное сопротивление антенн, у которых фидер выполнен в виде волновода. О входном сопротивлении такой антенны можно судить лишь по тем отражениям, которые возникают на стыке фидер антенна. При этом не следует забывать, что коэффициент отражения определяется для каждого типа волны в отдельности.

На практике в большинстве случаев используется лишь один тип волны. В этом случае коэффициент отражения  $p$  выражается через входное сопротивление антенны  $Z_{\text{вх}A}$  и волновое сопротивление фидера  $W_{\phi}$ :

$$p = (Z_{\text{вх}A} - W_{\phi}) / (Z_{\text{вх}A} + W_{\phi}). \quad (2.18)$$

Коэффициент отражения  $p$  в общем случае является комплексной величиной.

Из выражения (2.18) следует, что

$$Z_{\text{вх}A} = W_{\phi} [(1 - p) / (1 + p)]. \quad (2.19)$$

Интерпретация входного сопротивления в соответствии с формулой (2.19) является более общей, чем интерпретация формулой (2.17), потому что, как уже отмечалось, введение понятия тока  $\dot{I}_{\text{вх}A}$ , как и входного напряжения  $\dot{U}_{\text{вх}A}$ , в точках соединения фидера с передающей антенной не всегда физически возможно.

## 2.6. Коэффициент отражения и волновые режимы работы фидера

Значение коэффициента отражения  $p$  определяет характер распределения тока и напряжения в фидере, т.е. его волновой режим. Фидер передающей антенны обычно характеризуется малыми потерями, поэтому пояснение физических процессов формирования волновых режимов удобно провести на примере случая, когда он вовсе не имеет потерь.

Предположим, что генератор синусоидальных колебаний, показанный на рис. 2.11, согласован с фидером, т.е. его внутреннее сопротивление имеет реактивную составляющую  $X_{\Gamma} = 0$ , а активная составляющая  $R_{\Gamma} = W_{\Phi}$ . С учетом этого схема, соответствующая рис. 2.11, трансформируется в схему, представленную на рис. 2.12,а.

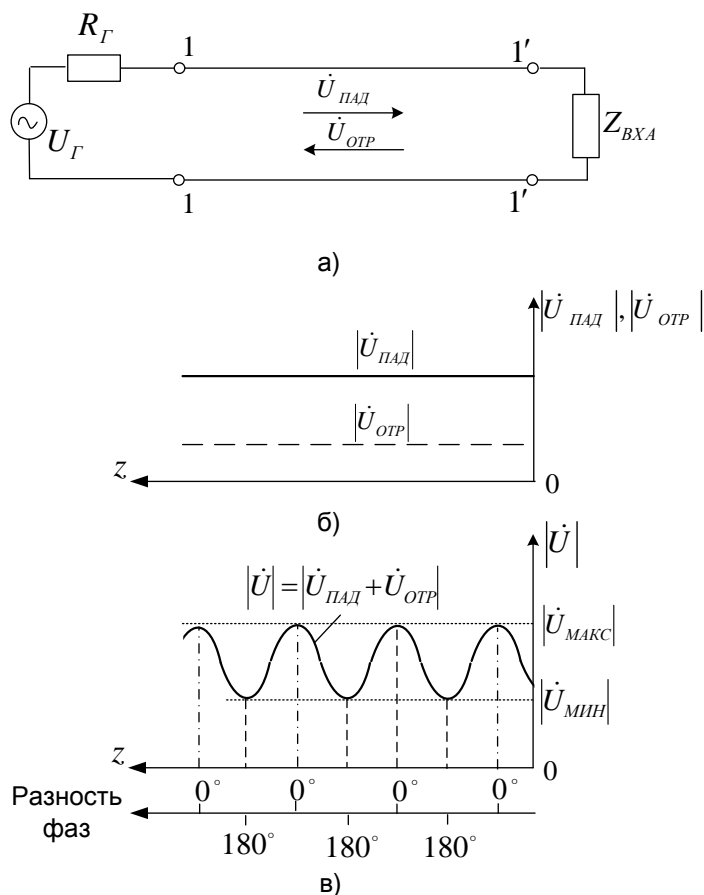


Рис.2 12

Из теории цепей с распределенными параметрами [5],[6] известно, что напряжение, ток, напряженность электрического или магнитного поля в возбужденной линии без потерь представляют собой результат интерференции двух бегущих волн (предполагается, что в линии существует один тип волны). Первая волна — падающая. Она распространяется от генератора в сторону конца линии, где подключена нагрузка (входное сопротивление антенны). Вторая волна — отраженная. Она распространяется от нагрузки в сторону генератора.

Далее рассмотрим суть процесса интерференции волн на примере напряжения. Для линии без потерь модуль комплексной амплитуды напряжения падающей волны  $|\dot{U}_{\text{ПАД}}|$  не зависит от координаты  $z$  сечения линии (рис. 2.12,б). Модуль комплексной амплитуды напряжения отраженной волны  $|\dot{U}_{\text{ОТР}}| = |p\dot{U}_{\text{ПАД}}|$  ( $p$  — коэффициент отражения волны от нагрузки по напряжению) также не зависит от координаты  $z$  сечения линии (рис. 2.12,б). Фазы ком-



плексных амплитуд и падающей волны, и волны отраженной изменяются по линейному закону. Распределение значений модуля суммарной (полной) комплексной амплитуды напряжения  $|\dot{U}| = |\dot{U}_{\text{ПАД}} + \dot{U}_{\text{ОТР}}|$  вдоль линии зависит от соотношения значений, как модулей, так и фаз комплексных амплитуд падающей и отраженной волн. В тех сечениях линии, где фазы противоположны (разность фаз равна  $180^\circ$ ) имеют место минимумы значений модуля суммарных комплексных амплитуд напряжения  $|\dot{U}_{\text{МИН}}|$  (рис. 2.12,в). Для тех сечений линии, где фазы совпадают (разность фаз равна  $0^\circ$ ), наблюдаются максимумы значений модуля суммарных комплексных амплитуд напряжения  $|\dot{U}_{\text{МАКС}}|$  (рис. 2.12,в). Во всех прочих сечениях линии, где разность фаз комплексных амплитуд падающей и отраженной волны отличаются от  $180^\circ$  или  $0^\circ$ , значения модуля суммарной комплексной амплитуды напряжения будут находиться в пределах между минимальным и максимальным значениями ( $|\dot{U}_{\text{МИН}}| < |\dot{U}| < |\dot{U}_{\text{МАКС}}|$ ).

Обратимся к выражению (2.18), которое играет очень важную роль в анализе волновых режимов работы фидера. Рассмотрим случай, когда фидер нагружен согласованным сопротивлением ( $Z_{\text{ВХА}} = W_\Phi$ , т.е.  $X_{\text{ВХА}} = 0$ ,  $R_{\text{ВХА}} = W_\Phi$ ). В этом случае модуль коэффициента отражения будет равен нулю ( $|p| = 0$ ). Если же фидер или короткозамкнут ( $Z_{\text{ВХА}} = 0$ ), или разомкнут ( $Z_{\text{ВХА}} = \infty$ ), или нагружен на реактивное сопротивление ( $Z_{\text{ВХА}} = jX_{\text{ВХА}}$ ,  $Z_{\text{ВХА}} = -jX_{\text{ВХА}}$ ), то модуль коэффициента отражения будет равен единице ( $|p| = 1$ ). Следовательно, при любых значениях входного сопротивления антенны (нагрузки фидера) модуль коэффициента отражения волны в этом фидере никогда не превышает единицы и не становится меньше нуля:

$$0 \leq |p| \leq 1. \quad (2.20)$$

Предположим, что генератор синусоидальных колебаний, показанный на рис. 2.12,а, по-прежнему согласован с фидером, т.е. его внутреннее сопротивление имеет реактивную составляющую  $X_\Gamma = 0$ , а активная составляющая  $R_\Gamma = W_\Phi$ . Пусть нагрузкой фидера будет согласованное сопротивление  $Z_{\text{ВХА}} = W_\Phi$ . Как отмечалось выше, в этом случае  $|p| = 0$ . Последнее означает, что значение модуля комплексной амплитуды отраженной волны равно также нулю

$$|\dot{U}_{\text{ОТР}}| = |p\dot{U}_{\text{ПАД}}| = 0, \quad (2.21)$$

а распределение значения модуля полной комплексной амплитуды будет определяться только падающей волной.

Волновой режим в фидере, соответствующий этому значению коэффициента отражения, называется режимом бегущей волны. Распределение значения модуля комплексной амплитуды вдоль фидера в режиме бегущей волны показано на рис. 2.13,б. Именно этот режим характеризует идеальное согласование фидера с нагрузкой. Режим бегущей волны в фидере является выгод-

нейшим для эффективной работы радиопередатчика с точки зрения отдачи им мощности в фидер и, следовательно, в антенну.

Далее рассмотрим случай, когда  $Z_{вхА} = 0$ , откуда следует, что  $|p| = 1$ . Распределение значений модуля суммарной комплексной амплитуды напряжения  $|\dot{U}| = |\dot{U}_{пад} + \dot{U}_{отр}|$  вдоль линии по-прежнему зависит от соотношения значений модулей и фаз комплексны амплитуд падающей и отраженной волн (рис. 2.13,в). В тех сечениях линии, где фазы противоположны (разность фаз равна  $180^\circ$ ) имеют место минимумы значений модуля суммарных комплексных амплитуд напряжения  $|\dot{U}| = |\dot{U}_{мин}| = 0$ .

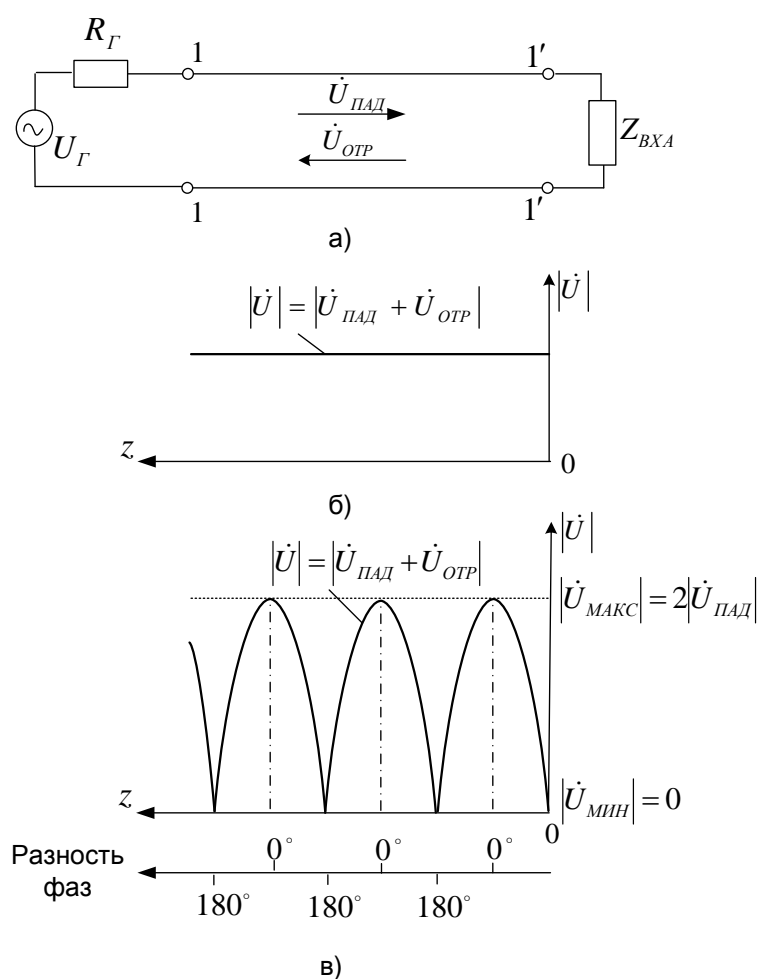


Рис. 2.13

Для тех сечений линии, где фазы совпадают (разность фаз равна  $0^\circ$ ), наблюдаются максимумы значений модуля суммарных комплексных амплитуд напряжения  $|\dot{U}| = |\dot{U}_{макс}| = 2 |\dot{U}_{пад}|$  (рис. 2.13,в). Во всех прочих сечениях линии, где разность фаз падающих и отраженных волн отличаются от  $180^\circ$  или  $0^\circ$ , значения модуля суммарных комплексных амплитуд напряжения будут расположены в пределах между значениями  $|\dot{U}_{мин}| = 0$  и  $|\dot{U}_{макс}| = 2 |\dot{U}_{пад}|$ , другими словами,  $0 < |\dot{U}| < 2 |\dot{U}_{пад}|$ .

Волновой режим в фидере, соответствующий значению модуля коэффициента отражения  $|p| = 1$ , называется режимом стоячей волны. Распределение значений модуля комплексной амплитуды вдоль фидера в режиме стоячей волны показано на рис. 2.13,в. Этот режим характеризует полное отсутствие согласования фидера с его нагрузкой, когда энергия не переносится вдоль фидера, а только колеблется в нем. Такой режим является крайне нежелательным для радиопередатчика с точки зрения уровня генерируемой мощности.

Волновой режим в фидере, когда значение модуля коэффициента отражения  $0 < |p| < 1$ , называется смешанным. При этом уровень согласования антенны с фидером будет определяться конкретным значением модуля коэффициента отражения.

## 2.7. Коэффициенты бегущей и стоячей волны

В большинстве практических случаев измерение значения коэффициента отражения встречает определенные трудности, так как для этого необходимо разделить падающую и отраженную волны, одновременно существующие в фидере. Поэтому волновой режим работы фидера удобнее характеризовать другой величиной, легко определяемой экспериментально. Такой величиной является коэффициент бегущей волны в фидере, обозначаемый обычно КБВ. Этот коэффициент определяется по распределению значений модуля суммарной комплексной амплитуды напряжения  $|\dot{U}|$  (рис. 2.12,в, рис. 2.13,б, рис. 2.13,в) с применением формулы

$$\text{КБВ} = |\dot{U}_{\text{МИН}}|/|\dot{U}_{\text{МАКС}}|. \quad (2.22)$$

Величина, обратная коэффициенту бегущей волны, называется коэффициентом стоячей волны и обозначается сокращенно КСВ:

$$\text{КСВ} = 1/\text{КБВ} = |\dot{U}_{\text{МАКС}}|/|\dot{U}_{\text{МИН}}|. \quad (2.23)$$

Оба эти коэффициента остаются постоянными на протяжении всего фидера (если он без потерь) и характеризуют его волновой режим в целом.

Значения КБВ и КСВ в фидере без потерь выражаются через модуль коэффициента отражения:

$$\text{КБВ} = (1 - |p|)/(1 + |p|), \quad (2.24)$$

$$\text{КСВ} = (1 + |p|)/(1 - |p|). \quad (2.25)$$

В режиме бегущей волны (режиме согласования)  $|p| = 0$  и поэтому из формул (2.24) и (2.25) следует, что  $\text{КБВ} = \text{КСВ} = 1$ .

В режиме стоячей волны  $|p| = 1$ . При этом из формулы (2.24) получаем  $\text{КБВ} = 0$ , а из формулы (2.25) —  $\text{КСВ} = \infty$ .

Очевидно, что в смешанном режиме, когда  $0 < |p| < 1$ , справедливы соотношения:

$$0 < \text{КБВ} < 1, \quad (2.26)$$

$$1 < \text{КСВ} < \infty. \quad (2.27)$$

В табл. 2.1 обобщены приведенные выше сведения по характеристике волновых режимов фидера — значениям входного сопротивления, модуля коэффициента отражения, коэффициентах бегущей и стоячей волны.

Следует обратить внимание на то, что коэффициент отражения  $p$ , коэффициент бегущей волны (КБВ) и коэффициент стоячей волны (КСВ) являются параметрами антенны, хотя их физическая сущность рассматривается на примере волновых процессов, происходящих в фидере.

Табл. 2.1

Волновой режим	Входное сопротивление антенны $Z_{вх А} = R_{вх А} + jX_{вх А}$	Модуль коэффициента отражения $ p $	КБВ	КСВ
Бегущей волны	$Z_{вх А} = W_{\phi}$	0	1	1
Стоячей волны	1) $Z_{вх А} = 0$ или 2) $Z_{вх А} = \infty$ или 3) $Z_{вх А} = \pm jX_{вх А}$	1	0	$\infty$
Смешанный	$Z_{вх А} \neq W_{\phi}$ и $Z_{вх А} \neq 0$ и $Z_{вх А} \neq \infty$ и $Z_{вх А} \neq \pm jX_{вх А}$	$0 <  p  < 1$	$0 < \text{КБВ} < 1$	$1 < \text{КСВ} < \infty$

## 2.8. Согласование фидера с передающей антенной

В технике антенно-фидерных устройств вопрос согласования антенны с фидером играет очень важную роль. Как уже отмечалось выше, под согласованием подразумевается преобразование входного сопротивления антенны в сопротивление, равное волновому сопротивлению фидера, в результате чего в фидере устанавливается режим бегущей волны. На рис. 2.14 показана принципиальная схема получения режима бегущей волны в фидере с волновым сопротивлением  $W_{\phi}$ , к которому подключена антенна с входным сопротивлением  $Z_{вх А} = R_{вх А} + jX_{вх А}$ .

Между входом антенны и фидером включается переходное устройство. В частности, это может быть согласующее устройство, преобразующее  $Z_{вх А}$  в  $W_{\phi}$ . Кроме того, это может быть переходное устройство, отличающееся, например, тем, что электромагнитные волны, движущиеся в направлении от генератора (радиопередатчика) к антенне, проходят без поглощения, а волны, движущиеся в обратном направлении (от входа антенны к генератору), полностью поглощаются.

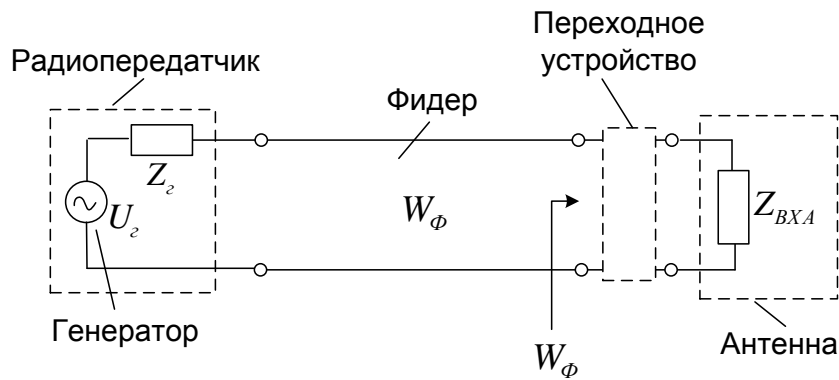


Рис. 2.14

В рамках настоящего учебного пособия мы не будем рассматривать методы и технические решения для достижения согласования. Эта тема заслуживает отдельного рассмотрения.

## 2.9. Поляризационные свойства

Векторы  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  радиоволн, излучаемых антенной в заданном направлении, имеют определенную пространственно-временную ориентацию или, как принято говорить, поляризацию. Поляризационные свойства передающей антенны определяются по поляризации её поля излучения. Известно [6], что в фиксированной точке пространства векторы электромагнитного поля, соответствующие плоской волне, и вектор плотности потока энергии (вектор Пойнтинга  $\vec{\Pi}$ ) связаны соотношением

$$\vec{\Pi} = [\vec{E}, \vec{H}]. \quad (2.28)$$

Пространственная ориентация тройки векторов, соответствующих формуле (2.28), приведена на рис. 2.15. Так как векторы  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  взаимосвязаны, то обычно при рассмотрении вопросов, связанных с поляризацией радиоволн, ограничиваются рассмотрением одного вектора  $\vec{E}$ .

Пусть в некоторой точке пространства  $O$ , принадлежащей плоскости  $Z = const$ , вектор  $\vec{E}$  в течение периода колебания от  $t = 0$  до  $t = T$  остается параллельным фиксированной линии (в данном случае оси  $X$ ), а значение модуля (длина вектора) в течение периода изменяется в интервале  $[E_{\text{МАКС}}, 0]$ , так как это показано на рис. 2.15. Волны, обладающие таким свойством, принято называть линейно поляризованными. Плоскость, проходящую через вектор  $\vec{\Pi}$  и вектор  $\vec{E}$ , называют плоскостью поляризации. В случае излучения антенной волн линейной поляризации положение плоскости поляризации в пространстве остается неизменным. Если плоскость поляризации нормальна поверхности земли, то можно говорить о нормальной (или вертикальной) поляризации поля. В том случае, когда плоскость поляризации параллельна поверхности земли, то речь идет о параллельной (или горизонтальной) поляризации поля.

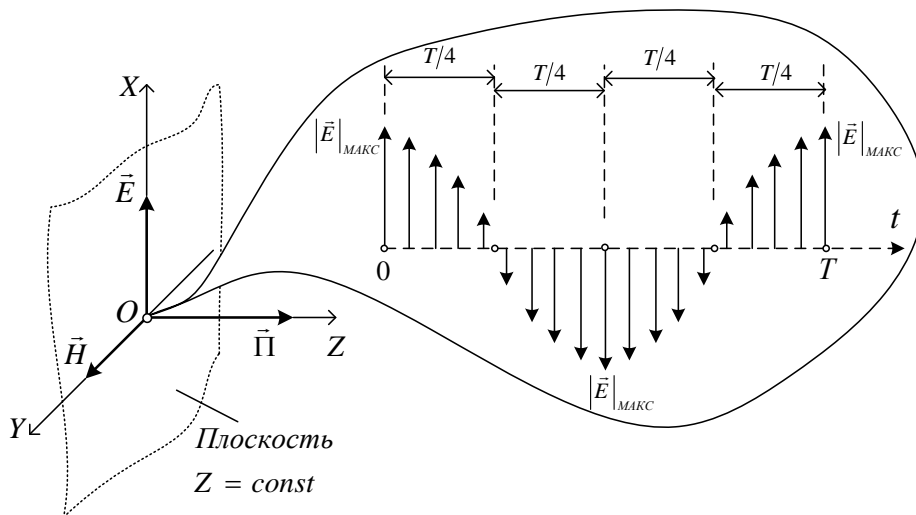


Рис. 2.15

Рассмотрим другую ситуацию (рис. 2.16). Пусть в той же точке пространства  $O$  вектор  $\vec{E}$  в течение периода колебания совершает полный оборот вокруг направления распространения волны (ось  $Z$ ), сохраняя свою длину (значение модуля). Радиоволны такого типа называют волнами с круговой поляризацией. В зависимости от направления вращения вектора  $\vec{E}$  различают волны с правой и с левой круговой поляризацией. В случае правой круговой поляризации вектор  $\vec{E}$  (а вместе с ним и плоскость поляризации) вращается по часовой стрелке (если смотреть вдоль направления распространения волны), а в случае левой круговой поляризации — против часовой стрелки. На рис 2.16 направление вращения вектора  $\vec{E}$  соответствует правой круговой поляризации.

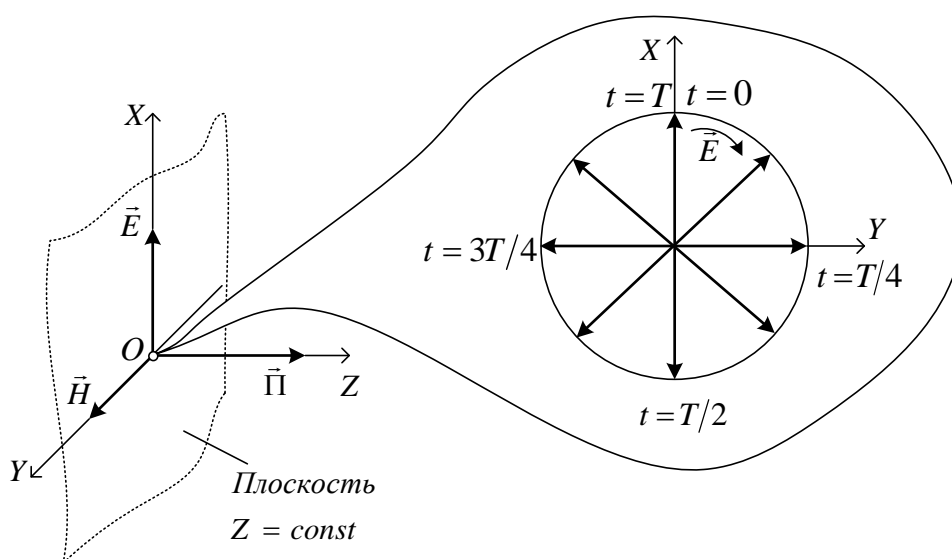


Рис. 2.16

В общем случае (рис. 2.17), в заданной точке  $O$  вектор  $\vec{E}$  в течение периода колебания может и вращаться (как в случае круговой поляризации) и изменяться по модулю (как в случае линейной поляризации). Форма линии, описываемая при этом концом вектора  $\vec{E}$ , представляет собой эллипс, большая ось которого повернута относительно оси  $X$  на некоторый угол. Волны такого типа принято называть эллиптически поляризованными.

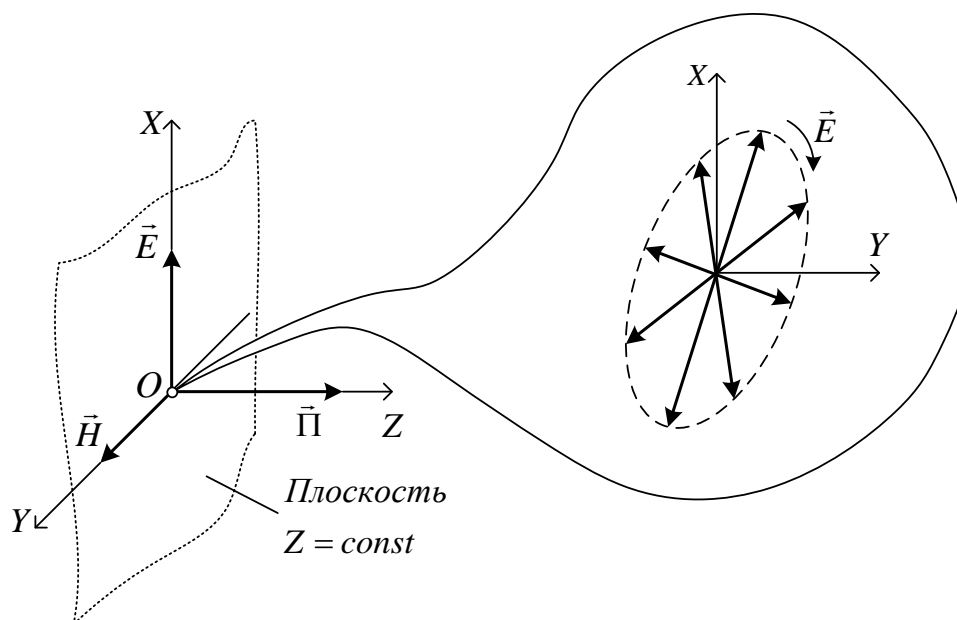


Рис. 2.17

Отношение длины большой оси эллипса к длине его малой оси называется коэффициентом эллиптичности.

В курсах электродинамики и антенно-фидерных устройств, например, в [2],[6] показано, что линейно поляризованная волна и волна с круговой поляризацией являются частными случаями эллиптически поляризованной волны. Там же сформулированы условия для формирования волн различной поляризации. В рамках настоящего учебного пособия эти вопросы не рассматриваются.

Линейная поляризация поля излучения обычно используется в системах, когда положение передающей и приемной антенны в пространстве не меняется, а среда не оказывает влияние на ориентацию плоскости поляризации. Такая ситуация имеет место, например, в наземном телевизионном вещании. При осуществлении связи с движущимися объектами, например, со спутниками, целесообразно использовать круговую поляризацию.

Иногда в антеннах, предназначенных для излучения поля линейной поляризации, возникает паразитное излучение с ортогональной (поперечной) поляризацией. В этом случае различают основную или главную составляющую поляризации поля излучения и кросс-поляризационную (паразитную) составляющую.

Существуют также системы радиосвязи, в которых каждая из ортогональных поляризаций используется для независимой передачи (приема) сообщений. Для таких систем весьма важен вопрос реализации очень низкого уровня кросс-поляризационной составляющей.

## 2.10. Эффективная площадь

На практике широко используются радиосредства, оснащенные апертурными антеннами, у которых излучение энергии происходит через раскрыв, называемый апертурой (от латинского *aperture* – отверстие). В теории и практике применения излучающих структур хорошо известно соотношение для расчета КНД этого класса антенн:

$$D = (4\pi/\lambda^2)S\nu, \quad (2.29)$$

где

$S$  — геометрическая площадь апертуры антенны;

$\nu$  — некоторый безразмерный коэффициент, численное значение которого для реальных антенн меньше единицы ( $\nu < 1$ ).

Произведение  $S\nu$  в формуле (2.29) имеет размерность площади и называется эффективной площадью передающей антенны  $S_Э$ . Таким образом:

$$S_Э = S\nu. \quad (2.30)$$

В свою очередь, безразмерный коэффициент  $\nu$  называется коэффициентом использования поверхности апертуры. Физический смысл параметра  $S_Э$  можно трактовать как площадь некоторой идеальной антенны, для которой коэффициент использования поверхности апертуры равен единице ( $\nu = 1$ ).

## 2.11. Действующая длина

На ранних этапах развития теории проволочных антенн, когда методы их инженерного расчета не были достаточно разработаны, делались попытки замены реальных антенн, выполненных из прямых проводов или труб, некоторой воображаемой эквивалентной проволочной антенной.

Эквивалентность реальной антенны и воображаемой оценивалась, исходя из условия равенства расчетных значений напряженности поля в направлении максимального излучения антенн в дальней зоне. При этом должны выполняться два дополнительных условия: первое — равенство токов на их зажимах, второе — фаза и амплитуда тока по длине эквивалентной антенны не меняются. Длина такой эквивалентной антенны и называется действующей длиной передающей антенны. Для реальных антенн всегда выполняется соотношение:

$$l_Д < l_р, \quad (2.31)$$

где

$l_Д$  — действующая длина передающей антенны;



$l_p$  – длина реальной антенны.

Формулы расчета  $l_d$  для некоторых антенн можно найти, например, в [2].

Современная теория антенн располагает большими возможностями для расчета реальных передающих антенн без замены их эквивалентными. Таким образом, на сегодняшний день, параметр действующей длины  $l_d$  в анализе передающих антенн практически не используется.

## **2.12. Максимальная мощность, подводимая к передающей антенне**

При использовании антенны для излучения больших мощностей (десятки, сотни и тысячи киловатт) важно знать максимальную мощность, которую можно подводить к антенне. Эта мощность определяется электрической прочностью воздуха, окружающего антенну, и диэлектрических изоляторов, входящих в их конструкцию.

Если амплитуда напряженности электрического поля вблизи проводов антенны превосходит 6...8 киловольт на сантиметр, то начинается процесс ионизации воздуха. В процессе ионизации молекул воздуха происходит излучение электромагнитных волн оптического диапазона. Вследствие этого ионизированный объем воздуха светится.

Напряженность электрического поля вдоль излучающих элементов антенны неодинакова. Это объясняется характером распределения тока (напряжения) вдоль излучающих элементов антенны, а также локальными неоднородностями конструкции (изгибы, выступы, скрутки и т.п.). Вследствие этого процесс ионизации начинается обычно не вдоль всех проводов антенны, а в определенных местах и сопровождается повышением температуры воздуха в этих местах. Столб ионизированного воздуха, как и обычное пламя, поднимается вверх, принимая форму факела. Отсюда термин — «факельное истечение». При наличии даже весьма слабого ветра образовавшийся факел перемещается в направлении движения воздуха. Факел, возникший на вертикальных или наклонных проводах, обычно передвигается вверх.

Образование факельного истечения — верный признак перегрева проводов конструкции антенны. В конечном итоге отдельные провода могут расплавиться и сделать антенну неработоспособной. Таким образом, контроль максимальной мощности — это мероприятие, направленное на предотвращение возникновения факельного истечения.

Настоящий раздел написан по материалам, изложенным в [7]. Там же можно найти формулу, позволяющую рассчитать максимальную мощность, которая не вызовет электрического пробоя воздуха и не нарушит электрическую прочность изоляторов.

### **2.13. Параметры электромагнитной безопасности**

Наряду с использованием электромагнитных полей в целях технического прогресса, к сожалению, обнаружено их неблагоприятное воздействие на окружающую среду и, в том числе, на человека. В экологии сформировалось новое направление — электромагнитная экология [8]. С точки зрения экологии электромагнитное поле — это один из видов энергетического загрязнения среды. Наиболее интенсивными и распространенными источниками такого загрязнения являются радиосредства связи и вещания: радиопередающие станции наземной и спутниковой радиосвязи, радиовещания, телевизионного вещания, базовые станции сетей подвижной связи. Источниками электромагнитного загрязнения, строго говоря, являются передающие антенны радиосредств и, в существенно меньшей степени, их открытые фидеры.

Основными параметрами, характеризующими электромагнитную безопасность радиосредства, являются его санитарно-защитная зона (СЗЗ) и зона ограничения застройки (ЗОЗ).

Санитарно-защитная зона — это зона пространства, специально выделенная между радиосредством и селитебной территорией в целях охраны здоровья населения. Граница СЗЗ определяется на высоте двух метров от поверхности земли по факту превышения предельно допустимых уровней электромагнитного поля (напряженности электрического поля, напряженности магнитного поля или плотности потока энергии) или превышения критерия безопасности окружающей среды.

Зона ограничения застройки — это территория, где на высоте более двух метров от поверхности земли превышаются предельно допустимые уровни электромагнитного поля или критерий безопасности окружающей среды.

Расчет нормируемых параметров регламентируется государственными нормативными документами, например, [9]. На основе этого документа, а также аналогичных ему для антенн других частотных диапазонов, разработан специальный программный комплекс анализа электромагнитной обстановки. Он позволяет быстро и эффективно осуществлять паспортизацию излучающих объектов радиочастотного диапазона по критерию электромагнитной безопасности.

### **2.14. Рабочая полоса частот**

Рассмотренные в предыдущих разделах настоящего учебного пособия параметры передающей антенны характеризовали её работу на одной частоте. Однако реально на практике радиосредства работают в некоторой полосе частот. Обычно границы рабочей полосы частот определяются усло-

вием соответствия основных электрических параметров определенным техническим требованиям. Другими словами, в пределах диапазона частот  $\Delta f = f_{\text{МАКС}} - f_{\text{МИН}}$  параметры антенны не должны выходить за пределы допусков, установленных техническими требованиями.

Как правило, границы рабочей полосы частот определяются тем параметром, значение которого при изменении частоты раньше других выходит из допустимых пределов. Очень часто критичным параметром является коэффициент бегущей волны передающей антенны. Падение его значения ниже допустимого при изменении частоты и определяет границы диапазона антенны. В данном случае причиной падения коэффициента бегущей волны является характер зависимости входного сопротивления антенны от частоты. В других случаях ограничение диапазона антенны может быть вызвано увеличением ширины диаграммы по уровню половинной мощности и падение коэффициента усиления, ростом уровня боковых лепестков, изменением направления максимального излучения, изменением поляризационных характеристик и т.д.

С точки зрения рабочей полосы частот различают антенны: настроенные, узкодиапазонные (узкополосные), широкодиапазонные (широкополосные) и сверхширокополосные.

Антенны, параметры которых соответствуют предъявляемым требованиям на одной рабочей частоте, называются настроенными.

Основные параметры узкодиапазонных антенн сильно зависят от частоты. Вследствие этого они могут работать без перестройки только в узком диапазоне частот (относительная полоса частот,  $\Delta f / f_{\text{СР}}$ , т.е. отношение разности граничных частот диапазона  $\Delta f = f_{\text{МАКС}} - f_{\text{МИН}}$  к его центральной частоте  $f_{\text{СР}} = (f_{\text{МАКС}} + f_{\text{МИН}}) / 2$ , составляет менее 10 %).

Широкодиапазонные антенны работают без перестройки в широком диапазоне частот (относительная полоса частот находится в пределах от 10 % до 50 %).

Наконец, сверхширокополосные антенны обеспечивают соответствие параметров предъявляемым требованиям при коэффициенте перекрытия диапазона частот  $f_{\text{МАКС}} : f_{\text{МИН}} = 5:1$  и более.

В заключение заметим, что в [1] введен термин «диапазон антенны», как диапазон частот или длин волн, в котором параметры антенны находятся в заданных пределах. Это определение, по своей сущности, полностью соответствует понятию «рабочая полоса частот», которое широко используется в технической и учебной литературе и вынесено в заголовок настоящего раздела.

### 3. ПАРАМЕТРЫ ПРИЕМНЫХ АНТЕНН

#### 3.1. Процесс приема радиоволн

Самые общие представления о процессе радиоприема были изложены в разделе 1.1. В частности, при рассмотрении структурной схемы радиолинии (рис. 1.1) отмечалось, что весьма малая часть энергии радиоволн, излученных передающей антенной, достигает приемной антенны и возбуждает в ней слабый радиочастотный сигнал (ток). Этот сигнал по фидеру приемной антенны подается на вход радиоприемника (или кратко – приемника).

Механизм процесса приема поясним на примере антенны, выполненной в виде прямолинейного провода (рис. 3.1), в середину которого включено сопротивление  $Z_H = R_H + jX_H$ . Это сопротивление соответствует сопротивлению входной цепи либо приемника, либо фидера с приемником на его конце.

Поскольку источник облучающей (падающей) волны расположен обычно далеко от приемной антенны, можно считать, что волновой фронт падающей волны в окрестности приемной антенны является плоским. Пусть у падающей волны вектор напряженности электрического поля  $\vec{E}$  и вектор Пойнтинга  $\vec{\Pi}$  ориентированы так, как это показано на рис. 3.1 в точке 1. Заданная ориентация векторов сохраняется в любой точке пространства, включая любую точку на поверхности провода. Вектор  $\vec{E}$  падающей волны в одной из таких точек, например, точке 2, можно представить суммой двух векторов: касательного  $\vec{E}_\tau$  к поверхности провода и нормального  $\vec{E}_n$ .

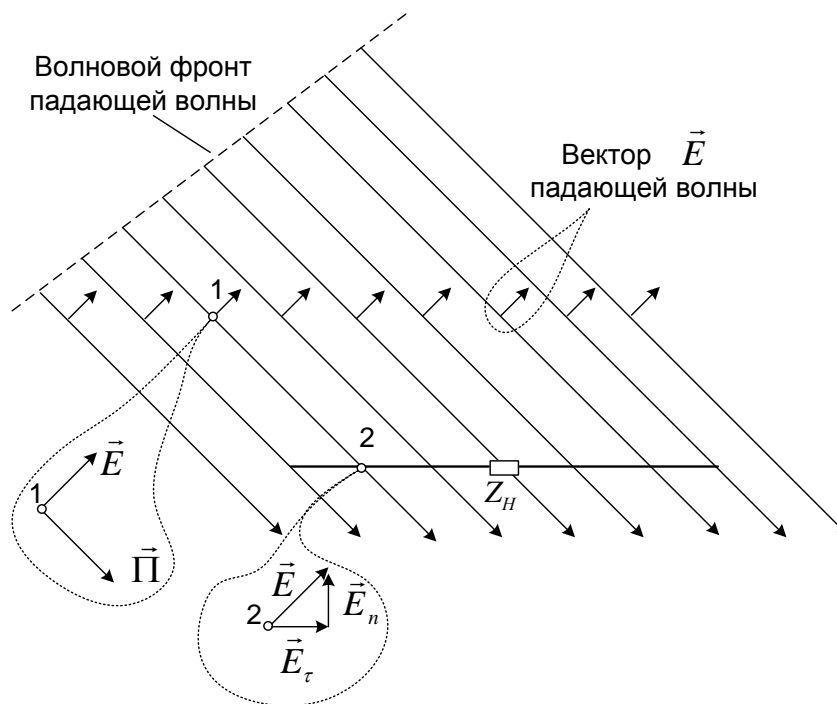


Рис. 3.1

Под действием касательных составляющих  $\vec{E}_\tau$  на каждом элементарном участке провода наводится электродвижущая сила (э.д.с.). Таким образом, по всей длине провода формируется распределенная э.д.с., под действием которой в проводе возникает продольный ток. Он является результатом суммарного действия э.д.с. всех элементарных участков. Этот ток вызывает полезное рассеивание энергии в нагрузке  $Z_H$ . Так осуществляется переход энергии от распространяющейся радиоволны к нагрузке.

### 3.2. Эквивалентная схема приемной антенны

Основным вопросом при изучении приемных антенн является определение мощности, выделяемой в нагрузке приемной антенны, под действием падающей на антенну волны. Для этого необходимо, прежде всего, знать ток, возникающий в нагрузке. Значение его, естественно, зависит от ориентации антенны по отношению к падающей волне.

Приемная антенна (рис. 3.1) по отношению к сопротивлению нагрузки  $Z_H$  играет роль генератора, комплексная амплитуда э.д.с.  $\dot{e}_A$  которого создана под воздействием падающей волны и который имеет внутреннее сопротивление  $Z_A$ . Если значения  $\dot{e}_A$  и  $Z_A$  известны, то с помощью изображенной на рис. 3.2 эквивалентной схемы легко определить комплексные амплитуды тока  $\dot{I}$ , напряжения  $\dot{U}$  и мощность  $P$ , отдаваемую в нагрузку  $Z_H = R_H + jX_H$ :

$$\dot{I} = \dot{e}_A / (Z_A + Z_H), \quad (3.1)$$

$$\dot{U} = \dot{e}_A [Z_H / (Z_A + Z_H)], \quad (3.2)$$

$$P = |\dot{I}|^2 R_H / 2. \quad (3.3)$$

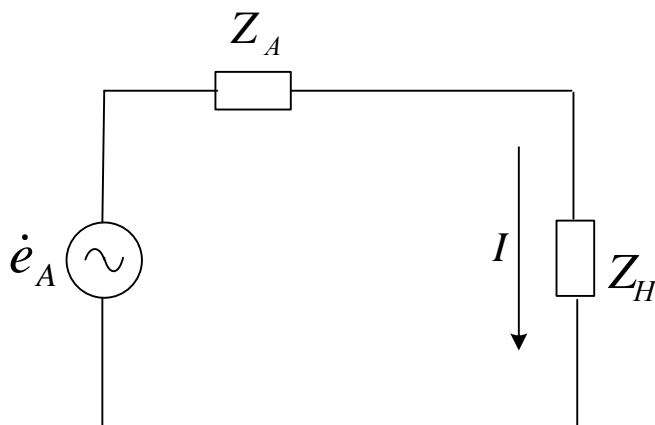


Рис. 3.2

Необходимо сразу же заметить, что на основании теоремы об эквивалентном генераторе [4], внутреннее сопротивление антенны в режиме приема  $Z_A$  равно входному сопротивлению этой же антенны в режиме передачи  $Z_{вхA}$ . В общем случае оно содержит как активную, так и реактивную составляющие,

$Z_{\text{вх}A} = R_{\text{вх}A} + jX_{\text{вх}A}$ . Это сопротивление не зависит от подключенной нагрузки и характеризует собственно антенну. Что касается сопротивления нагрузки  $Z_H = R_H + jX_H$ , то таковым, как уже отмечалось выше, является входное сопротивление либо приемника, либо фидера с приемником на конце. Если входная цепь приемника подключена непосредственно к зажимам антенны, то эквивалентная схема приемной антенны приобретает вид, представленный на рис. 3.3,а. Если же приемник подключается к антенне с помощью фидера, то эквивалентная схема будет соответствовать варианту, изображенному на рис. 3.3,б.

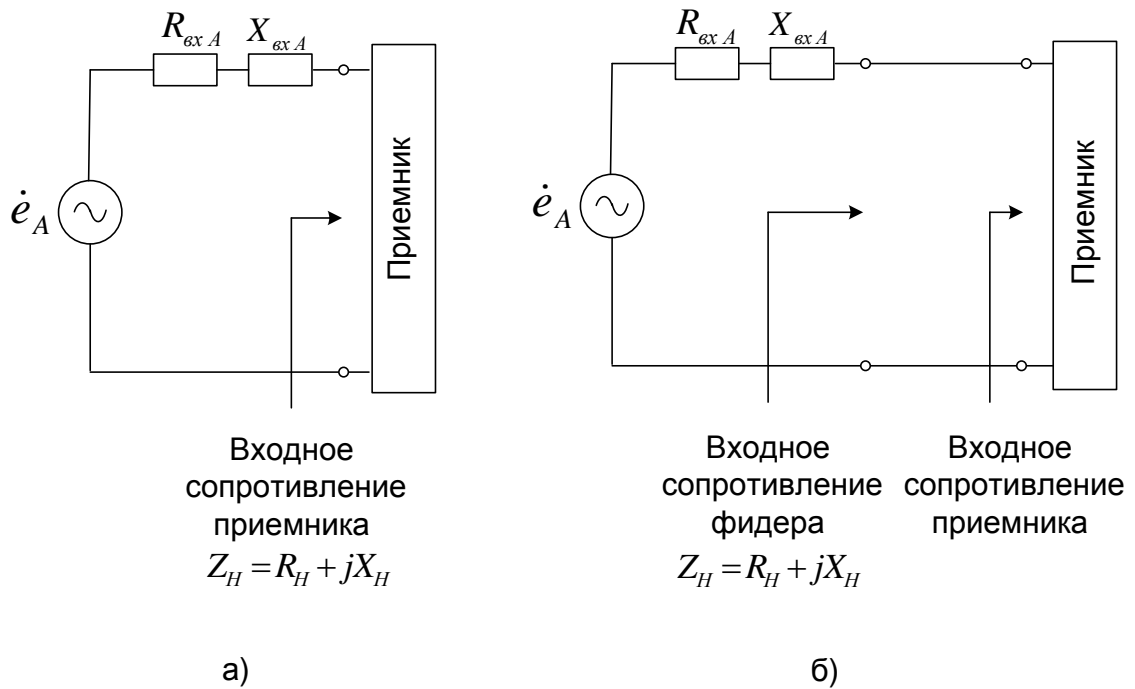


Рис. 3.3

Условия максимальной отдачи мощности в нагрузку, включенную в антенну, очевидно будут такими же, как и для любого генератора, т.е. максимальная отдача получится, когда  $R_{\text{вх}A} = R_H$  и  $X_{\text{вх}A} = -X_H$ . Из формулы (3.3) с учетом (3.1) следует, что максимальная мощность, отдаваемая антенной в нагрузку, равна

$$P_{\text{МАКС}} = |\dot{e}_A|^2 / 8 R_{\text{вх}A}. \quad (3.4)$$

### 3.3. Характеристика (диаграмма) направленности

Рассмотренный в разделе 3.1 принцип приема позволяет сделать вывод о том, что значение касательной составляющей  $\vec{E}_t$  зависит от направления прихода плоской волны. Последнее, в свою очередь, означает, что комплексная амплитуда э.д.с.  $\dot{e}_A$ , комплексная амплитуда тока  $\dot{I}$ , комплексная амплитуда напряжения  $\dot{U}$  также зависят от направления прихода плоской волны. Если направление прихода плоской волны задать углами  $\theta$  и  $\varphi$  (см. рис. 2.2), то можно

говорить о модулях функций  $\dot{e}_A(\theta, \varphi)$ ,  $\dot{I}(\theta, \varphi)$  и  $\dot{U}(\theta, \varphi)$ , как амплитудных характеристиках направленности по э.д.с., току или напряжению (слово «амплитудная» в дальнейшем будем опускать). Как следует из выражений (3.1) и (3.2), нормированные характеристики направленности по э.д.с., току и напряжению одинаковы и определяются путем нормирования относительно их максимальных значений:

$$F(\theta, \varphi) = |\dot{e}_A(\theta, \varphi)|/|\dot{e}_{A \text{ МАКС}}| = |\dot{I}(\theta, \varphi)|/|\dot{I}_{\text{МАКС}}| = |\dot{U}(\theta, \varphi)|/|\dot{U}_{\text{МАКС}}|. \quad (3.5)$$

На практике обычно интересуются характеристикой направленности в какой-нибудь одной плоскости, в которой она является функцией одной переменной  $F(\theta)$  или  $F(\varphi)$ .

Наряду с характеристиками направленности по э.д.с., току и напряжению, вводится понятие характеристики направленности приемной антенны по мощности, как зависимости мощности, выделяющейся на активной части сопротивления нагрузки  $R_H$ , от направления прихода волны. Согласно выражению (3.3) эта мощность пропорциональна квадрату тока, поэтому, очевидно, что нормированная характеристика направленности по мощности является квадратом характеристики направленности  $F^2(\theta, \varphi)$  и, соответственно,  $F^2(\theta)$  или  $F^2(\varphi)$ .

Способы построения диаграмм направленности приемной антенны, определения ширины её диаграммы направленности и уровня боковых лепестков такие же, как и для антенны передающей (см. раздел 2.2).

### 3.4. Обратимость процессов приема и излучения радиоволн

Радиолинию, показанную на рис. 2.1, можно рассматривать как линейный четырехполюсник, у которого одна пара полюсов — зажимы передающей антенны, а другая пара — зажимы приемной антенны (рис. 3.4).

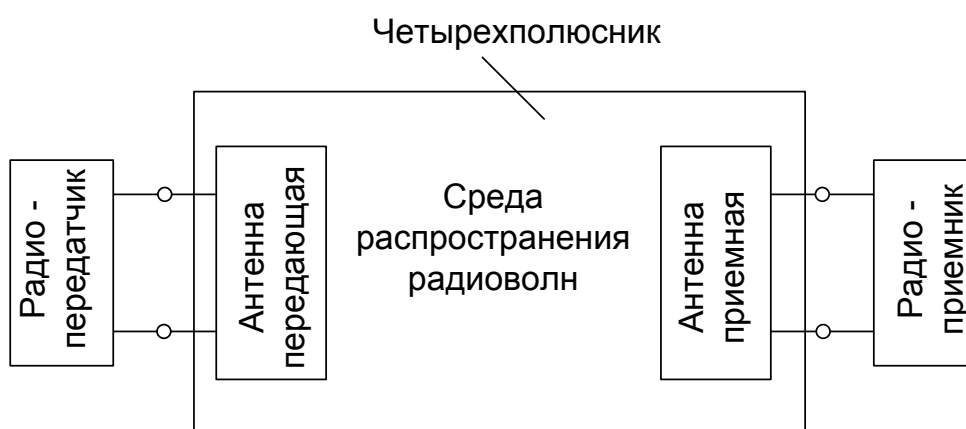


Рис. 3.4

Для такого четырехполюсника справедлив принцип взаимности [2], который позволяет определить свойства и параметры приемной антенны, если из-

вестны свойства и параметры этой же самой антенны при работе её в качестве передающей. В частности, принцип взаимности позволяет доказать, что характеристика направленности любой приемной антенны совпадает с характеристикой направленности, получающейся при использовании её в качестве передающей, если радиоприемник (нагрузка) подключается к тем же зажимам, к которым был подключен радиопередатчик. Таким образом, из принципа взаимности вытекает обратимость процессов приема и передачи.

Следует заметить, что полное совпадение характеристик направленности антенны в режиме приема и режиме передачи имеет место только при согласовании поляризационных характеристик облучающего поля и приемной антенны в режиме передачи. Другими словами, если антенна при излучении создает поле определенной поляризации, она будет наиболее эффективно использоваться в режиме приема лишь при такой же поляризации. Подробное изложение вопроса поляризационного согласования приемной и передающей антенн можно найти в [2].

### **3.5. Коэффициент направленного действия**

Идентичность характеристик направленности одной и той же антенны при её применении либо в режиме приема, либо в режиме передачи предопределяет равенство значений коэффициентов направленного действия и коэффициентов усиления. Тем не менее, физический смысл этих параметров для приемной антенны следует пояснить.

Приведем простую физическую трактовку максимального коэффициента направленного действия (КНД) приемной антенны при согласованном по поляризации приеме радиоволн. Это отношение мощности, поступающей на вход приемника при облучении антенны с направления максимального приема (рис. 3.5,а), к средней по всем направлениям мощности, поступающей на вход приемника, если антенну облучать поочередно с разных направлений полем с неизменной амплитудой  $E$  (рис. 3.5,б).

Расчетные формулы для вычисления значений КНД приемных антенн те же самые, которые приведены в разделе 2.3 для антенн передающих.



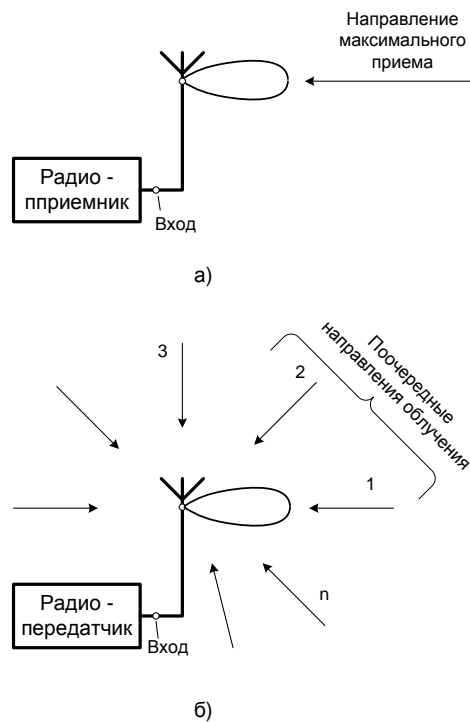


Рис. 3.5

### 3.6. Коэффициент полезного действия

Под коэффициентом полезного действия  $\eta_a$  приемной антенны подразумевается коэффициент полезного действия этой же антенны при использовании её для передачи.

### 3.7. Коэффициент усиления

Коэффициент усиления  $G$  приемной антенны можно трактовать как отношение мощности, поступающей на вход приемника при приеме на данную антенну, к мощности, поступающей на вход приемника при приеме на ненаправленную антенну с КПД равным единице. При этом предполагается, что обе антенны имеют оптимальное согласование с приемником и согласованы по поляризации с облучающим полем.

В области метровых, дециметровых, сантиметровых и более коротких волн в качестве эталонной антенны применяется изотропная антенна. В области дециметровых и более длинных волн в качестве эталонной антенны обычно применяется полуволновый линейный симметричный электрический вибратор, находящийся в свободном пространстве. При этом следует иметь в виду, что антенна и полуволновый вибратор должны находиться в неизменном (равномерном) поле, облучающем их с главного направления.

Что касается вычисления значений коэффициента усиления, то заметим, что соотношение (2.16)  $G = D \eta_a$ , приведенное выше для передающих антенн, остается верным и для приемных антенн.

### 3.8. Эффективная площадь

Поле, облучающее приемную антенну, имеет интегральную характеристику — среднее (во времени) значение плотности потока энергии  $|\vec{\Pi}_{CP}|$ . Приемная антенна извлекает часть энергии облучающего поля, преобразуя её в мощность  $P$ , которая выделяется в сопротивлении нагрузки. Между величинами  $P$  и  $|\vec{\Pi}_{CP}|$  существует связь:

$$P = S_{\text{Э}} |\vec{\Pi}_{CP}|. \quad (3.6)$$

Коэффициент пропорциональности между  $P$  и  $|\vec{\Pi}_{CP}|$  называется эффективной площадью приемной антенны. Таким образом,  $S_{\text{Э}}$  является параметром приемной антенны. Его физическая трактовка очевидна — это площадь, численно равная отношению максимальной мощности, которая может быть отдана приемной антенной без учета потерь в согласованную нагрузку, к средней плотности потока энергии облучающей плоской радиоволны.

Не следует думать, что для приемной антенны, имеющей реальный раскрыв (апертуру), через который, собственно, и происходит прием радиоволн, его геометрическая площадь  $S$  будет равна эффективной площади  $S_{\text{Э}}$ . На практике, как правило,  $S_{\text{Э}} < S$ , а их отношение, называется коэффициентом использования поверхности апертуры:

$$\nu = S_{\text{Э}}/S. \quad (3.7)$$

Этот коэффициент показывает, какая доля энергии, падающей на раскрыв  $S$ , преобразуется в мощность, выделяющуюся в нагрузке приемной антенны.

Численные значения эффективной площади одной и той же антенны при её работе в приемном и передающем режимах одинаковы.

### 3.9. Действующая длина

Как уже отмечалось ранее (в разделе 2.11) понятие действующей длины в случае передающих антенн используется редко. При анализе приемных антенн понятие о действующей длине имеет больший физический смысл и применяется значительно чаще. Действующей длиной  $l_{\text{Д}}$  приемной антенны называется отношение э.д.с., наводимой в антенне радиоволной, приходящей с направления главного лепестка диаграммы направленности приемной антенны, к напряженности поля в месте приема.

В разделе 3.1 отмечалось, что наведенная э.д.с. является распределенной по длине антенны (рис. 3.1). На эквивалентной схеме приемной антенны (рис. 3.2) действие распределенной э.д.с. заменялось сосредоточенной эквивалент-

ной э.д.с.  $\dot{e}_A$ . Таким образом, в соответствии с приведенным определением действующей длины приемной антенны, можно записать

$$l_D = |\dot{e}_A| / |\dot{\vec{E}}|. \quad (3.6)$$

В этой формуле  $|\dot{\vec{E}}|$  модуль комплексной амплитуда напряженности электрического поля волны, облучающей приемную антенну с направления максимального приема (см. рис. 3.5,а). Обязательное условие — согласованность приемной антенны с облучающим полем по поляризации.

Формулы для расчета  $l_D$  некоторых антенн можно найти, например, в [2].

Численные значения действующей длины одной и той же антенны при её работе в приемном и передающем режимах одинаковы.

### 3.10. Шумовая температура

Важнейшим параметром приемной антенны, которым обычно не интересуются при работе антенны в режиме передачи, является её шумовая температура  $T_A$ , измеряемая по абсолютной шкале в градусах Кельвина.

Шумовая температура характеризует мощность шумов  $P_{Ш}$  на сопротивлении нагрузки приемной антенны в полосе частот  $\Delta f$ , в отсутствие полезного сигнала:

$$P_{Ш} = kT_A \Delta f, \text{ Вт}, \quad (3.7)$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ , Вт/(Гц · К) — постоянная Больцмана.

Шумы, возникающие на сопротивлении нагрузки антенны, складываются из внутренних и внешних шумов. Соответственно полная шумовая температура антенны складывается из шумовой температуры, определяемой внешними шумами (помехами)  $T_{A\Sigma}$ , и собственной шумовой температуры антенны  $T_{AC}$ , определяемой тепловыми потерями в материале конструкции антенны:

$$T_A = T_{A\Sigma} + T_{AC}. \quad (3.8)$$

Собственная шумовая температура, связанная с потерями,  $T_{AC}$  определяется по известному коэффициенту полезного действия приемной антенны  $\eta_a$  и физической температуре антенны в Кельвинах  $T_0$ :

$$T_{AC} = (1 - \eta_a)T_0. \quad (3.9)$$

Внешние шумы (помехи), проявляющиеся на сопротивлении нагрузки, возникают в результате приема антенной энергии радиоизлучений от источников различной природы из окружающего пространства, в первую очередь, от Солнца, звезд, атмосферы Земли, земной поверхности и др. К настоящему времени имеется много достаточно надежных данных об излучении указанных источников.

Шумовую температуру, определяемую внешними шумами (помехами),  $T_{A\Sigma}$  иногда называют эквивалентной шумовой температурой антенны. Её обычно определяют как абсолютную температуру сопротивления, равного входному сопротивлению антенны и выде-

ляющего на сопротивлении нагрузки ту же мощность, что и рассматриваемые источники внешних шумов (помех).

Подробную информацию о методах расчета эквивалентной шумовой температуры антенны можно найти в [2] и [10]. В рамках настоящего учебного пособия эти методы не рассматриваются.

В заключение раздела обратим внимание на физически очевидные факты зависимости шумовой температура  $T_{\Delta\Sigma}$  от диаметра антенны и угла места. Действительно, чем больше диаметр антенны, тем больше её коэффициент усиления и тем уже основной лепесток диаграммы направленности, соответственно, меньше посторонних излучений антенна усиливает вместе с полезным сигналом. Чем меньше угол места направления главного лепестка приема, т.е. чем ниже «смотрит» антенна, тем больше она принимает помех и шумов от теплового радиоизлучения земной поверхности. Поэтому шумовая температура приемной антенны — не постоянная величина, а функция от угла места. Как правило, значение шумовой температуры конкретной антенны указывается в спецификации для одного или нескольких значений угла места.

## 4. ФИДЕРЫ ПЕРЕДАЮЩИХ И ПРИЕМНЫХ АНТЕНН

### 4.1. Условная классификация конструкций фидеров

Как уже отмечалось в разделе 1, важнейшей составляющей радиосредства являются фидеры между радиопередатчиком и передающей антенной или между приемной антенной и радиоприемником. Фидеры радиосредств, используемых для целей связи и вещания, можно разделить на два обособленных класса: открытые и закрытые. Открытые фидеры — это, как правило, двухпроводные или четырехпроводные симметричные линии передачи. Закрытые фидеры представляют собой коаксиальный кабель или полый металлический волновод. Открытые линии применяются на частотах до 30 МГц, кабельные — до 3000 МГц, волноводные — до 30 ГГц.

### 4.2. Требования, предъявляемые к фидерам и некоторые их параметры

Основным требованием, предъявляемым к фидерам, является доведение до минимума потерь энергии в нем. В зависимости от конструкции фидера потери энергии могут определяться: нагреванием металлических элементов, изоляторов и окружающей среды, а также излучением (в случае открытого фидера). Качество фидера, в смысле потерь энергии, определяется коэффициентом полезного действия.

Обратимся к схеме линии радиосвязи, приведенной на рис. 2.1. Коэффициентом полезного действия фидера передающей антенны называется отношение мощностей радиочастотного сигнала на его выходе и входе:

$$\eta_{\phi 1} = P_1' / P_1. \quad (4.1)$$

Соответственно коэффициент полезного действия фидера приемной антенны будет определяться формулой

$$\eta_{\phi 2} = P_2 / P_2'. \quad (4.2)$$

К коэффициенту полезного действия фидеров приемных антенн до 30 МГц (диапазоны НЧ, СЧ и ВЧ) обычно не предъявляются такие жесткие требования, как к этому же параметру фидеров передающих антенн. В этих диапазонах интенсивность внешних помех велика. При прохождении через фидер с потерями внешние помехи претерпевают такое же ослабление, как и полезный сигнал. Поэтому отношение мощностей сигнала и внешних помех на входе и на выходе фидера сохраняется. На более высоких частотах (диапазоны ОВЧ, УВЧ и СВЧ), когда мощность внутренних шумов приемных устройств соизмерима или превосходит мощность внешних помех, значение коэффициента полезного действия фидера необходимо по возможности увеличивать.

Фидер должен обладать достаточной электрической прочностью, т.е. должен быть рассчитан на передачу требуемой мощности без опасности электрического пробоя. Это требование не отличается от рассмотренного для пере-

дающей антенны (см. раздел 2.12). В фидере, как и в передающей антенне, может образоваться факельное истечение. В худшем случае отдельные провода могут расплавиться и сделать фидер неработоспособным. Вопрос о максимальной мощности, пропускаемой фидером приемной антенны, естественно отпадает.

Фидеры должны быть свободны от антенного эффекта, т.е. сами по себе не должны излучать или принимать электромагнитные волны. Передающая антенна почти всегда находится не в свободном пространстве. В непосредственной близости от неё могут оказаться многие объекты. Один из ближайших и принципиально неудаляемых предметов окружения антенны является её фидер. Ближнее поле излучения антенны может нарушить симметрию противофазных токов в фидере, и он начнет излучать электромагнитные волны. Антенный эффект абсолютно нежелателен из-за возрастания потерь в фидере (потерь на излучение) и вследствие искажения диаграммы направленности передающей антенны.

Последствия антенного эффекта в фидере приемной антенны могут оказаться ещё более неприятными, поскольку они могут свести на нет все достоинства направленной антенны и дать резкое увеличение мощности внешних помех на входе радиоприемника.

Достаточно очевидно, что закрытые фидеры (кабельные и волноводные) свободны от антенного эффекта.

Фидеры характеризуются рабочей полосой частот. Подход к её оценке не отличается от подхода, рассмотренного в разделе 2.14 для передающей антенны. Другими словами, в пределах диапазона частот  $\Delta f = f_{\text{МАКС}} - f_{\text{МИН}}$  параметры фидера не должны выходить за пределы допусков, установленных техническими требованиями. Критичным параметром может оказаться, например коэффициент полезного действия, фидера. Его низкое значение является прямым следствием рассогласования фидера с антенной.

Важным параметром фидера является его волновое сопротивление, которое определяется конфигурацией, геометрическими размерами и материалом, заполняющим пространство между проводами. Значение волнового сопротивления фидера приобретает исключительную роль в решении вопросов согласования фидера с передающей антенной и передатчиком или с приемной антенной и приемником.

В технической литературе, например, в [7], имеются формулы для расчета параметров фидеров различной конструкции.

Открытые фидеры строятся непосредственно на радиотехническом объекте с использованием документации типовых проектов, в которые закладываются решения, обеспечивающие достижение требуемых параметров и характеристик фидера. Закрытые фидеры изготавливаются на специализированных предприятиях. Их параметры и характеристики обычно гарантируются и указываются в сертификате на фидер.

## 5. ЗАДАЧИ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОГО РЕШЕНИЯ

### 5.1. Задачи

1. Антенна расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1. Характеристика направленности антенны описывается функцией  $f(\theta, \varphi) = 1 + \cos \theta$ . Построить нормированную диаграмму направленности этой антенны в полярной системе координат и определить ширину диаграммы по уровню половинной мощности  $2\theta_{0,5}$ . (Ответ:  $2\theta_{0,5} = 129^\circ$ ).

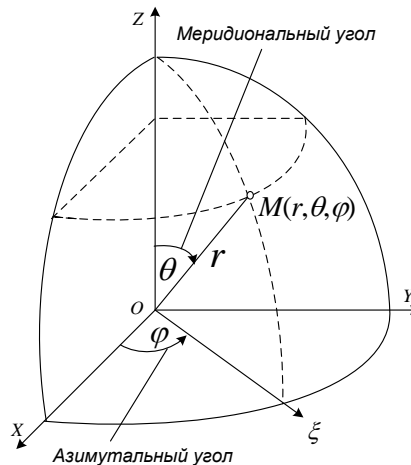


Рис. 5.1

2. Антенна расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1. Характеристика направленности антенны описывается функцией  $f(\theta, \varphi) = 1 + \cos \theta$ . Построить нормированную диаграмму направленности этой антенны по мощности в полярной системе координат и определить ширину диаграммы по уровню половинной мощности  $2\theta_{0,5}$ . (Ответ:  $2\theta_{0,5} = 129^\circ$ ).

3. Антенна расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1. Характеристика направленности антенны описывается функцией  $f(\theta, \varphi) = [\cos(1,25\pi \cos \varphi \sin \theta) - \cos(1,25\pi)] / \sqrt{1 - (\cos \varphi)^2 (\sin \theta)^2}$ . Для плоскости  $\varphi = \text{const} = 0^\circ$  построить нормированную диаграмму направленности этой антенны в прямоугольной системе координат с логарифмическим масштабом. Определить ширину диаграммы по уровню половинной мощности  $2\theta_{0,5}$ . (Ответ:  $2\theta_{0,5} = 32,6^\circ$ ).

4. Антенна расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1. Характеристика направленности антенны описывается функцией  $f(\theta, \varphi) = [\cos(1,25\pi \sin \varphi \sin \theta) - \cos(1,25\pi)] / \sqrt{1 - (\sin \varphi)^2 (\sin \theta)^2}$ . Для плоскости  $\varphi = \text{const} = 90^\circ$  построить нормированную диаграмму направленности этой антенны в полярной системе координат и определить уровни 1-го бокового лепестка  $\xi_1$ . (Ответ: 0,304).

5. Антенна расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1. Характеристика направленности антенны описывается функцией  $f(\theta, \varphi) = [\cos(1,25\pi \cos \theta) - \cos(1,25\pi)]/\sin \theta$ . Построить нормированную диаграмму направленности этой антенны в полярной системе координат и определить уровни всех боковых лепестков в децибелах  $\xi$ . (Ответ:  $\xi = -10,3$  дБ).

6. Антенна расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1. Характеристика направленности антенны описывается функцией  $f(\theta, \varphi) = \sqrt{1 - (\cos \varphi)^2 (\sin \theta)^2}$ . Для плоскости  $\varphi = \text{const} = 0^\circ$  построить нормированную диаграмму направленности этой антенны в прямоугольной системе координат с логарифмическим масштабом. Определить ширину диаграммы по уровню половинной мощности  $2\theta_{0,5}$ . (Ответ:  $2\theta_{0,5} = 90,0^\circ$ ).

7. Антенна расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1. Характеристика направленности антенны описывается функцией  $f(\theta, \varphi) = \sqrt{1 - (\sin \varphi)^2 (\sin \theta)^2}$ . Для плоскости  $\varphi = \text{const} = 90^\circ$  построить нормированную диаграмму направленности этой антенны в прямоугольной системе координат с логарифмическим масштабом. Определить ширину диаграммы по уровню нулевого излучения  $2\theta_0$ . (Ответ:  $2\theta_0 = 180^\circ$ ).

8. Антенна расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1. Характеристика направленности антенны описывается функцией  $f(\theta, \varphi) = \sin[n\pi \cos \varphi \sin \theta/4]/\sin(\pi \cos \varphi \sin \theta/4)$ . Для плоскости  $\varphi = \text{const} = 0^\circ$  и  $n = 8$  построить нормированную диаграмму направленности этой антенны в прямоугольной системе координат с логарифмическим масштабом. Определить уровень 1-го бокового лепестка  $\xi_1$ . (Ответ:  $\xi_1 = -12,8$  дБ).

9. Антенна расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1. Характеристика направленности антенны описывается функцией  $f(\theta, \varphi) = \sin[n\pi \sin \varphi \sin \theta/4]/\sin(\pi \sin \varphi \sin \theta/4)$ . Для плоскости  $\varphi = \text{const} = 90^\circ$  и  $n = 10$  построить нормированную диаграмму направленности этой антенны в прямоугольной системе координат. Определить ширину диаграммы по уровню нулевого излучения  $2\theta_0$  и уровень 2-го бокового лепестка  $\xi_2$ . (Ответ:  $\xi_2 = 0,14$ ).

10. Антенна расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1. Характеристика направленности антенны описывается функцией  $f(\theta, \varphi) = \sin[n(\pi \cos \varphi \sin \theta - \psi)/4]/\sin(\pi \cos \varphi \sin \theta - \psi)/4$ . Для плоскости  $\varphi = \text{const} = 0^\circ$ ,  $\psi = 30^\circ$  и  $n = 6$  построить нормированную диаграмму направленности этой антенны по мощности в прямоугольной системе координат с логарифмическим масштабом. Определить уровни всех боковых лепестков  $\xi_n$ . (Ответ:  $\xi_1 = -28,5$  дБ,  $\xi_2 = -24,9$  дБ,  $\xi_3 = -24,9$  дБ).

11. Определить КНД в направлении максимального излучения для антенны, которая расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1, и имеет характеристику направленности  $f(\theta, \varphi) = 1 + \cos \theta$ . (Ответ: 3,0).



12. Определить КНД в направлении максимального излучения для антенны, которая расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1, и имеет характеристику направленности  $f(\theta, \varphi) = \sqrt{1 - (\cos \varphi)^2 (\sin \theta)^2}$ . (Ответ: 1,5).

13. Определить КНД в направлении максимального излучения в децибелах для антенны, которая расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1, и имеет характеристику направленности  $f(\theta, \varphi) = \sqrt{1 - (\sin \varphi)^2 (\sin \theta)^2}$ . (Ответ: 1,5).

14. Для антенны, которая расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1, и имеет характеристику направленности  $f(\theta, \varphi) = [\cos(1,25\pi \cos \varphi \sin \theta) - \cos(1,25\pi)] / \sqrt{1 - (\cos \varphi)^2 (\sin \theta)^2}$ , определить КНД в децибелах  $D$  в направлении  $\varphi = 10^\circ$ ,  $\theta = 5^\circ$ . (Ответ:  $D = 4,903$  дБ).

15. Для антенны, которая расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1, и имеет характеристику направленности  $f(\theta, \varphi) = [\cos(1,25\pi \sin \varphi \sin \theta) - \cos(1,25\pi)] / \sqrt{1 - (\sin \varphi)^2 (\sin \theta)^2}$ , определить КНД в децибелах  $D$  в направлении  $\varphi = 5^\circ$ ,  $\theta = 10^\circ$ . (Ответ:  $D = 5,154$  дБ).

16. Для антенны, которая расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1, и имеет характеристику направленности  $f(\theta, \varphi) = \sin[n(\pi \cos \varphi \sin \theta / 4)] / \sin(\pi \cos \varphi \sin \theta / 4)$ , определить КНД в децибелах  $D$  в направлении максимального излучения. (Ответ:  $D = 6,194$  дБ).

17. Для антенны, которая расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1, и имеет характеристику направленности  $f(\theta, \varphi) = \sin[n(\pi \cos \varphi \sin \theta - \psi) / 4] / \sin[(\pi \cos \varphi \sin \theta - \psi) / 4]$ , определить КНД в децибелах  $D$  в направлении максимального излучения. (Ответ:  $D = 5,027$  дБ).

18. Рассчитать КБВ в фидере, имеющем волновое сопротивление  $W_\Phi = 300$  Ом, если он подключен к антенне с входным сопротивлением  $Z_{вхА} = 73,1 + j42,5$  Ом. (Ответ: КБВ = 0,239).

19. Рассчитать КСВ в фидере, имеющем волновое сопротивление  $W_\Phi = 600$  Ом, если он подключен к антенне с входным сопротивлением  $Z_{вхА} = 300$  Ом. (Ответ: КСВ = 2,0).

20. Вычислить эффективную площадь  $S_\Sigma$  апертурной антенны, если известны: частота  $f = 10\,000$  МГц и КНД антенны  $D = 40$  дБ. (Ответ:  $S_\Sigma = 0,716$  м<sup>2</sup>).

21. Определить в децибелах максимальный КНД ( $D$ ) антенны, которая расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1, и которая имеет нормированную характеристику направленности  $F(\theta, \varphi) = \text{const}$  в пределах изменения угла  $\theta$  от 0 до  $30^\circ$  и угла  $\varphi$  от 0 до  $360^\circ$ . (Ответ:  $D = 11,74$  дБ).

22. Определить в децибелах максимальный КНД ( $D$ ) антенны, которая расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1, и которая имеет нормированную характеристику направленности  $F(\theta, \varphi) = \text{const}$  в пре-

делах изменения угла  $\theta$  от  $85^\circ$  до  $105^\circ$  и угла  $\varphi$  от  $0$  до  $360^\circ$ . (Ответ:  $D = 7,62$  дБ).

23. Определить в децибелах максимальный КНД ( $D$ ) антенны, которая расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1, и которая имеет нормированную характеристику направленности  $F(\theta, \varphi) = \text{const}$  в пределах изменения угла  $\theta$  от  $0$  до  $45^\circ$  и угла  $\varphi$  от  $0$  до  $360^\circ$ . (Ответ:  $D = 8,343$  дБ).

24. Определить в децибелах максимальный КНД ( $D$ ) антенны, которая расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1, и которая имеет нормированную характеристику направленности  $F(\theta, \varphi) = \text{const}$  в пределах изменения угла  $\theta$  от  $45$  до  $135^\circ$  и угла  $\varphi$  от  $0$  до  $360^\circ$ . (Ответ:  $D = 1,505$  дБ).

25. Определить значение модуля э.д.с.  $e_A$  во входной цепи приемника, подключенного к антенне, если амплитуда напряженности электрического поля  $E$  равна  $100$  мкВ/м, а действующая длина приемной антенны  $l_D$  равна  $1,5$  м. (Ответ:  $e_A = 150$  мкВ).

26. Определить максимальную амплитуду напряжения  $U$  во входной цепи приемника, согласованного с приемной антенной, если амплитуда напряженности электрического поля  $E$  равна  $100$  мкВ/м, а действующая длина приемной антенны  $l_D$  равна  $1,5$  м. (Ответ:  $U = 75$  мкВ).

27. Определить максимальную мощность  $P$ , которая может выделиться на сопротивлении нагрузки приемника, подключенного к апертурной антенне, если на частоте  $4$  ГГц амплитуда напряженности электрического поля  $E$  равна  $1000$  мкВ/м, а КНД антенны  $D$  равен  $30$  дБ. (Ответ:  $P = 1,188$  мкВт).

28. Определить максимальную мощность  $P$ , которая может выделиться в сопротивлении нагрузки приемника, подключенного к апертурной антенне, если амплитуда напряженности электрического поля  $E$  равна  $1000$  мкВ/м, а геометрическая площадь апертуры антенны  $S$  равна  $0,448$  м<sup>2</sup>. (Ответ:  $P = 1,188$  мкВт).

29. Коэффициент усиления антенны  $8$  дБ, а коэффициент направленного действия  $10$  дБ. Рассчитать сопротивление потерь этой антенны при сопротивлении излучения  $4$  Ом. (Ответ:  $2,34$  Ом).

30. Коэффициенты направленного действия антенны равен  $13$  дБ, сопротивление излучения антенны  $16$  Ом, сопротивление потерь  $4$  Ом. Рассчитать коэффициент усиления этой антенны  $G$ . (Ответ:  $G = 16$ ).

## 5.2. Примеры решения задач

**Задача 1.** В системе координат, приведенной на рис. 5.1, характеристика направленности некоторой антенны описывается функцией  $f(\theta, \varphi) = \sin(3\pi \sin \varphi \sin \theta) / 1,5\pi \sin \varphi \sin \theta$ . (5.1)

Для плоскости  $\varphi = \text{const} = 90^\circ$  построить нормированную диаграмму направленности этой антенны в полярной системе координат и прямоугольной системе координат с логарифмическим масштабом.

### Решение задачи

Заданная характеристика направленности при  $\varphi = \text{const} = 90^\circ$  зависит только от угла  $\theta$ . Запишем выражение для нормированной характеристики направленности в виде:

$$F(\theta) = (1/f(\theta_{гл})) \sin(3\pi \sin \theta) / 1,5\pi \sin \theta, \quad (5.2)$$

где

$f(\theta_{гл})$  – значение ненормированной функции  $f(\theta)$  в направлении  $\theta = \theta_{гл}$ , соответствующем её главному максимуму.

На рис. 5.2 показана возможная последовательность решения задачи и представлены результаты расчета требуемых диаграмм направленности. Расчеты выполнены с применением пакета программ [4].

**Mathcad - [Рис 5.1.xmcd]**

File Edit View Insert Format Tools Symbolics Window Help

Normal Arial 10 B I U

### Решение задачи 1

1. Задать дискретный аргумент  $N := 360 \quad i := 1, 2..N \quad \theta_i := \frac{\pi}{N} \cdot i$
2. Вычислить максимальное значение ненормированной характеристики направленности (см. формулу (5.1))
 
$$f_i := \frac{\sin(3\pi \cdot \sin(\theta_i))}{(1.5\pi \cdot \sin(\theta_i))}$$
3. Определить максимальное значение функции  $M := \max(f)$   $M = 2$
4. Вычислить нормированную характеристику направленности
 
$$\theta := 0.01 \cdot \text{deg}, 1 \cdot \text{deg}..360 \cdot \text{deg} \quad F(\theta) := \frac{1}{M} \cdot \left| \frac{\sin(3\pi \cdot \sin(\theta))}{(1.5\pi \cdot \sin(\theta))} \right|$$
5. Построить нормированную характеристику направленности:

- в полярной системе координат

- в прямоугольной системе координат с логарифмическим масштабом

Press F1 for help. AUTO NUM Page 1

пуск УП АФУ 2011 Парам... 15 текст.доск - Мис... Mathcad - [Рис 5.1.xmcd] RL 19:59

Рис. 5.2

**Задача 2.** В системе координат, приведенной на рис. 5.1, нормированная характеристика направленности некоторой антенны описывается функцией  $F(\theta) = [\cos(1,4\pi \cos \theta) - \cos 1,4\pi] / (1 - \cos 1,4\pi) \sin \theta$ . Определить число боковых лепестков и их уровни в децибелах. Определить ширину главного лепестка диаграммы направленности по уровню нулевого излучения  $2\theta_0$  и по уровню половинной мощности  $2\theta_{0,5}$ .

### Решение задачи

Расчет и построение нормированной диаграммы направленности проводится по методике, изложенной в задаче 1 (см. рис.5.2). Поскольку характеристика направленности задана в нормированном виде, то необходимость в определении максимального значения функции отпадает ( $M = 1$ ). Результаты расчета диаграммы направленности, выполненные с применением пакета программ Mathcad 14 [6], приведены на рис. 5.3.

Диаграмма построена в полярной системе координат. По диаграмме определяем, что число боковых лепестков равно четырем.

На рис. 5.4 приведена та же диаграмма  $F(\theta)$ , но построенная в прямоугольной (декартовой) системе координат с логарифмическим масштабом по оси ординат. По этой диаграмме удобно определить уровень боковых лепестков в децибелах:  $\xi = -2,0$  дБ.

На рис. 5.5 вновь приведена диаграмма  $F(\theta)$ , но построенная уже в прямоугольной системе координат с линейным масштабом по оси ординат. По этой диаграмме очень просто определить ширину диаграммы направленности по уровню нулевого излучения  $2\theta_0 = 50^\circ$  и по уровню половинной мощности  $2\theta_{0,5} = 24^\circ$ . Напомним, что ширина диаграммы  $2\theta_0$  определяется по уровню нулевого (минимального) излучения в границах основного (главного) лепестка. Ширина диаграммы направленности  $2\theta_{0,5}$  определяется в границах главного лепестка на уровне  $F(\theta) = 0,707$ .

Следует понимать, что для решения рассматриваемой задачи не обязательно строить три диаграммы. Ответ на все поставленные вопросы можно дать с использованием любого из трех представлений диаграммы направленности (рис. 5.3 – рис. 5.5).

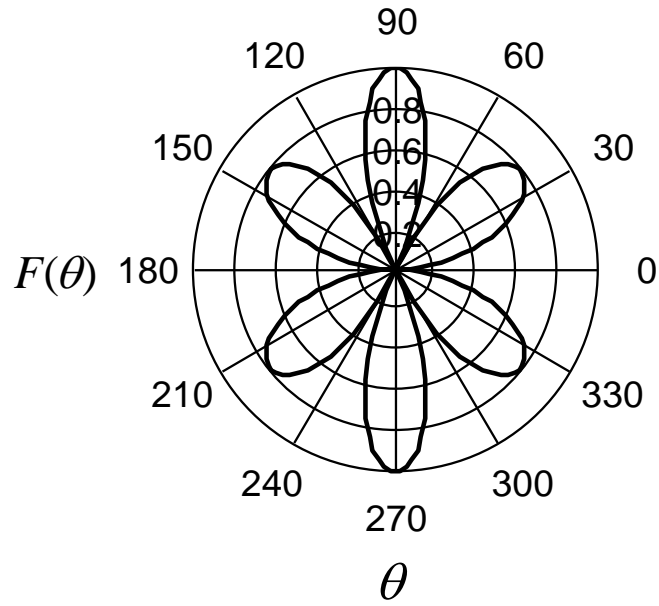


Рис. 5.3

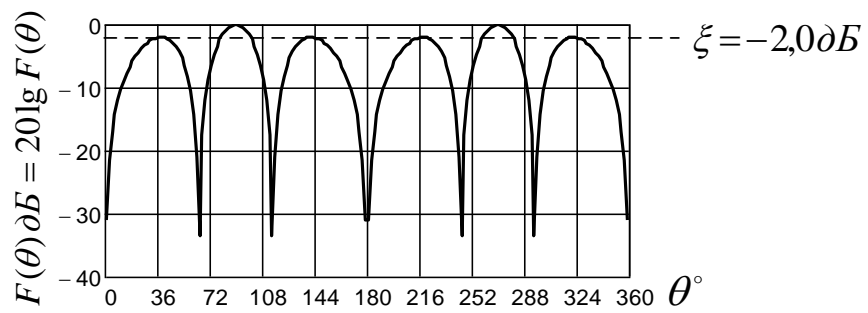


Рис. 5.4

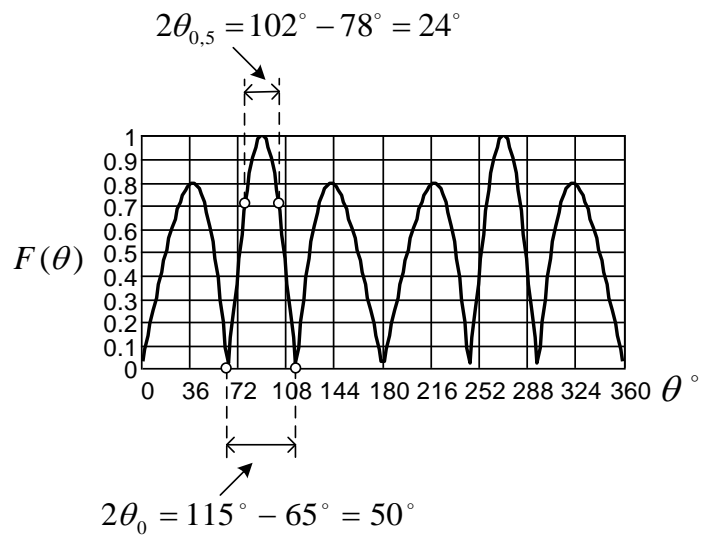


Рис. 5.5

**Задача 3.** В системе координат, приведенной на рис. 5.1, ненормированная характеристика направленности некоторой антенны описывается функцией  $f(\theta, \varphi) = \sin(3\pi \sin \theta \cos \varphi) / \sin(\pi \sin \theta \cos \varphi / 2)$ . Определить значения КНД в направлении максимального излучения и в направлении, заданном углами  $\theta = 5^\circ, \varphi = 5^\circ$ .

#### Решение задачи

Решение задачи с применением пакета программ Mathcad 14 [6], приведены на рис. 5.6.

**Задача 4.** Определить в децибелах максимальный КНД ( $D$ ) антенны, которая расположена в центре системы координат, приведенной на рис. 5.1, и которая имеет нормированную характеристику направленности  $F(\theta, \varphi) = const$  в пределах изменения угла  $\theta$  от  $10^\circ$  до  $20^\circ$  и угла  $\varphi$  от  $0$  до  $360^\circ$ .

#### Решение задачи

Для расчета КНД воспользуемся формулой (2.13)

$$D_{\text{макс}} = 4\pi / \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi. \quad (5.3)$$

Из условия задачи  $F(\theta, \varphi) = const$  следует: первое — нормированная характеристика направленности не зависит от угла  $\varphi$ , второе — в пределах угла  $\theta$  от  $10^\circ$  до  $20^\circ$  нормированная характеристика направленности  $F(\theta) = 1$ .

С учетом этого формулу (5.3) можно записать в следующем виде

$$D_{\text{макс}} = 4\pi / \int_0^{2\pi} \int_{\pi/18}^{\pi/9} \sin \theta d\theta d\varphi. \quad (5.4)$$

Применив пакет программ [4] к формуле (5.4), получим  $D_{\text{макс}} = 44,33$ . Для перехода к децибельной мере КНД следует применить формулу (2.15):

$$D_{\text{дБ}} = 10 \lg D_{\text{макс}} = 16,47 \text{ дБ}.$$

Mathcad - Рис 5.6КНД

File Edit View Insert Format Tools Symbolics Window Help

Normal Arial 10

Рис 5.6КНД

### Расчет КНД по заданной характеристике направленности

1. Задать ненормированную характеристику направленности  $f1(\theta, \varphi) := \frac{\sin(3 \cdot \pi \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\varphi))}{\sin\left[\frac{\pi \cdot (\sin(\theta) \cdot \cos(\varphi))}{2}\right]}$
2. Задать дискретные аргументы  $i := 0, 1 \dots 360$   $\varphi_i := \frac{2 \cdot \pi \cdot i}{360}$   $j := 0, 1 \dots 180$   $\theta_j := \frac{2 \cdot \pi \cdot j}{360}$
3. Вычислить максимальное значение ненормированной характеристики направленности  $F_{\max, i} := \left| \frac{\sin(3 \cdot \pi \cdot \sin(\theta_j) \cdot \cos(\varphi_i))}{\sin\left[\frac{\pi \cdot (\sin(\theta_j) \cdot \cos(\varphi_i))}{2}\right]} \right|$   $M := \max(F)$   $M = 6$
4. Вычислить КНД в направлении максимального излучения  $D1 := \frac{4 \cdot \pi \cdot M^2}{\int_0^{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} (f1(\theta, \varphi))^2 \cdot \sin(\theta) \, d\theta \, d\varphi}$   $D1 = 6$
5. Задать нормированную характеристику направленности  $F1(\theta, \varphi) := \frac{f1(\theta, \varphi)}{M}$
6. Вычислить КНД в заданном направлении  $\theta=5$  градусов,  $\varphi=5$  градусов  $D2 := D1 \cdot F1(5 \cdot \text{deg}, 5 \cdot \text{deg})^2$   $D2 = 4.805$

Calculator

Greek

Press F1 for help.

Пуск УП АФУ 2011 Параметры 15 текст - Microsoft Word Mathcad - Рис 5.6КНД

AUTO NUM Page 1

9:10

Рис. 5.6



## 6. ВОПРОСЫ И ЗАДАНИЯ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

1. Перечислите основные элементы структурной схемы линии радиосвязи и сформулируйте назначение каждого из них.
2. Дайте определение коэффициента полезного действия передающей антенны.
3. Дайте определения амплитудной характеристики направленности и амплитудной диаграммы направленности.
4. Чем отличаются ненормированная диаграмма направленности от нормированной?
5. Назовите достоинства и недостатки изображения диаграммы направленности в полярной системе координат.
6. Назовите достоинства и недостатки изображения диаграммы направленности в прямоугольной (декартовой) системе координат.
7. Назовите достоинства и недостатки изображения диаграммы направленности в прямоугольной системе координат с логарифмическим масштабом.
8. В чем отличие диаграммы направленности антенны «по полю» от диаграммы направленности «по мощности»?
9. Поясните физический смысл параметров «ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности» и «ширина диаграммы направленности по уровню нулевого излучения».
10. Дайте определение коэффициента направленного действия передающей антенны.
11. Дайте определение коэффициента усиления передающей антенны.
12. В чем состоит принципиальная разница между коэффициентами направленного действия и усиления передающей антенны?
13. Дайте определение входного сопротивления передающей антенны.
14. Какие волновые режимы могут иметь место в фидере, чем они определяются?
15. Поясните физический смысл коэффициентов бегущей и стоячей волны. В каких пределах могут меняться их значения?
16. Что понимается под согласованием фидера с передающей антенной?
17. Назовите виды поляризации электромагнитного поля излучения передающей антенны.

18. Поясните физический смысл параметров передающей антенны: эффективная площадь, коэффициент использования поверхности апертуры, действующая длина.
19. Каким параметром характеризуется электрическая прочность передающей антенны и её фидера?
20. Дайте определение рабочей полосы частот антенны.
21. Поясните физическую природу источника электродвижущей силы в эквивалентной схеме приемной антенны.
22. Поясните значение принципа взаимности для теории и практики антенн.
23. Дайте определение коэффициента направленного действия приемной антенны.
24. Дайте определение коэффициента усиления приемной антенны.
25. Поясните смысл параметра приемной антенны «шумовая температура».
26. В чем заключается антенный эффект фидеров передающих и приемных антенн?

## ЛИТЕРАТУРА

1. *ГОСТ 24375 – 80*. Радиосвязь. Термины и определения.
2. *Ерохин Г.А., Чернышев О.В., Козырев Н.Д., Кочержевский В.Г.* Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн. Учебник для вузов/ Под ред. *Г.А. Ерохина*. 3-е издание — М.: Горячая линия — Телеком, 2007. — 491 с.: ил.
3. *Нефедов Е.И.* Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства. Учебное пособие для студентов высш. учеб. заведений/. — М.: Издательский центр «Академия», 2010. — 320 с.: ил.
4. *Очков В.Ф.* Mathcad 14 для студентов и инженеров: русская версия. — СПб.: БХВ-Петербург, 2009. — 512 с.: ил.
5. *Бакалов В.П., Дмитриков В.Ф., Крук Б.И.* Основы теории цепей. Учебник для вузов/ Под ред. *В.П. Бакалова*. 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 2000. — 588 с.: ил.
6. *Пименов Ю.В., Вольман В.И., Муравцов А.Д.* Техническая электродинамика. Учебное пособие для вузов /Под ред. *Ю.В. Пименова*. — М.: Радио и связь, 2000. — 536 с.

7. Айзенберг Г.З., С.П. Белоусов, Э.М. Журбенко и др. Коротковолновые антенны /Под ред. Г.З. Айзенберга. 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1985. — 536 с.: ил.

8. Сподобаев Ю.М., Кубанов В.П. Основы электромагнитной экологии. — М.: Радио и связь, 2000. — 240 с.

9. Бузов А.Л., Кольчугин Ю.И., Кубанов В.П., Сподобаев Ю.М. и др. Определение плотности потока энергии электромагнитного поля в местах размещения радиосредств, работающих в диапазоне частот 300 МГц – 300 ГГц. Методические указания МУК 4.3.1167 – 02. / – М.: Минздрав России, 2002. — 80 с.

10. Сомов А.М., Старостин В.В., Кабетов Р.В. Антенно-фидерные устройства. — М.: Горячая линия – Телеком, 2011. — 404 с. ил.

**В.П. Кубанов**

**АНТЕННЫ И ФИДЕРЫ —  
НАЗНАЧЕНИЕ И ПАРАМЕТРЫ**

Подписано в печать: ..... 2012  
Тираж: 110 экз. Усл. печ.л. 3.15. Зак. ....

---

Отпечатано в в издательстве учебной и научной литературы  
Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики  
443090, г. Самара, Московское шоссе, 77.  
т. (846) 228-00-44