

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ЕЛЕЦКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ И.А. БУНИНА»

И. В. Пешков

И.А.Бунина

**ОСНОВЫ
АНТЕННОЙ ТЕХНИКИ**
(НАПРАВЛЕНИЕ «РАДИОТЕХНИКА»)

Курс лекций

Елец – 2023

УДК 621.396.61

ББК 32.848

П 23

Размещено на сайте по решению редакционно-издательского совета
Елецкого государственного университета имени И.А. Бунина
от 22. 02. 2023 г., протокол № 1

Рецензенты:

С.Ю. Радин, кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой
технологических процессов в машиностроении и акроинженерии
Елецкого государственного университета им. И.А. Бунина;

А.В. Новиков, руководитель отдела технической
поддержки ООО «АйТи-НЭТ»

И.В. Пешков

П 23 Основы антенной техники (направление «Радиотехника»): курс лекций.
– Елец: Елецкий государственный университет им.
И.А. Бунина, 2023. – 81 с.

В книге представлены лекционные материалы по дисциплине «Основы антенной техники». По каждой теме даются основные теоретические положения.

Книга предназначена для студентов, обучающихся по направлению подготовки «Радиотехника».

УДК 621.396.61
ББК 32.848

© Елецкий государственный
университет им. И.А. Бунина, 2023

ВВЕДЕНИЕ

Антенны смело можно назвать электронным зрением и слухом, наблюдающим за миром. Они являются важной, неотъемлемой частью нашей цивилизации. Антенна – это устройство, которое преобразует электрическую энергию в радиоволны и наоборот. Радиопередатчик подает на клеммы антенны переменный электрический ток радиочастоты, а антенна излучает энергию тока в виде электромагнитных волн (радиоволн). При приеме антенна перехватывает часть мощности электромагнитной волны, чтобы создать на ее клеммах небольшое напряжение, которое подается на приемник для усиления.

Название заимствовано из зоологии, где латинское слово «antennae» используется для обозначения длинных тонких усиков, которыми обладают многие насекомые. Антенны используются в таких системах, как радиовещание, телевидение, двусторонняя радиосвязь, приемники связи, радары, сотовые телефоны и спутниковая связь, а также в других устройствах, таких как устройства открывания ворот, беспроводные микрофоны, беспроводной компьютер, сети и RFID-метки на товарах.

Данное учебно-методическое пособие представляет собой осмысленный, переработанный, информативный и простой для понимания сборник лекций по дисциплине «Основы антенной техники», которые являются вводными для усвоения на базовом уровне принципов функционирования, обслуживания и разработки устройств беспроводной радиосвязи, в том числе телекоммуникационной, имеющих в своём составе антенны различной конструкции. Пособие предназначено для студентов бакалавриата по направлению «11.03.01 Радиотехника».

1. ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН

1.1. Роль и назначение антенн при передаче и приеме

Связь между передающей и приемной радиостанциями осуществляется с помощью электромагнитных волн, излучаемых передатчиком и улавливаемых приемником. В передающую радиостанцию энергия поступает обычно от сети переменного тока (рис. 1.1, а).

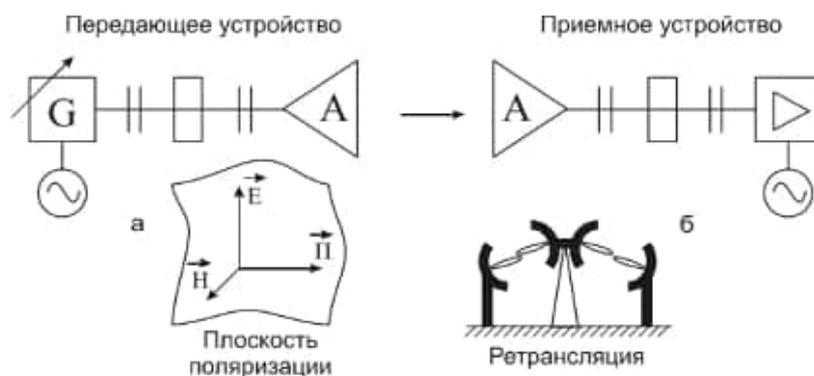


Рис. 1. Место антенн в радио

Чтобы превратиться в энергию излучаемых радиоволн, первичная энергия предварительно преобразуется в энергию токов высокой частоты; эти токи модулируют, т.е. их амплитуду, фазу или частоту определенным образом видоизменяют под воздействием передаваемого сигнала. Модулированные токи высокой частоты (ВЧ) поступают в антенну, которая и преобразует их в энергию электромагнитных волн (радиоволн) соответствующей длины, излучаемых так, чтобы обслужить определенное направление или определенную заданную площадь. Это преобразование энергии должно быть выполнено с наименьшими потерями: антенна должна быть устроена таким образом, чтобы наибольшая часть энергии токов высокой частоты была превращена в энергию электромагнитных волн. Радиоволны должны излучаться не во все стороны, а преимущественно в определенном направлении или в определенной плоскости.

Таким образом, *передающую антенну* можно определить как устройство передающей радиостанции, которое преобразует энергию токов ВЧ в энергию радиоволн с сохранением закона модуляции и излучает радиоволны в пространство в заданном направлении и с заданной поляризацией.

Приемная радиостанция (рис. 1, б) должна воспроизвести закон модуляции волны, излучаемой передающей радиостанцией. Энергия, необходимая для такого воспроизведения, берется от сети переменного тока.

Работа приемной станции осложняется тем обстоятельством, что приемная антенна находится под воздействием не только одной полезной электромагнитной волны, но и радиоволн, создаваемых другими радиостанциями, разрядами атмосферного электричества и промышленными аппаратами. Вредное действие ненужных волн может быть устранено двумя принципиально различными путями: с помощью избирательности по частоте, когда приемник выделяет только узкий спектр частот, необходимый для приема радиоволны интересующей станции; с помощью избирательности по направлению, когда приемная антенна наилучшим образом выделяет лишь электромагнитные волны, приходящие со стороны передающей радиостанции.

Таким образом, *приемную антенну* можно определить как устройство, которое совершает обратное преобразование энергии радиоволн в энергию токов ВЧ, сохраняя закон модуляции, выделяет из помех сигнал, приходящий с заданного направления и обладающий заданной поляризацией [1].

Итак, любая антенна выполняет две функции: преобразование энергии токов ВЧ в энергию радиоволн в режиме передачи или обратное преобразование в режиме приема с сохранением в обоих случаях закона модуляции; излучение радиоволн в заданном направлении и с заданной поляризацией в режиме передачи или выделение из помех радиоволн, приходящих с заданного направления в режиме приема. В табл. 1 приведен перечень основных параметров антенн в соответствии с функциями, которые они характеризуют.

Таблица 1. Параметры антенн

Функция преобразования	Функция излучения	Обе функции
R_{Σ} – сопротивление излучения	$F(\theta, \varphi)$, $F(\theta, \varphi)$ – диаграмма направленности	$A(\theta, \varphi)$, A_m – действующая площадь антенны
R_{Π} – сопротивление потерь	h_d – действующая высота	$Z_A(f)$ – частотная характеристика
Z_A – входное сопротивление	$D(\theta, \varphi)$ – коэффициент направленного действия (КНД), D_m – максимальный КНД	$G(\theta, \varphi)$, G_m – коэффициент усиления
P – полная мощность		$\Psi(\theta, \varphi)$ – фазовая характеристика
η_A – КПД		\dot{p} – поляризационная характеристика
ξ – коэффициент согласования		

Елецкий государственный университет им. Е.А. Булгакова

2. ТИПЫ АНТЕНН

Теперь представим и кратко обсудим некоторые формы различных типов антенн, чтобы получить представление о том, с чем придется столкнуться в оставшейся части пособия.

2.1. Проволочные антенны

Проволочные антенны знакомы обывателю, поскольку их можно увидеть практически повсюду – на автомобилях, зданиях, кораблях, самолетах, космических кораблях и так далее. Существуют различные формы проволочных антенн, например, прямые (дипольные), рамочные и спиральные, которые показаны на рисунке 2. Рамочные антенны могут быть не только круглыми. Они могут иметь форму прямоугольника, квадрата, эллипса или любой другой конфигурации. Круглая петля является наиболее распространенной из-за ее простоты конструкции.

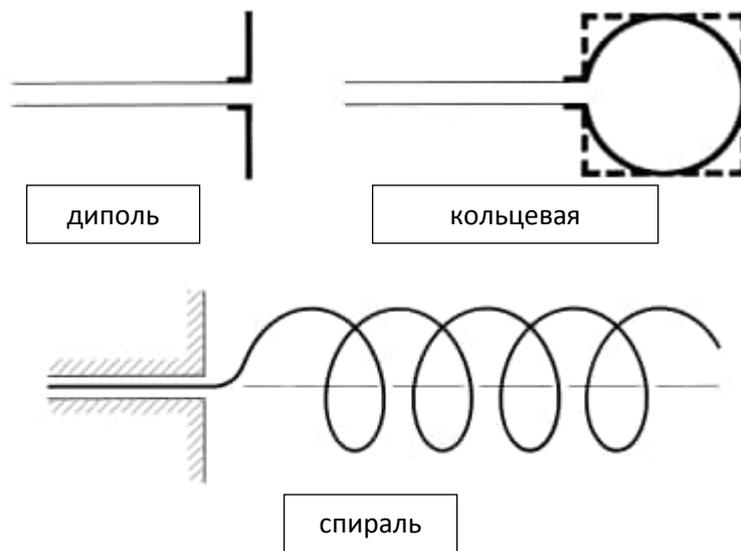


Рис. 2. Проволочные антенны

Апертурные антенны

Антенны с апертурой сегодня могут быть более знакомы непрофессионалу, чем раньше, из-за растущего спроса на более сложные формы антенн и ис-

пользования более высоких частот. Некоторые формы апертурных антенн показаны на рисунке 3. Антенны этого типа очень полезны для самолетов и космических аппаратов, поскольку их можно очень удобно монтировать на одном уровне с обшивкой самолета или космического корабля. Кроме того, они могут быть покрыты диэлектрическим материалом для защиты от опасных условий окружающей среды.

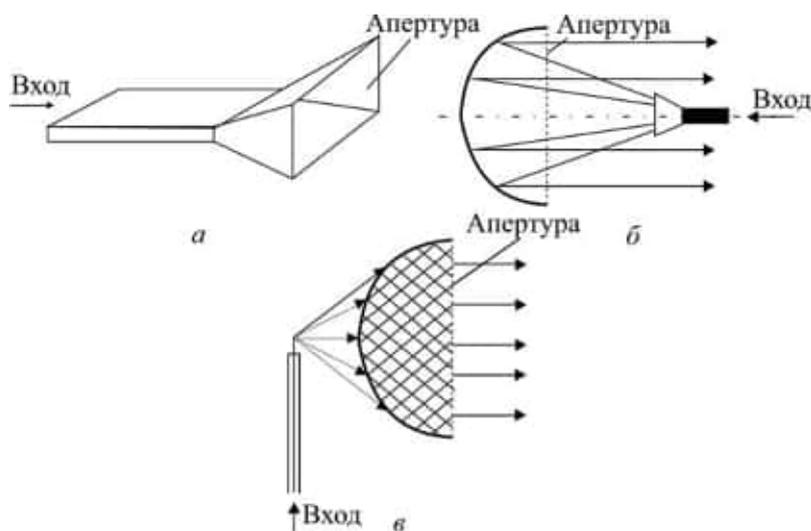


Рис. 3. Апертурные антенны

2.2. Микророскопические антенны

Микророскопические антенны стали очень популярны в 1970-х годах, главным образом для космических применений. Сегодня они используются в государственных и коммерческих телекоммуникационных целях. Эти антенны состоят из металлической пластины на заземленной подложке. Металлическая форма излучателя может иметь множество различных конфигураций, как показано на рисунке 4. Однако прямоугольные и круглые патчи, показанные на рисунке 4, являются наиболее популярными из-за простоты анализа и изготовления, а также их привлекательных радиационных характеристик, особенно низкого излучения кросс-поляризации.

Микрополосковые антенны имеют низкий профиль, подходят для плоских и неплоских поверхностей, просты и недороги в изготовлении с использованием современной технологии печатных плат, механически прочны при установке на жестких поверхностях, совместимы с конструкциями ММІС и очень универсальны с точки зрения резонансной частоты, поляризации, структура и импеданс. Эти антенны можно устанавливать на поверхности высокопроизводительных самолетов, космических кораблей, спутников, ракет, автомобилей и даже портативных мобильных телефонов.

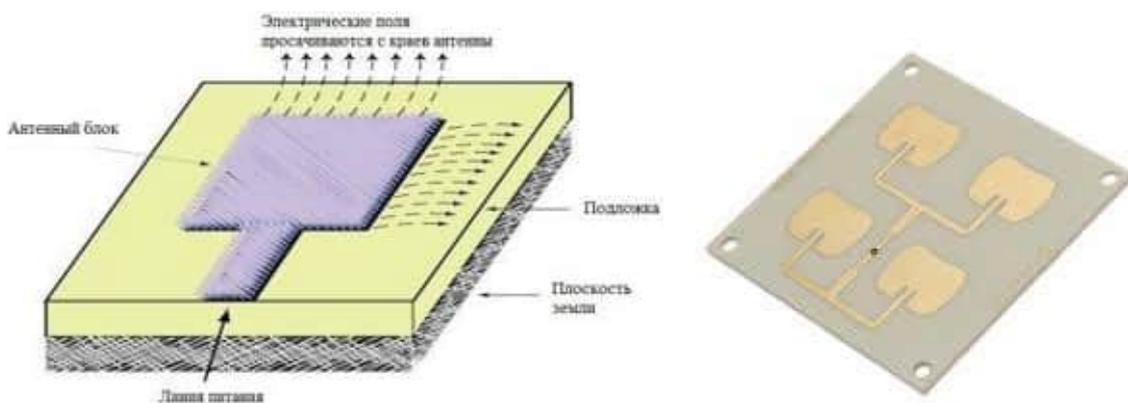


Рис. 4. Микрополосковые антенны

2.3. Антенные решётки

Во многих приложениях требуются характеристики излучения, которые невозможно достичь с помощью одного элемента. Однако возможно, что совокупность излучающих элементов в электрическом и геометрическом расположении (решетке) приведет к желаемым характеристикам излучения. Расположение решетки может быть таким, что излучение от элементов суммируется, образуя максимум излучения в одном направлении или направлениях, минимум в других или иным образом, по желанию. Типичные примеры решёток показаны на рисунке 5. Обычно термин «решётка» используется для обозначения схемы, в которой отдельные излучатели разделены, как показано на рисунках 5.

Однако тот же термин также используется для описания сборки излучателей, установленных на непрерывной конструкции, как показано на рисунке 5, г.

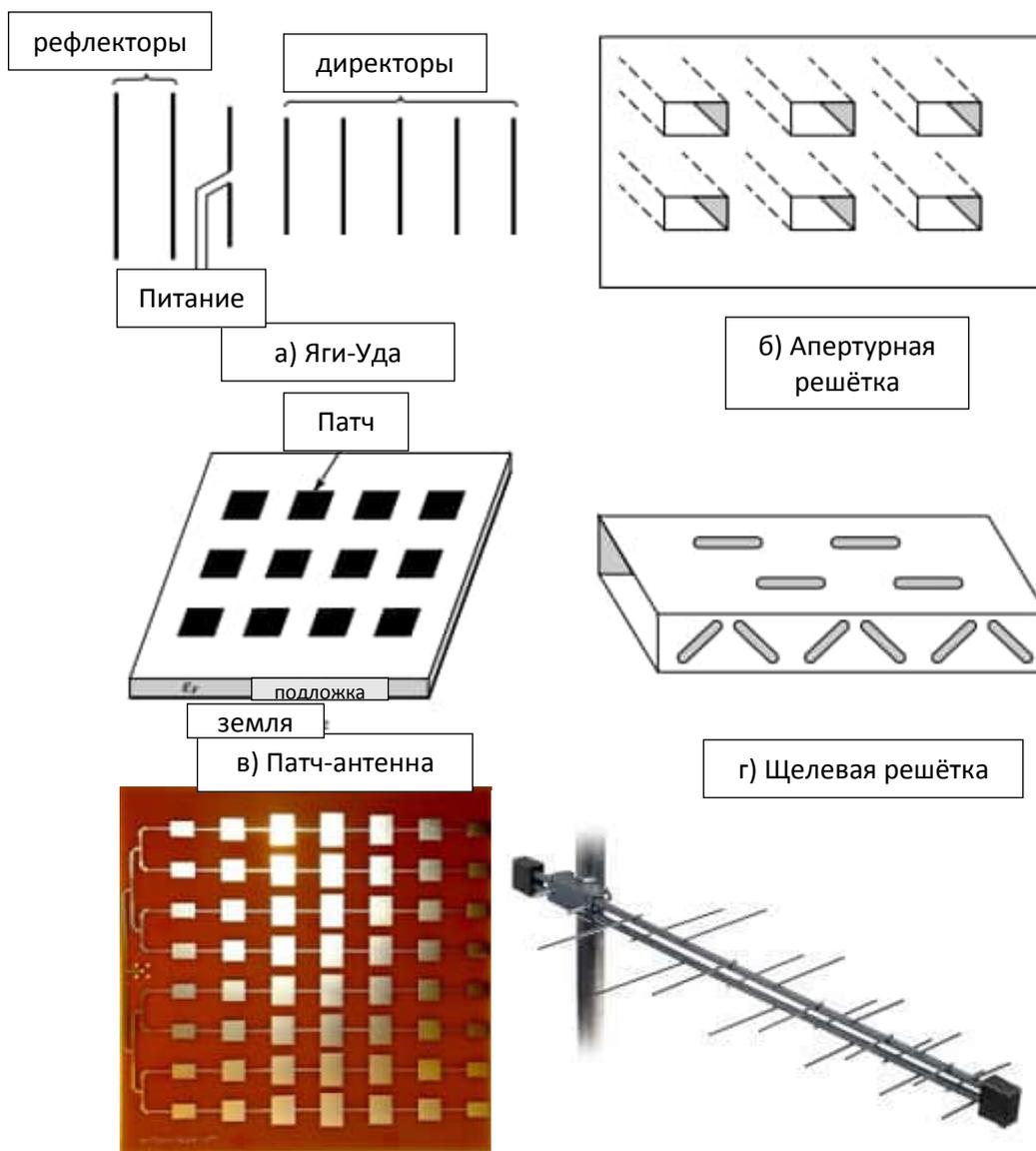


Рис. 5. Антенные решётки

2.4. Рефлекторные антенны

Успехи в освоении космического пространства привели к развитию теории антенн. Из-за необходимости общаться на больших расстояниях приходилось использовать сложные формы антенн для передачи и приема сигналов, которые должны были преодолевать миллионы километров. Очень распространенной формой антенны для такого применения является параболический реф-

латор, показанный на рисунке 6. Антенны этого типа построены диаметром до 305 м. Такие большие размеры необходимы для достижения высокого усиления, необходимого для передачи или приема сигналов после миллионов километров путешествия. Другой формой отражателя, хотя и не столь распространенной, как параболическая, является уголкового отражателя.

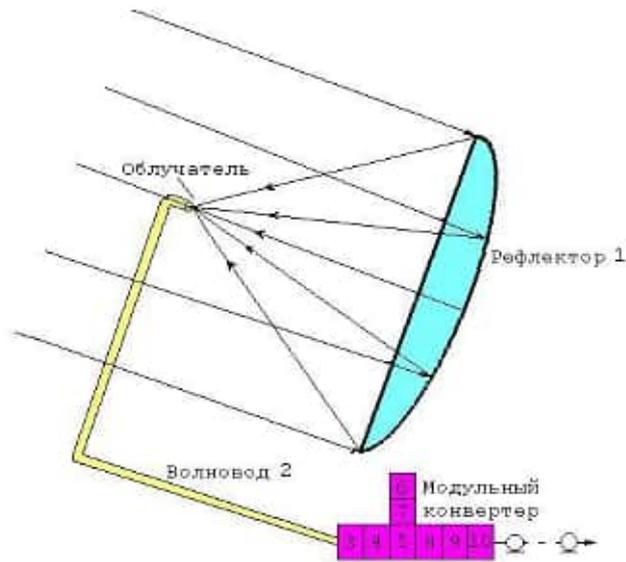


Рис. 6. Рефлекторная антенна

Вопросы к параграфу.

1. Объясните, в чём отличие приёмной антенны от передающей.
2. Объясните, в чём отличие проволочного типа антенны от апертурного.
3. В каком типе антенн происходит суммирование излучения от элементов? В каких задачах такое является преимуществом, а в каких – недостатком?

Елецки

3. ОБРАЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Условием возникновения электромагнитных волн является ускоренное движение электрических зарядов. Так, изменение магнитного поля происходит при изменении тока в проводнике, а изменение тока происходит при изменении скорости зарядов, т.е. при движении их с ускорением. Скорость распространения электромагнитных волн в вакууме, по расчетам Максвелла, должна быть приблизительно равна 300 000 км/с.

Поэтому:

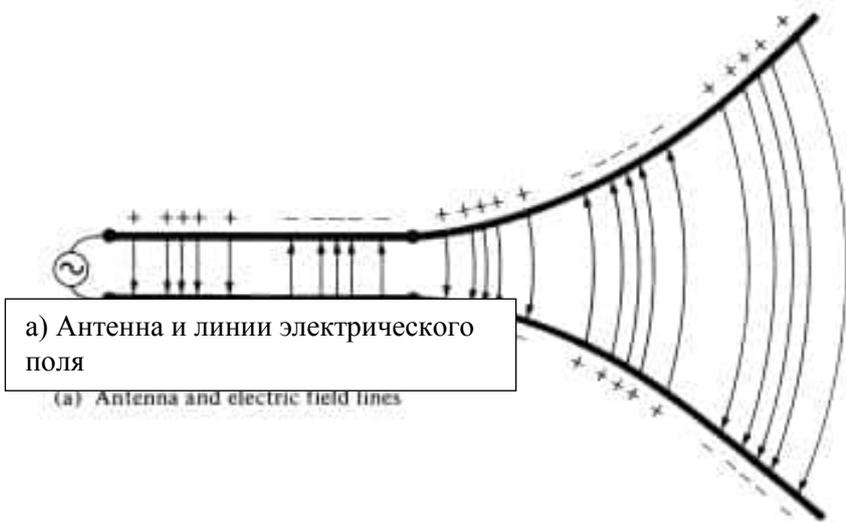
1. Если заряд не движется, ток не создается и излучение отсутствует.
2. Если заряд движется с равномерной скоростью:
 - а. Излучения нет, если провод прямой и бесконечной длины.
 - б. Излучение возникает, если провод изогнут, согнут, прерывист, имеет заделки или усечено.
3. Если заряд колеблется во времени, он излучает, даже если провод прямой.

Приложение напряжения к двухпроводной линии передачи создает электрическое поле между проводниками. Электрическое поле имеет связанные с ним электрические силовые линии, которые касаются электрического поля в каждой точке и их напряженность пропорциональна напряженности электрического поля. Электрические силовые линии имеют тенденцию воздействовать на свободные электроны (легко отделяющиеся от атомов), связанные с каждым проводником, и заставлять их смещаться. Движение зарядов создает ток, который, в свою очередь, создает напряженность магнитного поля. С интенсивностью магнитного поля связаны магнитные силовые линии, касательные к магнитному полю.

Мы признали, что линии электрического поля начинаются с положительных зарядов и заканчиваются отрицательными зарядами. Они также могут начинаться с положительного заряда и заканчиваться на бесконечности, начи-

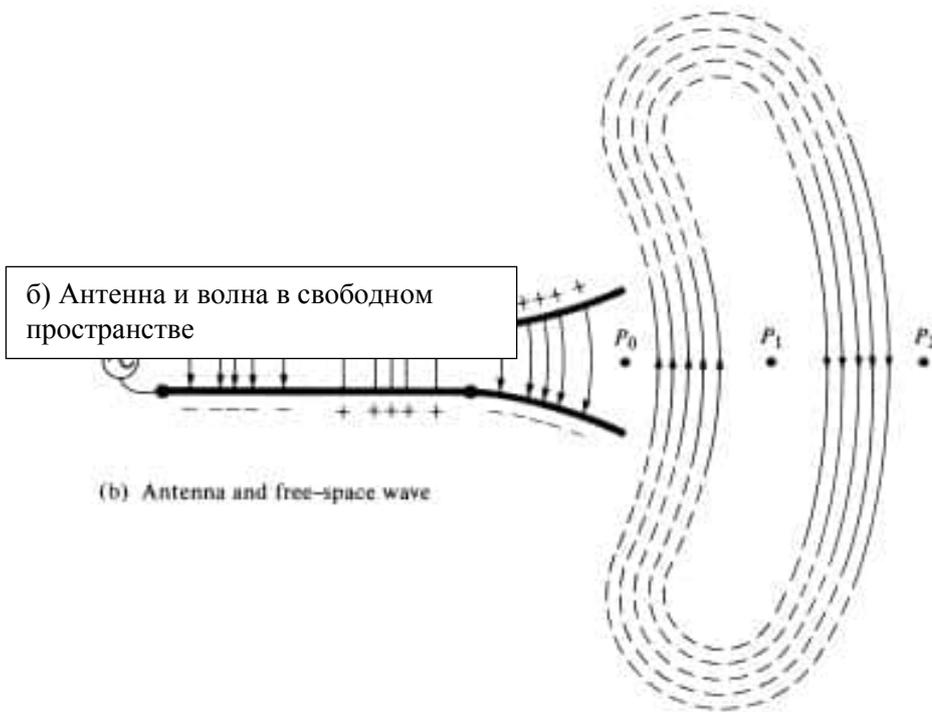
наться с бесконечности и заканчиваться отрицательным зарядом или образовывать замкнутые петли, не начинающиеся и не заканчивающиеся ни при каком заряде. Силовые линии магнитного поля всегда образуют замкнутые петли, окружающие проводники с током, поскольку физически магнитные заряды отсутствуют. В некоторых математических формулировках часто бывает удобно ввести эквивалентные магнитные заряды и магнитные токи, чтобы провести параллель между решениями, включающими электрические и магнитные источники.

Создание изменяющихся во времени электрических и магнитных полей между проводниками образует электромагнитные волны, которые распространяются вдоль линии передачи, как показано на рисунке 7 (а). Электромагнитные волны входят в антенну и связывают с собой электрические заряды и соответствующие токи. Если мы удалим часть конструкции антенны, как показано на рисунке 7 (б), волны в свободном пространстве могут образоваться путем «соединения» открытых концов электрических линий (показаны пунктиром). Волны в свободном пространстве также являются периодическими, но точка P_0 с постоянной фазой движется наружу со скоростью света и преодолевает расстояние $\lambda/2$ (до P_1) за половину периода. Было показано [6], что вблизи антенны точка постоянной фазы P_0 движется быстрее скорости света, но приближается к скорости света в точках, удаленных от антенны (аналогично фазовой скорости внутри прямоугольного волновода). На рисунке 8 показано создание и распространение волн в свободном пространстве вытянутым сфероидом с межфокальным расстоянием $\lambda/2$, где λ – длина волны. Волны в свободном пространстве диполя $\lambda/2$ с центральным питанием, за исключением непосредственной близости от антенны, по существу такие же, как и у вытянутого сфероида.



а) Антенна и линии электрического поля

(a) Antenna and electric field lines



б) Антенна и волна в свободном пространстве

(b) Antenna and free-space wave

Рис. 7. Источник, линия передачи, антенна и отслоение линий электрического поля



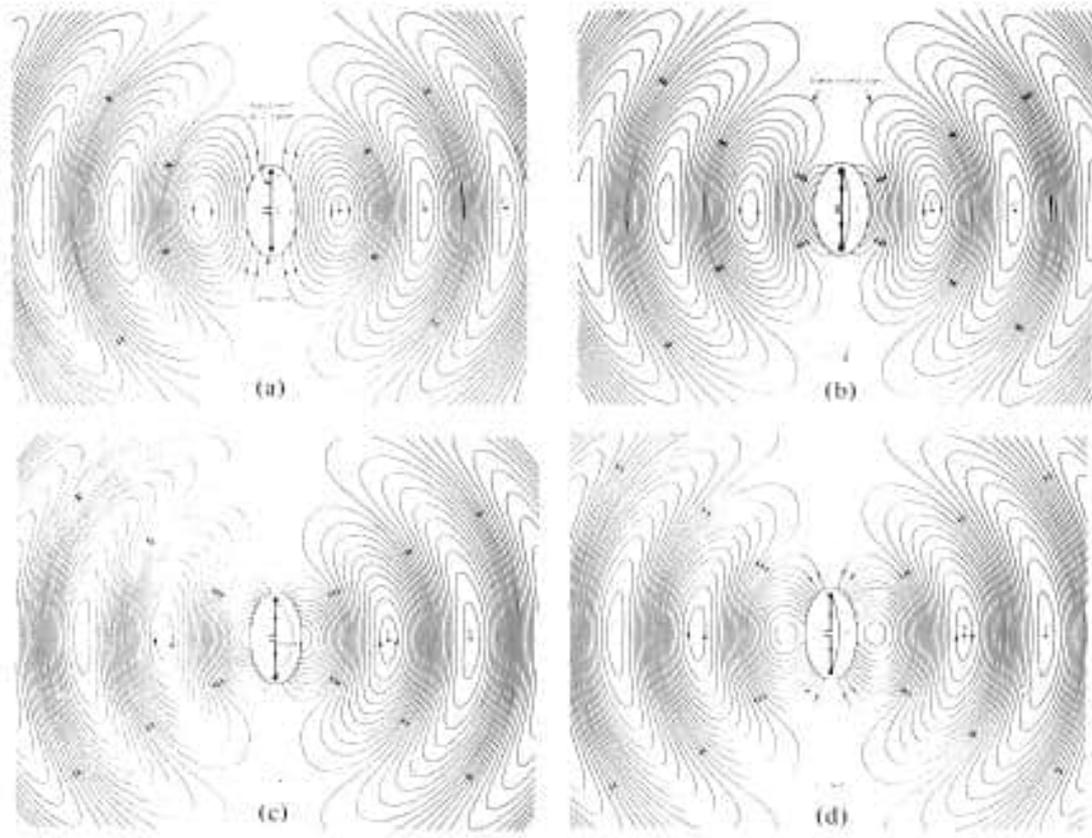


Рис. 8. Линии электрического поля для $\lambda/2$ антенны в моменты времени $t=0, T/8, T/4$ и $3T/8$

Если первоначальное электрическое возмущение источника кратковременно, созданные электромагнитные волны распространяются внутри линии передачи, затем в антенну и, наконец, излучаются как волны в свободном пространстве, даже если электрический источник перестал существовать (как было с волнами на воде и вызывающими их возмущениями). Если электрическое возмущение носит непрерывный характер, электромагнитные волны существуют непрерывно и следуют в своем пути за другими. Это показано на рисунке 9 для биконической антенны.

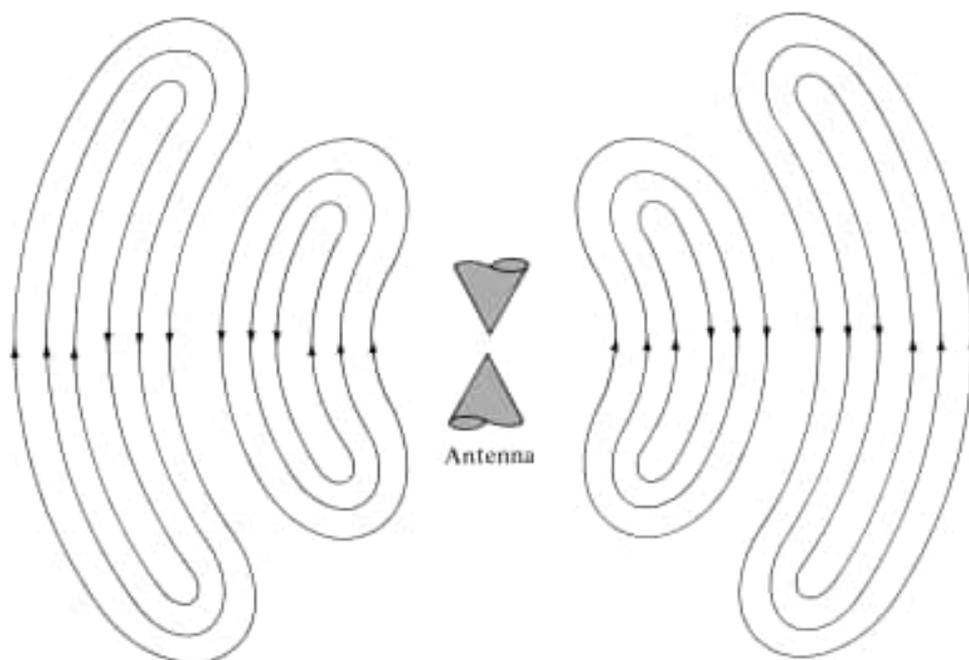


Рис. 9. Линии электрического поля в свободном пространстве для антенны

Когда электромагнитные волны находятся внутри линии передачи и антенны, их существование связано с наличием зарядов внутри проводников. Однако, когда волны излучаются, они образуют замкнутые петли, и нет никаких зарядов, поддерживающих их существование. Это приводит нас к выводу, что электрические заряды необходимы для возбуждения полей, но не необходимы для их поддержания и могут существовать в их отсутствие. Это прямая аналогия с волнами на воде. В свою очередь магнитные поля могут возбуждаться либо движущимися электрическими зарядами (электрическим током), либо переменными электрическими полями.

Изменение индукции магнитного поля с течением времени вызывает появление в окружающем пространстве вихревого электрического поля.

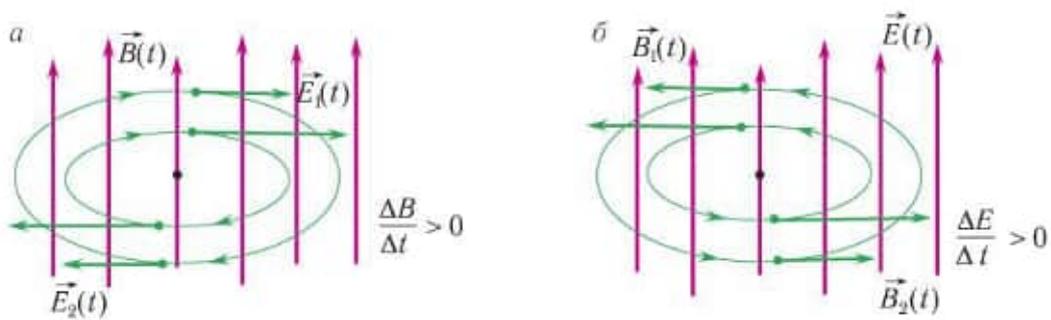


Рис. 10. Переменные электрические (а) и магнитные поля (б), порождающие друг друга

Любое изменение напряженности вихревого электрического поля сопровождается возникновением переменного магнитного поля (рис. 10, б). Далее этот процесс может повторяться «до бесконечности», поскольку поля смогут попеременно воспроизводить друг друга даже в вакууме.

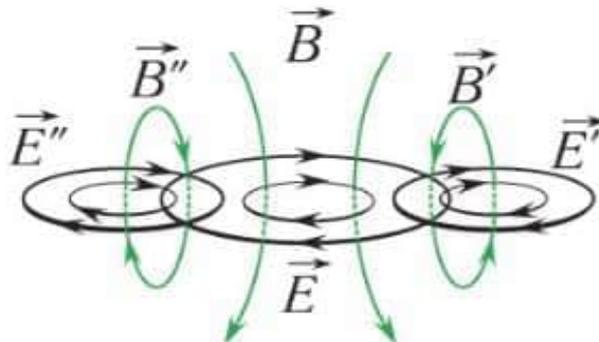


Рис. 11. Образование электромагнитной волны

Таким образом, в вакууме возникает система изменяющихся и взаимно поддерживающих друг друга электрических и магнитных полей, захватывающих все большие и большие области пространства (рис. 11). Совокупность связанных друг с другом периодически изменяющихся электрического и магнитного полей называют переменным электромагнитным полем. Согласно теории Максвелла, электромагнитное поле распространяется в пространстве с конечной скоростью.

Рассмотрим подробнее процесс образования электромагнитного поля в пространстве, окружающем проводник. Пусть в проводнике возбуждены электромагнитные колебания, в результате чего сила электрического тока в нем непрерывно меняется. При ускоренном движении свободных зарядов в проводнике в пространстве вокруг него создается переменное магнитное поле, которое порождает переменное вихревое электрическое поле. Последнее, в свою очередь, вновь вызывает появление переменного магнитного поля уже на большем расстоянии от заряда и т. д. Таким образом, в пространстве вокруг проводника образуются взаимосвязанные электрические и магнитные поля, которые распространяются с течением времени в виде волны.

Электромагнитное поле, распространяющееся в вакууме или в какой-либо среде с конечной скоростью, называется электромагнитной волной (рис. 12).

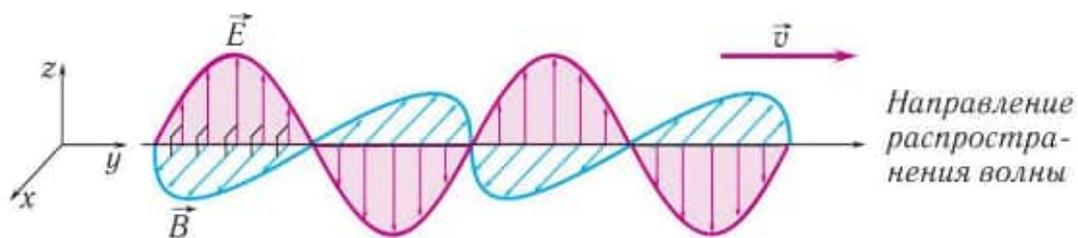


Рис. 12. Изображение электромагнитной волны

Уравнения Максвелла

Уравнения Максвелла описывают распространение электромагнитных волн, генерируемых током или распределением заряда в любой среде. Во временной области уравнения Максвелла имеют вид

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}$$

Номер	Дифференциальная форма	Интегральная форма	Название	Физические факты, вытекающие из уравнений
1.	$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_V$	$\oint_S \vec{D} \cdot d\vec{s} = \int_V \rho_V \cdot dv$	Закон Гаусса для электрического поля	Источником электрического поля являются нагрузки
2.	$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$	$\oint_L \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d\Phi_B}{dt}$	Закон Фарадея	Переменное во времени магнитное поле создает вихревое электрическое поле
3.	$\nabla \cdot \vec{B} = 0$	$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0$	Закон Гаусса для магнитного поля	Магнитное поле является нулевым источником, силовые линии магнитного поля замкнуты
4.	$\nabla \times \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$	$\oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} = I + \frac{d\Phi_D}{dt}$	Обобщенный закон Ампера	Протекающий ток и изменяющееся электрическое поле создают вихревое магнитное поле

где E – электрическое поле в Вольтах на метр [В/м], D – вектор плотности электрического потока в Кулонах на m^2 [Кл/м²], B плотность магнитного потока в Вебере на m^2 [Вт/м²], H магнитное поле в Ампер на метр [А/м], ρ_e распределение электрического заряда в кулонах на m^3 [Кл/м³] и j распределение электрического тока в Амперах на m^2 [А/м²]. Кроме того, уравнение неразрывности обеспечивает связь между электрическим током и распределением заряда:

4. ЗОНЫ ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕНН

Антенны создают сложные электромагнитные (ЭМ) поля как вблизи, так и вдали от антенн. Не все генерируемые электромагнитные поля на самом деле излучаются в пространство. Некоторые поля остаются вблизи антенны и рассматриваются как реактивные ближние поля; во многом так же, как катушка индуктивности или конденсатор является реактивным накопительным элементом в схемах с сосредоточенными элементами. Другие поля излучают и могут быть обнаружены на больших расстояниях. Отличное рассмотрение областей поля антенны дано в [1] и [2]. На рисунке 13 показана простая дипольная антенна с четырьмя антенными областями.

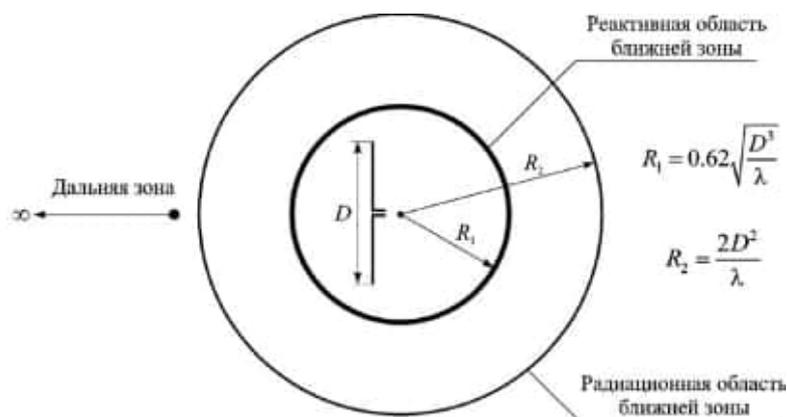


Рис. 13. Зоны излучения антенны

Границы, определенные в вышеприведенных областях, не назначаются произвольно, а являются следствием решения точных полей, окружающих антенну конечной длины. Четыре региона и их границы определяются следующим образом:

4.1. Область антенны

Та область, которая описывает физические границы антенны, называется областью антенны, как это определено формулой

$$R \leq \frac{L}{2}$$

4.2. Реактивная область ближнего поля

Та область, которая содержит реактивную энергию вокруг антенны, называется реактивной областью ближнего поля. Оно представляет собой энергию, накопленную вблизи антенны, которая не излучает и поэтому видна в мнимой части импеданса оконечного устройства антенны. Этот регион определяется

$$R \leq 0.62 \sqrt{\frac{L^3}{\lambda}}$$

4.3. Область Френеля (излучающая ближнее поле)

Та область, которая лежит между реактивной ближней зоной и дальней зоной Фраунгофера, является областью Френеля или излучающей областью ближнего поля. Поле антенны излучает в этой области, но диаграмма направленности меняется по мере удаления от фазового центра из-за того, что составляющие излучаемого поля уменьшаются с разной скоростью. Этот регион определяется

$$0.62 \sqrt{\frac{L^3}{\lambda}} \leq R \leq \frac{2L^2}{\lambda}$$

4.4. Регион Фраунгофера (дальнее поле)

Та область, которая лежит за пределами ближнего поля и где диаграмма направленности не меняется с расстоянием, определяется как область Фраунгофера. Это основная область работы большинства элементарных антенн. Этот регион определяется

$$R \geq \frac{2L^2}{\lambda}$$

Для практических целей в этом тексте обычно предполагается излучение антенны в областях Френеля или Фраунгофера. Если необходимо учитывать связь элементов массива, во всех расчетах необходимо учитывать реактивную область ближнего поля.

Амплитудная диаграмма антенны при изменении расстояния наблюдения от реактивного ближнего поля к дальнему полю меняет форму из-за изменений полей, как величины, так и фазы. Типичное изменение формы излучения антенны с наибольшим размером D показано на рисунке 14. Видно, что в реактивной ближней зоне картина более разбросана и почти однородна с небольшими вариациями. По мере того, как наблюдение перемещается в излучающую область ближнего поля (Френель), диаграмма направленности начинает сглаживаться и образовывать лепестки. В дальней зоне (Фраунгофера) диаграмма хорошо сформирована и обычно состоит из нескольких второстепенных долей и одной или нескольких крупных долей.

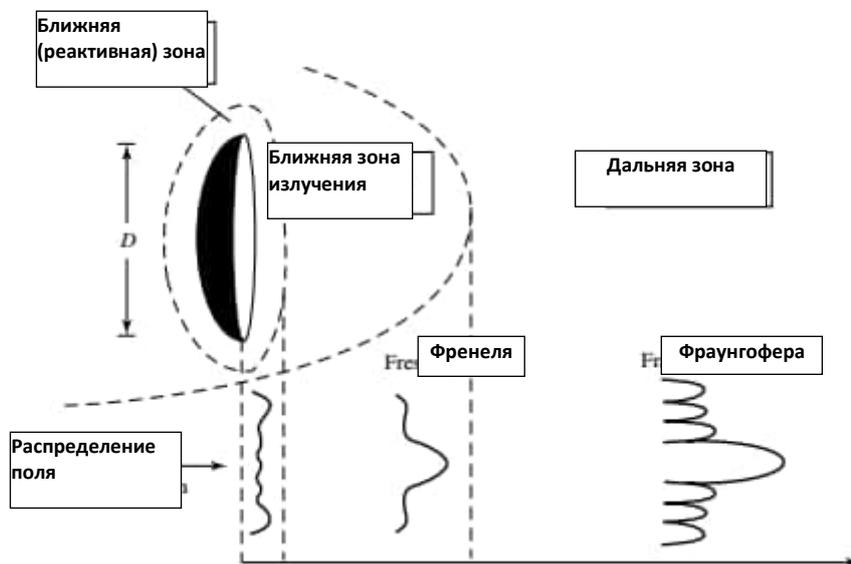


Рис. 14. Диаграммы направленности в зонах излучения антенны

Вопросы и задания

1. Объясните принцип генерирования электромагнитного излучения антенной.
2. Приведите основные преимущества поля дальней зоны.
3. Приведите выражение для вычисления границы поля дальней зоны.
4. Вычислите границы поля дальней зоны для частоты 2.4 ГГц и дипольной антенны $L=\lambda/2$.
5. Поля какой зоны используются в приложениях *RFID* и *NFC*?

Елецкий государственный университет им. И.г.

5. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН

5.1. Плотность мощности

Все излучаемые поля антенны отводят мощность от антенны, которая может быть перехвачена удаленными приемными антеннами. Именно эта мощность используется в системах связи. В качестве тривиального примера предположим, что распространяющиеся векторные поля, генерируемые изотропной антенной точечного источника, заданы далее и выражены в сферических координатах.

$$\bar{E}_{\theta s} = \frac{E_0}{r} e^{-jkr} \hat{\theta} \text{ V/m} \quad (1)$$

$$\bar{H}_{\phi s} = \frac{E_0}{\eta r} e^{-jkr} \hat{\phi} \text{ A/m} \quad (2)$$

где η – собственное сопротивление среды.

Вектор Пойнтинга, названный в честь Дж. Х. Пойнтинга, представляет собой векторное произведение напряженностей электрического и магнитного полей и имеет вид

$$\bar{P} = \bar{E} \times \bar{H} \text{ W/m}^2 \quad (3)$$

Векторное произведение находится в правостороннем смысле и определяет направление распространения плотности мощности. Вектор Пойнтинга является мерой мгновенного потока плотности мощности от источника. Подставив уравнения (1) и (2) в уравнение (3) и используя простое тригонометрическое тождество, получаем

$$\bar{P}(r, t) = \frac{E_0^2}{2\eta r^2} [1 + \cos(2\omega t - 2kr)] \hat{r} \quad (4)$$

Первый член в уравнении (4) представляет собой среднюю по времени плотность мощности, излучаемую от антенны, тогда как второй член представляет собой мгновенный прилив и отлив. Взяв среднее по времени уравнение (4), мы можем определить среднюю плотность мощности.

$$\begin{aligned}\bar{W}(r) &= \frac{1}{T} \int_0^T \bar{P}(r, t) dt \\ &= \frac{E_0^2}{2\eta r^2} \hat{r} \text{ W/m}^2\end{aligned}\quad (5)$$

Расчет средней по времени плотности мощности эквивалентен выполнению расчета в векторном пространстве.

$$\bar{W}(r, \theta, \phi) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(\bar{E}_s \times \bar{H}_s^*) = \frac{1}{2\eta} |\bar{E}_s|^2 \quad (6)$$

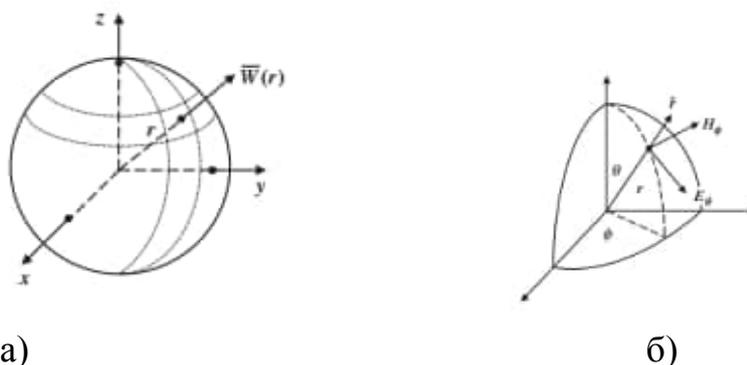


Рис. 15. Плотность мощности изотропного точечного источника (а) и (б) электромагнитное поле, излучаемое точечным источником

Уравнение (5) представляет собой поток средней плотности мощности от изотропной антенны и, следовательно, не является функцией θ или ϕ . Для практических антенн плотность мощности всегда является функцией r и хотя бы одной угловой координаты.

В общем, плотность мощности можно представить как поток мощности через сферу радиуса r , как показано на рис. 15. Полная мощность, излучаемая антенной, находится с помощью замкнутого поверхностного интеграла плотности мощности по сфере, ограничивающей антенну. Это эквивалентно применению теоремы о дивергенции к плотности мощности. Таким образом, полная мощность определяется выражением

$$P_{tot} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi W_r(r) r^2 \sin \theta d\theta d\phi = 4\pi r^2 W_r(r)$$

5.2. Интенсивность излучения

Интенсивность излучения можно рассматривать как нормированную по расстоянию плотность мощности. Плотность мощности в уравнении (5) обратно пропорциональна квадрату расстояния и поэтому убывает при быстром удалении от антенны. Это полезно для указания уровней мощности, но бесполезно для указания диаграмм направленности удаленных антенн. Интенсивность излучения устраняет зависимость $1/r^2$, что делает графики диаграммы направленности в дальней зоне независимыми от расстояния. Таким образом, интенсивность излучения определяется как

$$U(\theta, \phi) = r^2 |\bar{W}(r, \theta, \phi)| = r^2 W_r(r, \theta, \phi)$$

Общая интенсивность излучения указывает диаграмму направленности антенны в трех измерениях.

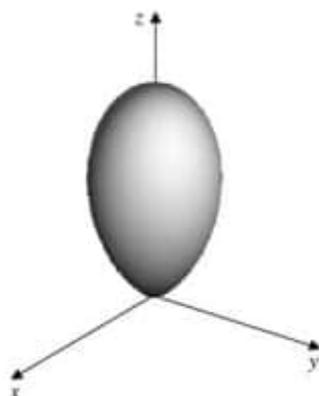


Рис. 16. Диаграмма направленности антенны в трехмерном пространстве

5.3. Диаграмма направленности

Диаграмма направленности антенны – это либо функция, либо график, описывающий свойства направленности антенны. В основу шаблона может быть положена функция, описывающая электрические или магнитные поля. В этом случае шаблон называется диаграммой поля. Диаграмма направленности также может быть основана на функции интенсивности излучения, определен-

ной в предыдущем разделе. В этом случае график называется степенной диаграммой. Диаграмма направленности антенны может быть не результатом функционального описания, а также результатом измерений антенны. В этом случае измеренная диаграмма направленности может быть выражена как диаграмма поля или как диаграмма мощности. На рисунках 17 а и б показан типичный двумерный график диаграммы направленности поля, отображаемый как в прямоугольных, так и в полярных координатах. Обозначены главный и боковые лепестки диаграммы направленности. Главный лепесток – это та часть диаграммы направленности, которая имеет максимальное предполагаемое излучение. Боковые лепестки обычно представляют собой непредусмотренные направления излучения. Рисунки 17 а и б можно рассматривать как демонстрацию двумерного среза того, что обычно является трехмерным узором. На рис. 18 показан тот же рисунок в трех измерениях. Трехмерная перспектива полезна для иллюстрации, но часто проектировщики антенн отображают двумерные графики в основных плоскостях трехмерных диаграмм.

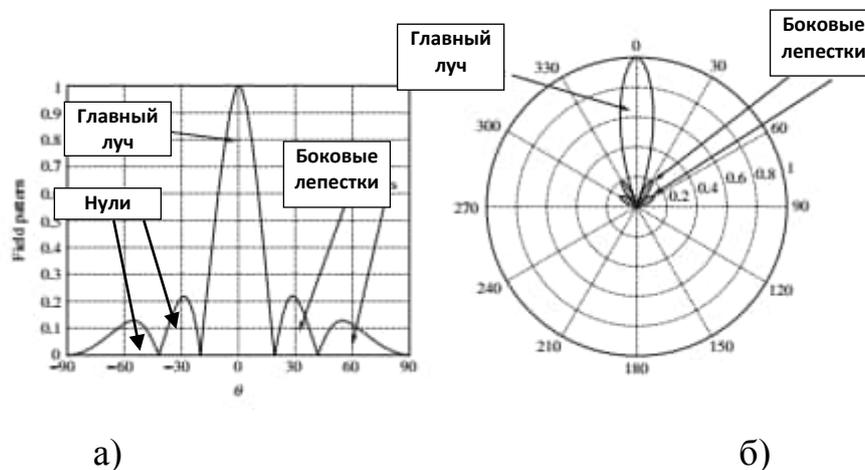


Рис. 17. Диаграмма направленности в двумерном пространстве (а),
 Диаграмма направленности антенны в полярных координатах (б)

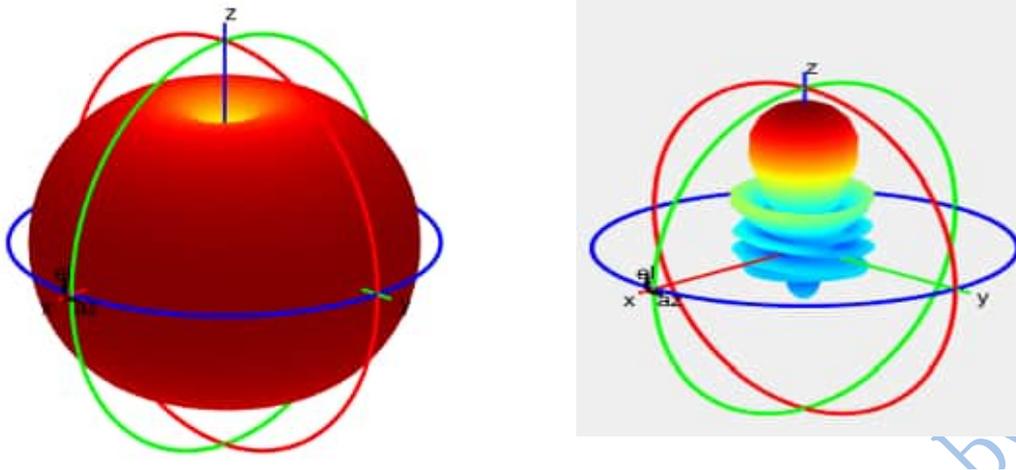


Рис. 18. Примеры диаграмм направленности антенн

5.4. Ширина диаграммы направленности

Ширина луча измеряется в точках диаграммы направленности с уровнем 3 дБ. На рис. 19 показан двумерный срез рис. 17. Ширина луча – это угол между точками 3 дБ. Поскольку это шаблон мощности, точки 3 дБ также являются точками половинной мощности.

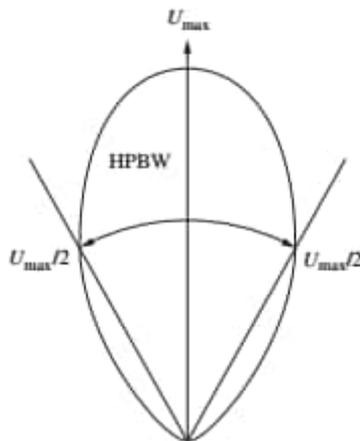


Рис. 19. Ширина Диаграммы направленности антенны

В случае диаграмм направленности поля вместо диаграмм мощности точки по 3 дБ будут соответствовать нормализованной амплитуде диаграммы направленности $= \sqrt{12} = 0.707$.

5.5. Коэффициент направленного действия

Коэффициент направленного действия – это мера направленности отдельной антенны по отношению к изотропной антенне, излучающей ту же общую мощность. Другими словами, направленность – это отношение плотности мощности анизотропной антенны к изотропной антенне, излучающей ту же общую мощность. Таким образом, направленность задается как

$$D(\theta, \phi) = \frac{W(\theta, \phi)}{\frac{P_{tot}}{4\pi r^2}} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{tot}}$$

В качестве примера рассмотрим две антенны, диаграмма направленности одной из которых равна:

$$F(\theta, \phi) = \sqrt{\sin(\theta)} \quad \text{Антенна 1}$$

$$F(\theta, \phi) = (\sin \theta)^5 \quad \text{Антенна 2}$$

Эти диаграммы направленности показаны на рисунке 20. Обратите внимание, что диаграммы направленности являются функцией только полярного угла θ , и не является функцией азимутального угла (равномерного по азимуту). Диаграмма направленности антенны 1 менее направлена, чем у антенны 2; следовательно, мы ожидаем, что направленность будет ниже.

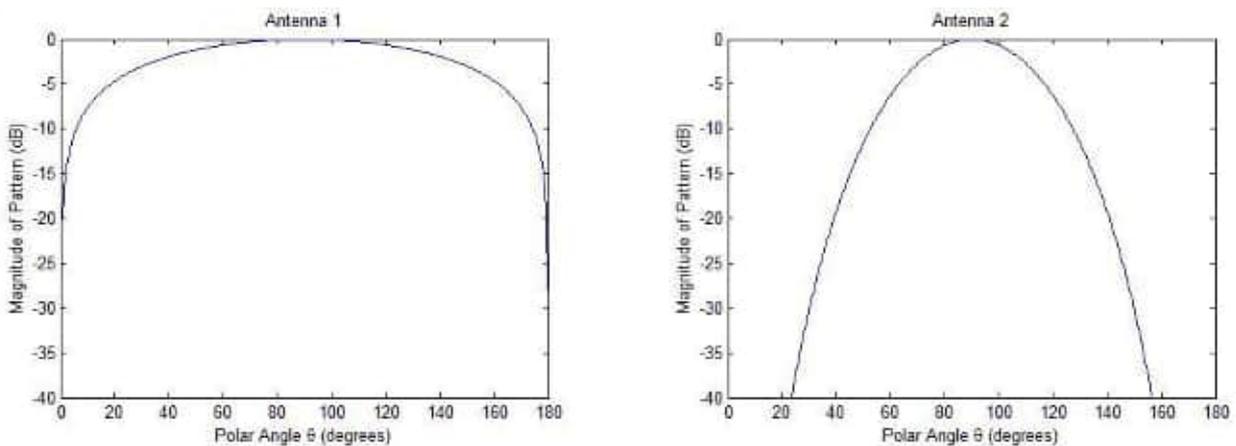


Рис. 20. Графики диаграмм направленности антенн.

Что имеет более высокую направленность?

Используя уравнение [1], мы можем выяснить, какая антенна имеет более высокую направленность. Но чтобы проверить свое понимание, вам следует подумать о рисунке 20 и о том, что такое направленность, и определить, какая из них имеет более высокую направленность, без использования какой-либо математики.

Результаты расчета направленности по уравнению [1]:

Направленность рассчитана для Антенны 1 и равна 1,273 (1,05 дБ).

Направленность антенны 2 рассчитана как 2,707 (4,32 дБ).

Опять же, повышенная направленность подразумевает более «сфокусированную» или «направленную» антенну. Другими словами, Антенна 2 получает в 2,707 раз больше мощности в пиковом направлении, чем могла бы принять изотропная антенна. Антенна 1 будет принимать мощность в 1,273 раза большую, чем изотропная антенна. Изотропная антенна используется в качестве общего эталона, хотя на самом деле идеально изотропных антенн не существует. [Примечание: иногда в технических характеристиках вы увидите антенну, помеченную как изотропная; они имеют в виду, что она изотропна в одной главной плоскости; например, дипольная антенна имеет идеально симметричную диаграмму направленности в плоскости xy или азимутальной плоскости, и ее иногда называют изотропной. Просто обратите внимание, что она не изотропна в плоскости возвышения.]

Антенны для мобильных телефонов должны иметь низкую направленность, поскольку сигнал может прийти с любого направления, и антенна должна его улавливать. Напротив, спутниковые антенны имеют очень высокую направленность, поскольку они должны принимать сигналы с фиксированного направления. Например, если у вас есть антенна эфирного телевидения, вам скажут, куда ее направить, чтобы антенна приняла сигнал.

Наконец, приведем список типов антенн и их направленности, чтобы дать вам представление о том, что происходит на практике.

Таблица 2. Различные антенны и их КНД

Тип антенны	Типичная направленность	Типичная направленность (дБ)
Короткая дипольная антенна	1,5	1,76
Полуволновая дипольная антенна	1,64	2,15
Патч (микророскоковая) антенна	3,2–6,3	5–8
Рупорная антенна	10-100	10-20
Тарелка	10–10 000	10–40

Как видно из приведенной выше таблицы, направленность антенны может изменяться на несколько порядков. Следовательно, важно понимать направленность при выборе лучшей антенны для вашего конкретного применения. Если вам необходимо передавать или принимать энергию с самых разных направлений (например: автомобильный радиоприемник, мобильные телефоны, Wi-Fi компьютера), то вам следует спроектировать антенну с низкой направленностью. И наоборот, если вы выполняете дистанционное зондирование или целевую передачу мощности (пример: полученный сигнал с вершины горы), вам нужна антенна с высокой направленностью, чтобы максимизировать передачу мощности и уменьшить сигнал с нежелательных направлений.

Допустим, мы решили, что нам нужна антенна с низкой направленностью. Как нам этого добиться?

Общее правило теории антенн заключается в том, что вам нужна электрически маленькая антенна, обеспечивающая низкую направленность. То есть, если вы используете антенну общим размером $0.25 - 0.5 \lambda$ (размером от четверти до полуволны), тогда вы минимизируете направленность. То есть полуволновые дипольные антенны или полуволновые щелевые антенны обычно имеют направленность менее 3 дБ, что является примерно настолько низкой направленностью, насколько это возможно на практике. В конечном счете, мы не можем делать антенны размером намного меньше четверти волны, не жертвуя эффективностью антенны (следующая тема) и ее полосой пропускания.

И наоборот, для антенн с высокой направленностью нам понадобятся антенны, имеющие размер многих длин волн. То есть антенны, такие как тарелочные (или спутниковые) антенны и рупорные антенны, имеют высокую направленность, отчасти потому, что они имеют длину многих длин волн.

5.6. Коэффициент усиления

Коэффициент направленного действия антенны является показателем направленности антенны. Это способность антенны направлять энергию в предпочтительных направлениях. Направленность предполагает отсутствие потерь в антенне из-за потерь проводимости, диэлектрических потерь и несогласованности линий передачи. Коэффициент усиления антенны представляет собой модификацию направленности, учитывающую влияние неэффективности антенны. Усиление в большей степени отражает реальные характеристики антенны. Выражение усиления антенны определяется следующей формулой

$$G(\theta, \phi) = eD(\theta, \phi)$$

где e – общий КПД антенны, включая эффекты потерь и рассогласований. Диаграмма, создаваемая усилением, идентична диаграмме, создаваемой направленностью, за исключением масштабного коэффициента эффективности e .

5.7. Апертура антенны

Точно так же, как антенна может излучать мощность в различных предпочтительных направлениях, она также может принимать мощность в тех же предпочтительных направлениях. Этот принцип называется взаимностью. На рис. 21 показаны передающая и приемная антенны. Передающая антенна передает с мощностью P_1 (Ватт) и излучает плотность мощности W_1 (Вт/м²).

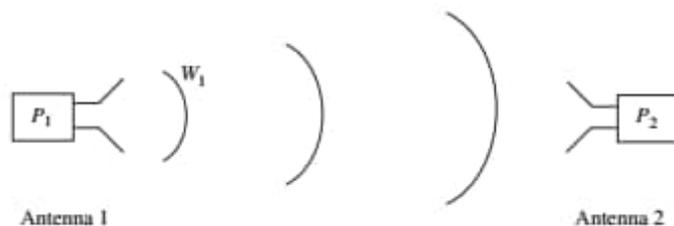


Рис. 21. Передающая и приёмная антенны

Приемная антенна перехватывает часть плотности падающей мощности W_1 , тем самым передавая мощность P_2 в нагрузку. Приемную антенну можно рассматривать как эффективную апертуру площадью A_{e2} , которая улавливает часть доступной плотности мощности. Таким образом, используя уравнения (3.15) и (3.20), мы можем записать полученную мощность как

$$P_2 = A_{e2} W_1 = \frac{A_{e2} P_1 e_1 D_1(\theta_1, \phi_1)}{4\pi r_1^2} W \quad (7)$$

где r_1, θ_1, ϕ_1 – локальные сферические координаты антенны 1.

Если антенны на рис. 21 перепутаны так, что приемная антенна передает, а передающая антенна принимает, можно показать, что

$$P_1 = A_{e1} W_2 = \frac{A_{e1} P_2 e_2 D_2(\theta_2, \phi_2)}{4\pi r_2^2} W \quad (8)$$

где r_2, θ_2, ϕ_2 – локальные сферические координаты антенны 2.

Вывод выходит за рамки этого текста, но его можно показать из уравнений. Из (7) и (8) [1, 2] следует, что эффективная апертура связана с направленностью антенны соотношением

$$A_e(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} e D(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \phi)$$

5.8. Формула Фрииса

Харальд Фриис разработал формулу, связывающую мощность передачи и приема между двумя удаленными антеннами. Предположим, что передающая и приемная антенны согласованы по поляризации (то есть поляризация приемной антенны идеально совпадает с поляризацией, создаваемой передающей антенной). Подставив уравнение (8) в (7)

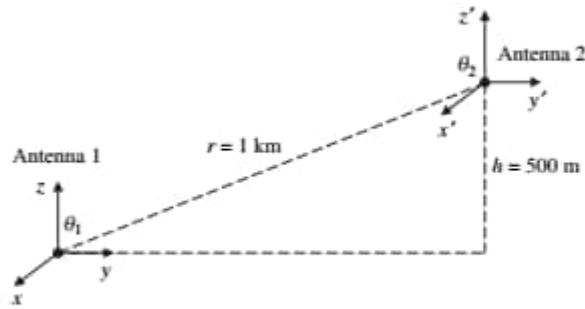


Figure 3.12 Two antennas separated by a distance r .

Рис. 22. Две антенны на расстоянии r

можно вывести следующее соотношение:

$$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_1(\theta_1, \phi_1) G_2(\theta_2, \phi_2) \quad (9)$$

Пример

Рассчитайте мощность приема P_2 на антенне 2, если мощность передачи $P_1 = 1$ кВт. Коэффициент усиления передатчика равен $G_1(\theta_1, \phi_1) = \sin^2(\theta_1)$, а коэффициент усиления приёмника равен $G_2(\theta_2, \phi_2) = \sin^2(\theta_2)$. Рабочая частота составляет 2 ГГц. Для решения задачи используйте рис. 22. Плоскости y - z и y' - z' копланарны.

Решение

Геометрия указывает $\theta_1 = 60^\circ$ и $\theta_2 = 120^\circ$. Используя уравнение (9), имеем

$$\begin{aligned} P_2 &= P_1 \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_1(\theta_1, \phi_1) G_2(\theta_2, \phi_2) \\ &= P_1 \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \sin^2(\theta_1) \sin^2(\theta_2) \\ &= 10^3 \left(\frac{15 \text{ cm}}{4\pi \cdot 10^3} \right)^2 \sin^2(60) \sin^2(120) \\ &= 80.1 \text{ nW} \end{aligned}$$

Вопросы и задания

1. Используя язык программирования *Octave*, нарисуйте диаграмму направленности $\cos^4(\theta)$ и $\sin^2(\theta)$ для азимутальных координат $-90^\circ < \theta < 90^\circ$.
2. Чему равна ширина главного лепестка по уровню -3дБ из задания 1?
3. Объясните, в чём отличие коэффициента направленного действия от коэффициента усиления антенны? За счёт какого физического параметра происходит усиление сигнала антенной?
4. Рассмотрим систему Bluetooth, работающую в диапазоне 2,4–2,48 ГГц. Предположим, что антенны всенаправленные ($G_t = G_r = 1$), выходная мощность $P_t = 1$ мВт (0 дБм) и чувствительность приемника $P_{r \min} = 10^{-10}$ Вт (= -70 дБм). Чему будет равен максимальный диапазон этой системы?
5. Диаграмма направленности какой антенны более широкая по уровню -3дБ: полуволновой диполь или рефлекторная антенна и почему?
6. Приведите основные параметры диаграмм направленности антенн, нарисуйте типичный пример.

Елецкий государственный

6. ПРОСТЫЕ АНТЕННЫ

6.1. Магнитный векторный потенциал и поле дальней зоны

Все антенны излучают электрические и магнитные поля за счет ускорения зарядов на антенне. Эти ускоряющие заряды обычно имеют форму переменного тока. Хотя можно рассчитать дальние излучаемые поля непосредственно по токам антенны, в большинстве случаев это математически громоздко. Поэтому используется промежуточный этап, на котором мы вместо этого вычисляем векторный магнитный потенциал. Затем из векторного потенциала мы можем найти удаленные излучаемые поля.

Точечная форма закона Гаусса гласит, что $\nabla \cdot \bar{B} = 0$. Поскольку дивергенция ротора любого вектора всегда тождественно равна нулю ($\nabla \cdot \nabla \times \bar{A} = 0$), тогда мы можем определить В-поле через векторный магнитный потенциал А.

$$\bar{B} = \nabla \times \bar{A} \quad (10)$$

Уравнение (10) решает закон Гаусса. Поскольку \bar{B} и \bar{H} связаны константой, мы также можем написать

$$\bar{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{A} \quad (11)$$

Электрическое поле в области, свободной от источника, можно получить из магнитного поля по формуле

$$\bar{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \bar{H} \quad (12)$$

Таким образом, зная векторный потенциал, мы можем впоследствии вычислить \bar{E} и \bar{H} поля. На рисунке 23 показан произвольный источник тока I , создающий удаленный векторный потенциал А. Векторный потенциал связан с источником тока соотношением

$$\bar{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int \bar{I}(r') \frac{e^{-jkR}}{R} dl' \quad (13)$$

где $\bar{I}(r') = I_x(r')\hat{x} + I_y(r')\hat{y} + I_z(r')\hat{z}$ = ток в трехмерном пространстве

\vec{r}' = вектор положения в координатах источника

\vec{r} = вектор положения в координатах поля

\vec{R} = вектор расстояние = $\vec{r} - \vec{r}'$

$R = |\vec{R}|$

dl' = дифференциальная длина источника тока

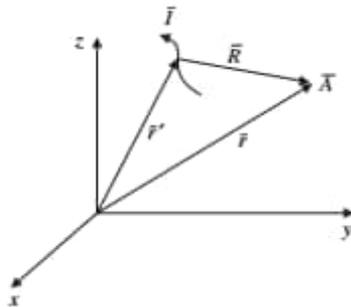


Рис. 23. Источник тока и векторный потенциал

Векторный потенциал можно найти от любого источника линейного тока, используя уравнение (13). Результаты можно подставить в уравнения. (11) и (12) для нахождения далеких полей. Две из самых простых проблем с антеннами – это линейная антенна и рамочная антенна.

6.2. Линейные антенны

Основой понимания излучения антенны является понимание поведения прямой или линейной антенны. Использование прямого сегмента провода не только значительно упрощает математические расчеты, но и решение с линейной антенной дает представление о поведении многих более сложных структур, которые часто можно рассматривать как набор прямых сегментов провода.

6.2.1. Короткий диполь

Короткий диполь – это простая проволочная антенна. Один конец его разомкнут, а другой конец питается от источника переменного тока. Этот диполь получил свое название из-за своей длины.

Диапазон частот, в которых работает короткий диполь, составляет от 3 кГц до 30 МГц. Это в основном используется в низкочастотных приемниках.

Построение и работа короткого диполя

Короткий диполь – это дипольная антенна, длина провода которой короче длины волны. Источник напряжения подключен на одном конце, в то время как выполнена дипольная форма, то есть линии заканчиваются на другом конце.

Бесконечно малый диполь представляет собой антенну из сегмента короткого провода, в которой длина $L \ll \lambda$. Он выровнен вдоль оси Z и симметрично расположен относительно плоскости xu , как показано на рис. 24.

Векторный ток определяется выражением $\vec{T} = I_0 \hat{z}$. Векторы положения и расстояния определяются выражением $\vec{r} = r\hat{r} = x\hat{x} + y\hat{y} + z\hat{z}$, $\vec{r}' = z'\hat{z}$, и $\vec{R} = x\hat{x} + y\hat{y} + (z - z')\hat{z}$. Таким образом, векторный потенциал определяется выражением

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} I_0 \hat{z} \frac{e^{-jk\sqrt{x^2+y^2+(z-z')^2}}}{\sqrt{x^2+y^2+(z-z')^2}} dz' \quad (14)$$

Поскольку мы предполагаем бесконечно малый диполь ($r \gg z'$), то $R \approx r$. Таким образом, интеграл можно легко решить, получив

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} I_0 \hat{z} \frac{e^{-jkr}}{r} dz' = \frac{\mu_0 I_0 L}{4\pi r} e^{-jkr} \hat{z} = A_z \hat{z} \quad (15)$$

Поскольку большинство антенных полей удобнее выразить в сферических координатах, мы можем применить векторное преобразование к уравнению (15) или графически определить A в сферических координатах. На рисунке 24б показан векторный потенциал как в прямоугольной, так и в сферической координатах.

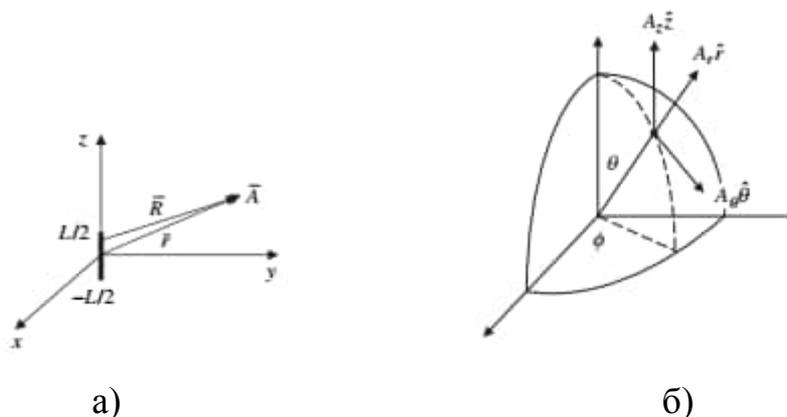


Рис. 24. а) Бесконечно малый диполь, б) векторный потенциал

Поскольку H связано с ротором в уравнении А (11), мы можем взять ротор в сферических координатах, чтобы получить

$$H_\phi = \frac{jkI_0L \sin \theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (16)$$

Электрическое поле можно найти из уравнения (16), подставив в уравнение (12) давая

$$E_\theta = \frac{jk\eta I_0L \sin \theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (17)$$

где η = собственное сопротивление среды.

В дальней зоне члены более высокого порядка, включающие $1/r^2$ и $1/r^3$, становятся пренебрежимо малыми, что упрощает уравнения (16) и (17) станут

$$E_\theta = \frac{jk\eta I_0L \sin \theta}{4\pi r} e^{-jkr} \quad (18)$$

$$H_\phi = \frac{jkI_0L \sin \theta}{4\pi r} e^{-jkr} \quad (19)$$

Стоит отметить, что в дальней зоне выполняется $\frac{E_\theta}{H_\phi} = \eta$.

Давайте теперь исследуем некоторые фундаментальные параметры антенны электрического диполя. Согласно (18-19) нормированная диаграмма направленности имеет вид

$$F(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P(\pi/2, 0)} = \frac{P(\theta)}{P(\pi/2)} = \sin^2 \theta. \quad (20)$$

Эта закономерность изображена на рис. 25. Ширина луча электрического диполя по уровню 3 дБ равна 90° . Направленность представляет собой максимум функции направленности, определяемой в (20) выражением:

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_t/4\pi} = \frac{3}{2} \sin^2 \theta,$$

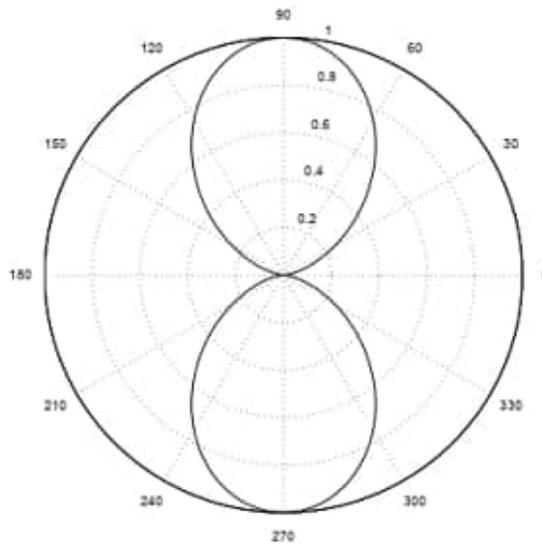


Рис. 25. Диаграмма направленности диполя

откуда следует, что направленность равна $D = 3/2$. Наконец, определим входное сопротивление электрического диполя. Входное сопротивление идеального электрического диполя чисто резистивное, поэтому $Z_a = R_a$. R_a , также известное как сопротивление излучения, можно найти, используя соотношение (2.16). Объединение этого с (4.72) дает:

$$R_a = \frac{P_t}{\frac{1}{2}|I_0|^2} = 2 \frac{k_0^2 Z_0 l^2}{12\pi} = 80\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda_0} \right)^2.$$

Длина l диполя мала по сравнению с длиной волны. Например, пусть $l = 0,01\lambda_0$, что приводит к входному сопротивлению $R_a = 0,08$ Ом. Это означает, что электрический диполь имеет очень низкую радиационную стойкость, что затрудняет его согласование с линией передачи, поскольку наиболее часто используемые линии передачи имеют гораздо более высокий характеристический импеданс (часто $Z_{0t} = 50$ Ом). Это приведет к плохо согласованной антенне и высокому соответствующему коэффициенту отражения (2,19) на порту антенны. Электрические диполи используются только в очень специфических приложениях, в которых согласование мощности не важно. Хорошим примером является низкочастотная радиоастрономия [24]. Полуволновой диполь имеет

гораздо лучшие свойства излучения и согласования. Этот тип антенны будет рассмотрен в следующем разделе.

Ниже приведены преимущества короткой дипольной антенны –

- Простота строительства благодаря небольшим размерам
- Эффективность рассеивания мощности выше

Ниже приведены недостатки короткой дипольной антенны –

- Высокие резистивные потери
- Высокая мощность рассеивания
- Низкое отношение сигнал / шум
- Радиация низкая
- Не так эффективно

Приведены применения коротких дипольных антенн – Используется в узкополосных приложениях.

6.2.2. Тонкопроводные антенны

В предыдущем разделе мы обнаружили, что сопротивление излучения электрического диполя очень мало, что затрудняет его согласование с линией передачи. Согласующие свойства можно улучшить за счет увеличения длины вибратора, в результате чего получается так называемая линейная проволочная антенна. Эта антенна состоит из цилиндрического металлического провода диаметром d_0 и длиной $2l$, имеющего небольшой зазор в центре провода для обеспечения симметричного питания с использованием так называемой двухпроводной линии передачи, также известной как двойной вывод или линия Лехера. Кроме того, будем считать, что диаметр проволоки d_0 очень мал по сравнению с длиной волны $d_0 \ll \lambda_0$. На рис. 26 изображена линейная проволочная антенна, подключенная к линии передачи.

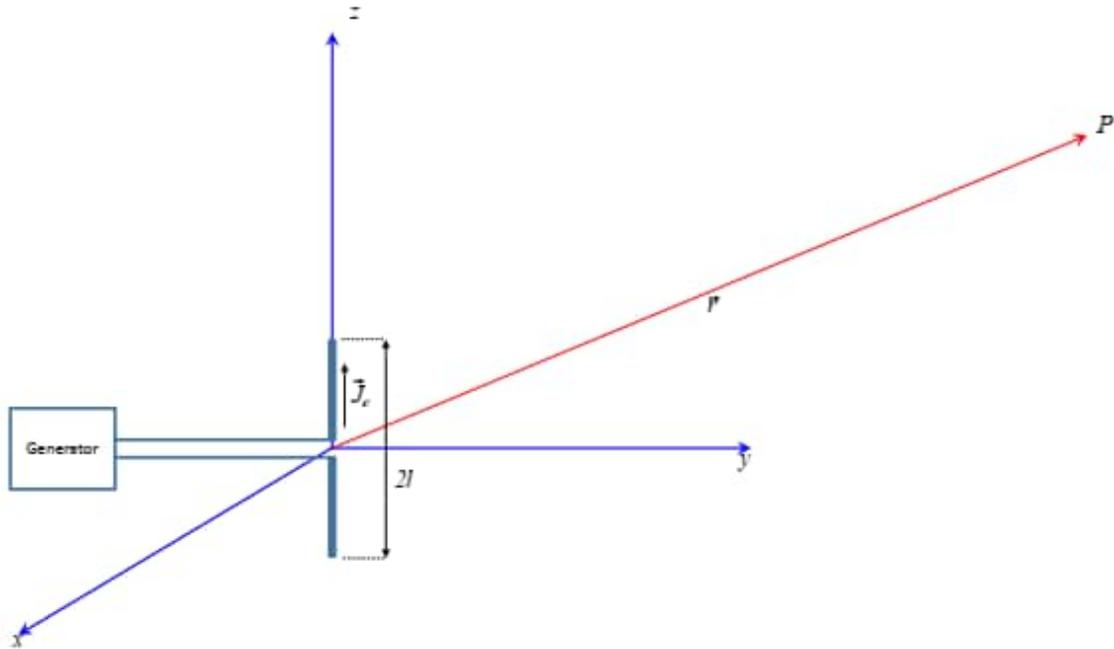


Рис. 26. Тонкая (линейная) проволочная антенна длиной $2l$,
подключенная к двухпроводной линии передачи

Однако, поскольку диполь конечной длины можно рассматривать как объединение множества бесконечно малых диполей, мы можем использовать принцип суперпозиции для нахождения полей. Наложение многочисленных бесконечно малых диполей длины dz приводит к интегралу, имеющему вид [1]

$$E_{\theta} = \frac{j\eta k e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \int_{-L/2}^{L/2} I(z') e^{jkz' \cos \theta} dz' \quad (21)$$

Поскольку диполи питаются от центра и токи должны заканчиваться на концах, хорошее приближение дипольного тока определяется как синусоидальное. Хорошо известно, что линия передачи с двумя проводниками и разомкнутым оконечным устройством генерирует синусоидальные стоячие волны вдоль проводников. Если концы выводов согнуты так, чтобы образовался диполь, токи все равно можно аппроксимировать как кусочно-синусоидальные. На рисунке 27а показана двухпроводная линия передачи с синусоидальными токами. На рисунке 27б показана сдвоенная линия передачи с синусоидальными токами,

оканчивающаяся диполем. Дипольные токи можно рассматривать как продолжение существующих токов линий электропередачи.

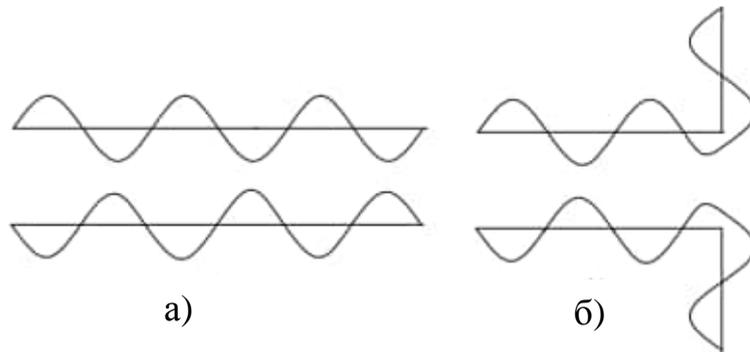


Рис. 27. Стоячие волны линии передачи (а) и диполя (б)

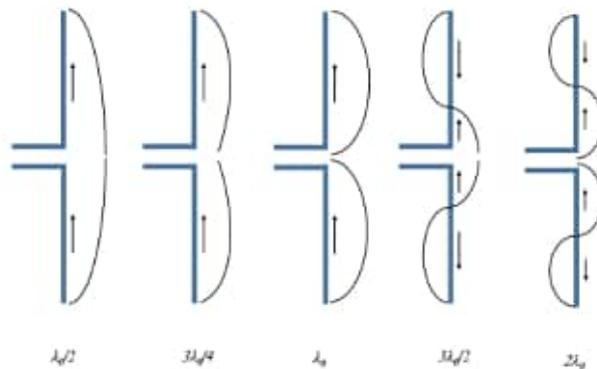


Рис. 28. Распределение тока

Поскольку синусоидальные токи являются хорошим приближением к токам в линейной антенне, мы можем найти аналитическое выражение для тока в уравнении (21) ([1, 3]) как

$$I(z') = \begin{cases} I_0 \sin[k(\frac{L}{2} - z')] & 0 \leq z' \leq L/2 \\ I_0 \sin[k(\frac{L}{2} + z')] & -L/2 \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (22)$$

Подставив уравнение (22) в уравнение. (21) мы можем решить для приближенного электрического дальнего поля как

$$E_\theta = \frac{j\eta I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos(\frac{kL}{2} \cos \theta) - \cos(\frac{kL}{2})}{\sin \theta} \right] \quad (23)$$

Магнитное поле легко найти

$$H_\phi = \frac{jI_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos(\frac{kL}{2} \cos \theta) - \cos(\frac{kL}{2})}{\sin \theta} \right] \quad (24)$$

Вектор Пойнтинга (плотность мощности в [Вт/м²]) находится с помощью выражения

$$W_r(\theta, \phi) = \frac{1}{2\eta} |E_\theta|^2 = \frac{\eta}{8} \left| \frac{I_0}{\pi r} \right|^2 \left[\frac{\cos(\frac{kL}{2} \cos \theta) - \cos(\frac{kL}{2})}{\sin \theta} \right]^2$$

i. $\lambda_0/2$ проводная антенна.

Когда $2l = \lambda_0/2$, мы находим, что E_θ равно

$$E_\theta = jZ_0 I_0 \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos((\pi/2) \cos \theta)}{\sin \theta} \right].$$

Диаграмма направленности дипольной антенны $\lambda_0/2$ представлена на рис. 29. Обратите внимание, что диаграмма направленности очень похожа на диаграмму направленности электрического диполя, которая также показана на рисунке. Ширина луча 3 дБ диполя $\lambda_0/2$ составляет 78° , а ширина луча электрического диполя – 90° .

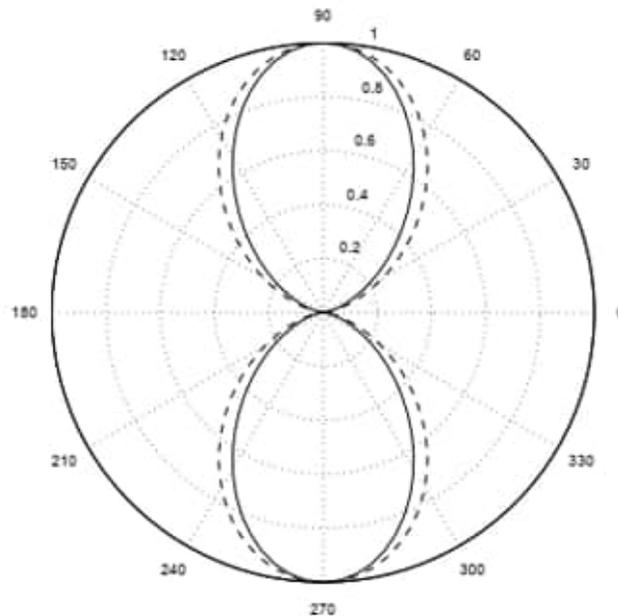


Рис. 29. Диаграмма направленности в зависимости от θ проволочной антенны с $\lambda_0/2$ (сплошная линия) и электрического диполя (пунктирная линия)

ii. λ_0 **проводная антенна.**

Здесь $2l = \lambda_0$ и E_θ определяется

$$E_\theta = jZ_0 I_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r} \left[\frac{\cos(\pi \cos \theta) + 1}{\sin \theta} \right].$$

Соответствующая диаграмма направленности антенны λ_0 показана на рис.

30. Ширина луча 3 дБ составляет 47° .

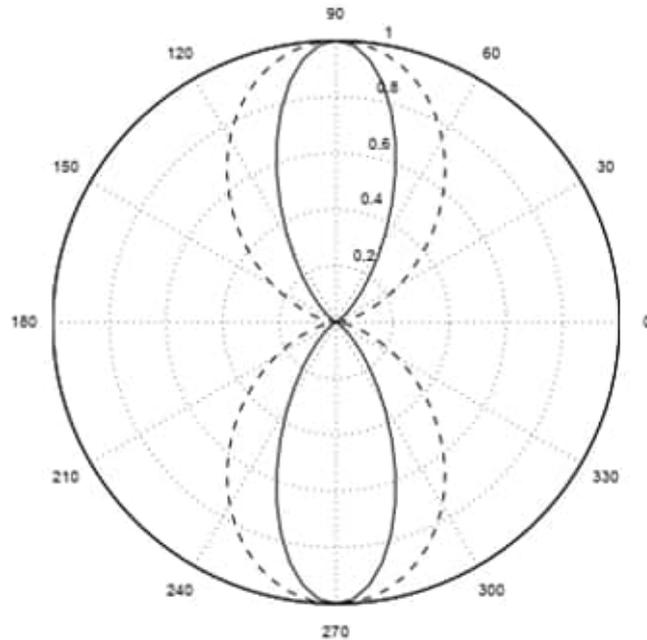


Рис. 30. Диаграмма направленности в зависимости от θ проволочной антенны λ_0 (сплошная линия) и электрического диполя (пунктирная линия)

iii. $3\lambda_0/2$ **проводная антенна.**

С помощью $2l = 3\lambda_0/2$ напряженность E_θ принимает форму:

$$E_\theta = jZ_0 I_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r} \left[\frac{\cos((3\pi/2) \cos \theta)}{\sin \theta} \right].$$

Соответствующая диаграмма направленности антенны $3\lambda_0/2$ представлена на рис. 31. Мы наблюдаем несколько лучей в разных направлениях. Кроме того, антенна не излучает энергию в нескольких других направлениях (нулевая диаграмма направленности). Хотя ширина луча теперь намного меньше, антенна

генерирует несколько лучей, что может быть не очень полезно в большинстве приложений.

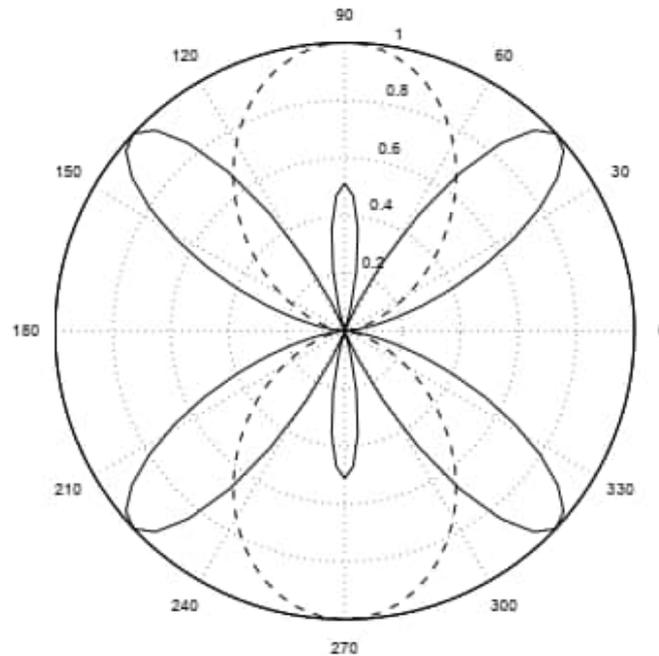


Рис. 31. Диаграмма направленности в зависимости от θ проволочной антенны $3\lambda_0/2$ (сплошная линия) и электрического диполя (пунктирная линия)

Полная мощность излучения теперь находится из:

$$\begin{aligned}
 P_t &= \frac{Z_0 |I_0|^2}{4\pi} I_p \\
 &= \frac{1}{2} 73.1 |I_0|^2. \\
 R_a &= 73.1 \Omega.
 \end{aligned}$$

Это предполагает, что R_a не зависит от частоты. Однако это неверно, поскольку мы предположили, что длина антенны $2l = \lambda_0/2$. Следовательно, эта антенна представляет собой резонирующую структуру, а это означает, что входное сопротивление сильно зависит от частоты. Резонансная проволочная антенна создает чисто резистивную нагрузку R_a , видимую в центре проволочной антенны (см. рис. 26). В общем случае сопротивление нагрузки на окончании двухпроводной линии передачи примет сложный вид по закону $Z_a = R_a + j^*X_a$.

Только в случае резонирующей проволочной антенны с $2l = \lambda_0/2$ и малым диаметром $d_0 \ll \lambda_0$ мы обнаруживаем чисто резистивное сопротивление нагрузки с $X_a = 0$. Расчет комплексного входного сопротивления $Z_a = R_a + jX_a$ проволочной антенны вне резонанса более сложен и может быть выполнен только с использованием численных методов, таких как метод моментов. В главе 5 мы исследуем этот численный метод более подробно. Наконец, мы можем определить направленность проволочной антенны $\lambda_0/2$. Воспользовавшись определением функции направленности (2.11), получим

$$D = \frac{\max(P(\theta, \phi))}{P_t/4\pi} = \frac{\frac{Z_0 |I_0|^2}{8\pi^2}}{\frac{73.1 |I_0|^2/2}{4\pi}} = 1.64.$$

Соответствующая направленность, выраженная в Децибелах ($10\log_{10}(D)$), равна $D = 2,15$ дБ, что несколько выше, чем направленность электрического диполя $D = 1,5$ или $D = 1,76$ дБ.

6.2.3. Сложенный диполь

Ранее мы показали, что базовая проволочная антенна с $\lambda_0/2$ имеет входное сопротивление при резонансе прибл. 73 Ом. Двухпроводная линия передачи (Lecherline или двухпроводная) имеет несколько большее волновое сопротивление, например $Z_{0t} = 300$ Ом. В результате для согласования антенны с линией передачи потребуется согласующая схема, что приведет к дополнительным потерям и ограничениям полосы пропускания. Модифицировав базовую проволочную антенну с $\lambda_0/2$ до структуры, показанной на рис. 32, мы можем реализовать гораздо более высокий входной импеданс. Такая конструкция антенны называется складчатым диполем. Можно показать, что входное сопротивление гнутого вибратора $\lambda_0/2$ примерно в 4 раза выше, чем у обычной проволочной антенны $\lambda_0/2$, поэтому $Z_{вх} \approx 4 * 73 = 292$ Ом. Излучательные свойства свернутого вибратора $\lambda_0/2$ весьма аналогичны характеристикам нормального вибратора $\lambda_0/2$.

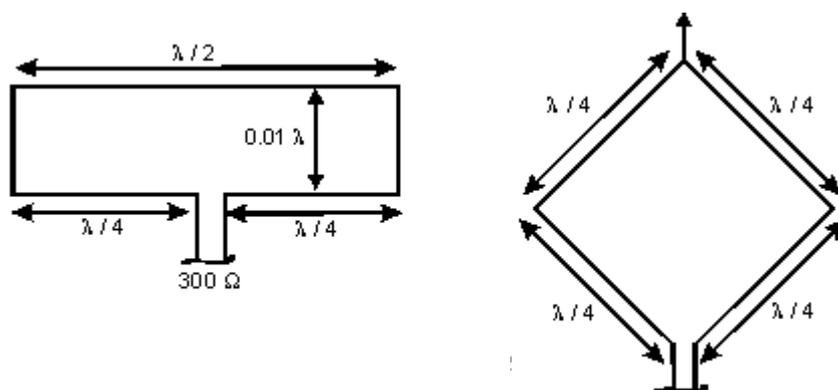


Рис. 32. Сложенный полуволновый диполь

6.2.4. Директорная антенна

Директорной антенной называется дискретная система, состоящая из одного активного полуволнового вибратора, рефлектора и нескольких директоров. Директорные антенны были разработаны Р.А. Львовичем в 1925 г. и использованы в первых отечественных РЛС. В настоящее время антенны такого типа широко применяются в метровом и дециметровом диапазонах волн в системах радиосвязи, телеметрии и в РЛС разведки.

ЭМП, возбужденное током активного вибратора, индуцирует токи во всех пассивных вибраторах. Размеры вибраторов и расстояния между ними подобраны так, что токи в вибраторах отстают по фазе друг от друга на одну и ту же величину по мере смещения от левого (по рис. 5.20) к правому краю антенны. Таким образом, вдоль антенны ЭМВ распространяется с замедленной фазовой скоростью. Замедляющая структура образуется директорами. В силу этого директорные антенны можно отнести также к классу антенн бегущей волны, у которых максимум излучения (приема) совпадает с осью антенны.

Директорная антенна представляет собой антенную решетку с элементами разных волновых размеров. Поэтому, строго говоря, к ней нельзя применить теорему перемножения для определения ДН. Однако на практике разница в длинах рефлектора, активного вибратора и директоров незначительна, что по-

звонит считать их одинаковыми и представить множитель системы с учетом нумерации вибраторов (рис. 33) в виде

$$\left| \dot{f}_{\text{сист } E, H}(\Theta) \right| = \left| \sum_{n=1}^N \frac{|i_n|}{|i_2|} e^{j(\Phi_n + kd_n \cos \Theta)} \right|, \quad (25)$$

где i_n – комплексные амплитуды токов в активном и n -м ($n \in \Phi 2$) пассивном вибраторах; Φ_n – разность фаз токов в активном и n -м пассивном вибраторах; d_n – расстояние от активного до пассивного вибратора.

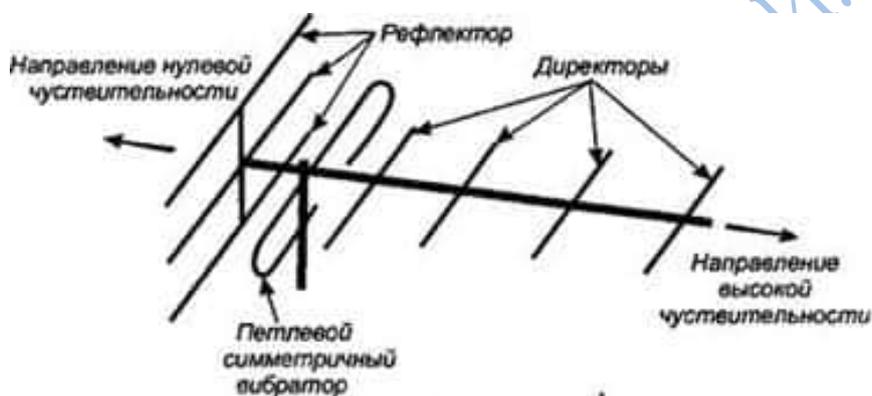


Рис. 33. Директорная антенна

Для упрощения расчетов по формуле (25) допустим следующее:

- амплитуды токов во всех вибраторах одинаковы;
- расстояния между вибраторами одинаковы и равны

$$d_{\text{ср}} = L(N - 1),$$

где L – общая длина антенны;

- фаза тока в вибраторах убывает по линейному закону

$$\Phi_n = -(n - 1)kd_{\text{ср}}.$$

Если рассчитать с учетом этих допущений множитель системы (25) и сравнить результат с экспериментальными данными, то выявятся расхождения. Эмпирическим путем установлено, что для согласования расчетных и экспери-

ментальных данных в формулу (25) следует внести поправку: заменить N на $N + 2$. Тогда вычисление множителя системы приводит к следующему результату:

$$|\dot{f}_{\text{сист } E, H}(\Theta)| = \left| \frac{\sin \left[\frac{N+2}{2} kd_{\text{cp}} (1 - \cos \Theta) \right]}{\sin \left[\frac{1}{2} kd_{\text{cp}} (1 - \cos \Theta) \right]} \right|.$$

Результирующая амплитудная диаграмма направленности (АДН) директорией антенны может быть определена перемножением множителя системы и ДН полуволнового вибратора (рис. 34). Из рисунка видим, что рассматриваемая антенна имеет довольно высокий уровень боковых лепестков (в некоторых случаях он достигает -3 дБ). Типичное значение ширины главного лепестка по уровню половинной мощности составляет (25...30)°.

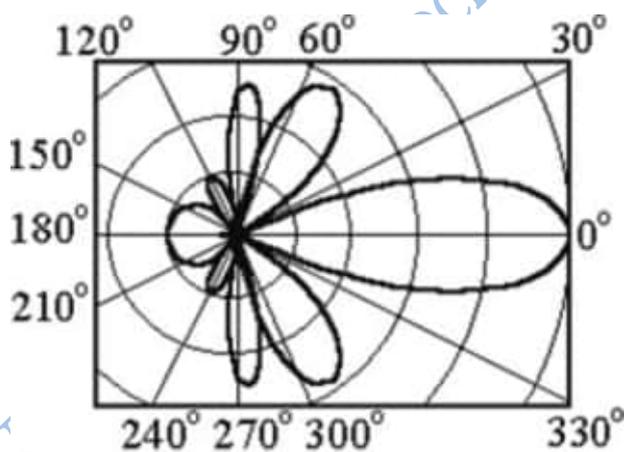


Рис. 34. Амплитудная диаграмма направленности директорией антенны

Директорные антенны довольно критичны к выбору размеров вибраторов и расстояния между ними. Наилучшие характеристики достигаются, если длина рефлектора составляет $(0,48...0,52)*\lambda$, длина директора - $(0,40...0,58)*\lambda$. Расстояние между активным вибратором и рефлектором должно быть $(0,15...0,25)*\lambda$, а между активным вибратором и первым директором, как и между директорами, - $(0,1...0,3)*\lambda$. Количество директоров обычно не превышает

10. Это объясняется тем, что токи, наведенные в директорах, убывают при увеличении их номера и, следовательно, влияние их ослабевает. При указанных параметрах активная часть входного сопротивления антенны из-за взаимного влияния вибраторов уменьшается по сравнению с сопротивлением одиночного активного вибратора в 2...3 раза. В этом случае для согласования директорной антенны со стандартным коаксиальным фидером, имеющим волновое сопротивление 75 Ом, в качестве активного вибратора обычно используется однопетлевой вибратор Пистолькорса. Симметризация питания активного вибратора осуществляется с помощью С-колена.

Как уже отмечалось, директорные антенны, характеризующиеся линейным ФР, относятся к антеннам бегущей волны (АБВ). Как будет показано ниже, максимальный КНД и ширину главного лепестка АДН таких антенн можно оценить с помощью следующих соотношений:

$$D_{\max} = A \frac{L}{\lambda}, \quad 2\Theta_{0,5} = B \sqrt{\frac{\lambda}{L}}.$$

По мере увеличения длины антенны влияние крайних директоров на ее направленные свойства ослабевает. По этой причине коэффициенты A и B в приведенных равенствах являются функциями волнового размера антенны (рис. 35). Учитывая приведенные выше соображения относительно числа вибраторов и расстояний между ними, несложно подсчитать, что $D < 20$.

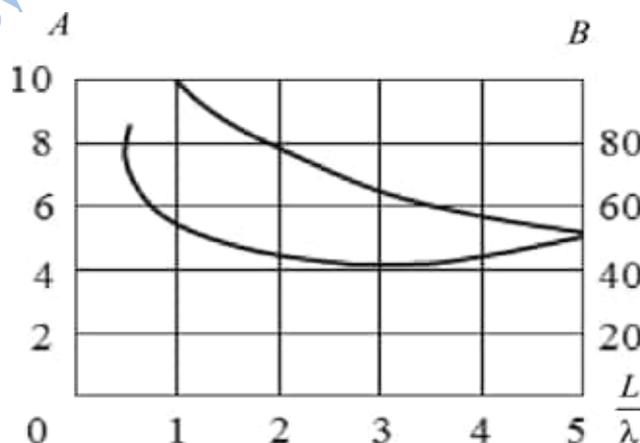


Рис. 35. Зависимость коэффициентов A и B многовибраторной антенны от ее длины

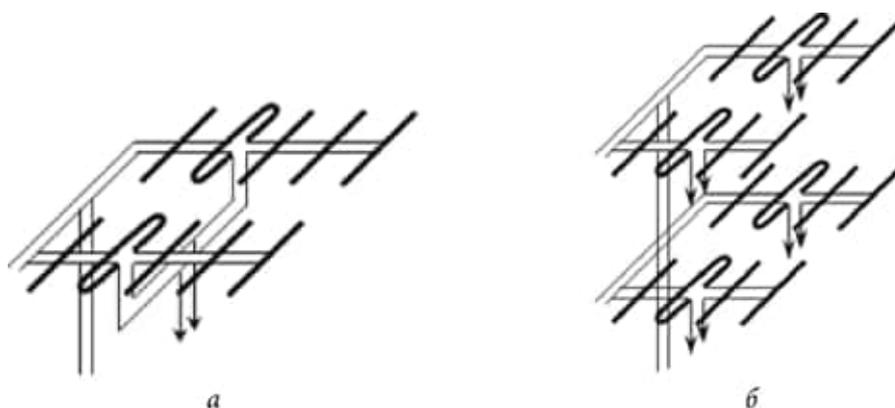


Рис. 36. Многоканальные одноэтажные и двухэтажные директорные антенны

Большие значения КНД, а также АДН специальной формы можно получить, применив несколько директорных антенн, скомпонованных в определенные системы. В частности, в РЛС метрового диапазона широкое применение нашли многоканальные одноэтажные и двухэтажные директорные антенны (рис. 36). Такие антенны представляют решетки излучателей, и их диаграммы направленности могут быть рассчитаны с применением теоремы перемножения.

Многоканальные одноэтажные антенны при синфазном питании каналов позволяют получить веерные ДН, узкие в горизонтальной плоскости и широкие в вертикальной. Двухэтажные многоканальные антенны применяются с целью ослабления влияния ЭМВ, отраженных от земной поверхности, что достигается за счет разной высоты этажей относительно земли.

Вопросы и задания

1. В каком диапазоне частот применяется короткий диполь?
2. Чему равно входное сопротивление полуволнового и короткого диполя?
3. Нарисуйте диаграммы направленности диполей с межэлементным расстоянием $\lambda/2$ и $3\lambda/2$.
4. Чему равны коэффициенты направленного действия полуволнового диполя и директорной антенны, состоящего из пяти элементов?

5. Нарисуйте распределение тока диполей с межэлементным расстоянием $\lambda/2$ и λ .

6. Приведите выражение для вычисления напряжённости электрического поля дипольной антенны.

7. Из каких элементов состоит директорная антенна?

8. Приведите способы повышения коэффициенты усиления директорных антенны.

6.3. Апертурные антенны

6.3.1. Рупорные антенны

Рупорные антенны очень популярны в диапазоне УВЧ (300 МГц-3 ГГц) и более высоких частотах (имеется информация о рупорных антеннах, работающих на частотах до 140 ГГц). Рупорные антенны часто имеют диаграмму направленности с высоким коэффициентом усиления антенны, который в некоторых случаях может достигать 25 дБ, обычно 10-20 дБ. Рупорные антенны имеют широкую полосу сопротивления, что означает, что входное сопротивление медленно меняется в широком диапазоне частот (что также подразумевает низкие значения S_{11} или КСВ). Полоса пропускания практических рупорных антенн может составлять порядка 20:1 (например, в диапазоне от 1 до 20 ГГц), при этом полоса пропускания 10:1 не является редкостью.

Коэффициент усиления рупорных антенн часто увеличивается (а ширина луча уменьшается) по мере увеличения рабочей частоты. Это связано с тем, что размер апертуры рупора всегда измеряется в длинах волн; на более высоких частотах рупорная антенна «электрически больше». Это связано с тем, что более высокая частота имеет меньшую длину волны. Поскольку рупорная антенна имеет фиксированный физический размер (например, квадратная апертура диаметром 20 см), длина апертуры больше длины волны на более высоких частотах. И постоянной темой в теории антенн является то, что антенны большего

размера (с точки зрения длины волны и размера) имеют более высокую направленность.

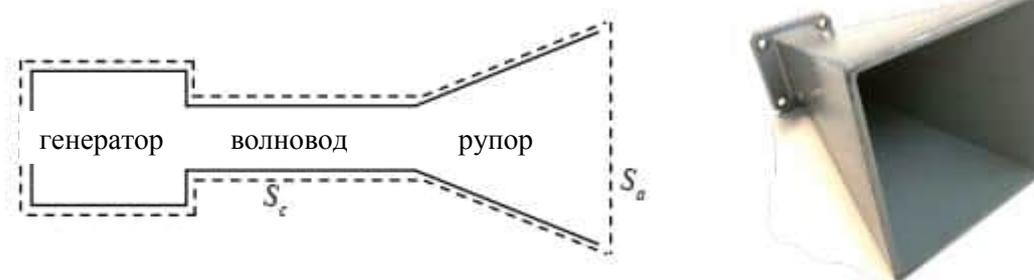


Рис. 37. Пример рупорных антенн и выбор закрытой поверхности

Рупорные антенны имеют очень небольшие потери, поэтому направленность рупора примерно равна его усилению.

Рупорные антенны интуитивно понятны и относительно просты в изготовлении. Кроме того, акустические рупорные антенны используются и при передаче звуковых волн (например, с помощью мегафона). Рупорные антенны также часто используются для питания параболической антенны или в качестве антенны со «стандартным усилением» при измерениях.

Популярные версии рупорной антенны включают рупор E -плоскости, показанный на рисунке 38. Эта рупорная антенна расширяется в E -плоскости, что и дает название. Горизонтальный размер постоянен и равен w .

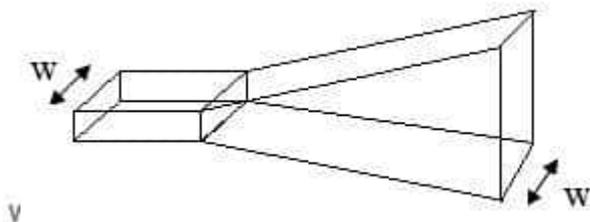


Рис. 38. Рупорная антенна E -плоскости.

Другим примером рупорной антенны является рупор H -плоскости, показанный на рисунке 39. Этот рупор расширяется в H -плоскости с постоянной высотой для волновода и рупора h .

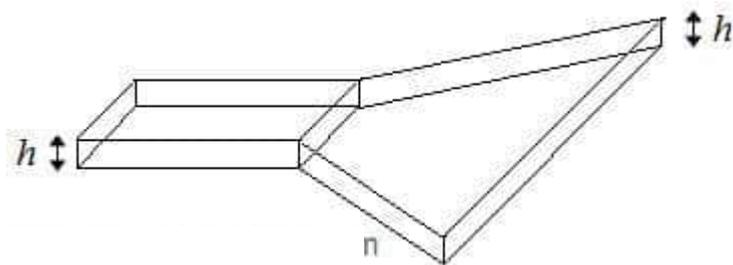


Рис. 39. Рупорная антенна H -плоскости.

Самая популярная рупорная антенна расширяется в обеих плоскостях, как показано на рисунке 40. Это пирамидальный рупор, имеющий ширину B и высоту A на конце рупора.

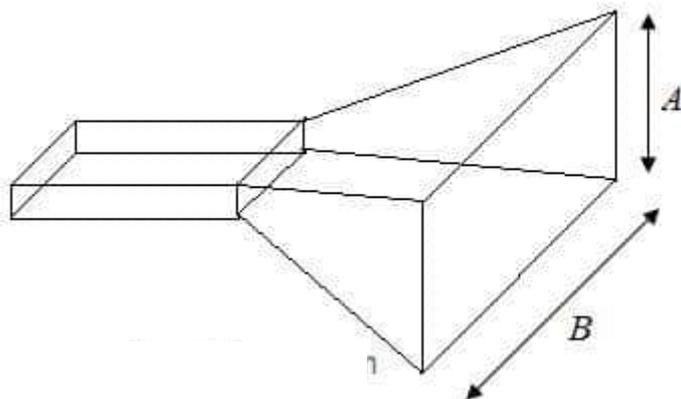


Рис. 40. Пирамидальная рупорная антенна

Рупорные антенны обычно питаются от секции волновода, как показано на рисунке 40. Сам волновод часто питается от короткого диполя, который показан красным на рисунке 40. Волновод представляет собой просто полую металлическую полость. Волноводы используются для направления электромагнитной энергии из одного места в другое. Волновод на рисунке 41 представляет

собой прямоугольный волновод шириной b и высотой a , при этом $b > a$. Распределение электронного поля для доминирующей моды показано в нижней части рисунка 41.

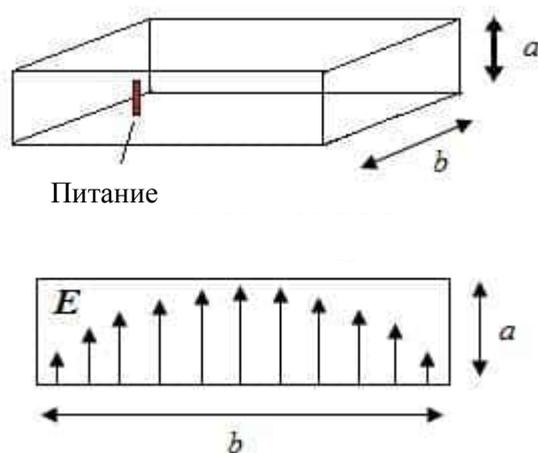


Рис. 41. Волновод, используемый в качестве источника питания для рупорных антенн

Поля и геометрические параметры рупорных антенн

Тексты по антенной тематике обычно содержат очень сложные функции для диаграмм направленности рупорных антенн. Для этого сначала предполагается, что известно электронное поле в апертуре рупорной антенны, а диаграмма направленности в дальней зоне рассчитывается с использованием уравнений излучения. Хотя это концептуально просто, полученные в результате функции поля оказываются чрезвычайно сложными, и по мнению многих считается, что они не приносят большую пользу. Если вы хотите увидеть эти выводы, возьмите любой учебник по антеннам, в котором есть раздел, посвященный рупорным антеннам. (Кроме того, как практикующий антенный инженер, я могу вас заверить, что мы никогда не используем интегралы излучения для оценки диаграмм направленности. Мы всегда опираемся на предыдущий опыт, компьютерное моделирование и измерения.)

Вместо традиционного академического подхода к выводам необходимо привести некоторые результаты для рупорной антенны, показать некоторые ти-

пичные диаграммы направленности и попытаюсь дать представление о конструктивных параметрах рупорных антенн. Поскольку пирамидальная рупорная антенна является самой популярной, разберем ее. Распределение электронного поля по апертуре рупорной антенны является причиной излучения.

Диаграмма направленности рупорной антенны будет зависеть от B и A (размеров рупора в раскрытии) и R (длины рупора, которая также влияет на углы раскрытия рупора), а также b и a (размеры волновода). Эти параметры оптимизированы для настройки характеристик рупорной антенны и проиллюстрированы на следующих рисунках.

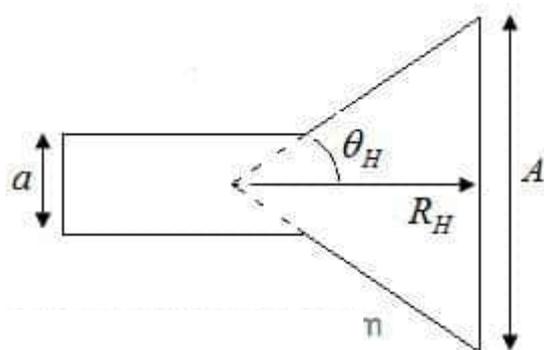


Рис. 42. Сечение волновода, полученное в H -плоскости

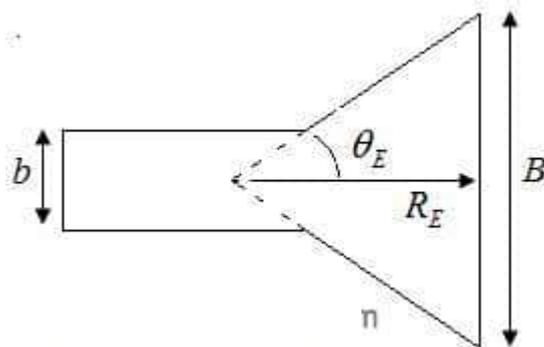


Рис. 43. Поперечное сечение волновода, полученное в E -плоскости

Обратите внимание, что углы раскрытия (θ_E и θ_H) зависят от высоты, ширины и длины рупорной антенны.

Учитывая систему координат, показанную на рисунке 43 (центр которой находится в отверстии рупора), излучение будет максимальным в направлении $+z$ (за пределы экрана).

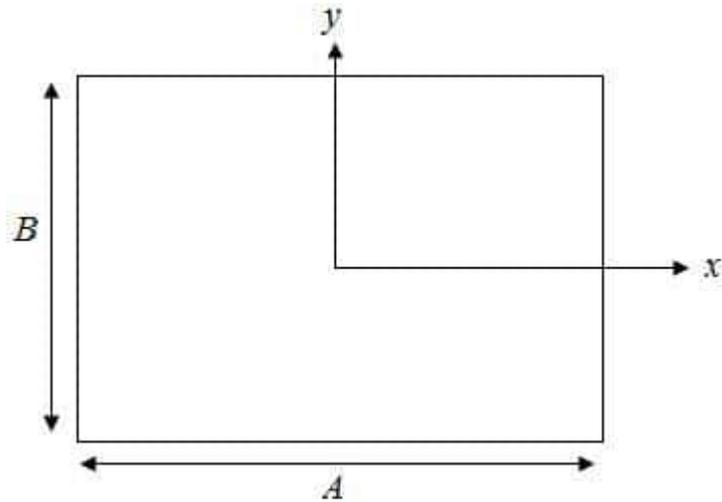


Рис. 44. Используемая система координат, центрированная по отверстию рупорной антенны

Распределение электронного поля в отверстии рупорной антенны можно аппроксимировать следующим образом:

$$\mathbf{E}_A = \hat{\mathbf{y}} E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{A}\right) e^{-j\frac{k}{2}\left(\frac{x^2}{R_H} + \frac{y^2}{R_E}\right)}$$

Электронное поле в дальней зоне будет линейно поляризованным, а его величина будет определяться выражением:

$$|\mathbf{E}| = \frac{k}{4\pi r} (1 + \cos\theta) \int_{-B/2}^{B/2} \int_{-A/2}^{A/2} E_A(x, y) e^{jk(x \sin\theta \cos\phi + y \sin\theta \sin\phi)} dx dy$$

Приведенное выше уравнение утверждает, что дальние поля рупорной антенны представляют собой преобразование Фурье полей в раскрытии рупора. Многие учебники оценивают этот интеграл и в итоге получают чрезвычайно сложные функции, которые, на мой взгляд, не проливают много света на закономерности.

Чтобы дать представление о полях, излучаемых рупорной антенной, будет приведен конкретный пример. Размеры волновода даны как $a = 9,4$ см, $b = 4,16$ см, дюйм, $A = 76,2$ см и $B = 60,4$ см. Этот рупор довольно большой и будет работать на частотах выше примерно 2 ГГц. Рупоры, предназначенные для более высоких частот, меньше по размеру. Эта рупорная антенна с волноводным облучателем показана на рисунке 45.

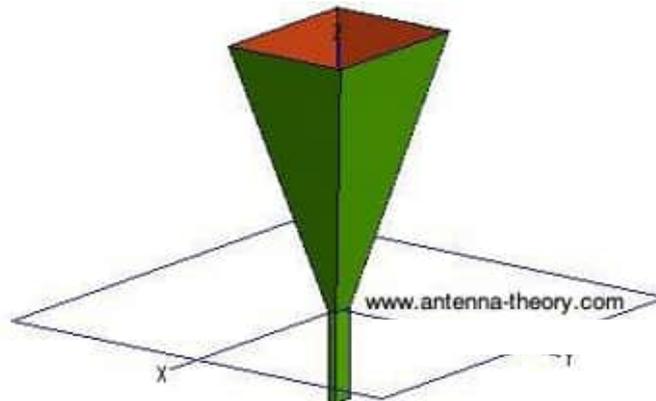


Рис. 45. Рупорная антенна, описанная выше

Эта антенна моделируется с использованием коммерческого вычислителя *FEKO* (который использует метод моментов). Диаграмма направленности на частоте 2 ГГц показана на рисунке 2.

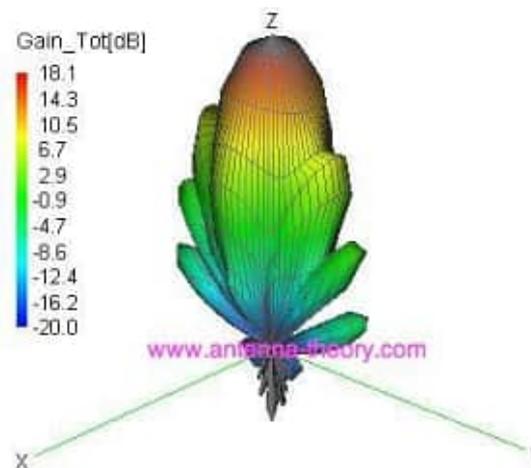


Рис. 46. Диаграмма направленности рупора на частоте 2 ГГц

Усиление рупора составляет 18,1 дБ в направлении $+z$. Ширина луча половинной мощности составляет 15 градусов в плоскости xz (плоскость H) и 11 градусов в плоскости yz (плоскость E).

Прирост на частоте 1,5 ГГц составляет -2,54 дБ, что примерно на 20 дБ ниже, чем на частоте 2 ГГц. Волноводный канал действует как фильтр верхних частот; он блокирует энергию ниже своей «граничной» частоты и пропускает энергию выше этого уровня. На частоте 2,5 ГГц усиление немного увеличивается до 18,8 дБ.

Геометрия рупорной антенны влияет на усиление ее антенны. Для получения желаемого усиления антенны в справочниках по антеннам можно найти таблицы и графики, в которых описывается оптимальная геометрия с точки зрения длины и размера апертуры рупора. Однако эта оптимальная геометрия действительна только на одной частоте. Поскольку рупорные антенны должны работать в широком диапазоне частот, они часто проектируются так, чтобы обеспечить оптимальное усиление на самой низкой частоте диапазона. На более высоких частотах геометрия уже не является оптимальной, поэтому электронное поле на апертуре не является оптимальным. Однако апертура рупора становится электрически больше на более высоких частотах (апертура увеличивается по мере увеличения частоты или уменьшения длины волны). Следовательно, потеря оптимального поля апертуры компенсируется электрически большим рупором, и антенна снова фактически увеличивается с увеличением частоты.

Соответствующая ширина луча половинной мощности определяется выражением $\theta_{HP} = 2\arcsin(0,433\lambda_0/a)$ в H -плоскости и $\theta_{HP} = 2\arcsin(0,433\lambda_0/b)$ в E -плоскости соответственно. Когда размер рупора увеличивается, ширина луча уменьшается, поэтому антенна становится более направленной. Направленность находится из $D = 4\pi ab/\lambda_0$. На рис. 4.20 показана трехмерная диаграмма направленности в [дБ] для однородной апертуры с размерами $a = 4\lambda_0$ и $b = 2\lambda_0$. Соответствующее сечение в плоскости $\varphi = 0$ ($\nu = 0$) показано на рис. 47. Пик первого бокового лепестка составляет -13,26 дБ по отношению к.р.т. основная

доля. Ширина луча 3 дБ в плоскости $\varphi = 0$ этой апертурной антенны составляет $\theta_{\text{НР}} = 12:40$, а направленность $D = 20$ дБи.

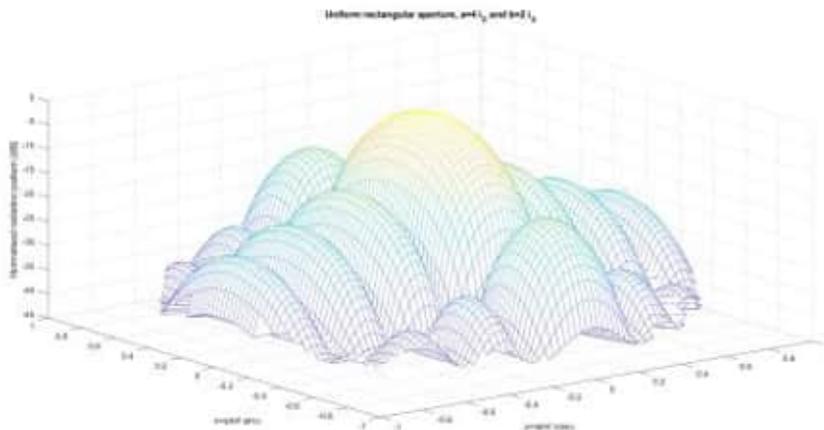


Рис. 47. Трехмерная нормированная диаграмма направленности в зависимости от $(\theta; \varphi)$ однородной апертуры с размерами $a = 4\lambda_0$ и $b = 2\lambda_0$.

Все значения указаны в дБ

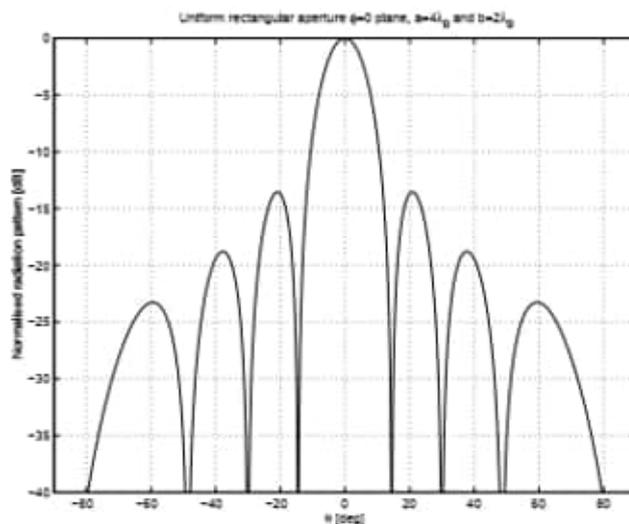


Рис. 48 Поперечное сечение в плоскости $\varphi = 0$ (H -плоскости) нормированной диаграммы направленности в зависимости от θ однородной апертуры с размерами $a = 4\lambda_0$ и $b = 2\lambda_0$. Все значения указаны в дБ. Ширина луча 3 дБ в этой плоскости составляет $\theta_{\text{НР}} = 2 \arcsin(0,433\lambda_0/a) = 12,4^\circ$ и направленность $D = 20$ дБи

6.3.2. Рефлекторные антенны

Наиболее известной рефлекторной антенной является параболическая рефлекторная антенна, широко известная как спутниковая антенна. Примеры этой параболической антенны показаны ниже на рис. 49-50.



Рис. 49. Антенна «большая тарелка»



Рис. 50. Параболическая ТВ-антенна на крыше

Параболические отражатели обычно имеют очень высокий коэффициент усиления (обычно 30–40 дБ) и низкую перекрестную поляризацию. Они также имеют разумную полосу пропускания: у коммерчески доступных моделей фракционная полоса пропускания составляет не менее 5%, и могут быть очень широкополосными в случае огромных тарелок (например, «большая тарелка» из Стэнфорда, описанная выше, которая может работать в диапазоне от 150 МГц до 1,5 МГц). ГГц).

Меньшие тарелочные антенны обычно работают в диапазоне от 2 до 28 ГГц. Большие антенны могут работать в диапазоне УКВ (30–300 МГц), но обычно в этом рабочем диапазоне они должны быть очень большими.

Базовая конструкция параболической параболической антенны показана на рисунке 51. Она состоит из облучающей антенны, направленной на параболический отражатель. Питающая антенна часто представляет собой рупорную антенну с круглой апертурой.



Рис. 51. Компоненты тарелочной антенны

В отличие от резонансных антенн, таких как дипольная антенна, длина которых на рабочей частоте обычно составляет примерно половину длины волны, размер отражающей антенны должен быть намного больше длины волны. Диаметр тарелки составляет по крайней мере несколько длин волн, но для тарелок с очень высоким усилением (усиление > 50 дБ диаметр может составлять порядка 100 длин волн). Расстояние между облучающей антенной и отражате-

лем обычно также составляет несколько длин волн. В этом отличие от углового отражателя, в котором антенна находится примерно на половине длины волны от отражателя.

В следующем разделе мы подробно рассмотрим геометрию параболической тарелки и почему парабола является желаемой формой.

Геометрия параболической зеркальной антенны

Теперь мы попытаемся объяснить, почему параболоид является отличным отражателем. Для начала предположим, что уравнение параболы с фокусным расстоянием F можно записать в плоскости (x, z) как:

$$x^2 = 4F(F - z), \quad |x| \leq \frac{D}{2}$$

Данная схема приведена на рис. 52.

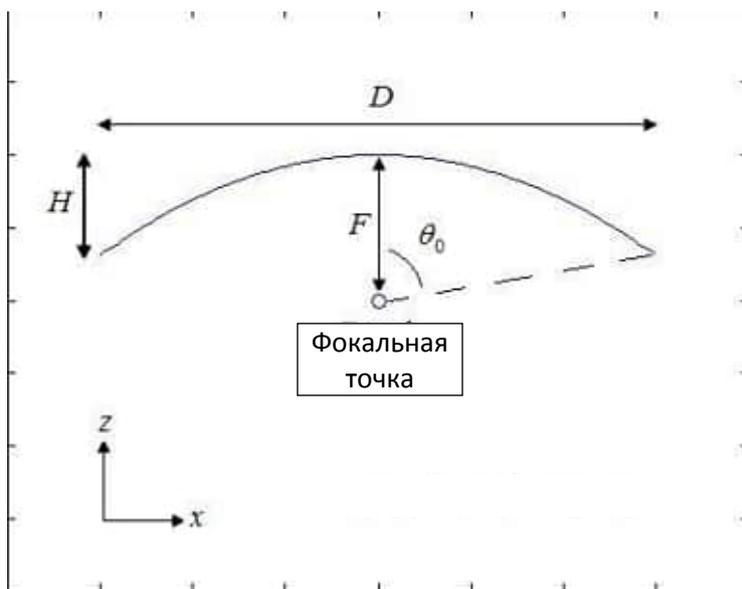


Рис. 52. Иллюстрация параболы с определяющими параметрами

Парабола полностью описывается двумя параметрами: диаметром D и фокусным расстоянием F . Мы также определяем два вспомогательных параметра: вертикальную высоту отражателя (H) и максимальный угол между фокусом и краем тарелки (θ_0). Эти параметры связаны друг с другом следующими уравнениями:

$$\frac{F}{D} = \frac{1}{4 \tan(\theta_0/2)}$$

$$F = \frac{D^2}{16H}$$

Для анализа отражателя воспользуемся приближениями геометрической оптики. Поскольку отражатель велик по сравнению с длиной волны, это предположение разумно, хотя и не совсем точно. Мы будем анализировать структуру с помощью прямых лучей из фокальной точки, причем каждый луч действует как плоская волна. Рассмотрим два луча, прошедших из фокуса, приходящих под двумя разными углами, как показано на рисунке 53. Предполагается, что отражатель идеально проводящий, так что лучи полностью отражаются.

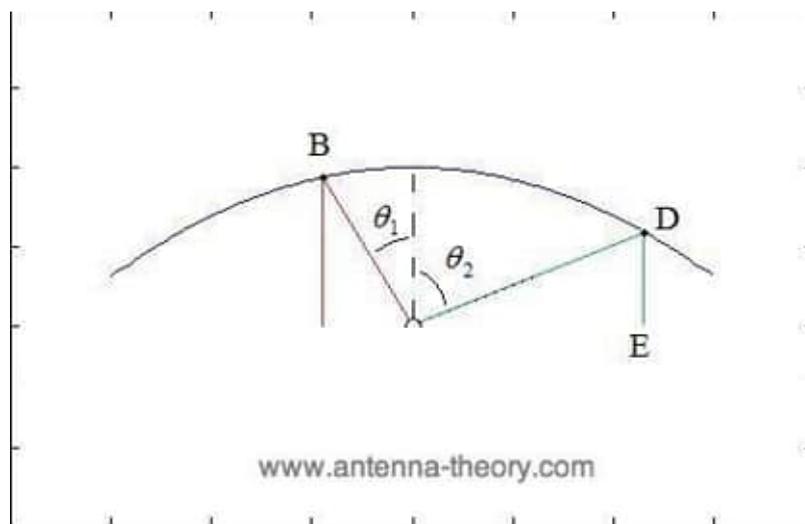


Рис. 53. Два луча выходят из фокуса и отражаются от параболического отражателя

Из рисунка 53 можно сделать два наблюдения. Во-первых, оба луча в конечном итоге движутся в направлении вниз (что можно определить, поскольку углы падения и отражения относительно нормали к поверхности должны быть равны).

Говорят, что лучи коллимированы. Второе важное наблюдение заключается в том, что длины путей ADE и ABC равны. Это можно доказать с помощью некоторой геометрии, которую я не буду воспроизводить здесь. Эти факты можно доказать для любого набора выбранных углов. Отсюда следует, что:

- Все лучи, исходящие из фокусной точки (источника или питающей антенны), будут отражаться в одном направлении.
- Расстояние, которое проходит каждый луч от фокальной точки до отражателя, а затем до фокальной плоскости, является постоянным.

Тогда электрическое поле в дальней зоне принимает следующий вид

$$E_{\theta} = \frac{ja^2 k_0 E_0 e^{-jk_0 r}}{2r} (1 + \cos \theta) \cos \phi \frac{J_1(k_0 a \sin \theta)}{k_0 a \sin \theta},$$

$$E_{\phi} = \frac{-ja^2 k_0 E_0 e^{-jk_0 r}}{2r} (1 + \cos \theta) \sin \phi \frac{J_1(k_0 a \sin \theta)}{k_0 a \sin \theta}.$$

Диаграмма направленности может быть найдена

$$F(\theta) = \frac{|E_{\theta}(\theta, \phi)|^2 + |E_{\phi}(\theta, \phi)|^2}{|E_{\theta}(0, 0)|^2 + |E_{\phi}(0, 0)|^2}$$

$$= (1 + \cos \theta)^2 \left[\frac{J_1(k_0 a \sin \theta)}{k_0 a \sin \theta} \right]^2.$$

Диаграмма направленности (в [дБ]) показана на рис. 54 для случая равномерно освещенной апертуры диаметром $D = 2a = 4\lambda_0$. Сечение в плоскости $\phi = 0$ показано на рис. 55. Первый боковой лепесток находится на уровне -17,6 дБ по отношению к р.т. главный луч и ширина луча 3 дБ составляют $\theta_{HP} = 1,02\lambda_0 = (2a) = 14,6^\circ$. Ширина луча напрямую зависит от размера отражателя: чем больше D , тем меньше ширина луча. Обратите внимание, что первый боковой лепесток круглой апертуры ниже первого бокового лепестка прямоугольной апертуры (-17,6 дБ против -13,3 дБ).

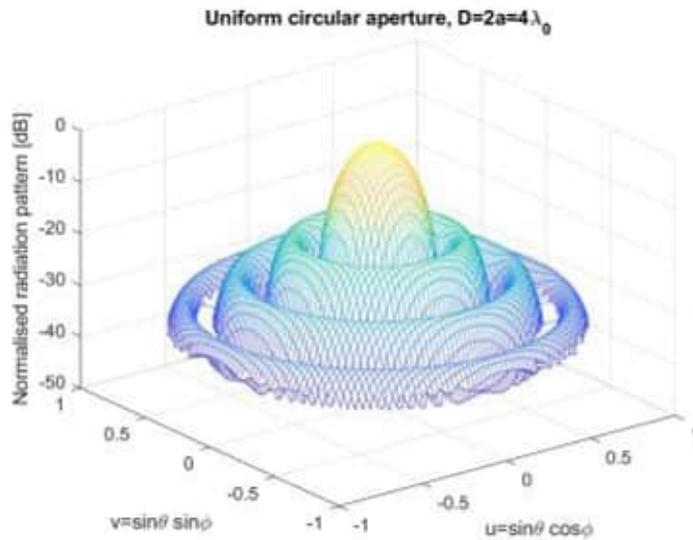


Рис. 54. Трехмерная диаграмма направленности в зависимости от $(\theta; \varphi)$ параболического рефлектора с равномерной апертурной освещенностью диаметром $D = 2a = 4\lambda_0$. Все значения указаны в дБ

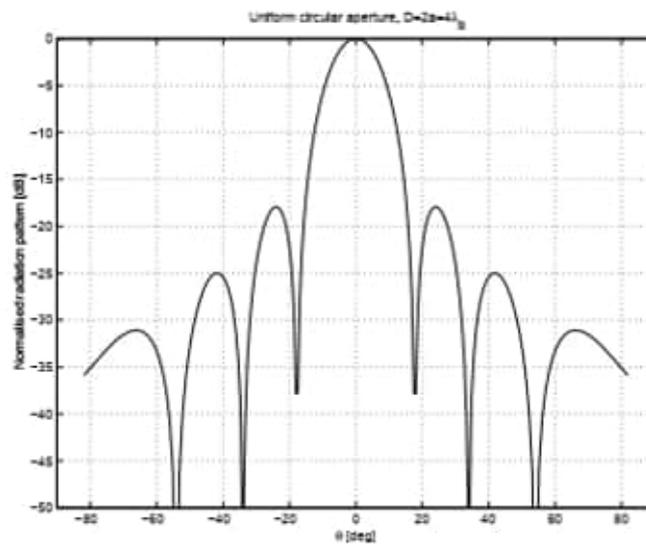


Рис. 55. Диаграмма направленности в плоскости $\varphi = 0^\circ$ параболического рефлектора с равномерной освещенностью апертуры диаметром $D = 2a = 4\lambda_0$. Все значения указаны в дБ. Ширина луча по уровню 3 дБ в этой плоскости равна $\theta_{HP} = 1,02\lambda_0/(2a) = 14,6^\circ$

Некоторые результаты расчетов сведены в таблицу 3. Из этой таблицы можно сделать вывод, что равномерное освещение ($p = 0$) обеспечивает наибольшую направленность и коэффициент усиления антенны. Однако уровень первого бокового лепестка относительно высок. Используя взвешенное распределение апертуры (сужение), мы можем уменьшить уровень боковых лепестков за счет снижения направленности и соответствующего КПД, который составляет всего 44% для $p = 2$. Требования для конкретного применения будут определять оптимальную форму, функции распределения апертуры $W(r_0)$.

Таблица 3. Обзор наиболее важных параметров рефлекторных антенны

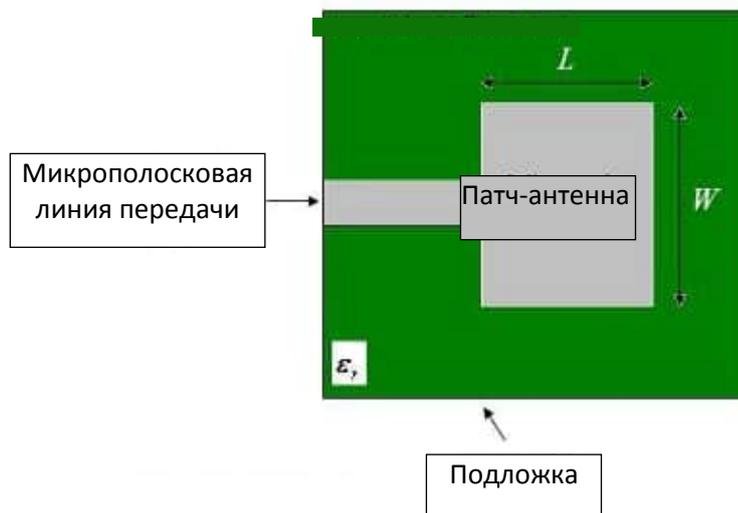
Параметр антенны	$p = 0$	$p = 1$	$p = 2$
Ширина ДН по ур. -3дБ в град.	$29.2 \frac{\lambda_0}{a}$	$36.4 \frac{\lambda_0}{a}$	$42.1 \frac{\lambda_0}{a}$
Ширина ДН между нулями	$69.9 \frac{\lambda_0}{a}$	$93.4 \frac{\lambda_0}{a}$	$116.3 \frac{\lambda_0}{a}$
Уровень бокового лепестка, дБ	-17.6	-24.6	-30.6
Направленность	$\left(\frac{2\pi a}{\lambda_0}\right)^2$	$0.75 \left(\frac{2\pi a}{\lambda_0}\right)^2$	$0.56 \left(\frac{2\pi a}{\lambda_0}\right)^2$

6.3.3. Микрополосковые антенны

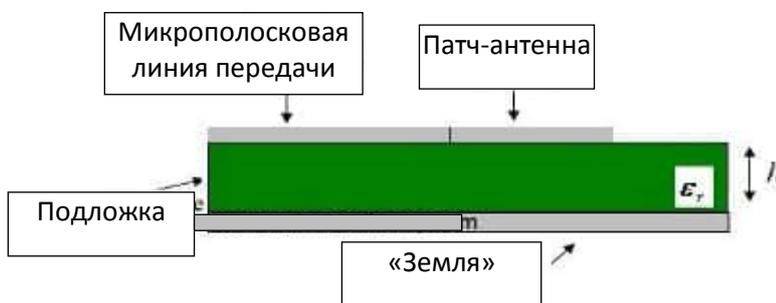
Микрополосковые или патч-антенны становятся все более полезными, поскольку их можно напечатать непосредственно на печатной плате. Микрополосковые антенны получают все большее распространение на рынке мобильных телефонов. Патч-антенны недороги, имеют низкий профиль и легко изготавливаются.

Рассмотрим микрополосковую антенну, показанную на рисунке 56, питаемую микрополосковой линией передачи. Патч-антенна, микрополосковая линия передачи и заземляющая пластина изготовлены из металла с высокой проводимостью (обычно из меди). Патч имеет длину L , ширину W и располо-

жена поверх подложки (диэлектрической платы) толщиной h с диэлектрической проницаемостью ϵ_r . Толщина заземляющего слоя или микрополоски не имеет решающего значения. Обычно высота h намного меньше рабочей длины волны, но не должна быть намного меньше $0,025$ длины волны ($1/40$ длины волны), иначе эффективность антенны будет снижена.



(а) Вид сверху на патч-антенну



(б) Микрополосковая антенна, вид сбоку

Рис. 56. Геометрия микрополосковой (патч) антенны

Частота работы патч-антенны, показанной на рисунке 56, определяется длиной L . Центральная частота будет приблизительно равна:

$$f_c \approx \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_0\epsilon_r\mu_0}}$$

Приведенное выше уравнение гласит, что микрополосковая антенна должна иметь длину, равную половине длины волны в диэлектрической (подложке) среде.

Ширина W микрополосковой антенны управляет входным сопротивлением. Большая ширина также может увеличить пропускную способность. Для прямоугольной антенны, питаемой указанным выше способом, входное сопротивление будет порядка 300 Ом. Увеличивая ширину, сопротивление можно уменьшить. Однако для уменьшения входного сопротивления до 50 Ом часто требуется очень широкая патч-антенна, которая занимает много ценного места. Ширина дополнительно контролирует диаграмму направленности. Нормализованная диаграмма направленности приблизительно определяется выражением:

$$E_{\theta} = \frac{\sin\left(\frac{kW \sin \theta \sin \phi}{2}\right)}{\frac{kW \sin \theta \sin \phi}{2}} \cos\left(\frac{kL}{2} \sin \theta \cos \phi\right) \cos \phi$$

$$E_{\phi} = -\frac{\sin\left(\frac{kW \sin \theta \sin \phi}{2}\right)}{\frac{kW \sin \theta \sin \phi}{2}} \cos\left(\frac{kL}{2} \sin \theta \cos \phi\right) \cos \theta \sin \phi$$

В приведенном выше примере k – волновое число в свободном пространстве, определяемое формулой $2\pi/\lambda$. Величина полей определяется формулой:

$$f(\theta, \phi) = \sqrt{E_{\theta}^2 + E_{\phi}^2}$$

Поля микрополосковой антенны показаны на рис. 57 для $W=L=0.5\lambda$.

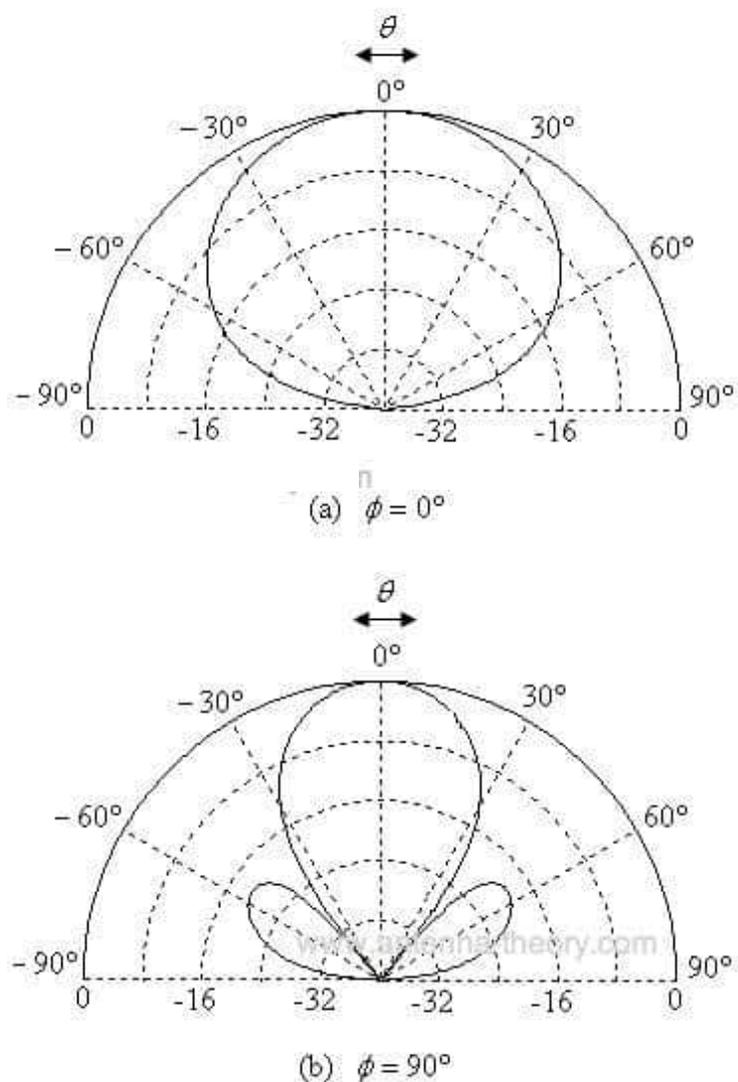


Рис. 57. Нормализованная диаграмма направленности микрополосковой (патч) антенны

Направленность патч-антенн составляет примерно 5-7 дБ. Поля линейно поляризованы и в горизонтальном направлении, если смотреть на микрополосковую антенну, как показано на рисунке 57.

Вопросы и задания

1. В каком частотном диапазоне применяются рупорные антенны? Назовите их основные составные части.

2. Какую основную функцию выполняет излучатель в параболических антеннах?
3. Из каких основных частей состоит микрополосковая патч-антенна?
4. Какие значения принимает коэффициент направленного действия прямоугольной патч-антенны?
5. Как называется точка, в которой сходятся все лучи параболических антенн?
6. Нарисуйте типичные диаграммы направленности параболической антенны и прямоугольной патч-антенны.
7. В каких приложениях нашли основные применение рупорные антенны?

7. АНТЕННЫЕ РЕШЁТКИ

Антенная решетка представляет собой набор N пространственно разнесенных антенн. Количество антенн в решетке может составлять от двух до нескольких тысяч (как в радиолокационной установке с фазированной решеткой AN / FPS-85, эксплуатируемой ВВС США). В общем, производительность антенной решетки (для любого применения, в которой она используется) увеличивается с увеличением количества антенн (элементов) в решетке; недостатком, конечно, является повышенная стоимость, размер и сложность.

На следующих рисунках показаны некоторые примеры антенных решеток.

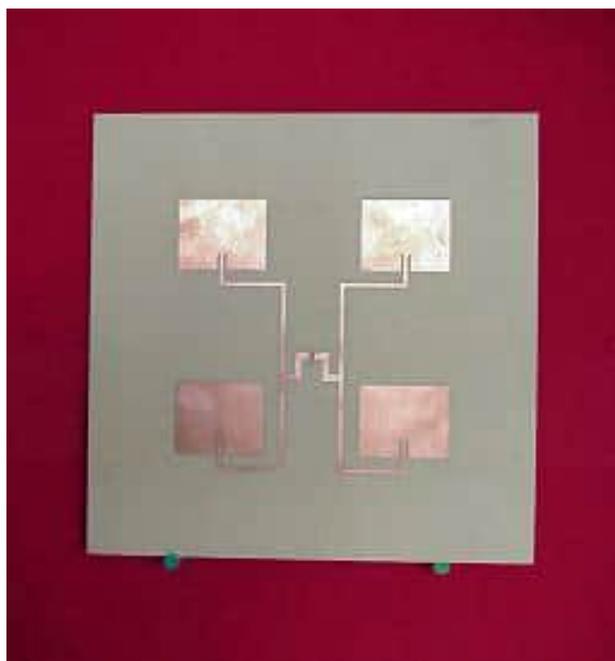


Рис. 58. Четырехэлементная микрополосковая антенная решетка
(фазированная решетка)



Рис. 59. Антенная решетка вышки сотовой связи.

Эти антенные решетки обычно используются группами по 3 штуки
(2 приемные антенны и 1 передающая антенна)

Общую форму антенной решетки можно проиллюстрировать, как показано на рисунке 60. Выбирается начало координат и система координат, а затем размещаются N элементов, каждый в месте, заданном следующим образом:

$$\mathbf{d}_n = [x_n \ y_n \ z_n]$$

Положения элементов фазированной решетки показаны на следующем рисунке.

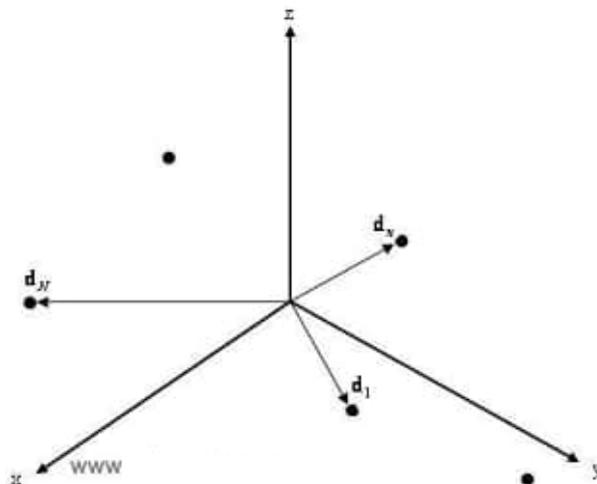


Рис. 60. Геометрия произвольной антенной решетки из N элементов

Пусть X_1, X_2, \dots, X_N представляют выходные сигналы антенн с 1 по N соответственно. Выходной сигнал этих антенн чаще всего умножается на набор N весов — w_1, w_2, \dots, w_N — и сложены, как показано на рисунке 61.

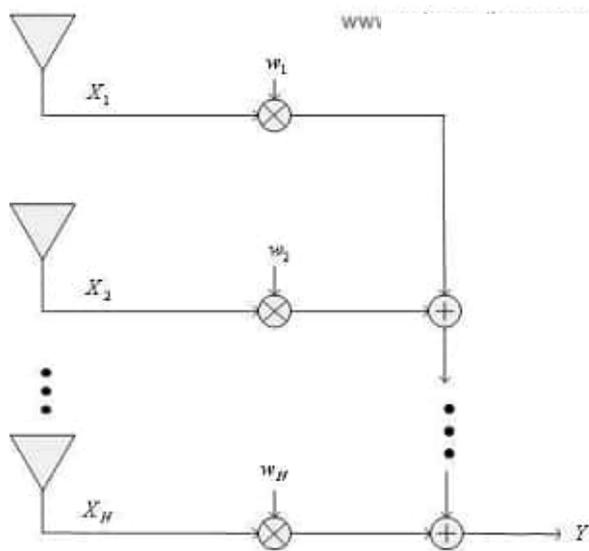


Рис. 61. Взвешивание и суммирование сигналов от антенн для формирования выходного сигнала в фазированной решетке

Выходные данные антенной решетки можно кратко записать так:

$$Y = \sum_{n=1}^N w_n X_n$$

Вот что происходит в антенной решетке. Однако я не ответил, в чем преимущества фазированной решетки. Чтобы понять, что происходит в антенной решетке, перейдите к следующему разделу «Антенные решетки».

Преимущества антенных решеток

Чтобы понять преимущества антенных решеток, рассмотрим набор из трех антенн, расположенных вдоль оси z , принимающих сигнал (плоскую волну или нужную информацию), поступающий под углом относительно оси z θ , как показано на рис. 62.

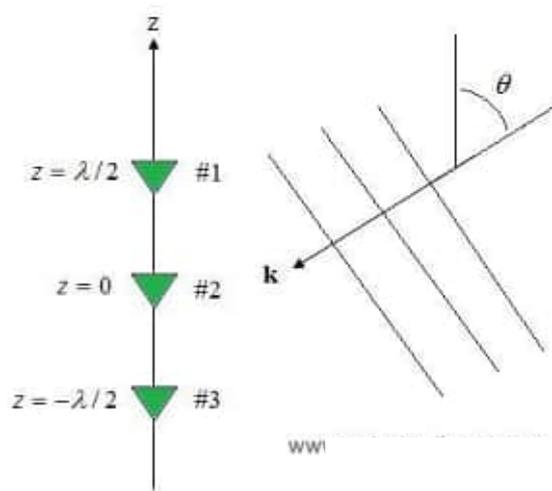


Рис. 62. Пример 3-элементной антенной решетке, принимающей плоскую волну

Антенны в фазированной решетке расположены на расстоянии половины длины волны друг от друга (с центром $z=0$). E -поле плоской волны (предполагается, что оно везде имеет постоянную амплитуду) можно записать как:

$$\begin{aligned}
 E(x, y, z) &= e^{-j(k_x x + k_y y + k_z z)} \\
 &= e^{-j|\mathbf{k}|(\sin\theta \cos\phi x + \sin\theta \sin\phi y + \cos\theta z)} \\
 &= e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}}
 \end{aligned}$$

В приведенном выше примере k — волновой вектор, который определяет изменение фазы в зависимости от положения.

Координаты (x, y) каждой антенны равны $(0,0)$; меняется только координата z для каждой антенны. Далее, если предположить, что антенны представляют собой изотропные датчики, сигнал, принимаемый от каждой антенны, пропорционален электронному полю в месте расположения антенны. Следовательно, для антенны i принятый сигнал:

$$X_i = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \cos\theta z_i}$$

Принятые сигналы отличаются комплексным фазовым коэффициентом, который зависит от разнесения антенн и угла прихода плоской волны. Если сигналы суммировать, результат будет:

$$\begin{aligned}
Y &= e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\cos\theta z_1} + e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\cos\theta z_2} + e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\cos\theta z_3} \\
&= \sum_{i=1}^3 e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\cos\theta z_i} \\
&= \sum_{m=-1}^1 e^{-jm\pi\cos\theta}
\end{aligned}$$

Интересно то, что величина Y отображается на графике в зависимости от θ (угол прихода плоской волны). Результат представлен на рисунке 63.

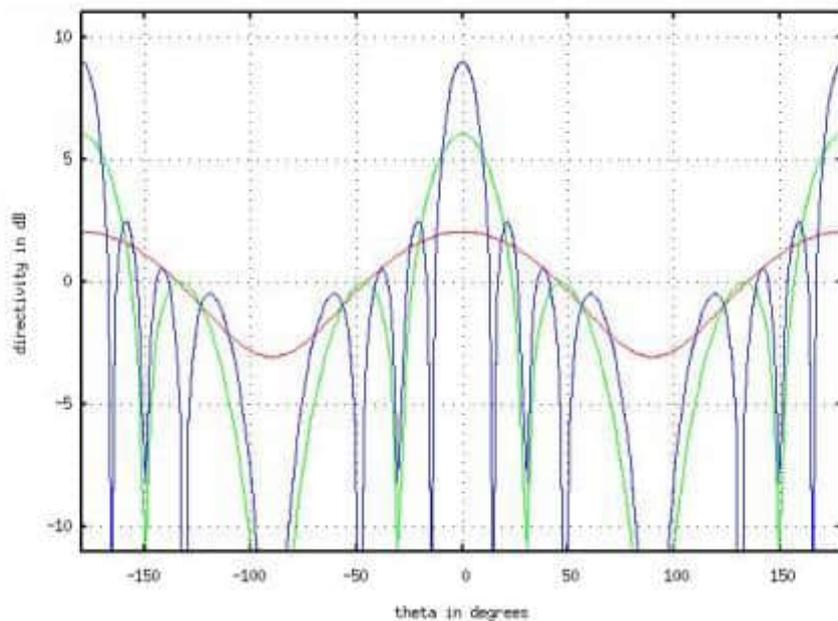


Рис. 63. Коэффициент направленного действия 2 (красный), 5 (зелёный) и 10 (голубой) антенной решётки с расстоянием между элементами $0,4\lambda$

На рисунке 63 показано, что фазированная решетка фактически обрабатывает сигналы лучше в некоторых направлениях, чем в других. Например, антенная решетка наиболее восприимчива, когда угол прихода составляет 90 градусов. Напротив, когда угол прихода составляет 45 или 135 градусов, выходная мощность антенной решетки равна нулю, независимо от мощности падающей плоской волны. Таким образом получается направленная диаграмма направленности, даже если антенны предполагались изотропными. Несмотря на то,

что это было показано для приемных антенн, из-за взаимности передающие свойства будут одинаковыми.

Вопросы и задания

1. Используя язык программирования *Octave*, нарисуйте диаграмму направленности для линейной антенной решётки с числом элементов $N = 4$ и межэлементным расстоянием $d = \lambda/2$. Вычислите координаты нуля и бокового лепестка диаграммы направленности.

2. Вычислите ширину диаграммы направленности для линейной антенной решётки, $N = 8$, $d = \lambda/2$.

3. Перечислите основные сферы применения антенных решёток.

4. Что такое волновой вектор, сформулируйте его физический смысл.

5. От каких параметров зависит диаграммы направленности антенных решёток.

Елецкий государственный университет

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Антенны / Ю.Т. Зырянов, П.А. Федюнин, О.А. Белоусов [и др.]. – 6-е изд., стер. – Санкт-Петербург: Лань, 2023. – 412 с.
2. Гончаренко И. Антенны КВ и УКВ. Часть 1. Компьютерное моделирование MMANA / И. Гончаренко. – Москва: ИП РадиоСофт, Журнал «Радио», 2002. – 128 с.: ил. ISBN 5-93037-119-9
3. Гончаренко И. Компьютерное моделирование антенн. Все о программе MMANA / И. Гончаренко. – Москва: ИП РадиоСофт, Журнал «Радио», 2002. – 80 с.: ил. ISBN 5-93037-092-3
4. Шостак А.С. Антенны и устройства СВЧ. Микроволновые антенны и устройства СВЧ: учебно-методическое пособие / А.С. Шостак, И.И. Горелкин, В.П. Зайцев. – Москва: ТУСУР, 2018. – 119 с.
5. Антенны и фидеры. Передача информации по каналам связи. Контроль и измерения в технике связи; ред. С.В. Бородич. – Москва: НИИР, 2017. – 100 с.
6. Антенные решётки: учебное пособие / В.В. Смирнов, А.А. Сорокин, С.Ю. Страхов, Н.В. Сотникова. – Санкт-Петербург: БГТУ «Военмех» им. Д.Ф. Устинова, 2014. – 81 с.
7. Боков Л.А. Электродинамика и распространение радиоволн [Электронный ресурс]: учебное пособие / Л.А. Боков, В.А. Замотринский, А.Е. Мандель; Томский Государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР). – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2013. – 410 с.: ил., табл., схем. – Режим доступа: URL: <https://biblioclub.ru/index.php?page=book&id=208611> (дата обращения: 01.09.2023)
8. Буянов Ю.И. Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства [Электронный ресурс]: учебное пособие / Ю.И. Буянов, Г.Г. Гошин; Томский Государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР). – Томск: ТУСУР, 2013. – 300 с.: ил., табл., схем. – Режим доступа:

URL: <https://biblioclub.ru/index.php?page=book&id=480512> (дата обращения: 01.09.2023)

9. Гошин Г.Г. Устройства СВЧ и антенны [Электронный ресурс]: учебное пособие / Г.Г. Гошин. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – Ч. 2. Антенны. – 160 с. – Режим доступа: URL: <https://biblioclub.ru/index.php?page=book&id=208588> (дата обращения: 01.09.2023)

10. Зырянов Ю.Т. Антенны [Электронный ресурс]: учебное пособие / Ю.Т. Зырянов, П.А. Федюнин, О.А. Белоусов; Тамбовский государственный технический университет. – Тамбов: Тамбовский государственный технический университет (ТГТУ), 2014. – 128 с.: ил. – Режим доступа: URL: <https://biblioclub.ru/index.php?page=book&id=278016> (дата обращения: 01.09.2023)

Елецкий государственный университет

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
1. Параметры антенн	4
1.1. Роль и назначение антенн при передаче и приеме	4
2. Типы антенн	7
2.1. Проволочные антенны	7
2.2. Микрополосковые антенны	8
2.3. Антенные решётки	9
2.4. Рефлекторные антенны	10
3. Образование электромагнитного поля	12
4. Зоны излучения антенн	20
4.1. Область антенны	20
4.2. Реактивная область ближнего поля	21
4.3. Область Френеля (излучающая ближнее поле)	21
4.4. Регион Фраунгофера (дальнее поле)	21
5. Основные параметры антенн	24
5.1. Плотность мощности	24
5.2. Интенсивность излучения	26
5.3. Диаграмма направленности	26
5.4. Ширина диаграммы направленности	28
5.5. Коэффициент направленного действия	29
5.6. Коэффициент усиления	32
5.7. Апертура антенны	32
5.8. Формула Фрииса	33
6. Простые антенны	36
6.1. Магнитный векторный потенциал и поле дальней зоны	36
6.2. Линейные антенны	37
6.2.1. Короткий диполь	37
6.2.2. Тонкопроводные антенны	41
6.2.3. Сложенный диполь	47
6.2.4. Директорная антенна	48
6.3. Апертурные антенны	53
6.3.1. Рупорные антенны	53
6.3.2. Рефлекторные антенны	62
6.3.3. Микрополосковые антенны	68
7. Антенные решётки	73
Список литературы	79

Учебное издание

Пешков Илья Владимирович

**ОСНОВЫ
АНТЕННОЙ ТЕХНИКИ
(НАПРАВЛЕНИЕ «РАДИОТЕХНИКА»)**

Курс лекций

Формат 60 x 84 /16. Гарнитура Times.

Печ.л. 5,1 Уч.-изд.л. 5,0

Электронная версия

Размещено на сайте: <https://elsu.ru/kaf/physics/edu>

Заказ 77

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

«Елецкий государственный университет им. И.А. Бунина»

399770, г. Елец, ул. Коммунаров, 28,1