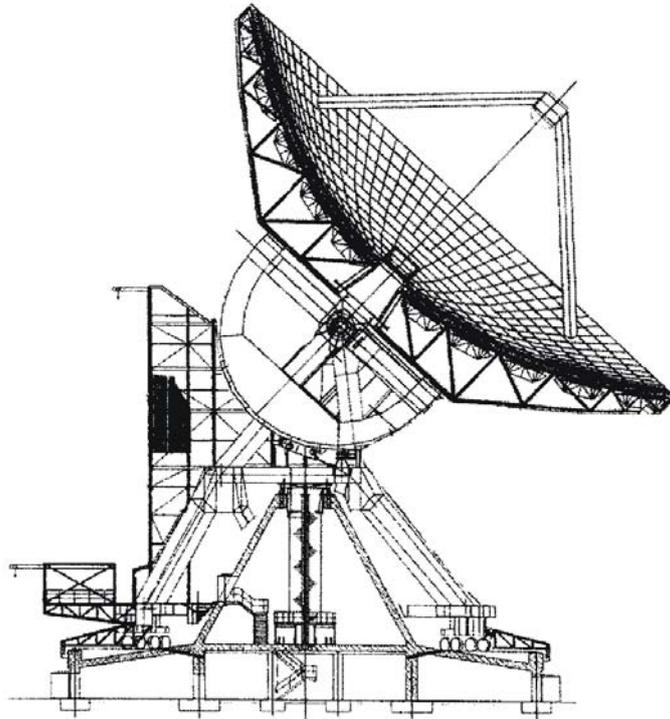


Л. Д. Зубко,
А. А. Белявская,
В. Г. Крыжановский

АНТЕННЫ



Донецк 2006

Министерство образования и науки Украины
Донецкий национальный университет

Л.Д. Зубко, А.А. Белявская, В.Г. Крыжановский

АНТЕННЫ

Учебное пособие

Печатается по решению Совета
физического факультета ДонНУ
Протокол № 8 от 21 апреля 2006г.

Донецк 2006

УДК 621.396.67(07)

Зубко Л.Д., Белявская А.А., Крыжановский В.Г.
Антенны: Учебное пособие.—Донецк: ДонНУ, 2006.— 68 с.

Учебное пособие предназначено для изучения курсов «Антенны и распространение радиоволн», «Техническая электродинамика», «Техника СВЧ». Изложены избранные разделы антенной техники, в том числе и выносимые на самостоятельное изучение, приведены примеры решения задач и задачи для самостоятельной работы, даны описания лабораторных работ и комплексное задание по курсу.

Пособие рассчитано на студентов высших учебных заведений очной и заочной форм обучения специальностей «Радиофизика и электроника», «Телекоммуникации».

Рецензент: д.т.н., профессор Белоусов В.В.

Редактор: к.ф.-м.н. Сергиенко С.П.

Физический факультет ДонНУ, 2006.

Подписано к печати 25.04.2006 г.
Объем 3,1 усл. п.л. Тираж 100. Заказ 297

Отпечатано в типографии издательства Апекс.
Т.: 305-39-41, 381-08-36, ул. Челюскинцев 151, к. 101.
E-mail: apex@euromb.com

Введение

«Антенны и распространение радиоволн» является дисциплиной, интегрирующей в себе материал дисциплин «Длинные линии», «Электродинамика», «Техника СВЧ» и других, и нацеленной на решение задач радиосвязи, радиолокации и телекоммуникаций. Характерной особенностью этой дисциплины является широкий диапазон частот, в которых надо решать задачи конструирования антенн, и огромное разнообразие вариантов их применения.

Курс «Антенны и распространение радиоволн» предполагает изучение теории электромагнитных процессов и техники электродинамических устройств. Он охватывает широкую область электромагнитных явлений: от распространения волн в космическом или околоземном пространстве до процессов в миниатюрных устройствах миллиметрового диапазона длин волн или быстродействующих ЭВМ. Без сведений из данного курса невозможно рассмотрение современных информационных систем и систем связи.

Изучение курса «Антенны и распространение радиоволн» требует широкого применения многих разделов математики: теории функций комплексного переменного, операционного исчисления, уравнений математической физики, матричного и тензорного анализа. Также требуется знание физики электрических явлений в твердых телах, жидкостях и газах, физики магнитных явлений.

Важным методом освоения материала курса «Антенны и распространение радиоволн» является решение задач, поэтому в данном пособии большое внимание уделено примерам решения задач и даны задачи для самостоятельного решения. Важнейшим этапом освоения курса является выполнение лабораторных работ, в пособии для примера приведено задание одной лабораторной работы.

1. Программа курса «Антенны и распространение радиоволн»

1. Место и назначение антенн в науке, технике и промышленности

2. Электродинамические основы теории антенн

Уравнения Максвелла. Комплексная диэлектрическая проницаемость. Тангенс диэлектрических потерь. Теорема Умова-Пойнтинга в комплексной форме. Реактивная мощность. Векторный потенциал. Электромагнитное поле излучающих систем в дальней, промежуточной и ближней зонах. Внутренняя и внешняя задачи теории антенн. Принцип двойственности Пистолькорса. Теорема эквивалентности.

3. Параметры антенн

Диаграммы направленности. Коэффициент направленного действия. Сопротивление излучения и потерь. Коэффициент полезного действия. Коэффициент усиления. Входное сопротивление. Действующая высота. Эффективная площадь. Коэффициент использования поверхности. Шумовая температура. Коэффициент рассеяния. Шумовая добротность. Эквивалентная изотропно излучаемая мощность. Фазовая диаграмма. Фазовый центр. Поляризационные характеристики. Коэффициент эллиптичности. Кроссполяризация. Параметры Стокса. Коэффициент поляризационных потерь. Принцип взаимности.

4. Элементарные излучатели

Диполь Герца. Магнитный диполь. Элементарные электрическая и магнитная рамки. Элементарный источник однонаправленного излучения. Турникетный излучатель. Теорема Броувера-Скотта. Элемент Гюйгенса.

5. Линейный излучатель

Диаграмма направленности. Режимы излучения. Соотношение Хансена-Вудворда. Влияние амплитудно-фазового распределения и фазовых искажений на параметры линейного излучателя.

Линейные антенные решетки. Принцип суперпозиции. Побочные главные максимумы и методы их подавления.

6. Плоские излучающие раскрыты

Прямоугольный, круглый и эллиптический излучающие раскрыты. Влияние амплитудно-фазового распределения и фазовых искажений на параметры плоского излучающего раскрыта. Плоские антенные решетки. Побочные максимумы и методы их подавления.

7. Синтез излучающих систем.

Типы задач синтеза излучающих систем. Синтез линейного излучателя методом интеграла Фурье. Неустойчивость решения. Коэффициент реактивности. Сверхнаправленность. Дольф-Чебышевское, Тейлоровское и биномиальное амплитудные распределения.

8. Типы антенн

Вибраторные антенны. Щелевые антенны. Антенны бегущей волны. Директорные антенны. Спиральные антенны. Логарифмические антенны. Рупорные антенны. Секторные, пирамидальные, круглые и скалярные рупорные антенны.

Линзовые антенны. Металлопластинчатые и диэлектрические линзы. Линзы Люнеберга, Максвелла и Микаэляна. Зеркальные антенны и их разновидности. Двухзеркальные антенны. Облучатели зеркальных антенн. Преобразователи поляризации.

9. Антенные решетки

Фазированные антенные решетки. Методы и схемы управления лучом. Схемы активных антенных решеток. Многолучевые антенные решетки. Диаграммообразующие схемы Батлера и Блассса.

Взаимное влияние излучателей в антенной решетке. Эффект Вуда. Методы формирования нулей диаграммы направленности. Адаптивные антенные решетки. Схемы формирования весовых коэффициентов.

Антенны с нелинейной обработкой сигнала. Крест Милса. Антенны с параметрами, зависящими от времени. Цифровые антенные решетки.

10. Антенны в быту и промышленности

Антенны телецентров, FM радиостанций, мобильных телефонов. Автомобильные антенны. Антенны летательных аппаратов. Антенны для гипертермии в медицине.

Антенны для тепловой обработки материалов.

11. Распространение радиоволн

Передача энергии между двумя антеннами в свободном пространстве. Ректенны. Влияние подстилающей поверхности на параметры антенн. Влияние параметров почвы на коэффициент отражения для различной поляризации.

Передача энергии между двумя антеннами при подстилающей поверхности. Формула Введенского.

Особенности расчета трасс радиорелейных и спутниковых линий связи. Зоны Френеля. Тропосферное рассеяние. Особенности распространения длинных, средних и коротких волн. Критическая и максимальная частоты. Эффект Фарадея. Глобальные резонансы. Эффект Кабанова. Эффект Гетманцева. Понятие электромагнитного снаряда.

12. Основы радиоэкологии

Влияние электромагнитного излучения на биологические объекты.

Санитарные нормы при работе с радиоизлучением. Предельно допустимые нормы облучения. Энергетическая нагрузка.

2. ИЗЛУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

2.1. Диаграммы направленности

1. Комплексная векторная диаграмма направленности (ДН) передающей антенны – это зависимость комплексного вектора электрического (или магнитного) поля в равноудаленных от антенны точках от угловых сферических координат (рис. 2.1):

$$\vec{\dot{E}}(\theta, \varphi) = E(\theta, \varphi) e^{i\psi(\theta, \varphi)} \dot{p}(\theta, \varphi), \quad (2.1)$$

где $E(\theta, \varphi)$ – амплитудная ДН по полю, $\psi(\theta, \varphi)$ – фазовая ДН, $\dot{p}(\theta, \varphi)$ – поляризационный вектор.

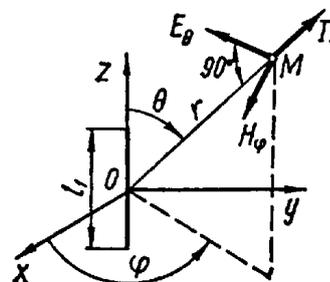


Рис. 2.1

2. Амплитудная ДН передающей антенны – это зависимость величины (интенсивности) поля излучения или его отдельных компонентов в равноудаленных от антенны точках от угловых сферических координат. Иногда эту зависимость, выраженную в виде функции, называют диаграммой функции или характеристикой направленности, а под ДН понимают ее графическое изображение. ДН в наиболее общем и полном виде характеризует способность антенны распределять энергию излучения в пространстве по различным направлениям.

Величину поля излучения измеряют с помощью индикатора поля. При снятии ДН индикатор передвигают так, что его центр (точка M на рис. 2.1) перемещается по поверхности сферы радиуса r . ДН обычно определяют в дальней зоне ($r > r_D$), в которой вид ДН не зависит от r . Таким образом, в результате измерений или аналитически получают зависимость вида $E(\theta, \varphi) = E'f_E(\theta, \varphi)$ для напряженности поля, $\Pi(\theta, \varphi) = \Pi'f_\Pi(\theta, \varphi)$ – для величины вектора Пойнтинга, $p(\theta, \varphi) = p'f_p(\theta, \varphi)$ – для угловой плотности мощности¹. Здесь штрихами обозначены амплитудные множители, не зависящие от угловых координат, а функции f определяют ДН.

Функцию $f_E(\theta, \varphi)$ называют **ДН по полю**, а функции $f_\Pi(\theta, \varphi)$ и $f_p(\theta, \varphi)$ – **ДН по мощности**, причем последние две функции одинаковы с точностью до постоянного множителя, так как $p = r^2 \Pi$. Учитывая, что $\Pi = E^2/240\pi$, можно заключить, что ДН некоторой антенны по мощности

¹ Угловая плотность мощности определяется выражением $p = \lim_{\Delta\Omega \rightarrow 0} (\Delta P / \Delta\Omega)$, где ΔP – поток мощности через телесный угол $\Delta\Omega$.

пропорциональна квадрату ее ДН по полю. Будем в дальнейшем обозначать эти ДН $f^2(\theta, \varphi)$ и соответственно $f(\theta, \varphi)$.

3. Нормированные ДН по полю $F(\theta, \varphi)$ и по мощности $F^2(\theta, \varphi)$ получают путем деления ненормированных ДН на их максимальные значения

$$F(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) / f_{\max}, \quad (2.2)$$

$$F^2(\theta, \varphi) = f^2(\theta, \varphi) / f_{\max}^2. \quad (2.3)$$

Нормированные ДН удобны для сравнения различных антенн, так как для любой из них $F_{\max} = 1$.

Величина (интенсивность) поля выражается через нормированные ДН с помощью соотношений

$$\begin{aligned} E(\theta, \varphi) &= E_{\max} F(\theta, \varphi), \\ \Pi(\theta, \varphi) &= \Pi_{\max} F^2(\theta, \varphi), \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$p(\theta, \varphi) = p_{\max} F^2(\theta, \varphi).$$

Иногда выражают ДН в логарифмическом масштабе

$$F_{\text{дБ}}^2(\theta, \varphi) = 10 \lg F^2(\theta, \varphi) = 20 \lg |F(\theta, \varphi)|. \quad (2.5)$$

Учитывая (2.4), можно (2.1) представить в виде

$$\dot{\vec{E}}(\theta, \varphi) = E_{\max} F(\theta, \varphi) e^{i\psi(\theta, \varphi)} \dot{\vec{p}}(\theta, \varphi). \quad (2.6)$$

Следовательно, нормированная векторная комплексная ДН определяется выражением

$$\dot{\vec{F}}(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) e^{i\psi(\theta, \varphi)} \dot{\vec{p}}(\theta, \varphi). \quad (2.7)$$

4. Пространственная ДН представляет собой замкнутую поверхность – геометрическое место точек концов радиус-векторов, проведенных из начала координат в направлениях θ, φ и имеющих длины, пропорциональные $|F(\theta, \varphi)|$ или $F^2(\theta, \varphi)$. По виду пространственной ДН различают **ненаправленные** антенны – не имеющие явно выраженного направления, в котором концентрируется основное излучение, **слабонаправленные** антенны – основное излучение которых концентрируется в пределах некоторого, обычно достаточно большого телесного угла и **остронаправленные** антенны – концентрирующие излучение в пределах малого угла. Ненаправленной и слабонаправленной являются, например, тороидальная и, соответственно, кордиоидная ДН. К остронаправленным (рис. 2.2, а, б) относятся, например, *веерная* ДН (имеющая форму веера) и *игольчатая* ДН (в виде узкого вытянутого тела вращения).

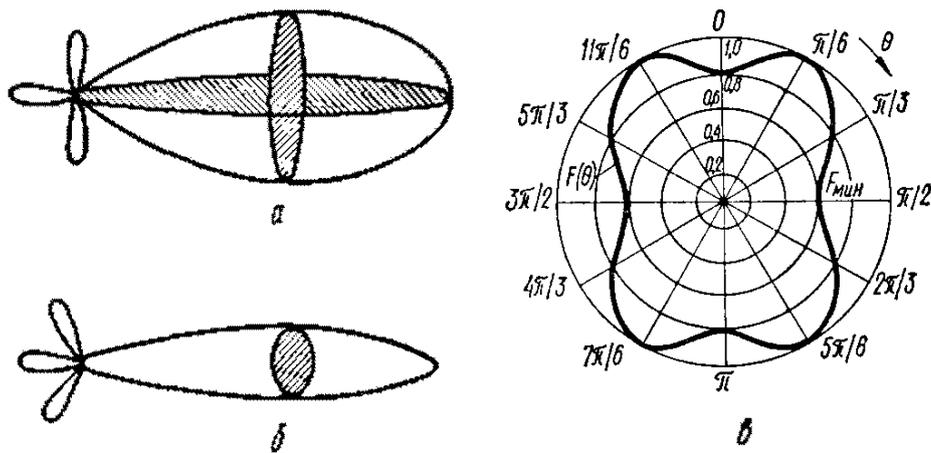


Рис. 2.2. Всевная (а), игольчатая (б) и ненаправленная (в) ДН.

5. Изображение ДН в виде замкнутой поверхности сложно и недостаточно наглядно. Поэтому обычно пользуются сечениями пространственной ДН некоторыми плоскостями. Получающиеся замкнутые кривые являются *двумерными (плоскостными) ДН*. Чем точнее нужно знать пространственную ДН, тем больше нужно сделать сечений. Часто ограничиваются сечениями с помощью двух взаимно перпендикулярных, так называемых *главных плоскостей*, проходящих через направление максимального излучения. В случае линейной поляризации поля одна из плоскостей может быть параллельна вектору \vec{E} (*E-плоскость*), а другая – вектору \vec{H} (*H-плоскость*).

6. Ненаправленная ДН (рис. 2.2, в) обычно изображается в полярных координатах и оценивается по степени ее приближения к окружности с помощью коэффициента равномерности, равного $k_p = E_{\min}/E_{\max}$, где E_{\min} и E_{\max} – напряженности поля в направлении минимального и максимального излучения на одинаковом удалении от антенны. В случае нормированной ДН $k_p = F_{\min}$.

7. Направленная ДН может изображаться в полярных (рис. 2.3, а) или декартовых координатах по полю (рис. 2.3, б), по мощности (рис. 2.3, в) или в логарифмическом масштабе (рис. 2.3, г). Слабонаправленные ДН для наглядности обычно изображают в полярных координатах, остронаправленные, для большей точности – в декартовых. ДН, как правило, имеет несколько направлений нулевого излучения («нулей»). Часть ДН между соседними нулями называется *лепестком*. Наибольший лепесток называется *главным*, остальные – *боковыми*.

О направленных свойствах антенны можно в известной мере судить по *ширине главного лепестка диаграммы направленности* (сокращенно – *ширине диаграммы направленности*), под которой понимают угол между

двумя направлениями в пределах главного лепестка, в которых угловая плотность мощности составляет заданный уровень (долю) по отношению к максимальной. Обозначим уровень отсчета S , а ширину ДН $2\theta_S$. Наиболее употребительные уровни отсчета $S = 0,5$; $S = 0,1$; $S = 0$. Они показаны на рис. 2.3. Заметим, что уровню половинной мощности ($S = 0,5$) соответствует уровень 0,707 по полю или 3 дБ в логарифмическом масштабе.

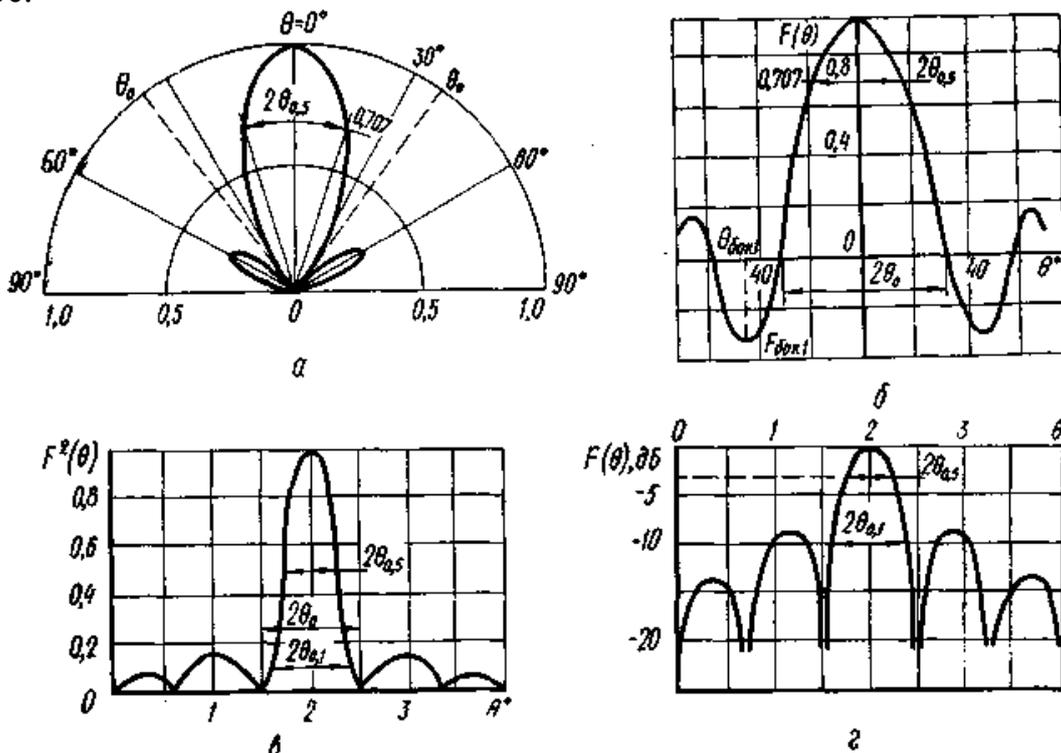


Рис. 2.3. Способы изображения направленных ДН

Боковые лепестки характеризуются уровнем наибольшего из них (обычно первого) $F_{бок1}$. При малом уровне боковых лепестков выявляется преимущество логарифмического масштаба (рис. 2.3, г), поскольку на ДН $F(\theta)$ и $F^2(\theta)$ эти лепестки трудно изобразить.

8. Фазовая ДН антенны – это зависимость от угловых сферических координат фазы поля в равноудаленных от начала координат точках. Из этого определения ясно, что вид фазовой ДН (в отличие от амплитудной ДН) существенно зависит от выбора точки, в которой расположено начало координат. Если существует такое расположение, при котором фаза в равноудаленных точках одинакова, то это значит, что антенна формирует фронт волны в виде сферы. Центр этой сферы называют *фазовым центром* антенны. Это определение сохраняется, несмотря на то, что в соседних лепестках ДН фаза изменяется на π (рис. 2.3, б).

Антенна может и не иметь фазового центра. Действительно, фаза поля на расстоянии r от начала координат равна $\psi(\theta, \varphi) - kr$, где $\psi(\theta, \varphi)$ –

фазовая ДН антенны (2.7). Рассмотрим поверхность, на которой фаза неизменна и равна ψ_0 , тогда $\psi(\theta, \varphi) - kr = \psi_0$. Следовательно, уравнение поверхности равных фаз (фронта волны) будет

$$r(\theta, \varphi) = \frac{[\psi(\theta, \varphi) - \psi_0]}{k}. \quad (2.8)$$

Если нет такого начала координат, при котором $\psi(\theta, \varphi)$ – константа, то $r(\theta, \varphi)$ – не есть поверхность сферы, и антенна не имеет фазового центра.

9. Поляризационный вектор $\vec{p}(\theta, \varphi)$ характеризует зависимость поляризации поля излучения от угловых сферических координат. Под поляризацией поля понимают ориентацию в пространстве вектора поля (обычно электрического). Если вектор \vec{E} (а, следовательно, и поляризационный вектор) в точке наблюдения M не вращается, то поляризация называется *линейной*. Она может быть *меридиональной* (вектор \vec{E} касателен меридиану), *азимутальной* (вектор \vec{E} касателен параллели) или *наклонной*.

Поляризация поля называется *вращающейся*, если вектор \vec{E} делает один оборот вокруг направления распространения за период высокочастотных колебаний.

В общем виде вектор \vec{E} можно представить как сумму двух линейно поляризованных компонентов¹

$$\dot{\vec{E}} = \vec{i}_\theta \dot{E}(\theta) + \vec{i}_\varphi \dot{E}(\varphi), \quad (2.9)$$

где \vec{i}_θ и \vec{i}_φ – орты сферической системы координат. Компоненты \dot{E}_θ и \dot{E}_φ могут быть комплексными и иметь разные аргументы, т. е. между ними может существовать сдвиг по фазе. Поделим обе части равенства (2.9) на $\sqrt{E_\theta^2 + E_\varphi^2}$ и получим

$$\dot{\vec{p}} = \vec{i}_\theta \dot{p}_\theta(\theta, \varphi) + \vec{i}_\varphi \dot{p}_\varphi(\theta, \varphi), \quad (2.10)$$

где

$$\dot{\vec{p}} = \frac{\dot{\vec{E}}}{\sqrt{E_\theta^2 + E_\varphi^2}}, \quad \dot{p}_\theta = \frac{\dot{E}_\theta}{\sqrt{E_\theta^2 + E_\varphi^2}}, \quad \dot{p}_\varphi = \frac{\dot{E}_\varphi}{\sqrt{E_\theta^2 + E_\varphi^2}}. \quad (2.11)$$

Из (2.11) видно, что компоненты поляризационного вектора пропорциональны компонентам электрического вектора поля.

10. Вращающаяся или эллиптическая поляризация характеризуется тем, что конец электрического вектора, вращаясь со средней угловой

¹ Это представление не является единственно возможным. Применяют, например, представление вектора \vec{E} в виде суммы двух компонентов, поляризованных по кругу

скоростью Ω , описывает эллипс в плоскости, перпендикулярной направлению распространения и проходящей через точку наблюдения M (рис. 2.4). Поляризационные свойства поля определяются следующими параметрами, эллипса: *углом наклона γ поляризационного эллипса; коэффициентом эллиптичности*, равным отношению малой оси эллипса к большой

$$K_{\gamma} = b/a, \quad (2.12)$$

направлением вращения электрического вектора: правым или левым (для наблюдателя, смотрящего вслед уходящей волне).

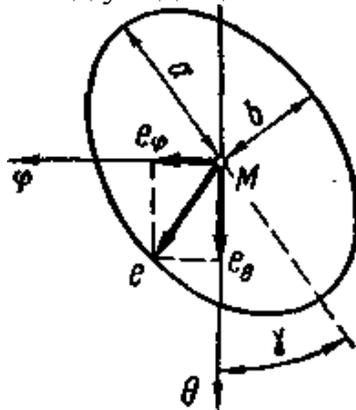


Рис. 2.4. Поляризационный эллипс

При поляризации правого или левого вращения коэффициенту K_{γ} приписывают знак плюс или, соответственно, минус. При $K_{\gamma} = 0$ эллипс вырождается в прямую линию, и поле имеет линейную поляризацию. При $K_{\gamma} = \pm 1$ эллипс становится окружностью, а поле имеет *круговую поляризацию*.

11. Расчет параметров поляризационного эллипса произведем, пользуясь мгновенными значениями компонент электрического поля и принимая за опорную фазу компонента E_{θ} :

$$e_{\theta} = E_{\theta} \cos(\omega t + \delta), \quad (2.13)$$

где δ – сдвиг фаз между компонентами ($\delta = \arg \dot{E}_{\varphi} - \arg \dot{E}_{\theta}$). Исключая параметр ωt , после некоторых преобразований можно получить уравнение эллипса

$$\frac{e_{\theta}^2}{E_{\theta}^2} - 2 \frac{e_{\theta} e_{\varphi}}{E_{\theta} E_{\varphi}} \cos \delta + \frac{e_{\varphi}^2}{E_{\varphi}^2} = \sin^2 \delta. \quad (2.14)$$

Нетрудно видеть, что при $\delta = n\pi$ (n – целое число) (2.14) – есть уравнение прямой, т. е. поляризация поля линейная; при $\delta = (2n+1)\frac{\pi}{2}$ и $E_{\theta} = E_{\varphi}$ (2.14) – есть уравнение окружности, т. е. поляризация поля круговая.

По уравнению эллипса можно определить его угол наклона и коэффициент эллиптичности. Формулы имеют следующий вид:

$$\operatorname{tg} 2\gamma = 2m \cos \delta / (m^2 - 1), \quad (2.15)$$

$$K_{\vartheta} = \pm \sqrt{\frac{m \sin^2 \gamma - \sin 2\gamma \cos \delta + (1/m) \cos^2 \gamma}{m \cos^2 \gamma - \sin 2\gamma \cos \delta + (1/m) \sin^2 \gamma}}. \quad (2.16)$$

Здесь $m = E_{\theta} / E_{\varphi}$. Возможно решение и обратной задачи: при известных K_{ϑ} и γ найти m и δ .

12. Направленные свойства антенн вращающейся поляризации можно характеризовать нормированными парциальными ДН для взаимно ортогональных компонентов поля: $F_{\theta}(\theta, \varphi) = E_{\theta}(\theta, \varphi) / E_{\theta \max}$, $F_{\varphi}(\theta, \varphi) = E_{\varphi}(\theta, \varphi) / E_{\varphi \max}$ где $E_{\theta \max}$ и $E_{\varphi \max}$ – максимальные величины компонентов. Кроме того, можно определить ДН по полной мощности $F^2(\theta, \varphi) = \Pi(\theta, \varphi) / \Pi_{\max}$, где Π – поток мощности через единичную площадку для поля вращающейся поляризации, равный

$$\Pi(\theta, \varphi) = \frac{E_{\theta}^2(\theta, \varphi) + E_{\varphi}^2(\theta, \varphi)}{240\pi}. \quad (2.17)$$

Как и для линейно поляризованной волны угловая плотность мощности $p = r^2 \Pi$.

Условились величину

$$E(\theta, \varphi) = \sqrt{E_{\theta}^2(\theta, \varphi) + E_{\varphi}^2(\theta, \varphi)} \quad (2.19)$$

называть *амплитудой полной напряженности поля*. Ясно, что как и для линейно поляризованной волны

$$\Pi(\theta, \varphi) = \frac{E^2(\theta, \varphi)}{240\pi}. \quad (2.20)$$

Нормированную ДН по полной мощности получим из (2.17) и (2.19).

$$F^2(\theta, \varphi) = \frac{E^2(\theta, \varphi)}{E_{\max}^2} = \frac{E_{\theta}^2(\theta, \varphi) + E_{\varphi}^2(\theta, \varphi)}{\left[E_{\theta}^2(\theta, \varphi) + E_{\varphi}^2(\theta, \varphi) \right]_{\max}}. \quad (2.21)$$

Отсюда находим связь между ДН по полной мощности и парциальными ДН:

$$F^2(\theta, \varphi) = \frac{F_{\theta}^2(\theta, \varphi)}{\left[F_{\theta}^2(\theta, \varphi) + F_{\varphi}^2(\theta, \varphi) / m_1^2 \right]_{\max}} + \frac{F_{\varphi}^2(\theta, \varphi)}{\left[F_{\varphi}^2(\theta, \varphi) + m_1^2 F_{\theta}^2(\theta, \varphi) \right]_{\max}} \quad (2.22)$$

где $m_1 = E_{\theta \max} / E_{\varphi \max}$.

2.2. Сопротивление излучения

1. Комплексная мощность, отдаваемая генератором в антенну P_A , затрачивается на излучение (P_Σ – мощность излучения), на потери в антенне и окружающей среде (P_Π – мощность потерь) и на формирование реактивных полей, связанных с антенной (P_{im} – реактивная мощность). Следовательно,

$$P_A = P_\Sigma + P_\Pi + iP_{im}. \quad (2.23)$$

2. Мощность излучения антенны можно определить интегрированием вектора Пойнтинга в дальней зоне по поверхности сферы радиуса r , окружающей антенну

$$P_\Sigma = \int_S P dS. \quad (2.24)$$

Площадь элемента сферической поверхности равна (рис. 2.5)

$$dS = MN \cdot MQ = r \sin \theta d\varphi \cdot r d\theta = r^2 \sin \theta d\theta d\varphi. \quad (2.25)$$

Подставляя (2.20) и (2.25) в (2.24), получаем

$$P_\Sigma = \frac{r^2}{240\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} E^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi. \quad (2.26)$$

Учтем (2.4), тогда

$$P_\Sigma = \frac{r^2 E_{\max}^2}{240\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi. \quad (2.27)$$

3. Мощность излучения диполя Герца можно рассчитать, если выражение для напряженности электрического поля диполя

$$E_\theta = \frac{30kI_0 l_1}{r} \sin \theta$$

подставить в (2.26):

$$P_{\Sigma Д} = \frac{r^2}{240\pi} \frac{(30kI_0 l_1)^2}{r^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \sin^2 \theta \sin \theta d\theta d\varphi.$$

После интегрирования получим

$$P_{\Sigma Д} = 40\pi^2 I_0^2 (l_1/\lambda)^2. \quad (2.28)$$

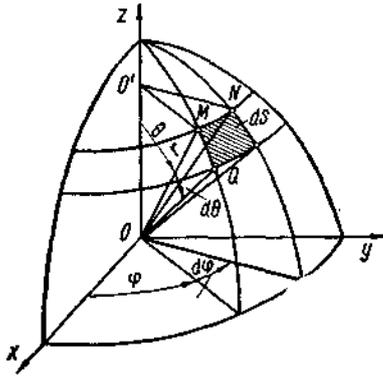


Рис. 2.5. Элемент сферической поверхности

Следовательно, для расчета мощности излучения достаточно знать нормированную ДН и напряженность поля в максимуме ДН на заданном расстоянии.

4. Сопротивление излучения формально вводится как коэффициент, зная который, можно определить мощность излучения антенны по обычной формуле электротехники:

$$P_{\Sigma} = 0,5I^2 R_{\Sigma}, \quad (2.29)$$

где I – модуль тока в каком-то сечении антенны. Ясно, что при данной мощности P_{Σ} величина R_{Σ} зависит от тока, который выбран качестве отчетного,

$$R_{\Sigma} = \frac{2P_{\Sigma}}{I^2}. \quad (2.30)$$

Обычно в антеннах распределение тока неравномерное, часто оно бывает синусоидальным. Принято относить сопротивление излучения либо к току на входе антенны I_A , либо к току в пучности I_{Π} , тогда, соответственно

$$R_{\Sigma A} = \frac{2P_{\Sigma}}{I_A^2}, \quad (2.31)$$

$$R_{\Sigma \Pi} = \frac{2P_{\Sigma}}{I_{\Pi}^2}. \quad (2.32)$$

5. Сопротивление излучения диполя Герца определим по формуле (2.31), учитывая, что ток I_0 неизменен по длине диполя. Подставляя (2.28) в (2.31), получаем

$$R_{\Sigma Д} = 80\pi^2 \left(\frac{l_1}{\lambda} \right)^2. \quad (2.33)$$

2.3. Входное сопротивление

1. Входное сопротивление передающей антенны определяется как отношение напряжения к току на ее входных клеммах и характеризует антенну как нагрузку для генератора. Этот параметр используется главным образом для линейных антенн, у которых входное напряжение и ток имеют ясный физический смысл и могут быть измерены. В диапазоне СВЧ при-

нято относить напряжение и ток к двухпроводной линии, эквивалентной питающему волноводу.

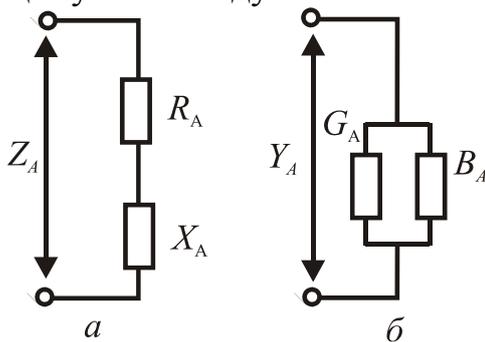


Рис. 2.6. Эквивалентные схемы антенны

2. Эквивалентная схема антенны по входному сопротивлению строится на основе равенства мощностей, поступающих в антенну и в эквивалентный ей двухполюсник (рис. 2.6, а). Учитывая (2.23), получаем $0,5I_A^2 \dot{Z}_A = \dot{P}_A = P_\Sigma + P_\Pi + iP_{im}$. Отсюда

$$\dot{Z}_A = 2 \frac{P_\Sigma}{I_A^2} + 2 \frac{P_\Pi}{I_A^2} + i2 \frac{P_{im}}{I_A^2},$$

где каждый член справа является сопротивлением, отнесенным к току на входе антенны. Первый член определяет сопротивление излучения, второй – сопротивление потерь, а третий – реактивное сопротивление. Итак,

$$\dot{Z}_A = R_{\Sigma A} + R_{\Pi A} + iX_A = R_A + iX_A, \quad (2.34)$$

где активное входное сопротивление является суммой сопротивлений излучения и потерь

$$R_A = R_{\Sigma A} + R_{\Pi A}, \quad (2.35)$$

а реактивное сопротивление характеризует ту часть электромагнитного поля, которая сосредоточена вблизи антенны и не излучается. Иногда удобнее пользоваться входной проводимостью антенны $\dot{Y}_A = G_A + iB_A$ (Рис. 2.6, б).

3. Точный расчет полного входного сопротивления сложен и выполнен только для некоторых антенн простейшей формы. В большинстве случаев применяются приближенные методы.

2.4. Коэффициент полезного действия

1. Потери электромагнитной энергии в передающей антенне возникают из-за превращения части энергии в тепло в металлических и диэлектрических частях антенны, в земле, в окружающих предметах и строениях. При больших напряжениях на антенне могут наблюдаться потери на ионизацию воздуха в коронном и факельном разрядах.

2. КПД определяет эффективность антенны как преобразователя энергии и равен

$$\eta = \frac{P_{\Sigma}}{P_{\Sigma} + P_{\Pi}}.$$

Разделив числитель и знаменатель на $0,5I^2$, получим

$$\eta = \frac{R_{\Sigma}}{R_{\Sigma} + R_{\Pi}}. \quad (2.36)$$

С понижением частоты КПД обычно понижается из-за уменьшения R_{Σ} (2.33); на длинных волнах КПД иногда составляет единицы процентов.

2.5. Коэффициент направленного действия и коэффициент усиления

1. Коэффициент направленного действия (КНД) антенны в направлении θ, φ есть отношение угловой плотности мощности $p(\theta, \varphi)$, создаваемой в этом направлении данной антенной, к угловой плотности мощности p_{Σ} , создаваемой в этом же направлении эталонной антенной, при условии равенства мощностей излучения обеих антенн:

$$D(\theta, \varphi) = p(\theta, \varphi) / p_{\Sigma} \quad \text{при} \quad P_{\Sigma} = P_{\Sigma_{\Sigma}}. \quad (2.38)$$

Обычно полагают, что эталонная антенна совершенно ненаправлена (изотропна), т.е. $p_{\Sigma}(\theta, \varphi) = p_{\Sigma} = const$. Иногда в качестве эталонной антенны рассматривают полуволновой вибратор.

Существует другое, эквивалентное первому, определение КНД, которое впервые было введено А.А. Пистолькорсом в 1929 г.: *КНД антенны называется число, показывающее, во сколько раз нужно увеличить мощность излучения эталонной антенны по сравнению с мощностью излучения данной антенны для того, чтобы в заданном направлении получить одинаковые угловые плотности мощности, а, следовательно, при одинаковых расстояниях – одинаковые напряженности поля*

$$D(\theta, \varphi) = P_{\Sigma_{\Sigma}} / P_{\Sigma},$$

при $p(\theta, \varphi) = p_{\Sigma}$ или $E(\theta, \varphi) = E_{\Sigma}$ и $r = const$.

3. ПРИМЕРЫ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ

Антенны относятся к пассивным компонентам радиосистем. В конструктивном отношении они представляют собой сочетание проводников и магнитодиэлектриков. Наряду с выполнением основных функций излучения и приема радиоволн современные антенны выполняют важнейшие функции пространственной фильтрации радиосигналов, обеспечивая направленность действия радиосистем.

Основными электрическими характеристиками антенн являются диаграмма направленности (ДН), уровень боковых лепестков ДН, поляри-

зационные характеристики, коэффициенты усиления G_a направленного действия (КНД) и использования поверхности (КИП) апертуры.

Диаграмма направленности антенны характеризует угловое распределение мощности излучения в пространстве. Различают ДН в плоскости расположения вектора напряженности электрического поля E и в плоскости расположения вектора напряженности магнитного поля H (рис. 3.1, а). Приблизительно диаграмма определяется шириной главного лепестка по половинной мощности ($2\theta_{0.5}$) или по 0,1 мощности ($2\theta_{0.1}$ на рис. 3.1,б). Три возможные формы построения ДН показаны на рис. 3.1, а-в.

Коэффициент направленного действия антенны характеризует ее способность концентрировать излучаемую энергию в определенном направлении. Он определяется как отношение мощности излучения в главном направлении к средней мощности излучения по всем направлениям.

Помимо КНД и ширины луча главного лепестка ДН направленные свойства антенны оценивают также уровнем боковых лепестков, который чаще всего характеризуют максимумом наибольшего бокового лепестка по отношению к значению главного максимума. При сложной поляризационной структуре поля уровень боковых лепестков находят как по основной, так и по паразитной составляющей вектора поляризации. Ширина луча и уровень боковых лепестков антенны являются параметрами, определяющими разрешающую способность и помехозащищенность радиосистем.

Для большинства реальных антенн боковые лепестки ДН имеют тенденцию к быстрому снижению по мере удаления от главного лепестка, а ширина главного лепестка обычно не настолько мала, чтобы эффективность главного луча антенны падала ниже 0,8.

Для таких антенн широко распространена инженерная оценка КНД по формуле

$$\text{КНД} = 32000 / (2\theta_{3x} \cdot 2\theta_{3y}),$$

где под $2\theta_{3x}$ и $2\theta_{3y}$ понимают значения (в градусах) ширины главного лепестка реальной ДН на уровне половинной мощности по двум взаимно перпендикулярным направлениям x и y .

Коэффициент усиления (КУ) антенны (относительно изотропного излучателя) G_a показывает, во сколько раз большую плотность потока мощности создает эта антенна в некоторой точке пространства, чем изотропный (всенаправленный) излучатель при подведении к нему той же мощности. Зависимость G_a от угла, отсчитываемого от главного (основного) направления излучения, является не чем иным, как ДН.

Для параболических и рупорных антенн

$$G_a = 4\pi S_e / \lambda_0^2,$$

где S_e – эффективная площадь их апертуры.

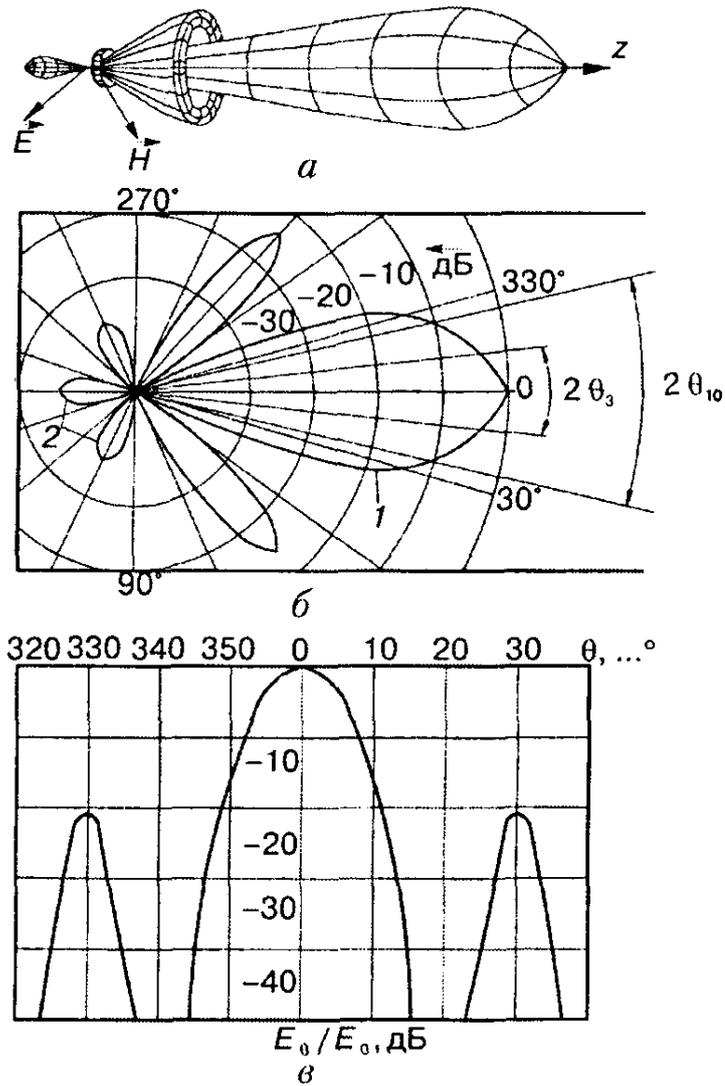


Рис. 3.1. Диаграммы направленности антенн:

a – пространственная; b – в полярной системе координат в плоскости E (1 – главный лепесток, 2 – задние лепестки); v – в прямоугольной системе координат в плоскости E

Эффективность использования геометрической поверхности апертуры антенны S_r характеризуется значением КИП = S_e/S_r ; для антенн с круглой апертурой диаметром D_a

$$\text{КИП} = 4S_e / (\pi D_a^2).$$

Тогда

$$G_a = 4\pi S_e / \lambda_0^2 = \text{КИП} \pi^2 D_a^2 / \lambda_0^2,$$

а ширина ДН

$$2\theta_3 \approx 70\lambda_0 / D_a \approx (4900 \text{ КИП} / G_a)^{0,5}.$$

Как видно из полученных формул, при заданных геометрических размерах антенны ее параметры G_a и $2\theta_3$ определяются КИП. В принципе КИП всегда меньше единицы, что объясняется неравномерностью облучения зеркала антенны, «переливом» энергии облучателя за края зеркала, неравномерностями поверхности зеркала и отклонениями ее формы от требуемой, частичным затемнением зеркала, вносимым облучающей системой и другими факторами. Для параболических антенн $\text{КИП} = 0,5 \dots 0,6$.

Различные конструкции зеркальных антенн с указанием получаемых в каждом случае значений КИП представлены на рис. 3.2.

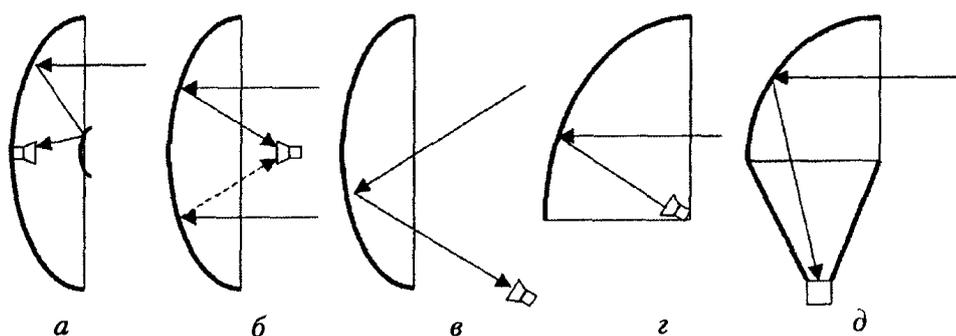


Рис. 3.2. Различные конструкции зеркальных антенн:

a - двухзеркальная (КИП < 70 %); *б* - с центральным облучателем (КИП < 60 %);
в - с вынесенным облучателем (КИП < 65 %); *г* - раковиннообразная (КИП < 60 %);
д - рупорно-параболическая (КИП < 65 %)

Зеркальная параболическая антенна состоит из металлической поверхности, выполненной в виде параболоида вращения (рис. 3.3) и антенны-облучателя, установленной в фокусе параболоида. Параболическая поверхность получается в результате вращения параболы с фокусом в точке F вокруг оси z . Поэтому любое сечение параболоида плоскостью, содержащей ось z или параллельной этой оси, является параболой (рис. 3.4).

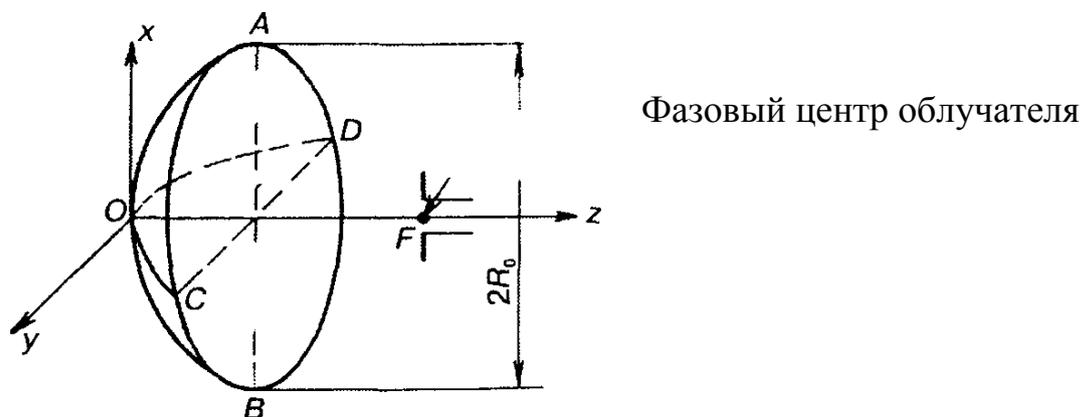


Рис. 3.3. Схематическое изображение зеркальной параболической антенны

Парабола обладает тем свойством, что расстояния от ее фокуса F до любой точки, лежащей на линии MN , перпендикулярной к оси параболы и параллельной ей директрисе, по ломаным путям (FP_1M_1 , FP_2M_2 и т.д.) одинаковы: $FP_1M_1 = FP_2M_2 = \dots = FP_nM_n = FO + OM_0$.

Нормаль к поверхности параболоида в любой точке P лежит в плоскости, содержащей ось z , и составляет угол $\vartheta/2$ (θ – угол между прямой PF и осью z) с прямой, соединяющей эту точку с фокусом (см. рис. 3.4). Поэтому, если из точки P провести прямую линию PM , составляющую угол $\vartheta/2$ с нормалью, но не совпадающую с линией FP , то эта линия будет обязательно параллельна оси z , поскольку угол между ней и линией FP равен θ .

Если в точку F поместить точечный источник электромагнитных волн, который излучает расходящийся пучок лучей, отражающихся от поверхности параболоида по законам геометрической оптики, то все отраженные лучи будут параллельны друг другу и оси z . Таким образом, параболическая поверхность трансформирует сферическую волну в плоскую.

Любая плоскость, перпендикулярная к оси z , в частности плоскость, проходящая через крайние точки параболоида, называемая плоскостью его раскрыва (плоскость $ACBD$ на рис. 3.3), является синфазно возбужденной поверхностью.

При падении сферической радиоволны на внутреннюю поверхность параболического зеркала электромагнитные волны рассеиваются. Концепция геометрической оптики (каждый луч, падающий на какую-либо точку поверхности зеркала, создает определенный отраженный луч, причем угол падения равен углу отражения) вследствие того, что длина волны не бесконечно мала по сравнению с размерами зеркала и радиусами его кривизны, в данном случае неприменима.

Формируемая зеркалом волна, вообще говоря, не является плоской, и ДН антенны нельзя определить, исходя из представлений геометрической оптики. Однако на небольшом отрезке пути, от зеркала до поверхности его раскрыва, расходимостью лучей можно пренебречь, и поэтому эту поверхность можно считать плоской, синфазно возбужденной излучающей поверхностью.

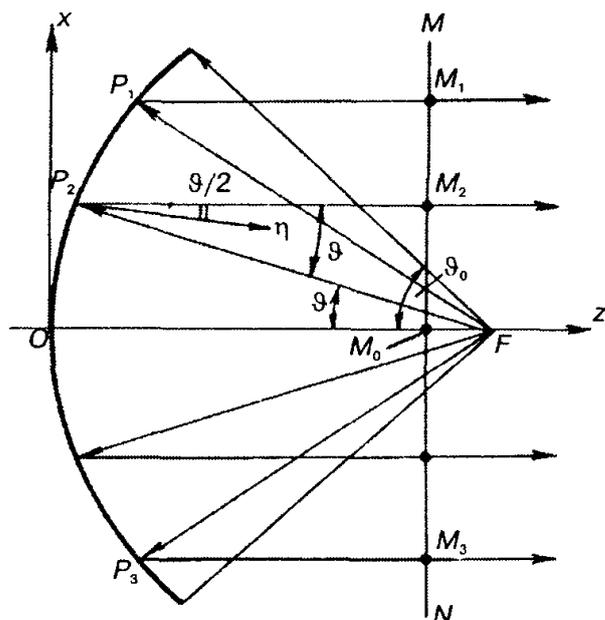


Рис. 3.4. Ход лучей в параболической антенне

Облучатель параболического зеркала представляет собой небольшую слабонаправленную антенну, которая должна облучить всю внутреннюю поверхность зеркала и по возможности не создавать поля, проходящего мимо зеркала. Таким образом, антенна в виде параболоида вращения благодаря своим геометрическим свойствам преобразует широкую ДН облучателя в узкую диаграмму параболоида.

Пространственная диаграмма направленности параболоида вращения (главный лепесток) имеет форму, напоминающую иглу, отчего такие диаграммы называются *игльчатыми*.

В прямоугольной системе координат (с началом в вершине параболоида) параболическую поверхность можно описать уравнением

$$x^2 + y^2 = 4fz,$$

где f – фокусное расстояние.

В сферической системе координат (с началом в фокусе) эту поверхность можно описать уравнением

$$r' = \frac{2f}{1 + \cos \theta},$$

где r' – расстояние от фокуса до любой точки внутренней поверхности параболоида; θ – угол между направлением на данную точку (радиусом-вектором r') и осью зеркала (полярный угол).

В случае параболоида вращения плоскость раскрыва имеет круглую форму; радиус этой плоскости называется *радиусом раскрыва зеркала* (R_0).

Радиус раскрыва и угол раскрыва зеркала связаны соотношением

$$R_0 = 2f \operatorname{tg} \frac{\theta_0}{2}.$$

Форма зеркала обычно характеризуется отношением $R_0/(2f)$ или половиной угла раскрыва θ_0 . Зеркало называется *длиннофокусным* (мелким), если $R_0/(2f) < 1$, или $2\vartheta_0 < \pi$ (рис. 3.5,*а*), и *короткофокусным* (глубоким), если $R_0/(2f) > 1$, или $2\vartheta_0 > \pi$ (рис. 3.5,*б*). Зеркало, у которого фокус находится на пересечении плоскости его раскрыва с осью, показано на рис. 3.5,*в*. В этом случае $R_0/(2f) = 1$ и $2\vartheta_0 = \pi$.

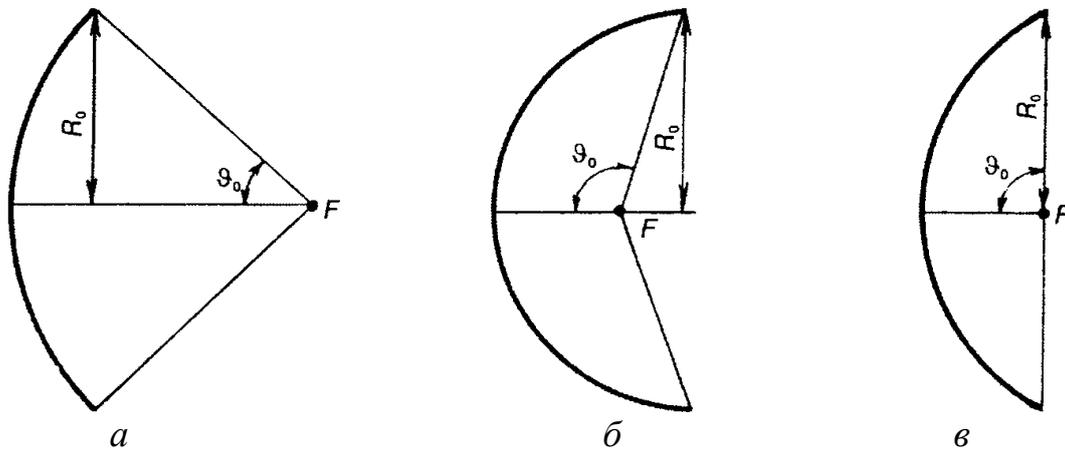


Рис. 3.5. Параболические антенны с разным фокусным расстоянием:
а – длиннофокусная; *б* – короткофокусная;
в – фокус на пересечении плоскости раскрыва (равнофокусная)

Рупорно-параболическая антенна – это модификация параболической антенны. Она состоит из пирамидального (рис. 6,*а*) или конического (рис. 3.6,*б*) рупора, соединенного с неосесимметричным параболическим зеркалом. Соединение облучающего рупора с параболическим зеркалом в единую металлическую систему устраняет возможность непосредственного приема (излучения) энергии облучателем, что обеспечивает резкое ослабление приема сигналов с направлением, противоположным основному. У рупорно-параболической антенны нет потерь энергии на пути от облучателя к зеркалу, так как рассеивающие металлические конструктивные элементы в раскрыве такой антенны отсутствуют. Энергия рассеивается лишь на элементах конструкции крышки, защищающей антенну от атмосферных осадков.

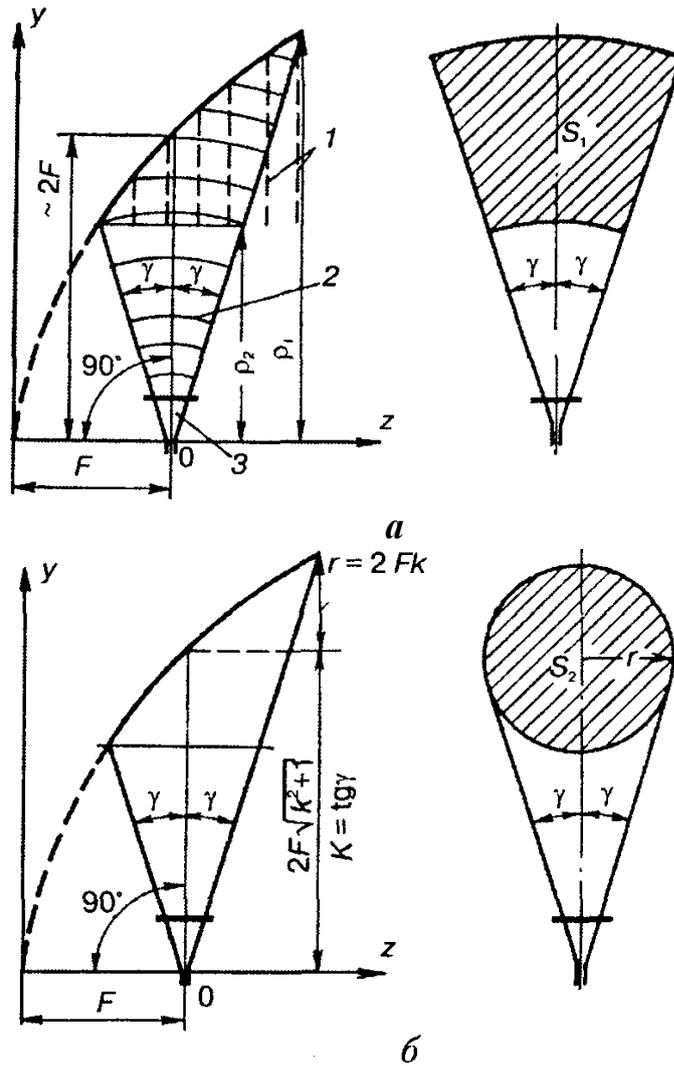


Рис. 3.6. Рупорно-параболическая антенна с пирамидальным (а) и коническим (б) рупорами:
1 – плоская волна, 2 – сферическая волна, 3 – рупорный переход.

Облучатель в РПА вынесен из поля действия отраженных от парабооида лучей, а питающий волновод присоединяется к рупору через переход с плавно меняющимся сечением. Коэффициент отражения от конца волновода при большой длине переходного рупора (порядка $(6...8)\lambda$) не превышает 1...2 % в широкой полосе частот. Такая антенна может работать в большом диапазоне частот.

Конструктивно РПА могут выполняться как с пирамидальным, так и с коническим рупорами (рис. 3.6). В качестве исходных данных для определения размеров РПА берут фокусное расстояние F и угол раскрыва рупора 2γ . Для РПА с пирамидальным рупором площадь раскрыва

$$S_1 = \frac{16 F^2 \gamma \sin \gamma}{\cos^2 \gamma},$$

а для РПА с коническим рупором площадь раскрыва

$$S_2 = 4\pi F^2 \operatorname{tg}^2 \gamma.$$

При одинаковых фокусных расстояниях и углах раскрыва рупоров отношение площадей раскрыва РПА с круглым и пирамидальным рупора-

$$\text{ми } \frac{S_2}{S_1} = \frac{\pi \sin \gamma}{4 \gamma}.$$

Если положить, например, $F=22$ см и $\gamma = 17,5^\circ$, отношение $S_2/S_1 = 0,75$. Таким образом, РПА с коническим рупором имеет на 25 % меньшую площадь раскрыва, чем антенна с пирамидальным рупором при одинаковых высотах антенн.

4. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ОКОЛО ЗЕМЛИ

Электромагнитное поле распространяется около Земли в виде **земной** и **пространственной** волн. Земная волна – электромагнитное поле, возникающее в результате отражения и дифракции у земной поверхности; пространственная волна – поле, возникающее в результате преломления и рассеяния в различных слоях атмосферы. Количественно эти явления определяются электромагнитными параметрами Земли и атмосферы, а также частотой электромагнитного поля. Поэтому различаются условия распространения электромагнитных волн различных диапазонов: **СДВ** – сверхдлинные волны; **ДВ** – длинные волны; **СВ** – средние волны; **КВ** – короткие волны; **УКВ** – ультракороткие волны; Субмиллиметровые и более короткие волны.

Поле земной волны зависит от рельефа и электромагнитных параметров поверхности Земли. Если $\sigma/\omega\epsilon_a > 1$, то земную поверхность в электромагнитном смысле можно считать проводником; а при $\sigma/\omega\epsilon_a < 1$ ее можно считать диэлектриком. Одну и ту же поверхность можно рассматривать как «проводниковую» для относительно низких частот и как «диэлектрическую» при больших частотах. Более или менее значительное проникновение электромагнитного поля в глубь земной поверхности происходит лишь при СДВ и ДВ (рис. 4.1), т.е. подземная и подводная радиосвязь осуществима лишь на СДВ и ДВ. Расчет поля, возникающего в результате отражения от земной поверхности, без учета влияния атмосферы можно сделать на основе схемы рис. 4.2. Поверхность Земли предполагается плоская, (случай малых дистанций $d \ll R_0$, где R_0 – радиус Земли), и $\lambda \ll h_1$ и h_2 ; что имеет место при наземной радиосвязи на УКВ и радиосвязи Земля – самолет на КВ.

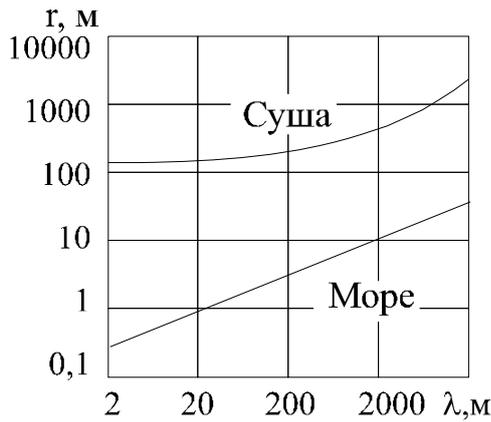


Рис. 4.1. Расстояние, на котором напряженность поля убывает в 10^6 раз

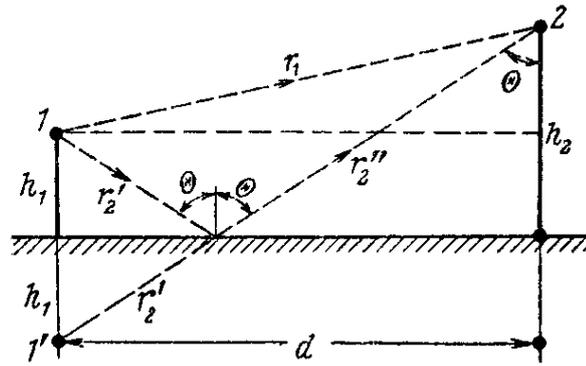


Рис. 4.2. К расчету поля при отражении от земной поверхности при $d \ll R_0$.

При этих условиях в приближении геометрической оптики напряженность поля в точке приема 2 можно считать суммарной напряженностью полей прямого луча r_1 и отраженного от поверхности Земли луча r_2 . Точка, в которой происходит отражение, находится у пересечения поверхности Земли линией $1'-2$; при этом точка $1'$ является зеркальным отображением точки 1, в которой расположен источник поля. Если диаграмма излучения в вертикальной плоскости в отсутствии Земли представляет окружность, то напряженность поля в точке 2 определяется выражением $\dot{E} = E_{\text{пр}} + E_{\text{отр}} = E_{\text{пр}} \left\{ 1 + \Gamma e^{j[\phi - (2\pi/\lambda)(r_2 - r_1)]} \right\}$.

Отсюда модуль относительной величины напряженности суммарного поля в точке 2 определяется формулой

$$F = \left| \frac{\dot{E}}{E_{\text{пр}}} \right| = \sqrt{1 + 2\Gamma \cos \left[\phi - \frac{2\pi}{\lambda}(r_2 - r_1) + \Gamma^2 \right]}, \quad (4.1)$$

где Γ и ϕ – модуль и фаза коэффициента отражения;

$$(r_2 - r_1) = \sqrt{d^2 + (h_2 + h_1)^2} - \sqrt{d^2 + (h_2 - h_1)^2}$$

– разность хода отраженного и прямого лучей.

Практически важным является также случай «малых» высот, когда $h_1, h_2 \ll d$. При этом

$$(r_2 - r_1) \approx \frac{2h_1 h_2}{d} \quad \text{и} \quad \cos \theta = \frac{h_2 + h_1}{\sqrt{d^2 + (h_2 + h_1)^2}} \approx \frac{h_2 + h_1}{d} \ll 1.$$

Но при $\theta \rightarrow \pi/2$, $\Gamma_E = 1$ и $\psi_E = \pi$. При вертикальной поляризации: $\Gamma_H = 1$ и $\psi_H = \pi$, если $Z_{02}/Z_{01} \leq 1$; это соотношение всегда имеет место при

реальных параметрах земной поверхности и радиоволнах длиной более 1 см. В связи с этим формула (4.1) принимает вид:

$$F = 2 \sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda d}. \quad (4.2)$$

При $2\pi h_1 h_2 \ll \lambda d$

$$F \approx \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d}. \quad (4.2a)$$

Из (4.2) следует, что при наличии отражения от земной поверхности диаграмма излучения в вертикальной плоскости приобретает многолепестковую структуру; поле у поверхности Земли при этом отсутствует.

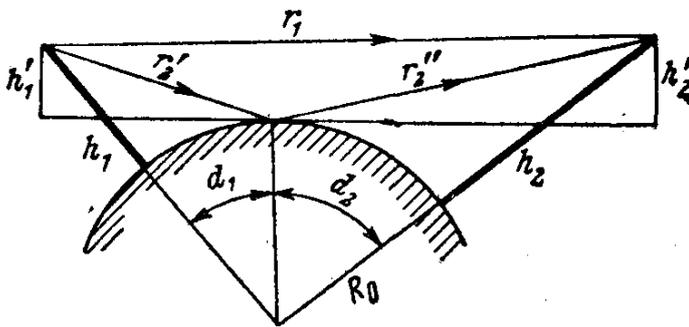


Рис. 4.3. К расчету поля при отражении от сферической поверхности

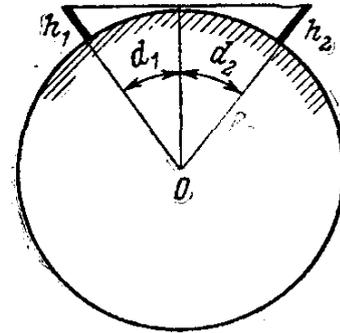


Рис. 4.4. К расчету дальности геометрического горизонта.

Действующее значение напряженности электрического поля у поверхности Земли можно получить из формулы, описывающей поле элементарного электрического диполя при введении в нее множителя (4.2a), она известна как формула Б. А. Введенского:

$$E_{\text{Д}} = \frac{\sqrt{30GP_{0\text{из}}}}{r^2} \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda} \quad (4.3)$$

где G – коэффициент направленного действия излучателя, $P_{0\text{из}}$ – мощность излучения.

Формулы (4.1)–(4.3) называют также интерференционными формулами, поскольку они описывают сложение когерентных лучей в результате отражения от земной поверхности. При учете сферической формы Земли в формулы (4.1) – (4.3) вместо реальных высот h_1 и h_2 следует подставлять приведенные высоты:

$$h'_1 = h_1 - \frac{d_1^2}{2R_0}, \quad h'_2 = h_2 - \frac{d_2^2}{2R_0}. \quad (4.4)$$

Приведенные высоты представляют собой высоты передающей и приемной антенн над плоскостью, касательной к сферической поверхности земли (рис. 4.3).

Дальность геометрического горизонта $r = d_1 + d_2$ (рис. 4.4), т. е. дальность прямой видимости без учета рефракции в атмосфере можно вычислить, пользуясь формулами

$$\left. \begin{aligned} d_1 &\approx \sqrt{(R_0 + h_1)^2 - R_0^2} \approx 3,57\sqrt{h_1}[\text{м}] \\ d_2 &\approx 3,57\sqrt{h_2}[\text{м}] \end{aligned} \right\} [\text{км}] \quad (4.5)$$

Высоты h_1 и h_2 в эти формулы нужно подставлять в метрах.

Учитывая выражения (4.5), интерференционные формулы (4.1) – (4.3) практически применимы лишь для случаев $r < 0,7r_{\max}$, где $r_{\max} = d_1 + d_2 \approx 3,75(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$. При отражении от сферической и шероховатой поверхностей плотность потока мощности отраженного луча меньше, чем падающего. В некоторых практических случаях это приходится учитывать подстановкой соответствующего значения коэффициента отражения в формулу (4.1).

При больших расстояниях и если положенное в основу вывода формулы (4.1) условие $\lambda \ll h_1, h_2$ не удовлетворяется (это имеет место при наземной радиосвязи на ДВ и СВ), то поле земной волны представляет собой поле дифракции на сферической поверхности, обладающей потерями.

В общем случае можно рассматривать три области земной поверхности (рис. 4.5), параметры которых различным образом влияют на процесс радиосвязи между двумя наземными пунктами: 1) область возбуждения поля, в центре которой находится передающая антенна; 2) область радиоприема, в центре которой находится приемная антенна и 3) промежуточная область – область распространения поля. Электромагнитные параметры первой и второй областей влияют на величину сопротивления излучения соответствующих антенн и, следовательно, в большей степени определяют мощность сигнала на входе приемника. Параметры промежуточной области определяют затухание распространяющейся волны, однако их влияние на мощность принимаемого сигнала (при не очень больших расстояниях) меньше, чем, параметров первой и второй областей. С увеличением расстояния между передающим и приемным пунктам влияние электромагнитных свойств земной поверхности промежуточной области на мощность принимаемого сигнала увеличивается.



Рис. 4.5. К расчету поля дифракции на поверхности Земли.

В пределах промежуточной области электромагнитное поле, распространяющееся около земной поверхности, является поверхностной волной, а поле, распространяющееся в Земле, – однородной волной с амплитудой, быстро убывающей вглубь. *На поверхности раздела отношение горизонтальных составляющих векторов \mathbf{E} и \mathbf{H} равно волновому сопротивлению $|Z_{02}|$ поверхностного слоя Земли.* Фронт волны, распространяющейся около земной поверхности, имеет наклон, при этом *скорость распространения электромагнитной волны около земной поверхности меньше скорости в вакууме.* Около земной поверхности поле имеет эллиптическую поляризацию. При этом наземная приемная антенна для лучшего радиоприема должна иметь большой вертикальный размер, тогда, как подземная антенна – большой горизонтальный размер. Максимальный сигнал на входе радиоприемника будет в том случае, если горизонтальная часть антенны направлена на источник поля.

Задача о дифракции электромагнитных волн на поверхности Земли к настоящему времени наиболее полно решена академиком В. А. Фоком. На основании этого решения напряженность электрического поля в месте приема

$$E_D = E_D^i F_0 \quad (4.6)$$

где $E_D^i = \frac{\sqrt{30GP_{0из}}}{r}$ – поле того же источника для случая плоской идеально проводящей земной поверхности; F_0 – множитель ослабления, обусловленный дифракцией и затуханием электромагнитных волн, распространяющихся у земной поверхности.

Если передающая и приемная антенны расположены непосредственно у поверхности Земли, то коэффициент ослабления в области глубокой тени определяется формулой

$$F_0 = 2\sqrt{\pi x} \left| \frac{e^{jxp}}{p + q^2} \right| \quad (4.7)$$

в которой

$$x = \frac{r}{R_0} \left(\frac{\pi R_0}{\lambda} \right)^{1/2}; \quad p = (2,34 \div 1,02) e^{j \frac{2\pi}{3}}; \quad q^2 = \frac{(\pi R_0 / \lambda)^{2/3}}{\varepsilon(\operatorname{tg} \delta - 1)}.$$

Эта формула содержит экспоненциальный множитель

$$F_0 \sim e^{-a \left(\frac{R_0}{\lambda} \right)^{1/3}}, \quad (4.7a)$$

характеризующий быстрое убывание поля при укорочении длины волны.

Напряженность поля при других значениях мощности $P_{0из1}$ и коэффициента направленного действия G_{01} вычисляются по формуле

$$E_{Д1} = E_{Д} \sqrt{\frac{G_{01} P_{0из1}}{3000}}. \quad (4.8)$$

Если земная поверхность между пунктом излучения и пунктом приема в электромагнитном смысле неоднородна, причем $\varepsilon \operatorname{tg} \delta_3 < 1$, то множитель ослабления определяется как среднее геометрическое из его значений для различных участков трассы.

Так как фазовая скорость распространяющейся около земной поверхности электромагнитной волны зависит от параметров поверхности, то неоднородная поверхность Земли может вызывать ошибки при радиопередаче сигналов времени и при радиопеленговании. Ошибку при пеленговании вызывает, в частности, «береговая рефракция». Если между пунктами излучения и радиоприема проходит береговая линия (рис. 4.6), нормаль к которой составляет угол с направлением трассы $\theta < 90^\circ$, то из-за изменения фазовой скорости волны при переходе с одной поверхности на другую фазовый фронт волны поворачивается на угол $\Delta\varphi$. Это явление наблюдается при небольшом удалении от береговой линии ($r_2 < r_1$). Максимальный угол поворота фазового фронта может достигать в диапазоне ДВ нескольких градусов.

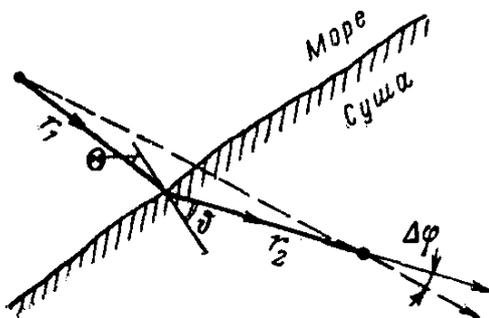


Рис. 4.6. К расчету «береговой» рефракции. $\Delta\varphi$ — угол рефракции.

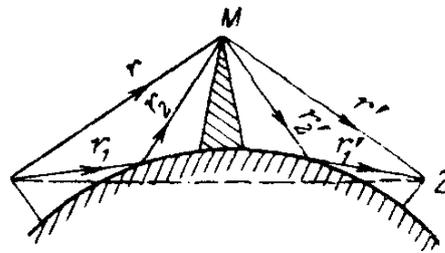


Рис. 4.7. Распространение электромагнитного поля при наличии клиновидного препятствия.

Рельеф земной поверхности, а также высокие искусственные сооружения увеличивают напряженность поля земной волны в области «тени», создаваемой сферической формой Земли (рис. 4.7). Это явление, называемое усилением за счет препятствий, особенно заметно в диапазонах КВ и УКВ, где множитель ослабления (4.7а) особенно мал ввиду малости λ/R_0 . По этой причине напряженность поля дифракции на рельефе земной поверхности и искусственных сооружениях на этих волнах может оказаться больше напряженности поля, определяемой множителем ослабления (4.7а). При коэффициенте отражения от земной поверхности, равном единице, и при соответствующих длинах прямых лучей r, r' и длинах отраженных лучей $r_1 + r_2$ и $r'_1 + r'_2$ напряженность поля в точке 2 (рис. 4.7) может быть в 4 раза больше, чем в отсутствии препятствия.

Поле пространственной волны определяется параметрами земной атмосферы. В связи с тем, что физические свойства последней сильно зависят от высоты, земная атмосфера делится на тропосферу, стратосферу и ионосферу (рис. 4.8).

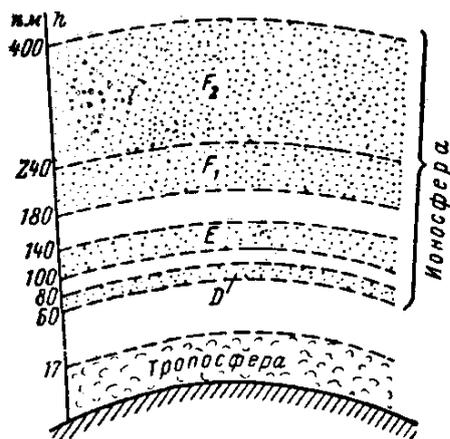


Рис. 4.8. Схема строения земной атмосферы.

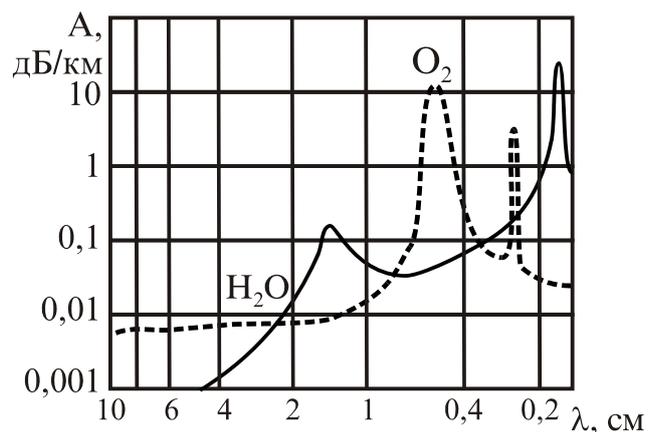


Рис. 4.9. Поглощение электромагнитных волн в кислороде и водяных парах атмосферы.

Тропосфера содержит 4/5 всей массы воздуха земной атмосферы. В этой области сосредоточены гидрометеоры: облака и другие образования из водяных паров. В тропосфере происходит заметное поглощение энергии электромагнитного поля сверхвысокой частоты. На рис. 3-102 приведены кривые, характеризующие это поглощение. Поле в месте приема с учетом этого поглощения на основании выражений (2-3-16) определяется следующими формулами (если пренебречь влиянием земной поверхности):

$$P_0 = \frac{GP_{0uz}}{4\pi r^2} e^{-\frac{A}{10}r}, \quad E_D = \frac{\sqrt{30GP_{0uz}}}{r} e^{-\frac{A}{20}r} \quad (4.9)$$

где A – коэффициент поглощения, дБ/км.

На рис. 4.9 видно, что имеются максимумы поглощения, вызванные резонансным поглощением в водяных парах на $\lambda \approx 1,3$ см, в кислороде на $\lambda \approx 0,5$ см и на других волнах. Очевидно, что эти волны непригодны для радиосвязи и радиолокации на больших расстояниях в нижних слоях атмосферы

Кроме поглощения, в тропосфере имеет место рассеяние электромагнитной энергии на гидрометеорах. Эквивалентную отражающую площадь облучаемого объема облаков, дождя и других гидрометеоров можно определить по формуле

$$\sigma_{ц} = \alpha^2 r^2 \frac{c\tau}{2} N_0 \sigma_{ц0}, \quad (4.10)$$

где α – угловая ширина радиолуча; τ – длительность радиолокационного импульса; r – расстояние до гидрометеора; N_0 – число капель в м^3 ; $\sigma_{ц0}$ – эквивалентная отражающая площадь одной капли.

Наблюдаемое в диапазоне сантиметровых волн отражение от дождевых облаков является существенной помехой при радиолокации воздушных целей; вместе с тем это явление используется для метеорологических наблюдений.

Диэлектрическая проницаемость тропосферы определяется плотностью атмосферы и присутствием водяных паров, у поверхности земли $\epsilon \approx (1 + 6,5 \cdot 10^{-8})$ и изменяется с высотой. В результате этого возникает рефракция. При нормальном состоянии тропосферы ее диэлектрическая проницаемость уменьшается с высотой. Вследствие этого скорость распространения электромагнитных волн в верхних слоях тропосферы больше, чем в нижних. При этом кривизна рефракции совпадает по знаку с кривизной Земли. При этом кажущееся направление распространения электромагнитной волны отличается от истинного направления на угол γ (рис. 4.10).

Количественно явление рефракции в тропосфере при малых углах к горизонту характеризует формула

$$\frac{1}{\rho} \approx -\frac{\partial n}{\partial h}, \quad (4.12)$$

где ρ – радиус кривизны рефракции. Эта формула выводится из очевидных соотношений

$$\rho d\theta = \frac{dh}{\cos(\theta + d\theta)}; \quad \frac{\sin \theta}{\sin(\theta + d\theta)} = \frac{n + dn}{n},$$

если принять структуру тропосферы горизонтально слоистой (рис. 4.11). Из формул (4.11) и (4.12) следует, что радиус кривизны нормальной рефракции $\rho \approx 25000$ км.

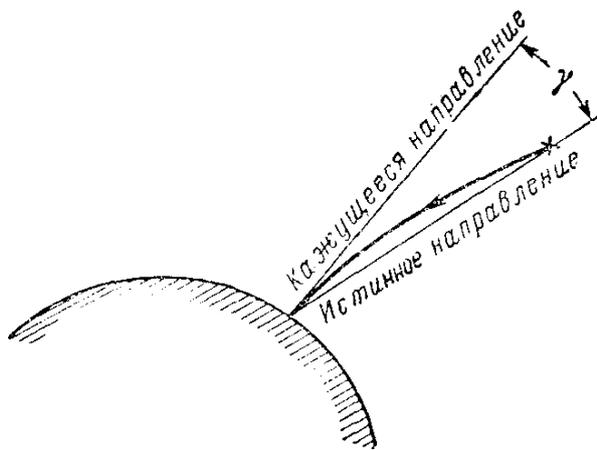


Рис. 4.10. Рефракция в атмосфере.
 γ – угловая ошибка рефракции

Нормальным градиентом коэффициента преломления n в тропосфере называется величина

$$\frac{\partial \sqrt{\epsilon}}{\partial h} = \frac{\partial n}{\partial h} = -4 \cdot 10^{-8} \text{ [м}^{-1}\text{]} \quad (4.11)$$

соответствующая нормальной тропосфере высотой 11 км, с постоянной влажностью 60 %, с давлением и температурой у поверхности Земли равномерно убывающими с увеличением высоты.

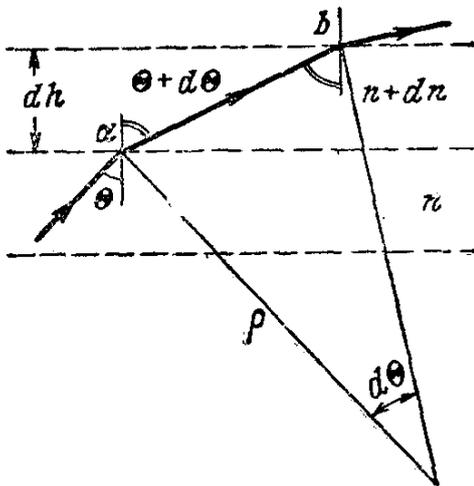


Рис. 4.11. К определению радиуса кривизны рефракции.

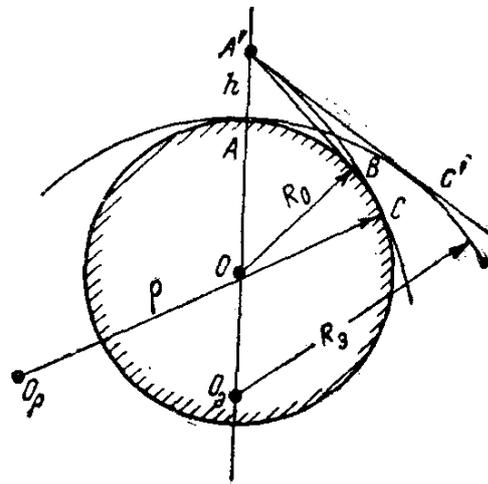


Рис. 4.12. К определению дальности радиогоризонта.

Отметим, что ϵ воздуха в общем случае зависит от частоты электромагнитного поля; однако зависимость эта сказывается лишь при $\lambda \leq 3 \cdot 10^{-3}$ мм (инфракрасные и более короткие волны). При этих частотах молекулы воздуха не успевают изменять свою ориентацию под действием электромагнитного поля. Поэтому при таких частотах показатель преломления атмосферы меньше, а радиус кривизны нормальной рефракции приблизительно в 2 раза больше, т. е. $\rho \approx 50000$ км. Рефракция, определяемая углом между истинным и кажущимся направлениями (рис. 4.10), в оптическом диапазоне равна $\gamma \approx 1'$ под углом 45° к горизонту и $\gamma \approx 30'$ – под углом 0° к горизонту. Рефракция в диапазоне УКВ под углом 0° к горизонту может достигать $\gamma \approx 50'$.

Дальность радиогоризонта и оптического горизонта, т. е. дальность «прямой» видимости с учетом рефракции в тропосфере (рис. 4.12), вычисляется при замене в формуле (4.5) реального радиуса Земли эквивалентным радиусом $R_{0э}$. При этом реальная криволинейная траектория $A'C$ с радиусом ρ заменяется равновеликой траекторией с бесконечно большим радиусом, т. е. прямолинейной траекторией $A'C'$. Эквивалентный радиус Земли определим ($R_{0э} \rightarrow R_э$)

$$\frac{1}{R_0} - \frac{1}{\rho} = \frac{1}{R_{0э}} - \frac{1}{\infty}.$$

Учитывая выражение (4.12), находим: $R_{0э} = R_0 \frac{1}{1 + R_0 \frac{\partial n}{\partial h}}$.

При нормальной рефракции для волн длиннее $3 \cdot 10^{-3}$ мм

$$R_{0э} \approx \frac{4}{3} R_0 \quad (4.13a)$$

и для волн короче $3 \cdot 10^{-3}$ мм

$$R_{0э} \approx 1,15 R_0. \quad (4.13b)$$

Следовательно, дальность радиогоризонта

$$d \approx 3,57 \sqrt{4/3} \sqrt{h[m]} \approx 4,12 \sqrt{h[m]} \quad [\text{км}] \quad (4.14)$$

и дальность оптического горизонта (для инфракрасных и более коротких волн)

$$d \approx 3,8 \sqrt{h[m]} \quad [\text{км}]. \quad (4.14a)$$

В отличие от нормальной рефракции в самых нижних слоях тропосферы (на высотах менее 200 м) вследствие температурной инверсии, т. е. изменения величины и знака градиента температуры $\partial\theta^\circ/\partial h$, может возникать аномальная рефракция; она отличается как знаком кривизны, так и величиной радиуса рефракции. При сверхрефракции распространение УКВ около поверхности Земли происходит подобно распространению в диэлектрическом волноводе. Однако вследствие неустойчивости метеоявлений такое распространение сопровождается регулярными и спорадическими изменениями напряженности поля в пункте приема («замираниями»).

Помимо убывания ε с высотой, в тропосфере имеются обусловленные турбулентностью атмосферы локализованные области, в которых величина ε отличается от среднего значения в окружающем пространстве; на таких областях могут рассеиваться электромагнитные волны дециметрового и сантиметрового диапазонов.

Хаотические флуктуации коэффициента преломления в тропосфере вызывают хаотическое изменение амплитуды и фазы поля в оптическом

диапазоне. Это приводит, в частности, к неустойчивости сигналов и является причиной мерцания звезд.

В стратосфере и ионосфере под действием солнечной и космической радиации земная атмосфера ионизируется. При этом имеются четыре слоя, называемые соответственно слоями D, E, F₁ и F₂, которые характеризуются максимумами плотности ионизации (рис. 4.8).

Ионосфера и магнитное поле Земли подвержены регулярным и спорадическим изменениям, вызываемым активностью Солнца и космических лучей. В результате этих процессов напряженность поля распространяющейся в ионосфере пространственной волны изменяется; при этом в месте приема возникают кратковременные и длительные уменьшения напряженности поля («замирания», или иначе «фединг»). Кроме того, параметры ионосферы могут изменяться под действием электромагнитного поля мощных радиостанций («Горьковско-Люксембургский эффект», теоретически предсказанный М. А. Бонч-Бруевичем). Явление это вызывает помехи приему сигналов одних радиостанций со стороны других; такие помехи наблюдаются преимущественно при приеме на средних волнах со стороны мощных радиостанций длинноволнового диапазона.

Измерение высоты ионизированных слоев производится регулярно с помощью сети ионосферных станций, работающих на радиолокационном принципе. На основе этих наблюдений выдаются прогнозы прохождения коротких волн.

Как известно, при распространении электромагнитной волны в ионизированной среде происходит отражение и поглощение энергии, причем относительная проницаемость ϵ и удельная проводимость σ среды оказываются зависимыми от частоты поля. Собственная частота ионизированной среды $\omega_p = e\sqrt{n/m\epsilon_0}$ определяется плотностью ионизации. Так как плотность ионизации атмосферы изменяется с высотой, то электромагнитные волны различной длины отражаются и поглощаются на разных высотах; для каждого ионизированного слоя существует критическая частота, при которой $\epsilon = 0$, и, следовательно, электромагнитное поле при нормальном падении данным слоем полностью отражается. Условие полного отражения волны при ее нормальном падении: $\frac{e^2 n}{\omega^2 m \epsilon_0} \geq 1$.

Подставляя сюда $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл и $m = 9,1 \cdot 10^{-31}$ кг, получаем формулы для критической частоты и критической длины волны:

$$\left. \begin{aligned} f_{кр} &\approx 9000\sqrt{n} \quad [\text{Гц}] \\ \lambda_{кр} &\approx 10^5 / (3\sqrt{n}) \quad [\text{м}] \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$

здесь n — число электронов в 1 см³.

Таким образом, через слой с данной плотностью ионизации не могут проникать электромагнитные волны длиннее $\lambda_{кр}$. При плотности ионизации $n = 2 \cdot 10^6$ электронов в 1 см^3 , наблюдаемой в слое F_2 , критические значения равны:

$$f_{кр} \approx 13 \text{ МГц}; \quad \lambda_{кр} \approx 25 \text{ м}. \quad (4.15a)$$

При наклонном падении волны, в частности при излучении вдоль горизонта, угол $\theta_{кр}$, при котором будет иметь место полное отражение, определяется выражением $\sin \theta_{кр} = R_0 / (R_0 + h)$. С другой стороны, в данном случае $\sin \theta_{кр} = 1/n_{1,2} = \sqrt{\varepsilon}$.

Подставляя сюда ε и используя формулы (4.15), получаем формулу для предельной частоты электромагнитного поля, при которой будет иметь место полное отражение

$$f_{пр} \approx f_{кр} \sqrt{\frac{R_0}{2h} + 1} \approx f_{кр} \sqrt{\frac{R_0}{2h}} \quad (4.16)$$

При той же плотности ионизации $n = 2 \cdot 10^6$ электронов/см³ и при $h \approx 200$ км предельная частота $f_{пр} \approx 4,1 f_{кр} = 54$ МГц.

Из приведенных расчетов следует, что надежная радиосвязь Земля – Космос по всем радиусам полусферы осуществима лишь на частотах выше 54 МГц (на волнах короче 5,5 м).

Границы слоев с максимумами плотности ионизации расплывчаты. Поэтому траектория электромагнитного луча является плавной, и он может возвращаться к поверхности Земли (рис. 4.14). Если пространственная волна претерпевает многократные отражения от ионизированных слоев и от поверхности Земли (рис. 4.14), можно считать, что ее распространение аналогично распространению электромагнитной волны в металлическом волноводе.

На больших высотах под действием метеоритов в ионизированных слоях возникают локализованные области с более высокой плотностью ионизации; на таких областях могут рассеиваться электромагнитные волны метрового диапазона.

Относительная диэлектрическая проницаемость ионосферы меньше единицы и зависит от плотности ионизации и частот поля. Поэтому фазовая скорость в ионосфере больше, чем в вакууме, и обладает дисперсией. Вследствие этого прохождение сигнала в ионизированной атмосфере сопровождается искажениями, различными в разных слоях.

До сих пор мы полагали, что ионосфера является неоднородной, но изотропной средой. В действительности же под влиянием магнитного поля Земли ионизированная атмосфера является анизотропной средой с ком-

плексной диэлектрической проницаемостью. Распространение в такой среде плоской однородной электромагнитной волны, сопровождается вращением плоскости поляризации и двойным лучепреломлением. Если вектор магнитного поля Земли \mathbf{H}_0 совпадает с направлением распространения волны, плоскость поляризации поля в ионосфере поворачивается на угол

$$\vartheta = 2\pi \frac{r}{\lambda} (\sqrt{\varepsilon + \varepsilon_\alpha} - \sqrt{\varepsilon - \varepsilon_\alpha}). \quad (4.17)$$

Когда вектор \mathbf{H}_0 совпадает с направлением вектора \mathbf{E} плоской однородной линейно поляризованной волны, то последняя разделяется на «обыкновенную» волну $v_\phi = c/\sqrt{\varepsilon_3}$; $Z_0 = 120\pi/\sqrt{\varepsilon_3}$ и на «необыкновенную» волну $v_\phi = c/\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}$; $Z_0 = 120\pi/\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}$.

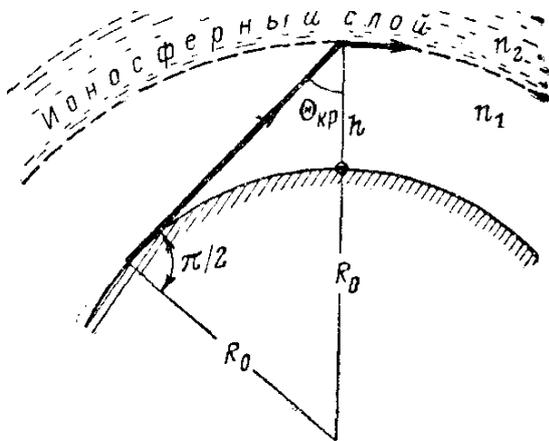


Рис. 4.13. Отражение электромагнитной волны от ионосферного слоя при излучении вдоль горизонта.

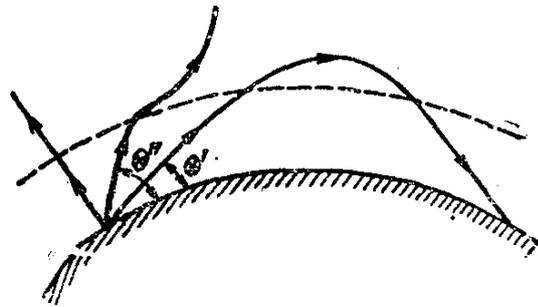


Рис. 4.14. Преломление электромагнитных волн в ионосфере в зависимости от вертикального угла (угла места).

В последних формулах $\varepsilon_{\text{эф}} = (\varepsilon^2 - \varepsilon_\alpha^2)/\varepsilon$. При выходе из ионизированной анизотропной атмосферы обе волны, отличаясь по фазе, образуют волну с эллиптической поляризацией. Магнитное поле Земли практически не влияет на распространение УКВ.

Уравнение радиосвязи.

Обращаясь к рис. 4.15 можно записать *уравнение радиосвязи*, определяющее максимальную дальность радиосвязи

$$r_{\text{max}} \leq \sqrt{G_{01}G_{02}} \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_{01}}{P_{02 \text{ min}}}}. \quad (4.18)$$

Субмиллиметровые и более короткие волны распространяются практически в виде пространственной волны, претерпевая небольшое рассеяние и сравнительно большое поглощение в тропосфере. При распространении на большие расстояния в нижних слоях атмосферы амплитуда и фаза напряженности поля в месте приема хаотически флюктуируют.

Расчет дальности радиосвязи и радиолокации на волнах этого диапазона может производиться по формуле (4.18) и с учетом поглощения (4.9).

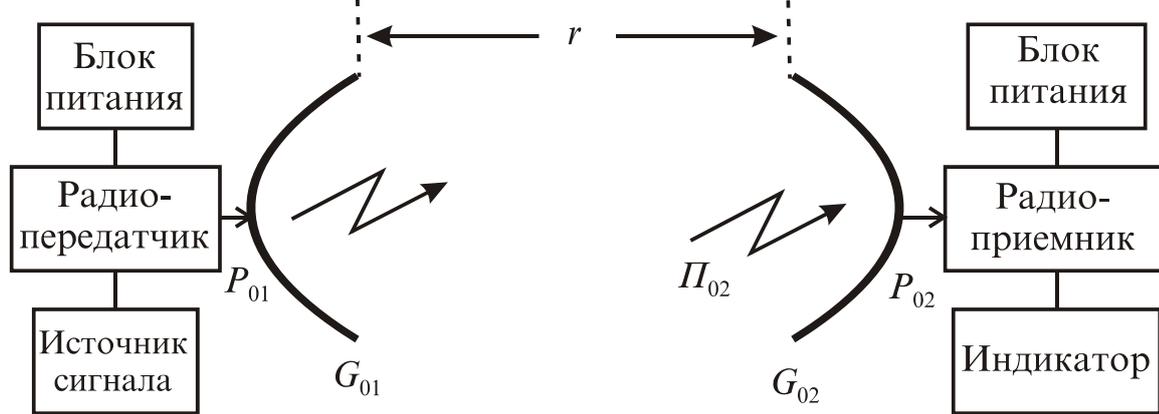


Рис. 4.15. Схема радиосвязи

Ультракороткие волны (УКВ) распространяются главным образом в виде пространственной волны; земная волна может быть использована для целей радиосвязи лишь при высотах антенн $h_1, h_2 \gg \lambda$.

Волны этого диапазона проходят через ионизированные слои атмосферы практически без преломления и без затухания. Они не проникают только через сильно ионизированную плазму, образующуюся, например, около ракеты, быстро движущейся в земной атмосфере; плотность ионизации при этом достигает таких значений, при которых критическая длина волны, определяемая выражением (4.15), лежит в диапазоне субмиллиметровых волн.

УКВ могут распространяться далеко за горизонт: метровые за счет рассеяния на областях с повышенной плотностью ионизации в ионосфере, а дециметровые и сантиметровые – за счет рассеяния на неоднородностях в тропосфере. Эти явления могут использоваться в сверхдальней радиосвязи на УКВ (рис. 4.16). «Пересечение» диаграмм направленности передающей и приемной антенн происходит в области, рассеивающей поле УКВ, в результате чего часть энергии поля излучения поступает в приемник. Однако, несмотря на указанные явления и волноводное распространение волн в тропосфере, радиосвязь на УКВ вокруг земного шара в естественных условиях без активной ретрансляции не осуществима.

Дальность радиосвязи и радиолокации на УКВ рассчитывают по формуле (4.18). Если диаграмма излучения антенн, рассчитанная без учета влияния Земли, пересекает земную поверхность, то в эти формулы должен вводиться коэффициент F , определяемый выражениями (4.1)–(4.2а) с учетом нормальной рефракции. При сантиметровых волнах следует также учитывать поглощение в тропосфере и поле в месте приема определять с учетом выражений (4.9). Разумеется, максимальная дальность радиосвязи около Земли ограничивается дальностью радиогоризонта и оптического горизонта, которая на основании выражений (4.14) и (4.14а) определяется

формулой $r_{\max} \leq (d_1 + d_2) \approx (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \begin{cases} 4,12 \\ 3,80 \end{cases}$, в которой h_1, h_2 надо под-
 ставить в метрах, а при этом r_{\max} получится в километрах.

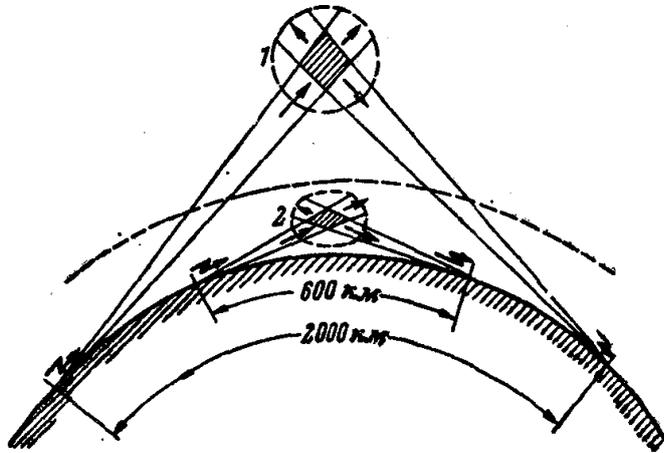


Рис. 4.16.

Схема сверхдальней радиосвязи на УКВ.

1 – неоднородность в ионосфере, рассеивающая метровые волны; 2 – неоднородность в тропосфере, рассеивающая дециметровые волны.

Короткие волны (КВ) распространяются на большие расстояния в виде пространственной волны. Не претерпевая большого поглощения при распространении в нижних слоях ионосферы D, E и F), волны этого диапазона многократно отражаются слоем F_2 и поверхностью Земли; в результате этого возможна радиопередача сигналов до антипода и кругосветное эхо. Последнее явление заключается в том, что радиосигнал обегает вокруг Земли (рис. 4.17), иногда многократно.

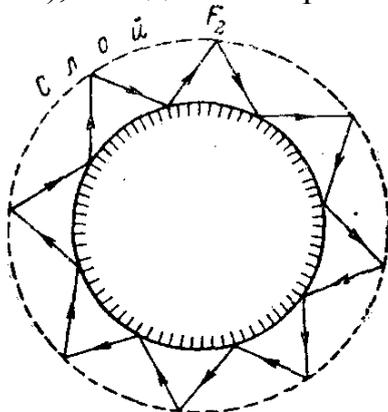


Рис. 4.17. Распространение коротких волн вокруг Земли.

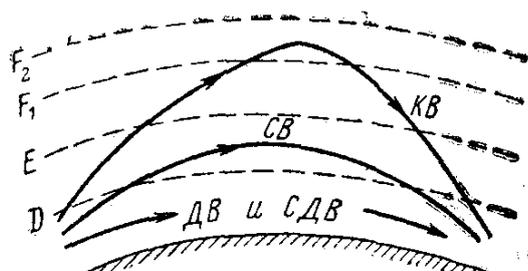


Рис. 4.18. Распространение радиоволн диапазонов СДВ, ДВ, СВ и КВ.

Волны длиной 50–100 м, называемые «ночными», распространяются лучше ночью потому, что в это время суток уменьшается поглощение энергии поля в слоях D и E вследствие уменьшения плотности ионизации на соответствующих частотах. Волны длиной 10–50 м, называемые «дневными», лучше проходят днем, чем ночью, за счет отражения от слоев F_1 и F_2 . Земная волна в диапазоне КВ сравнительно быстро затухает, ввиду чего дальность распространения КВ у поверхности Земли практически огра-

ничивается дистанцией менее 100 км. Это явление приводит к образованию зон молчания (рис. 4.19).

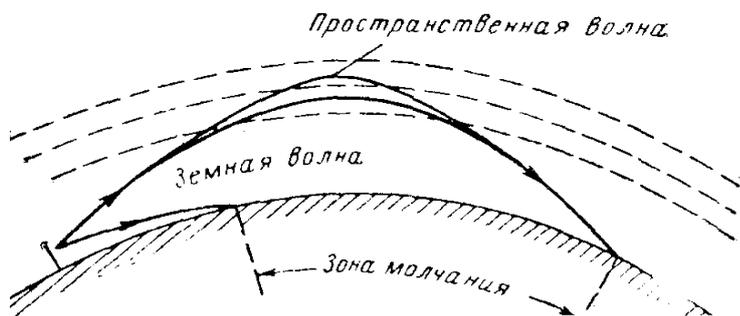


Рис. 4.19. Образование зоны молчания при распространении коротких волн.

Расчет радиосвязи на КВ производится по полуэмпирическим формулам и картам прохождения соответствующих длин волн в зависимости от географии местности, суток и времени года.

Средние волны (СВ) заметно поглощаются в слое D, а в ночное время, когда этот случай почти исчезает, отражаются слоем E. Вследствие этого в дневное время СВ распространяются в виде земной волны на сравнительно небольшие (менее 1000 км), а ночью в виде пространственной волны на значительные расстояния (более 2000 км).

Расчет дальности радиосвязи на средних волнах для дневного времени производят на основе (4.18) с учетом (4.6)–(4.8), при этом пользуются графиками Международного консультативного комитета по радиосвязи. Дальность радиосвязи в ночные часы рассчитывают по полуэмпирическим формулам и картам прохождения радиоволн.

Длинные и сверхдлинные волны (ДВ и СДВ) распространяются в виде земной волны, вызываемой дифракцией, и в виде пространственной волны, движущейся в волноводе, образованном поверхностью Земли и слоем D (рис. 4.17). На расстояниях свыше 2000 км преобладает поле пространственной волны. Расчет радиосвязи на ДВ и СДВ производится по тем же графикам, что и на СВ, а с учетом поля пространственной волны – по полуэмпирическим формулам.

Заметим, что условия распространения ДВ и СДВ мало зависят от состояния ионосферы; поэтому радиосвязь на этих волнах более устойчива, чем на СВ и КВ. При больших мощностях радиопередатчиков и при антеннах больших размеров на ДВ и СВ возможна связь на расстояния 10000 км и больше. СДВ могут распространяться без сравнительно большого поглощения в верхних слоях земной коры, обладающих малой проводимостью.

5. ЗАДАЧИ С РЕШЕНИЯМИ

5.1. Элементарные электрические излучатели – вибратор и круглая рамка возбуждаются током, амплитуда которого $I = 2$ А, а частота $f = 150$ МГц. Определить напряженности электрического и магнитного полей, создаваемых этими излучателями в точке наблюдения, находящейся на расстоянии $r = 5$ км от излучателей под углом $\theta = \pi/6$ рад к оси oz (рис. 5.1, а, б), если длина вибратора $l = 10$ см, а диаметр рамки $d_p = 18$ см.

Решение. Частоте $f = 150$ МГц соответствует длина волны $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{150 \cdot 10^6} = 2$ м.

а). Пользуясь формулами для комплексных амплитуд электрического и магнитных полей для вибратора [9]

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_\theta &= j \frac{30kIl}{r} F(\theta) e^{-jkr} \\ \dot{H}_\varphi &= \dot{E}_\theta / 120\pi \end{aligned} \right\},$$

где $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, λ – длина волны, м; I – амплитуда тока в вибраторе, А; l – длина вибратора, м; r – расстояние от вибратора до точки наблюдения, м; $F(\theta)$ – нормированная амплитудная диаграмма направленности в плоскости, проходящей через ось вибратора (плоскость Е), находим:

$$E_\theta = |\dot{E}_\theta| = \frac{30kIl}{r} \sin \theta = \frac{30 \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot 10 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 5 \cdot 10^3} \sin \pi/6 \text{ В/м} \approx 1,88 \text{ мВ/м};$$

$$H_\varphi = |\dot{H}_\varphi| = \frac{|\dot{E}_\theta|}{120\pi} = \frac{1,88 \cdot 10^{-3}}{120\pi} \text{ А/м} \approx 5 \text{ мкА/м}.$$

б). Для рамки

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_\varphi &= j \frac{30k^2 S_p l}{r} F(\theta) \cdot e^{-jkr} \\ \dot{H}_\theta &= -\dot{E}_\varphi / 120\pi \end{aligned} \right\}$$

(площадь рамки $S_p = \pi d_p^2 / 4$, м²)

$$E_\varphi = |\dot{E}_\varphi| = \frac{30\pi^3 d_p^2 I}{\lambda^2 r} \sin \theta = \frac{30\pi^3 (18 \cdot 10^{-2})^2 \cdot 2}{2^2 \cdot 5 \cdot 10^3} \sin \pi/6 \text{ В/м} \approx 1,5 \text{ мВ/м};$$

$$H_{\theta} = |\dot{H}_{\theta}| = \frac{|\dot{E}_{\varphi}|}{120\pi} = \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{120\pi} \text{ А/м} \approx 4 \text{ мкА/м}.$$

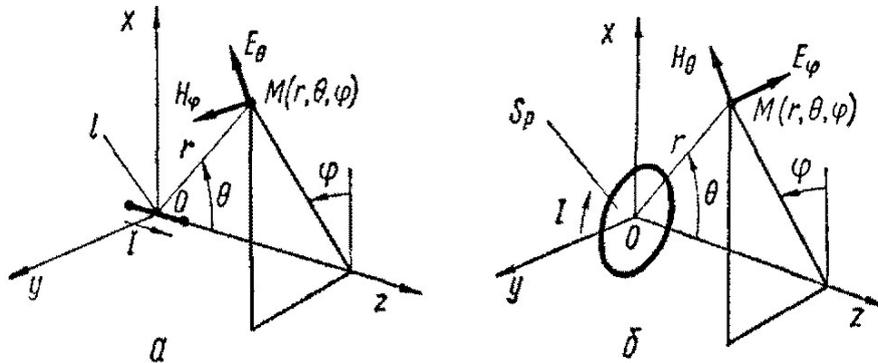


Рис. 5.1.

5.2. Найти диаметр рефлектора, если на частоте 12 ГГц коэффициент усиления антенны на его основе равен 42,4 дБ. Коэффициент использования поверхности (КИП) равен 0,65.

Решение. Коэффициент усиления $G = \text{КИП} \cdot 4\pi \frac{S_{\text{геом}}}{\lambda^2}$,

где: КИП – коэффициент использования поверхности; $S_{\text{геом}}$ – геометрическая площадь раскрытия; λ – длина волны. $S_{\text{геом}} = \pi D^2/4$, $\lambda = c/f$, c – скорость света, f – частота.

Из этих соотношений следует $D = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{G}{\text{КИП}}}$.

В нашем случае $\lambda = 3 \cdot 10^8 / 12 \cdot 10^9 = 0,025$ м,

$$G = 10^{\frac{G(\text{дБ})}{10}} = 10^{4,24} = 17378.$$

Следовательно $D = \frac{0,025}{3,14} \sqrt{\frac{17378}{0,65}} = 1,3$ м,

т.е. диаметр рефлектора равен 1,3 м.

5.3. Вы приобрели зеркальную антенну типа «offset». Раскрыв антенны представляет собой эллипс, большая ось которого равна 130 см, а малая – 110 см. В рекламном проспекте на антенну указано, что ее коэффициент усиления на частоте 11 ГГц равен 44 дБ. Проверьте достоверность этой информации.

Решение. $G = \text{КИП} \cdot \frac{4\pi \cdot S_{\text{геом}}}{\lambda^2}$.

Для эллиптического раскрыва $S_{\text{геом}} = \frac{\pi a \cdot b}{4}$, где a, b – большая и малая оси эллипса.

Максимально возможное значение КИП=1. Следовательно,

$$G_{\text{max}} = \left(\frac{\pi}{\lambda}\right)^2 \cdot a \cdot b.$$

В нашем случае $\lambda = \frac{3 \cdot 10^{10}}{11,5 \cdot 10^9} = 2,6 \text{ см}$; $a = 130 \text{ см}$; $b = 110 \text{ см}$.

$$G_{\text{max}} \left(\frac{3,14}{2,6}\right)^2 \cdot 130 \cdot 110 = 20878.$$

$$G_{\text{max}} (\text{дБ}) = 10 \lg G_{\text{max}} = 10 \lg 20878 = 43,2 \text{ дБ} < 44 \text{ дБ},$$

т.е. в рекламных данных приведена недостоверная информация.

5.4. Найти эквивалентную изотропно излучаемую мощность спутникового ретранслятора, если коэффициент усиления его передающей антенны 33 дБ и к ней подводится мощность 20 Вт.

Решение. Эквивалентная изотропно излучаемая мощность ЭИИМ(Вт) = $G \cdot P(\text{Вт})$ или ЭИИМ(дБ Вт) = $G(\text{дБ}) + P(\text{дБ Вт})$,

где G – коэффициент усиления антенны; P – мощность, подводимая к антенне.

$$G = 10^{\frac{G(\text{дБ})}{10}} = 10^{3,3} = 2000;$$

$$P(\text{дБ Вт}) = 10 \lg 20 = 13 \text{ дБ Вт}.$$

Таким образом,

$$\text{ЭИИМ} = 2000 \cdot 20 = 40000 \text{ Вт} = 40 \text{ кВт} \text{ или } \text{ЭИИМ} = 33 + 13 = 46 \text{ дБ Вт}.$$

5.5. Вы приобрели антенну с малошумящим усилителем (МШУ) для приема спутникового телевидения. В паспорте на комплект указано, что коэффициент усиления антенны равен 41 дБ, а коэффициент шума МШУ равен 0,7 дБ. Найти шумовую добротность комплекта в нормальных климатических условиях, если шумовая температура антенны 40 К.

Решение. Шумовая добротность приемной системы G/T определяется как отношение коэффициента усиления антенны G к суммарной шумовой температуре приемной системы T .

$$T = \frac{T_A \eta + T_0(1 - \eta) + T_{\text{МШУ}}}{\eta},$$

где T_A – шумовая температура антенны; T_0 – термодинамическая температура окружающей среды; $T_{\text{МШУ}}$ – шумовая температура МШУ; η – коэффициент полезного действия линии передачи, соединяющей выход облучателя со входом МШУ.

$$T_{\text{МШУ}} = (N - 1) \cdot T_0, \text{ где } N - \text{коэффициент шума.}$$

Обычно выход облучателя непосредственно соединен со входом МШУ, поэтому в нашем случае $\eta \approx 1$.

Для нормальных климатических условий $T_0 = 293 \text{ K}$.

$$T_{\text{МШУ}} = (10^{N(\text{дБ})/10} - 1) \cdot T_0 = (10^{0,07} - 1) \cdot 293 = 51 \text{ K.}$$

$$T = 40 + 51 = 91 \text{ K} \text{ или } T = 19,6 \text{ (дБ/К).}$$

Тогда $G/T = 41 - 19,6 = 21,4 \text{ (дБ/К)}$, т.е. шумовая добротность равна $21,4 \text{ (дБ/К)}$.

5.6. Найти шумовую добротность приемной системы из задачи № 5.5, если она используется в качестве комплекта для радиорелейной связи.

Решение. В отличие от систем спутниковой связи и телевидения в системах радиорелейной связи максимум диаграммы направленности антенны направляем вдоль земной поверхности. В этом случае $T_A \approx T_0$.

Тогда $T = T_A + T_{\text{МШУ}} = 293 + 51 = 344 \text{ K}$ или $T = 25,4 \text{ дБ/К}$.

Следовательно, $G/T = 41 - 25,4 = 15,6 \text{ дБ/К}$.

5.7. Спутниковый ретранслятор излучает сигнал с коэффициентом эллиптичности 0,8. Антенна земной станции спутниковой связи имеет коэффициент эллиптичности 0,7. В каких пределах лежат потери уровня принимаемого сигнала, обусловленные изменением ориентации поляризационного эллипса (эффект Фарадея в ионосфере).

Решение. Потери уровня принимаемого сигнала определяются коэффициентом поляризационных потерь КПП:

$$\Delta P = 1 - \text{КПП},$$

$$\text{КПП} = \frac{1}{2} \pm \frac{2k_1k_2}{(1+k_1^2) \cdot (1+k_2^2)} + \frac{(1-k_1^2) \cdot (1-k_2^2)}{2(1+k_1^2) \cdot (1+k_2^2)} \cos 2\Psi,$$

где k_1, k_2 – коэффициенты эллиптичности передающей и приемной антенн, соответственно;

Ψ – угол между большими осями поляризационных эллипсов приемной и передающей антенн.

Знак «+» берется при совпадении направления вращения поляризаций приемной и передающей антенн; знак «-» – при противоположных направлениях вращения.

В нашем случае направления вращения поляризаций совпадают. Максимальное значение $\Delta P_{\max} = 1 - \text{КПП}_{\min}$ будет, если $\Psi = 90^\circ$ (оси поляризационных эллипсов ортогональны), а минимальное значение будет, если (оси поляризационных эллипсов параллельны). Таким образом,

$$\Delta P_{\max} = 1 - 0,5 \frac{2 \cdot 0,8 \cdot 0,7}{(1 + 0,64) \cdot (1 + 0,49)} + \frac{(1 - 0,64) \cdot (1 - 0,49)}{2(1 + 0,64) \cdot (1 + 0,49)} = 0,08 ;$$

$$\Delta P_{\min} = 0,004, \quad \text{т.е.} \quad \Delta P_{\max} = 8\%, \quad \text{а} \quad \Delta P_{\min} = 0,4\%.$$

5.8. Передающая антенна FM радиостанции излучает сигнал с коэффициентом эллиптичности 0,8. Считая, что антенна FM радиоприемника имеет линейную поляризацию, найти пределы, в которых лежат уровни принимаемого сигнала при всевозможных ориентациях антенны FM радиоприемника.

Решение. Воспользуемся формулами задачи № 5.7. В нашем случае $k_2 = 0$ (линейная поляризация).

$$\text{Тогда} \quad \text{КПП}_{\min} = \frac{1}{2} - \frac{1 - k_1^2}{2(1 + k_1^2)} = 0,5 - \frac{1 - 0,64}{2(1 + 0,64)} = 0,39 ;$$

$$\text{КПП}_{\max} = \frac{1}{2} + \frac{1 - k_2^2}{2(1 + k_2^2)} = 0,61.$$

$$\text{Следовательно,} \quad \Delta P_{\min} = 1 - 0,61 = 0,39 = 39\% ;$$

$$\Delta P_{\max} = 1 - 0,39 = 0,61 = 61\%.$$

5.9. При измерениях диаграммы направленности антенны получены следующие результаты: ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости на уровне минус 3 дБ $\varphi_{0,5} = 1^\circ$, а на уровне минус 10 дБ $\varphi_{0,1} = 2,2^\circ$; ширина диаграммы направленности в вертикальной плоскости на уровне минус 3 дБ $\theta_{0,5} = 1,5^\circ$, а на уровне минус 10 дБ $\theta_{0,1} = 3,5^\circ$. Провести оценку величины коэффициента усиления.

Решение. Для оценки коэффициента усиления G воспользуемся следующей формулой (стандарт США):

$$G = 10 \lg \left[\frac{A_{0,5} + A_{0,1}}{2} \right],$$

$$\text{где } A_{0,5} = \frac{31000}{\varphi_{0,5}^{\circ} \cdot \theta_{0,5}^{\circ}}, \quad A_{0,1} = \frac{91000}{\varphi_{0,1}^{\circ} \cdot \theta_{0,1}^{\circ}}.$$

$$\text{Тогда } G = 10 \lg \left[\frac{31000}{2 \cdot 1 \cdot 1,5} + \frac{91000}{2 \cdot 2,2 \cdot 3,5} \right] = 10 \lg [10333 + 5909] = 42,1 \text{ дБ.}$$

Оценку G можно получить также по следующей формуле:

$$G = 10 \lg \left[\frac{25000}{\varphi_{0,5}^{\circ} \cdot \theta_{0,5}^{\circ}} \right] = 10 \lg \left[\frac{25000}{1 \cdot 1,5} \right] = 42,2 \text{ дБ.}$$

Как видим, обе формулы дают близкие результаты.

5.10. Антенна радиотелескопа в Аресибо на острове Пуэрто-Рико представляет собой сферическое зеркало диаметром $D = 305$ м с облучателем, который подвешен на мачтах на высоте 150 м. Найти ширину диаграммы направленности на уровне минус 3 дБ и расстояние дальней зоны на рабочей частоте радиотелескопа 430 МГц.

Решение. Для однозеркальной схемы зеркальной антенны ширина диаграммы направленности на уровне минус 3 дБ

$$\varphi_{0,5} \approx 70 \frac{\lambda}{D} \text{ (град),}$$

где λ – длина волны, D – диаметр зеркала.

В нашем случае $\lambda = c/f = 3 \cdot 10^8 / 4,3 \cdot 10^8 = 0,698 \text{ м.}$

$$\text{Тогда } \varphi_{0,5} \approx 70 \cdot \frac{0,698}{305} 0,16^{\circ} = 10'.$$

Расстояние дальней зоны определяется по следующей формуле:

$$R_{\partial} \geq \frac{2D^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot (305)^2}{0,698} = 266547 \text{ м} \approx 264 \text{ км.}$$

Таким образом, $\varphi_{0,5} = 10'$, $R_{\partial} \geq 264 \text{ км.}$

5.11. Диаметр зеркальной антенны радиотелескопа РТ-22 $2R = 22$ м. Среднеквадратическое отклонение профиля зеркала от параболического $\overline{\Delta\rho}/2R = 0,9 \cdot 10^{-5}$. Радиотелескоп работает в диапазоне $10 \text{ см} > \lambda > 0,8 \text{ см.}$ Найти снижение коэффициента направленного действия (КНД), обусловленное неточностью изготовления зеркала, на нижней и верхней частотах рабочего диапазона.

Решение. Если искажения профиля зеркала не коррелированы, имеют нормальный закон распределения и рассеяны по площади зеркала равномерно, то снижение КНД составит

$$\Delta D = 1 - \exp\left[-\left(\frac{4\pi\overline{\Delta\rho}}{\lambda}\right)^2\right].$$

На нижней частоте рабочего диапазона $\lambda_{\text{н}} = 10$ см и, следовательно,

$$\Delta D_{\text{н}} = 1 - \exp\left[-\left(\frac{4\pi \cdot 0,9 \cdot 10^{-5} \cdot 22}{10 \cdot 10^{-2}}\right)^2\right] = 1 - \exp(-0,0062) = 0,00062 = 0,062\%.$$

На верхней частоте рабочего диапазона $\lambda_{\text{в}} = 0,8$ см и, следовательно,

$$\Delta D_{\text{в}} = 1 - \exp\left[-\left(\frac{4\pi \cdot 0,9 \cdot 10^{-5} \cdot 22}{0,8 \cdot 10^{-2}}\right)^2\right] = 1 - \exp(-0,0967) = 0,092 = 9,2\%.$$

Таким образом, $\Delta D_{\text{н}} = 0,062\%$, а $\Delta D_{\text{в}} = 9,2\%$.

5.12. Антенна базовой станции сотовой связи обычно представляет собой вертикальную линейную антенную решетку. В некоторых случаях максимум диаграммы направленности таких антенн наклоняют к поверхности земли на небольшой угол механическим или электронным способом. Найти величину сдвига фаз между соседними излучателями такой антенны, который необходим для отклонения максимума диаграммы направленности на угол 2° на частоте стандарта GSM 950 МГц. Расстояние между излучателями 25 см.

Решение. Сдвиг фаз $\Delta\Phi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta_{\text{м}}$,

где d – расстояние между излучателями; $\theta_{\text{м}}$ – угол отклонения максимума диаграммы направленности; λ – длина волны.

В нашем случае $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^{10}}{0,95 \cdot 10^9} = 31,6$ см.

Тогда $\Delta\Phi = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 25 \cdot \sin 2^\circ}{31,6} = 0,173$ рад = 10° .

5.13. Для антенной решетки из задачи № 5.12 найти сектор электронного сканирования при условии отсутствия дифракционных максимумов в области реальных углов.

Решение. Допустимое расстояние между излучателями, при котором гарантируется отсутствие дифракционных максимумов в области реальных углов определяется следующим неравенством:

$$d \leq \frac{\lambda}{1 + |\sin \theta_m|}.$$

Из этого неравенства следует, что максимально допустимый угол отклонения максимума диаграммы направленности можно найти из условия

$$|\sin \theta_m| = \frac{\lambda}{d} - 1.$$

Следовательно, искомый сектор электронного сканирования

$$\theta_{\text{скан}} = \pm \arcsin \left(\frac{\lambda}{d} - 1 \right).$$

В нашем случае $\theta_{\text{скан}} = \pm \arcsin \left(\frac{31,6}{25} - 1 \right) = \pm 15,3^\circ$.

5.14. Оборудование телецентра, вещающего в дециметровом диапазоне, имеет следующие параметры: мощность телепередатчика 1,5 кВт; коэффициент усиления антенны с круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости 8 дБ; затухание в подводящем фидере 0,2 дБ; антенна установлена на высоте 50 м относительно поверхности земли. На каком расстоянии от антенны на верхних этажах 16-этажного дома плотность потока энергии, излучаемой антенной, будет ниже допустимого уровня облучения для гражданского населения?

Решение. Плотность потока энергии

$$\Pi \left(\text{Вт}/\text{м}^2 \right) = \frac{P(\text{Вт}) \cdot G \cdot F(\theta, \varphi)}{4\pi R^2(\text{м})},$$

где P – мощность, подводимая к антенне; G – коэффициент усиления; $F(\theta, \varphi)$ – диаграмма направленности; θ, φ – углы сферической системы координат, связанной с антенной; R – расстояние от антенны до точки наблюдения.

В нашем случае диаграмма направленности является круговой в горизонтальной плоскости и, следовательно, от φ не зависит. Высота точки наблюдения примерно 50 м (верхние этажи 16-этажного дома). Следовательно, точка наблюдения находится примерно в максимуме диаграммы направленности в угломестной плоскости. Поэтому можно положить $F(\theta, \varphi) \approx 1$.

К антенне подводится мощность $P = P_0 \cdot 10^{-\frac{\alpha(\text{дБ})}{10}}$,

где P_0 – мощность передатчика; α – затухание в подводящем фидере.

В нашем случае $P = 1,5 \cdot 10^{-0,02} = 1,43$ кВт. $G = 10^{G(\text{дБ})/10} = 10^{0,8} = 6,3$.

Согласно санитарным нормам, действующим в Украине, допустимый уровень облучения должен быть таким, чтобы плотность потока энергии Π не превышала 2 мкВт/см^2 , если частоты облучения выше 300 МГц. На частотах ниже 300 МГц нормируемым параметром является напряженность электрического поля E , которая не должна превышать 3 В/м .

В нашем случае облучение происходит в дециметровом диапазоне ($f > 300$ МГц). Следовательно, нормируемым параметром является плотность потока энергии.

Необходимо, чтобы для допустимой плотности потока энергии выполнялось условие:

$$\Pi_{\text{доп}} < 2 \text{ мкВт/см}^2 = \frac{2 \cdot 10^{-6} \text{ Вт}}{10^{-4} \text{ см}^2} = 2 \cdot 10^{-2} \text{ Вт/м}^2.$$

Из вышеизложенного следует, что допустимое расстояние $R_{\text{доп}}$ можно найти из условия:

$$R_{\text{доп}} > \frac{1}{2} \sqrt{\frac{P \cdot G}{\pi \cdot \Pi_{\text{доп}}}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1,43 \cdot 10^3 \cdot 6,3}{3,14 \cdot 2 \cdot 10^{-2}}} = 189 \text{ м}.$$

Таким образом, $R_{\text{доп}} > 189 \text{ м}$.

5.15. Расстояние между приемной и передающей антеннами равно 10 км. Во сколько раз мощность сигнала на входе радиоприемного устройства (на выходе приемной антенны) больше при распространении радиоволн в свободном пространстве, чем при распространении радиоволн вдоль земной поверхности. Передающая и приемные антенны установлены на высоте 10 м и 4 м относительно поверхности земли. Длина волны 4 м. Максимумы диаграмм направленности приемной и передающей антенн ориентированы друг на друга.

Решение. При распространении радиоволн в свободном пространстве мощность сигнала на входе радиоприемного устройства $P_{\text{вх}_1}$ определяется следующим выражением:

$$P_{\text{вх}_1} = \frac{P_{\text{пер}} \cdot G_{\text{пер}} \cdot G_{\text{пр}} \cdot \lambda^2 \cdot F_{\text{пер}}(\theta_{\text{пер}}, \varphi_{\text{пер}}) \cdot F_{\text{пр}}(\theta_{\text{пр}}, \varphi_{\text{пр}})}{16 \pi^2 R^2}, \quad (5.1)$$

где $P_{\text{пер}}$ – мощность, подводимая к передающей антенне; $G_{\text{пер}}, G_{\text{пр}}$ – коэффициент усиления передающей и приемной антенн, соответственно; $F_{\text{пер}}(\theta_{\text{пер}}, \varphi_{\text{пер}})$ – уровень диаграммы направленности передающей антенны в направлении $\theta_{\text{пер}}, \varphi_{\text{пер}}$ на приемную антенну; $F_{\text{пр}}(\theta_{\text{пр}}, \varphi_{\text{пр}})$ – уровень

диаграммы направленности приемной антенны в направлении $\theta_{\text{пр}}, \varphi_{\text{пр}}$ на передающую антенну; R – расстояние между приемной и передающими антеннами; λ – длина волны.

При распространении радиоволн вдоль плоской земной поверхности мощность сигнала на входе радиоприемного устройства $P_{\text{вх}_2}$ можно оценить по следующей формуле:

$$P_{\text{вх}_2} = \frac{P_{\text{пер}} \cdot G_{\text{пер}} \cdot G_{\text{пр}} \cdot F_{\text{пер}}(\theta_{\text{пер}}, \varphi_{\text{пер}}) \cdot F_{\text{пр}}(\theta_{\text{пр}}, \varphi_{\text{пр}}) \cdot h_{\text{пер}}^2 \cdot h_{\text{пр}}^2}{R^4}, \quad (5.2)$$

где $h_{\text{пер}}, h_{\text{пр}}$ – высота установки передающей и приемной антенн относительно поверхности земли.

Выражение (5.2) справедливо при условии

$$R > 18 h_{\text{пер}} \cdot h_{\text{пр}} \cdot \lambda. \quad (5.3)$$

В нашем случае $R = 10 \text{ км} > 18 \cdot 16 \cdot 4 \cdot 4 = 4,6 \text{ км}$.

Так как максимумы диаграмм направленности передающей и приемной антенн направлены друг на друга, то $F_{\text{пер}}(\theta_{\text{пер}}, \varphi_{\text{пер}}) = 1$ и $F_{\text{пр}}(\theta_{\text{пр}}, \varphi_{\text{пр}}) = 1$.

Отношение $P_{\text{вх}_1}/P_{\text{вх}_2}$ найдем, разделив соотношение (5.1) на (5.2). Тогда

$$P_{\text{вх}_1}/P_{\text{вх}_2} = \frac{\lambda^2 \cdot R^2}{16 \pi^2 \cdot h_{\text{пер}}^2 \cdot h_{\text{пр}}^2} \cdot P_{\text{вх}_1}/P_{\text{вх}_2} = \frac{4^2 \cdot (10 \cdot 10^3)^2}{16 \pi^2 \cdot 10^2 \cdot 4^2} = 6,33 \cdot 10^3.$$

$$P_{\text{вх}_1}/P_{\text{вх}_2} = 10 \lg(6,33 \cdot 10^3) = 38 \text{ дБ}.$$

Таким образом, ослабление радиоволн при распространении вдоль земной поверхности значительно выше ослабления при распространении в свободном пространстве.

5.15. Круглая рамочная антенна установлена под углом $\theta = \pi/6$ рад к направлению на передатчик, работающий на волне $\lambda = 50$ м и создающий в месте приема напряженность электрического поля $E = 250$ мВ/м. Параметры антенны: $G = 1,5$; $R_a = 6$ Ом; $F(\theta, \varphi) = F(\theta) = \sin \theta$. Угол между плоскостями поляризации рамки и проходящей волны $\kappa = 0,2$ рад. Определить ЭДС, возбуждаемую в приемной антенне, и величину мощности, отдаваемую антенной в нагрузку $Z_n = (24 + i 20)$ Ом.

Решение. ЭДС, возбуждаемую в антенне, определяем по формуле [9]

$$\mathcal{E}_a = \frac{E \lambda}{\pi} \sqrt{\frac{G R_a}{120}} F(\theta, \varphi) \cos \kappa = \frac{250 \cdot 10^{-3} \cdot 50}{\pi} \sqrt{\frac{1,5 \cdot 6}{120}} \sin \pi/6 \cdot \cos 0,2 = 0,535 \text{ [В]}.$$

Оптимальная мощность, отдаваемая антенной в согласованную нагрузку, составляет, согласно формуле

$$P_{\max} = \frac{\mathcal{E}_a^2}{8R_a} = \frac{G}{960} \left(\frac{E\lambda}{\pi} \right)^2 = \frac{1,5}{960} \left(\frac{250 \cdot 10^{-3} \cdot 50}{\pi} \right)^2 \text{ Вт} \approx 24,8 \text{ мВт.}$$

Мощность, отдаваемую антенной в заданную нагрузку, находим по формуле [9]

$$P = \frac{4R_a R_n}{(R_a + R_n)^2 + (X_a + X_n)^2} P_{\max} = \frac{4 \cdot 6 \cdot 24}{(6 + 24)^2 + 20^2} \cdot 24,8 \text{ мВт} = 11 \text{ мВт.}$$

5.16. Передающая активная антенная решетка состоит из 256 модулей. Каждый модуль состоит из усилителя мощности, выход которого соединен с излучателем. Выходная мощность каждого из усилителей мощности 10 Вт. Коэффициент усиления излучателя в составе антенной решетки 4 дБ. Найти энергопотенциал такой антенной решетки.

Решение. Энергопотенциал \mathcal{E} или эквивалентная изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ)

$$\mathcal{E} = P_{\Sigma} \cdot G_{\Sigma},$$

где P_{Σ} – суммарная мощность, подводимая к антенной решетке; G_{Σ} – коэффициент усиления антенной решетки. В нашем случае

$$P_{\Sigma} = P_0 \cdot N; \quad G_{\Sigma} = G_0 N,$$

где P_0 – выходная мощность усилителя мощности; G_0 – коэффициент усиления излучателя в составе антенной решетки; N – количество излучателей.

Отсюда следует, что $\mathcal{E} = P_0 \cdot G_0 \cdot N^2$.

$$P_0 = 10 \text{ Вт}; \quad N = 256; \quad G_0 = 10^{0,4} = 2,5.$$

$$\mathcal{E} = 10 \cdot 2,5 \cdot (256)^2 = 1,64 \cdot 10^6 \text{ Вт} = 1,64 \text{ МВт.}$$

$$\mathcal{E} = 10 \lg 1,64 \cdot 10^6 = 62,1 \text{ дБВт.}$$

5.17. Элементарные электрические излучатели – вибратор и круглая рамка возбуждаются током, амплитуда которого $I = 2$ А, а частота $f = 150$ МГц. Определить напряженности электрического и магнитного полей, создаваемых этими излучателями в точке наблюдения, находящейся на расстоянии $r = 5$ км от излучателей под углом $\theta = \pi/6$ рад к оси oz (рис. 1.5, а, б), если длина вибратора $l = 10$ см, а диаметр рамки $d_p = 18$ см.

Решение. Частоте $f = 150$ МГц соответствует длина волны

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{150 \cdot 10^6} = 2 \text{ м. Пользуясь формулами [9], находим:}$$

а) для вибратора

$$E_{\theta} = |\dot{E}_{\theta}| = \frac{30 k I l}{r} \sin \theta = \frac{30 \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot 10 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 5 \cdot 10^3} \sin(\pi/6) \text{ В/м} \approx 1,88 \text{ мВ/м};$$

$$H_{\varphi} = |\dot{H}_{\varphi}| = \frac{|\dot{E}_{\theta}|}{120\pi} = \frac{1,88 \cdot 10^{-3}}{120\pi} \text{ А/м} \approx 5 \text{ мкА/м}.$$

б) для рамки (площадь рамки $S_p = \pi d_p^2/4$)

$$E_{\varphi} = |\dot{E}_{\varphi}| = \frac{30 \pi^3 d_p^2 I}{\lambda^2 r} \sin \theta = \frac{30 \pi^3 (18 \cdot 10^{-2})^2 \cdot 2}{2^2 \cdot 5 \cdot 10^3} \sin(\pi/6) \text{ В/м} \approx 1,5 \text{ мВ/м};$$

$$H_{\theta} = |\dot{H}_{\theta}| = \frac{|\dot{E}_{\varphi}|}{120\pi} = \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{120\pi} \text{ А/м} \approx 4 \text{ мкА/м}.$$

6. ЗАДАЧИ С ОТВЕТАМИ

6.1. На рис. 6.1 показан элементарный электрический вибратор длиной $l = 0,02$ м, ось которого направлена вдоль оси z , а центр расположен в начале декартовой системы координат. Вибратор возбужден током, амплитуда которого $I_m = 1$ А, а частота $f = 300$ МГц.

Определить амплитуды напряженностей электрического и магнитного полей излучения этого вибратора, в точке P , находящейся в экваториальной плоскости вибратора на расстоянии $R = 1000$ м от него

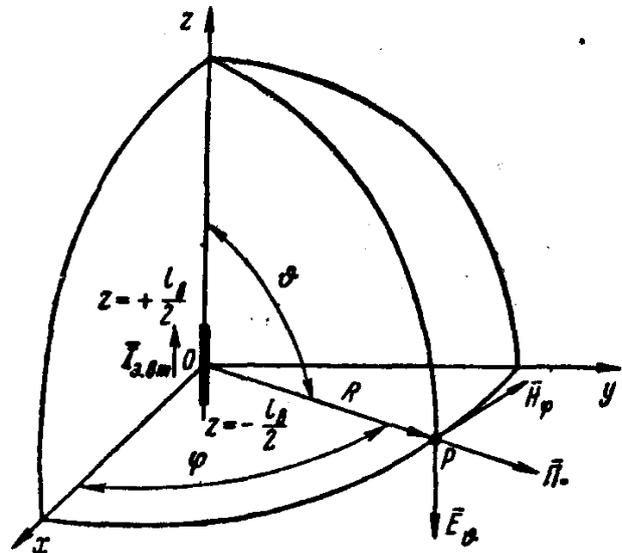


Рис. 6.1

Ответ: $E_{\theta m} = 3,77 \cdot 10^{-3}$ В/м, $H_{\varphi m} = 1 \cdot 10^{-5}$ А/м.

6.2. Во сколько раз надо увеличить диаметр зеркальной антенны, чтобы коэффициент усиления возрос на 4 дБ.

Ответ: В 1,58 раза

6.2. Шумовая температура антенны 70 К. Коэффициент шума малошумящего усилителя 1 дБ. Во сколько раз увеличится шумовая добротность антенны, если использовать малошумящий усилитель с коэффици-

ентом шума 0,5 дБ. Температура окружающей среды 20° С. Потери в фидерном тракте 0,1 дБ.

Ответ: В 1,36 раза

6.3. Найти плотность потока энергии на расстоянии 1 км от антенны с коэффициентом усиления 23 дБ, если к антенне подводится мощность 5 кВт.

Ответ: 8 мкВт/см².

6.4. Расстояние между излучателями линейной антенной решетки с постоянным амплитудным распределением 10 см. Количество излучателей 32. Найти ширину диаграммы направленности на уровне минус 3 дБ на частоте 2 ГГц.

Ответ: $2,4^{\circ}$.

6.5. Найти оптимальное значение коэффициента усиления антенны осевого излучения длиной 1,5 м на частоте 500 МГц.

Ответ: 12,6 дБ.

6.6. Оценить количество излучателей в активной антенной решетке, необходимое для получения энергопотенциала 60 дБ Вт, если выходная мощность каждого из усилителей мощности 1,6 Вт. Коэффициент усиления излучателя в составе антенной решетки 4 дБ.

Ответ: Не менее 500.

6.7. Найти коэффициент преломления материала линзы Лüneберга диаметром 50 см на расстоянии 20 см от ее поверхности.

Ответ: 1,34.

6.8. Адаптивная антенная решетка состоит из 4 антенн. Сколько независимо управляемых нулей диаграммы направленности можно реализовать в такой антенной решетке при условии защиты максимума диаграммы направленности.

Ответ: 2.

6.9. В линейно поляризованном базисе ортогонально поляризованные компоненты имеют одинаковую амплитуду. Сдвиг фаз между ними 80° . Найти коэффициент эллиптичности.

Ответ: 0,84.

6.10. Эффективная площадь эталонной антенны 400 см². Уровень сигнала, принимаемого испытуемой антенной на 7 дБ выше уровня сигнала, принимаемого эталонной антенной. Найти коэффициент усиления испытуемой антенны на частоте 10 ГГц.

Ответ: 34,5 дБ.

6.11. Расстояние между абонентами связи в свободном пространстве изменяется от 50 км до 100 км. Найти величину изменения отношения сигнал/шум в линии связи.

Ответ: 6 дБ.

6.12. Передающая антенна телецентра установлена на высоте 250 м. Найти радиус зоны обслуживания таким телецентром, если антенна телевизора установлена на высоте: а) 16 м; б) 1 м.

Ответ: а) 73-82 км; б) 62-69 км.

6.13. Расстояние между абонентами связи, находящимися в автомобилях, изменяется от 1 км до 3 км. Найти величину изменения отношения сигнал/шум в этой линии связи.

Ответ: 19 дБ.

6.14. Найти критическую частоту, если концентрация электронов в отражающем слое ионосферы $N_m = 1,5 \cdot 10^6$ эл/см³.

Ответ: 11 МГц.

6.15. Считая, что антенна мобильного телефона является диполем Герца, найти ее сопротивление излучения на частоте 960 МГц, если длина антенны равна: а) 2 см; б) 3 см.

Ответ: а) 3,2 Ом; б) 7,3 Ом.

6.16. Пользуясь данными таблицы, построить нормированную амплитудную диаграмму направленности передающей антенны по полю в полярных координатах и определить ширину ее луча на уровнях 0,707 и нулевого излучения, а также величину и направления боковых лепестков.

Таблица

$\theta, \text{ рад}$	0	$\pi/6$	$\pi/3$	$\pi/2$	$2\pi/3$	$5\pi/6$	π
$E(\theta)/E_{\max}$	1	0,6	0,28	0	0,2	0	0,1
$\theta, \text{ рад}$	$7\pi/6$	$4\pi/3$	$3\pi/2$	$5\pi/3$	$11\pi/6$	2π	
$E(\theta)/E_{\max}$	0	0,2	0	0,28	0,5	1	

6.17. Пользуясь данными таблицы из предыдущей задачи, построить нормированную амплитудную диаграмму направленности передающей антенны по мощности в прямоугольных координатах и в логарифмическом масштабе. Определить ширину луча антенны на уровнях 0,5 (-3 дБ) и нулевого излучения, а также величину и направления боковых лепестков.

6.18. Определить коэффициент равномерности диаграммы направленности, изображенной на рисунке 2.2, в.

Ответ: $N = 0,6$.

6.19. Определить параметры поляризационного эллипса передающей антенны, если отношение амплитуд ортогональных компонент излучаемого поля $m = 0,7$, а разность их фаз $\psi = \pi/4$ рад.

Ответ: $\gamma = 0,55$ рад, $K_\gamma = 0,376$, поляризация правая.

6.20. Чему должны быть равны отношение и разность фаз ортогональных компонент излучаемого антенной поля, чтобы параметры поляризации эллипса были следующие: $K_{\varphi} = 0,8$; $\gamma = \pi/6$ рад.

Ответ: $m = 1,12$; $\psi = 1,38$ рад.

6.21. Определить коэффициент направленного действия передающей линейно поляризованной антенны, нормированная амплитудная диаграмма направленности которой описывается выражением $F(\theta) = \sin \theta$.

Ответ: $D = 1,5$.

6.22. Нормированная амплитудная диаграмма направленности передающей линейно поляризованной антенны описывается выражением $F(\theta, \varphi) = F(\theta) = \sin^2 \theta$. Во сколько раз коэффициент направленного действия этой антенны больше, чем антенны, рассмотренной в предыдущей задаче?

Ответ: В 1,25 раза.

6.23. Нормированные парциальные диаграммы направленности передающей антенны круговой поляризации описываются выражениями $F_{\theta}(\theta, \varphi) = F_{\varphi}(\theta, \varphi) = F(\theta) = 0,5(\cos^2 \theta + 1)$. Определить парциальные коэффициенты направленного действия антенны для компонент поля E_{θ} и E_{φ} , а также результирующий коэффициент направленного действия антенны.

Ответ: $D_{\theta} = D_{\varphi} = 0,75$; $D = 1,5$.

6.24. Решить предыдущую задачу для антенны эллиптической поляризации, если параметры поляризации эллипса следующие: $K_{\varphi} = 0,9$; $\gamma = \pi/3$ рад.

Ответ: $D_{\theta} \approx 1$; $D_{\varphi} = 1,1$; $D = 1,5$.

6.25. Нормированные амплитудные диаграммы направленности передающей антенны в главных плоскостях описываются выражениями $F(\theta^E) = \cos \theta^E$, $F(\theta^H) = \cos^2 \theta^H$. Определить коэффициент направленного действия антенны.

Ответ: $D = 5,55$.

6.26. Коэффициент направленного действия передающей антенны при ширине ее луча на уровне 0,5 по мощности в плоскости E $2\theta_{0,5}^E = 200$ мрад составляет $D = 1000$. Чему равна ширина луча антенны на указанном уровне в плоскости H ?

Ответ: $2\theta_{0,5}^H = 50$ мрад.

6.27. Сопротивление излучения проволочной передающей антенны $R_{\Sigma_a} = 10$ Ом, а сопротивление потерь в антенне $R_{\Pi} = 5$ Ом. Определить коэффициент направленного действия и коэффициент усиления антенны,

если действующая длина антенны $l_d = 30$ м, а рабочая длина волны $\lambda = 120$ м.

Ответ: $D = 7,4; G \approx 5$.

6.28. Максимальная частота рабочего диапазона передающей антенны $f_{\max} = 10$ МГц, а минимальная $f_{\min} = 6$ МГц. Чему равны ширина полосы рабочих частот и коэффициент перекрытия диапазона этой антенны?

Ответ: $\Delta f = 2$ МГц, $K_{\Pi} = 1,67$.

6.29. Проволочная передающая антенна характеризуется данными: $2\Delta f = 300$ кГц, $K_{\Pi} = 1,2$. Чему равен коэффициент усиления антенны на средней частоте рабочего диапазона, если сопротивление излучения антенны $R_{\Sigma_a} = 15$ Ом, сопротивление потерь в антенне $R_{\Pi} = 3$ Ом, а действующая длина антенны $l_d = 100$ м?

Ответ: $G = 19,8$.

6.30. Определить ЭДС, возбуждаемую в круглой рамочной сориентированной ($\kappa = 0$) антенне, расположенной под углом $\theta = \pi/9$ рад к направлению на передатчик, работающий на волне $\lambda = 100$ м и создающий напряженность электрического поля в точке приема $E = 480$ мкВ/м. Параметры антенны: $G = 1,5$; $R_a = 5$ Ом; $F(\theta, \varphi) = F(\theta) = \sin \theta$.

Ответ: $\mathcal{E}_a \approx 1,3$ мВ.

6.31. Действующая длина приемной антенны $l_d = 10$ м. Определить максимальную ЭДС, наводимую в антенне проходящим сигналом с напряженностью электрического поля $E = 15$ мкВ/м.

Ответ: $\mathcal{E}_{a\max} = 150$ мкВ.

6.32. Определить максимальную ЭДС, возбуждаемую в приемной антенне электромагнитной волной с напряженностью электрического поля $E = 10$ мкВ/м и длиной $\lambda = 49$ м, при условии, что антенна имеет коэффициент направленного действия $D = 50$ и сопротивление излучения $R_{\Sigma_a} = 1200$ Ом.

Ответ: $\mathcal{E}_{a\max} = 69,2$ мкВ.

6.33. Определить напряжение U_{Π} на входе приемника, подключенного к клеммам полуволнового вибратора длиной $2l = 10$ м, при напряженности электрического поля в точке приема $E = 50$ мкВ/м. Входное сопротивление приемника $R_{\Pi} = 160$ Ом, сопротивление потерь в антенне $R_{\Pi} = 10$ Ом.

Ответ: $\mathcal{E}_{a\max} = 16,9$ мВ.

6.34. Мощность, отдаваемая приемной антенной в несогласованную нагрузку, $P = 1$ мВт. Сопротивление излучения антенны $R_{\Sigma_a} = 300$ Ом, а возбуждаемая в ней ЭДС $\mathcal{E}_a = 40$ мВ. Определить коэффициент согласования антенны с нагрузкой. Потерями в антенне пренебречь.

Ответ: $\mathcal{E}_{a \max} = 3,5$ мВ.

6.35. Действующая площадь приемной антенны $S_d = 3,6$ м². Определить оптимальную мощность, отдаваемую антенной в согласованную нагрузку, если напряженность электрического поля в точке приема $E = 150$ мкВ/м.

Ответ: $P_{\max} = 107,5$ мкВт.

6.36. Во сколько раз максимальная мощность полезного сигнала на выходе приемной антенны будет меньше мощности сигнала, излучаемого передающей антенной, если расстояние между антеннами $r = 10$ км, длина рабочей волны $\lambda = 30$ см, а коэффициенты усиления антенн одинаковы: $G_{\text{пер}} = G_{\text{пр}} = 1000$?

Ответ: В $1,75 \cdot 10^5$ раз.

6.37. Во сколько раз напряженность электрического поля полезного сигнала должна быть больше напряженности поля внешних помех при приеме на антенну с коэффициентом направленного действия $D = 1,5$ и отношении $P_c/P_{\text{п}} = 1$?

Ответ: Почти в 3 раза.

6.38. Во сколько раз мощность полезного сигнала, принятого антенной с коэффициентом направленного действия $D = 12$, больше мощности помех в точке приема, если напряженность электрического поля полезного сигнала больше напряженности поля внешних помех в данной точке в 5 раз?

Ответ: В 24 раза.

6.39. Нормированная амплитудная диаграмма направленности приемной антенны описывается выражением $F(\theta) = 0,5(\cos \theta + 1)$. Определить коэффициент защитного действия антенны, выразив его в относительных единицах и в децибелах.

Ответ: $K_{з.д} = 2$ (6 дБ).

6.40. Сопротивление излучения элементарного электрического вибратора $R_{\Sigma} = 0,2$ Ом. Напряженность магнитного поля на расстоянии $r = 500$ м от вибратора в направлении его максимального излучения $H_{\phi} = 10$ мкА/м. Определить амплитуду тока, протекающего по вибратору.

Ответ: $I = 628$ мА.

6.41. Напряженность магнитного поля на расстоянии $r = 5000$ м от элементарной излучающей щели в направлении ее максимального излучения $H_0 = 25$ мкА/м. Щель имеет размеры $l = 2$ мм, $b = 1$ мм и возбуждается на частоте $f = 300$ МГц. Определить напряженность электрического поля в щели.

Ответ: $d \approx 10$ см.

6.42. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированную амплитудную диаграмму направленности элемента Гюйгенса. По полученной диаграмме направленности определить ширину ее на уровне 0,707 (0,5 по мощности).

Ответ: $2\theta_{0,5} = 2,3$ рад.

6.43. Определить коэффициент эллиптичности поля излучения двух взаимно перпендикулярных элементарных вибраторов, возбуждаемых токами, сдвинутыми по фазе на $\pi/2$ рад, в точках наблюдения, образующих угол (рис. 6.2)

$\theta = \pi/3, \pi/4, \pi/6$ рад с осью oz .

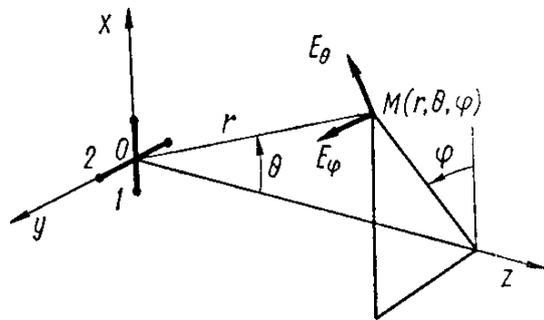


Рис. 6.2.

Ответ: $K_\theta = 0,5; 0,707; 0,866$.

6.44. Симметричный вибратор длиной $2l = 0,6$ м возбуждается током, амплитуда которого $I_a = 0,3$ А, а частота $f = 400$ МГц. Определить напряженность электрического поля излучения вибратора в точке наблюдения, находящейся на расстоянии $r = 100$ м от вибратора под углом $\theta = \pi/3$ рад к оси вибратора.

Ответ: $E \approx 223$ мВ/м.

6.45. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированную амплитудную диаграмму направленности уединенного симметричного вибратора длиной $2l = 3\lambda/2$ в плоскости E .

Решение. По формуле [9] имеем

$$F(\theta) = \frac{1}{1 - \cos kl} \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta} = \frac{1}{1 - \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{3\lambda}{4}\right)} \cdot \frac{\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{3\lambda}{4} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{3\lambda}{4}\right)}{\sin \theta} = \frac{\cos(1,5\pi \cos \theta)}{\sin \theta}.$$

Чтобы правильно выбрать значения θ для расчета и построения диаграммы направленности, находим направления, в которых отсутствуют излучения. Значение функции $F(\theta)$ обращается в нуль при равенстве нулю числителя, если знаменатель при этом отличен от нуля, т.е. когда $\cos(1,5\pi \cos\theta) = 0$.

Следовательно, $1,5\pi \cos\theta = 0,5\pi; 1,5\pi; 2,5\pi; \dots$

Отсюда

$$\cos\theta_{01} = \frac{\pi \cdot 2}{2 \cdot 3\pi} = \frac{1}{3}; \quad \theta_{01} \approx 1,23 \text{ рад.}$$

$$\cos\theta_{02} = \frac{3\pi \cdot 2}{2 \cdot 3\pi} = 1; \quad \theta_{02} = 0.$$

$$\cos\theta_{03} = \frac{5\pi \cdot 2}{2 \cdot 3\pi} > 1 \text{ смысла не имеет.}$$

Для расчета диаграммы направленности в пределах одного лепестка достаточно иметь 8-10 точек. Интервал изменения θ принимаем равным

$$\frac{\theta_{01}}{8 \div 10} = \frac{1,23}{8 \div 10} \text{ рад} \approx 0,15 \text{ рад.}$$

Задавая значения θ в пределах одного квадранта (от 0 до $\pi/2$ рад), определяем для них $F(\theta)$ и строим участок диаграммы направленности в первом квадранте. Остальные участки диаграммы направленности (во втором – четвертом квадрантах) строим по методу зеркальных изображений.

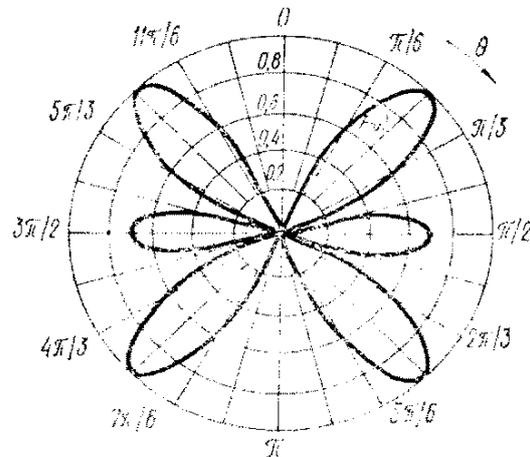


Рис. 6.3.

6.46. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные диаграммы направленности в плоскости E симметричных вибраторов, относительные длины которых $2l/\lambda = 1/2; 1; 5/4; 3/2; 2; 4$. Сравнить эти диаграммы направленности с соответствующей диаграммой направленности элементарного электрического вибратора.

6.47. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированную амплитудную диаграмму направленности симметричного вибратора длиной $2l = 3\lambda/2$ в вертикальной плоскости, если вибратор расположен вертикально на высоте $h = 2\lambda$ над поверхностью земли.

6.48. Полуволновый вертикальный вибратор расположен над землей на высоте $h = \lambda$. Без учета влияния земли в точке наблюдения под углом $\Delta = 0,7$ рад к горизонту напряженность электрического поля $E = 100$ мкВ/м. Определить результирующую напряженность поля $E_{рез}$ учетом отражения от земли.

Ответ: $E_{рез} = 123$ мкВ/м.

6.49. Пояснить, пользуясь методом зеркальных изображений, почему вертикальный вибратор при любой высоте подвеса и неизменной величине тока питания создает вдоль земной поверхности напряженность поля вдвое большую, чем без учета влияния земли.

6.50. Пояснить, пользуясь методом зеркальных изображений, почему горизонтальный вибратор не излучает вдоль земной поверхности при любой высоте его подвеса.

6.51. Полуволновый горизонтальный вибратор подвешен над землей на высоте $h = \lambda/2$. Без учета влияния земли в точке наблюдения под углом $\Delta = 0,35$ рад к горизонту напряженность электрического поля $E = 50$ мкВ/м. Определить результирующую напряженность поля $E_{рез}$ с учетом отражения от земли.

Ответ: $E_{рез} = 88$ мкВ/м.

6.52. Определить, под каким углом Δ к горизонту следует расположить полуволновый горизонтальный вибратор, находящийся над землей на высоте $h = 2\lambda$, чтобы обеспечить максимальное значение напряженности электрического поля в направлении горизонта.

Ответ: $\Delta = 125$ мрад.

6.53. Вибратор поднят над землей на высоту $h = 12$ м. Определить разность хода прямого и отраженного лучей δr под углом $\Delta = \pi/6$ рад к горизонту.

Ответ: $\delta r = 16,9$ м.

6.54. Определить действующую длину и сопротивление излучения в точке питания симметричного вибратора и в пучности тока при относительной длине вибратора $2l/\lambda$, равной: а) $3/20$; б) $1/4$; в) $1,2$.

Ответ: $l_d = 0,077\lambda$; $R_{\Sigma a} = 4,7$ Ом; $R_{\Sigma n} = 0,97$ Ом; $l_d = 0,132\lambda$;

$R_{\Sigma a} = 14$ Ом; $R_{\Sigma n} = 7$ Ом; $l_d = 0,318\lambda$; $R_{\Sigma a} = 81$ Ом; $R_{\Sigma n} = 81$ Ом;

6.55. Определить входное сопротивление симметричного вибратора длиной $2l = 0,96$ м, выполненного из провода диаметром $2r = 20$ мм, если длина рабочей волны $\lambda = 1$ м.

Решение. Определим вначале волновое сопротивление вибратора. По формуле из [9] получаем

$$W_a \approx 276 \lg(0,175\lambda/r) = 276 \lg\left(0,175 \frac{1}{10 \cdot 10^{-3}}\right) \text{ Ом} = 344 \text{ Ом}.$$

Учитывая, что сопротивление излучения вибратора $R_{\Sigma\Pi} \approx 200 \text{ Ом}$ (рис. 6.4), по приближенной формуле для импеданса вибратора имеем

$$Z_a = \frac{R_{\Sigma\Pi}}{(R_{\Sigma\Pi}/W_a)^2 + \sin^2 kl} - i \frac{W_a}{2} \frac{\sin 2kl}{(R_{\Sigma\Pi}/W_a)^2 + \sin^2 kl} =$$

$$= \left[\frac{200}{\left(\frac{200}{344}\right)^2 + \left(\sin \frac{2\pi \cdot 0,48}{1}\right)^2} - i \frac{344}{2} \frac{\sin \frac{2 \cdot 2\pi \cdot 0,48}{1}}{\left(\frac{200}{344}\right)^2 + \left(\sin \frac{2\pi \cdot 0,48}{1}\right)^2} \right] \text{ Ом} \approx$$

$$\approx (574 + i 102) \text{ Ом}.$$

6.56. Рассчитать и построить кривые входного сопротивления и относительной ширины полосы рабочих частот симметричного вибратора в координатах $R_a = f(l/\lambda)$, $X_a = f(l/\lambda)$ и $2\Delta f/f_{\text{ср}} = f(l/\lambda)$ в пределах изменения l/λ от 0 до $3/4$. Волновое сопротивление вибратора $W_a = 1 \text{ кОм}$.

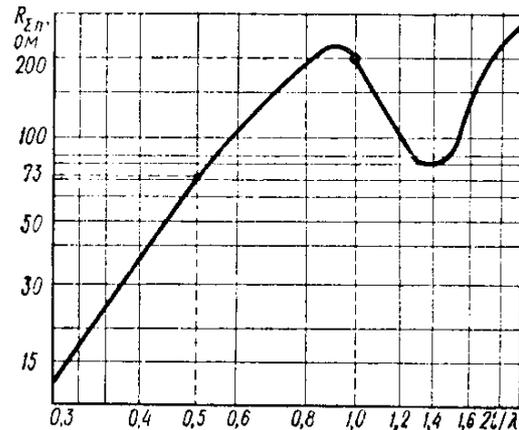


Рис. 6.4.

6.57. Пользуясь данными предыдущей задачи, рассчитать и построить кривую входного сопротивления симметричного вибратора в виде графика $X_a = f(R_a)$.

6.58. Входное сопротивление волнового симметричного вибратора $R_a = 3,2 \text{ кОм}$. Определить диаметр провода вибратора, если частота питающего генератора $f = 75 \text{ МГц}$.

Ответ: $2r = 1,8 \text{ мм}$.

6.59. Определить резонансное укорочение волнового симметричного вибратора, выполненного из провода с относительным диаметром $2r/\lambda = 0,02$.

Решение. В рассматриваемом случае $l/\lambda = 0,5$, $l/r = 50$ и из рис. 6.5 следует, что $\xi = 1,17$. По формуле из [9] находим

$$\Delta l = \left(1 - \frac{1}{\xi}\right) \cdot 0,25 l = \left(1 - \frac{1}{1,17}\right) \cdot 0,25 \cdot 0,5 \lambda \approx 0,018 \lambda,$$

так что резонансное укорочение вибратора $2\Delta l = 2 \cdot 0,018 \lambda = 0,036 \lambda$.

6.60. Симметричный вибратор имеет волновое сопротивление $W_a = 360$ Ом и диаметр провода $2r = 10$ мм. Определить рабочую частоту передатчика, питающего вибратор. Эффектом укорочения волны в проводе вибратора пренебречь.

Ответ: $f = 13,5$ МГц.

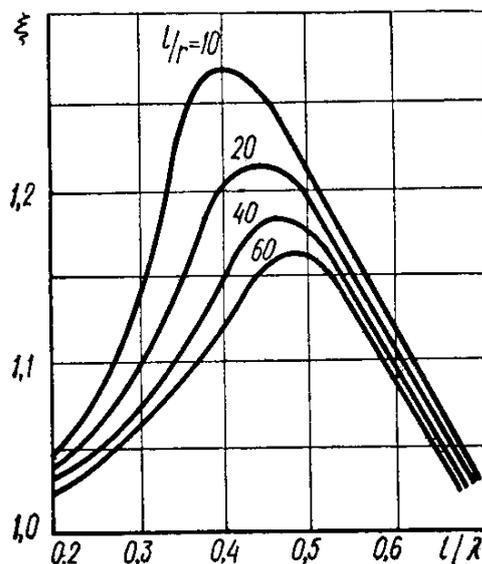


Рис. 6.5. Коэффициент укорочения

6.61. Волновое сопротивление волнового симметричного вибратора $W_a = 360$ мм. Определить диаметр провода вибратора, если его длина $2l = 30$ см. Эффектом укорочения волны в проводе вибратора пренебречь.

Ответ: $2r = 5,4$ мм.

6.62. Определить резонансную длину плоской полуволновой щелевой антенны, работающей на волне $\lambda = 80$ см, при ширине щели b , равной: а) 4 см; б) 2 см.

Ответ: а) $2l = 36,6$ см, б) $2l = 37,3$ см.

6.63. Резонансная полуволновая щелевая антенна имеет длину $2l = 14$ см и принимает сигналы частотой $f = 1000$ МГц. Определить ширину щели антенны.

Ответ: $b = 0,7$ см.

6.64. Как изменится длина резонансной щели, если внутреннее пространство ее заполнить диэлектриком?

6.65. Плоская полуволновая щелевая антенна имеет ширину $b = 1$ см и работает на волне $\lambda = 60$ см. Определить входное сопротивление антенны.

Решение. Найдем сначала эквивалентное волновое сопротивление и резонансную длину щели. Пользуясь формулами и [9], получаем

$$W_{\text{щз}} \approx 276 \lg(0,71 \lambda/b) = 276 \lg\left(0,71 \frac{60}{1}\right) \text{ Ом} = 450 \text{ Ом};$$

$$2\Delta l \approx 13,6 \lambda/W_{\text{щз}} = 13,6 \frac{60}{450} \text{ см} \approx 1,8 \text{ см},$$

так что

$$2l = \lambda/2 - 2\Delta l = 60/2 - 1,8 = 28,2 \text{ см}.$$

Входное сопротивление такого вибратора

$$Z_a \approx \frac{(60\pi)^2}{R_{\Sigma_b}^2 + (W_{\text{щз}} \text{ ctg } kl)^2} (R_{\Sigma_b} + i W_{\text{щз}} \text{ ctg } kl) =$$

$$\frac{(60\pi)^2}{73^2 + \left(450 \text{ ctg } \frac{\pi \cdot 28,2}{60}\right)^2} \left(73 + i 450 \text{ ctg } \frac{\pi \cdot 28,2}{60}\right) \text{ Ом} \approx$$

$$\approx (342 + i 222) \text{ Ом}.$$

6.66. Плоская щелевая антенна имеет данные: $2l/\lambda = 1/2$; $b/\lambda = 3/100$. Определить эквивалентное волновое и входное сопротивления антенны при питании щели в средних точках.

Ответ: $Z_{\text{щз}} = 380 \text{ Ом}$, $Z_a = R_a = 495 \text{ Ом}$.

7. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА «ЗЕРКАЛЬНАЯ АНТЕННА»

Цель работы: Ознакомление с устройством, принципом действия, и параметрами зеркальной антенны, Измерение диаграммы направленности зеркальной антенны.

Оборудование: генератор СВЧ Г4-83, зеркальная антенна, рупорная антенна с детекторной головкой, милливольтметр URV.

Сведения по теории. Начальные сведения могут быть почерпнуты из разделов 2 и 3 данного пособия и учебников, приведенных в списке литературы.

Порядок выполнения. Зарисовать устройство исследуемой антенны, определить ее тип, поляризацию, приблизительную форму диаграммы направленности.

Установить передающую антенну на расстоянии 5-10 м от приемной антенны, подключить ее к генератору СВЧ, установить необходимую поляризацию приемной антенны, включить генератор и милливольтметр, направить приемную антенну на передающую и, аккуратно поворачивая

передающую антенну, настроить на максимальный уровень принимаемого сигнала.

Пользуясь шкалой на основании передающей антенны измерить диаграмму направленности в горизонтальной плоскости, аналогично измерить диаграмму в вертикальной плоскости.



Рис. 7.1. Вид передающей зеркальной антенны.

Задание

1. Определить тип и принцип работы исследуемой антенны.
2. Измерить диаграмму направленности зеркальной антенны в двух плоскостях: меридианной и азимутальной.
3. Построить диаграммы направленности антенны в полярной и декартовой системах координат.

Контрольные вопросы.

1. Что является облучателем в исследуемой антенне?
2. Как решается проблема коррекции фазы в исследуемой антенне?
3. К какому типу относится диаграмма направленности зеркальной антенны?
4. Применимо ли к зеркальной антенне понятие апертурной антенны?

8. КОМПЛЕКСНОЕ ЗАДАНИЕ

Структурная схема исследуемого радиоканала показана на рис. 8.1.



Рис. 8.1.

Описание схемы.

Радиопередающее устройство (РПДУ) на центральной частоте f_0 (ГГц) формирует сигнал с шириной полосы частот Δf (МГц) и мощностью 10 Вт. Этот сигнал через линию передачи ЛП1 с потерями ΔL_1 (дБ) поступает на передающую антенну (ПРДА) и излучается. На расстоянии R (км) находится приемная антенна (ПРА). Принятый сигнал через линию передачи ЛП2 с потерями ΔL_2 (дБ) поступает на вход малошумящего усилителя (МШУ) с коэффициентом шума N (дБ). Физическая температура ЛП2 и МШУ $T_0 = 300$ К. Шумовая температура ПРА T_A К.

Параметры ПРДА

1. Зеркальная антенна (ЗА): диаметр зеркала 0,8 м; коэффициент использования поверхности КИП=0,7; коэффициент эллиптичности $k_э = 0,8$; коэффициент стоячей волны по напряжению КСВН=1,2.
2. Рупорная антенна (РА): коэффициент усиления $G = 19$ дБ; КСВН=1,15; поляризация круговая.
3. Директорная антенна (ДА): длина $l_1 = 4,8\lambda$, где λ – длина волны; коэффициент усиления определяется соотношением Хансена-Вудворда; КСВН=1,4; поляризация горизонтальная.
4. Вибраторная антенна (ВА): коэффициент усиления 2 дБ; КСВН=1,4; поляризация вертикальная.

Параметры ПРА.

1. Зеркальная антенна (ЗА): диаметр зеркала 1,2 м; КИП=0,72; $k_э = 0,82$ (направление вращения поляризации совпадает с направлением вращения поляризации передающих ЗА и РА); шумовая температура $T_A = 40$ К; КСВН=1,3.
2. Рупорная антенна (РА); коэффициент усиления $G = 18$ дБ; поляризация горизонтальная; $T_A = 70$ К; КСВН=1,4.

3. Директорная антенна (ДА): длина $l_2 = 3,6\lambda$, где λ – длина волны; коэффициент усиления определяется соотношением Хансена-Вудворда; КСВН=1,5; поляризация горизонтальная; $T_A = 80$ К.

4. Вибраторная антенна (ВА): коэффициент направленного действия 1,5 дБ; входное сопротивление $R_{ex} = R_A + jX_A$, где $R_A = 19$ Ом, $X_A = -37$ Ом; волновое сопротивление ЛП2 $\rho = 50$ Ом; $T_A = 300$ К; поляризация вертикальная.

Максимумы диаграмм направленности ПРДА и ПРА направлены друг на друга.

Считать, что при $f_0 < 1$ ГГц $\Delta f = 0,5$ МГц, $\Delta L_1 = 0,1$ дБ, $\Delta L_2 = 0,2$ дБ; а при $f_0 > 1$ ГГц $\Delta f = 8$ МГц, $\Delta L_1 = 0,4$ дБ, $\Delta L_2 = 0,5$ дБ.

Трасса №1 – свободное пространство.

Трасса №2 – вдоль поверхности земли, ПРДА установлена на высоте 36 м, а ПРА – на высоте 1,6 м относительно поверхности земли.

Требуется:

1. Найти S/N (дБ) – отношение сигнал/шум на выходе МШУ.
2. Найти количество излучателей в плоской антенной решетке, необходимое для получения такого же энергопотенциала, как у ПРДА в исследуемом радиоканале, если коэффициент усиления излучателя в антенной решетке 4 дБ, а подводимая к каждому из них мощность 600 мВт.
3. Оценить расстояние дальней зоны ПРА на частоте варианта (для РА считать ее апертуру квадратной).

УКАЗАНИЯ ПО ОФОРМЛЕНИЮ КОМПЛЕКСНОГО ЗАДАНИЯ

Комплексное задание (КЗ) оформляется в отдельной тетради, на обложке которой указывается: Ф.И.О. студента, № группы, название КЗ, № варианта схемы (вариант устройства определяется двумя последними цифрами студенческого билета: например, вариант задания № 1 выполняют студенты, у которых две последние цифры номера студенческого билета равны 1, 31, 61, 91, вариант задания № 2 выполняют студенты, у которых две последние цифры номера студенческого билета равны 2, 32, 62, 92 и т.д.).

В тетради материал располагается следующим образом: **1.** Заголовок; **2.** Исходные данные, номер варианта; **3.** Описание устройства; **4.** Выполнение задания 1; **5.** Выполнение задания 2; **6.** Выполнение задания 3.

Таблица вариантов

№ варианта	f_0 , ГГц	Тип ПРДА	Тип ПРА	N , дБ	R , (км) и тип трассы	№ варианта	f_0 , ГГц	Тип ПРДА	Тип ПРА	N , дБ	R , (км) и тип трассы
1	11,2	ЗА	ЗА	0,5	36000 1	16	0,33	ВА	ВА	1,5	120 1
2	11,2	РА	ЗА	0,5	36000 1	17	0,33	ВА	ВА	1,5	5 2
3	14,5	ЗА	ЗА	0,9	36000 1	18	1,8	ДА	ДА	0,5	10 2
4	5,8	РА	РА	0,7	350 1	19	1,8	ДА	ДА	0,5	10 1
5	21	ЗА	ЗА	2,6	36000 1	20	3,6	ЗА	ЗА	1	3000 1
6	22	РА	ЗА	2,6	36000 1	21	3,6	ЗА	ЗА	1	5 2
7	36	РА	РА	3	50 1	22	5,8	РА	ВА	1	5 1
8	2,7	ДА	ДА	1,5	20 1	23	0,14	ВА	ВА	1	5 2
9	2,8	ДА	РА	1,5	20 1	24	21,5	РА	РА	2,5	380 1
10	50,96	ВА	ВА	1	15 1	25	0,08	ВА	ВА	1	8 2
11	0,96	ВА	ВА	2	15 1	26	12,5	ЗА	ЗА	0,6	36000 1
12	0,96	ВА	ВА	1	10 2	27	12,5	РА	ЗА	0,6	36000 1
13	0,96	ДА	ВА	1	10 2	28	5,2	ДА	ДА	1	10 1
14	0,108	ВА	ВА	1	5 2	29	18	РА	РА	1,5	85 1
15	0,108	ВА	ВА	1	10 2	30	17	ЗА	ЗА	1,5	120 1

9. Список рекомендуемой литературы

1. Никольский В.В. Электродинамика и распространение радиоволн.–М.: Наука, 1973
2. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны.–М.: Энергия.–1975
3. Фрадан А.З. Антенно-фидерные устройства.–М.: Связь, 1977
4. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешан О.Н. Антенны УКВ.–М.: Связь, 1977.
5. Антенны и устройства СВЧ. /Под ред. Д.И. Воскресенского.–М.: Радио и связь, 1981.
6. Цейтлин Н.М. Антенная техника и радиоастрономия.–М.: Сов. радио, 1976.
7. Методы измерения характеристик антенны СВЧ. /Под ред. Н.М. Цейтлина.–М.: Радио и связь, 1985.
8. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ.– М.: Высш. шк., 1968.–432 с.
9. Хмель В.Ф. Антенны и устройства СВЧ. Сборник задач. К.: Вища школа, 1976.–216 с.
10. Хмель В.Ф., Шумлянский И.И., Горобец Н.Н., Глушков А.В., Кошевой В.М. Теория и расчет антенн и устройств сверхвысоких частот. Сборник задач. Учебное пособие. Одесса: ЛАТСТАР, 2001.–252 с.
11. Кугушев А.М., Голубева Н.С. Основы радиоэлектроники.–М.: Энергия, 1969.–880 с.
12. Шипков Г.А. Задачник по антенно-фидерным устройствам.–М.: Высшая школа, 1966.–180 с.
13. Кугушев А.М., Голубева Н.С., Митрохин В.Н. Основы радиоэлектроники. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2001.–368 с.
14. Бова Н.Т., Резников Г.В. Антенны и устройства СВЧ. К. Вища школа, 1977.–260 с.
15. Нарытник Т.Н., Бабак В.П., Ильченко М.Е., Кравчук С.А. Микроволновые технологии в телекоммуникационных системах. К.: Техніка, 2000.–304 с.
16. Микроволновые устройства телекоммуникационных систем / М.З. Згуровский, М.Е. Ильченко, С.А. Кравчук и др.: В 2 т.–К.: ІВЦ “Видавництво «Політехніка»”, 2003. Т.1: Распространение радиоволн. Антенные и частотно-избирательные устройства.–456 с.
17. Крыжановский В.Г. Сергиенко С.П. Техническая электродинамика. Учебное пособие. Донецк, ДонНУ.–2005.–140 с.

Содержание

Введение	3
1. Программа курса «Антенны и распространение радиоволн.....	4
2. Излучение электромагнитных волн	6
2.1. Диаграммы направленности.....	6
2.2. Сопротивление излучения	13
2.3. Входное сопротивление	14
2.4. Коэффициент полезного действия	15
2.5. Коэффициент направленного действия и коэффициент усиления ...	16
3. Примеры антенных устройств	16
4. Распространение электромагнитных волн около земли.....	24
5. Задачи с решениями.....	40
6. Задачи с ответами	51
7. Лабораторная работа «Зеркальная антенна»	62
8. Комплексное контрольное задание	64
9. Список рекомендуемой литературы.....	67

Зубко Леонід Дмитрович
Білявська Алла Андріївна
Крижановський Володимир Григорович

АНТЕНИ

Учбовий посібник

Редактор Сергієнко С.П.

ДонНУ, фізичний факультет, 2006.