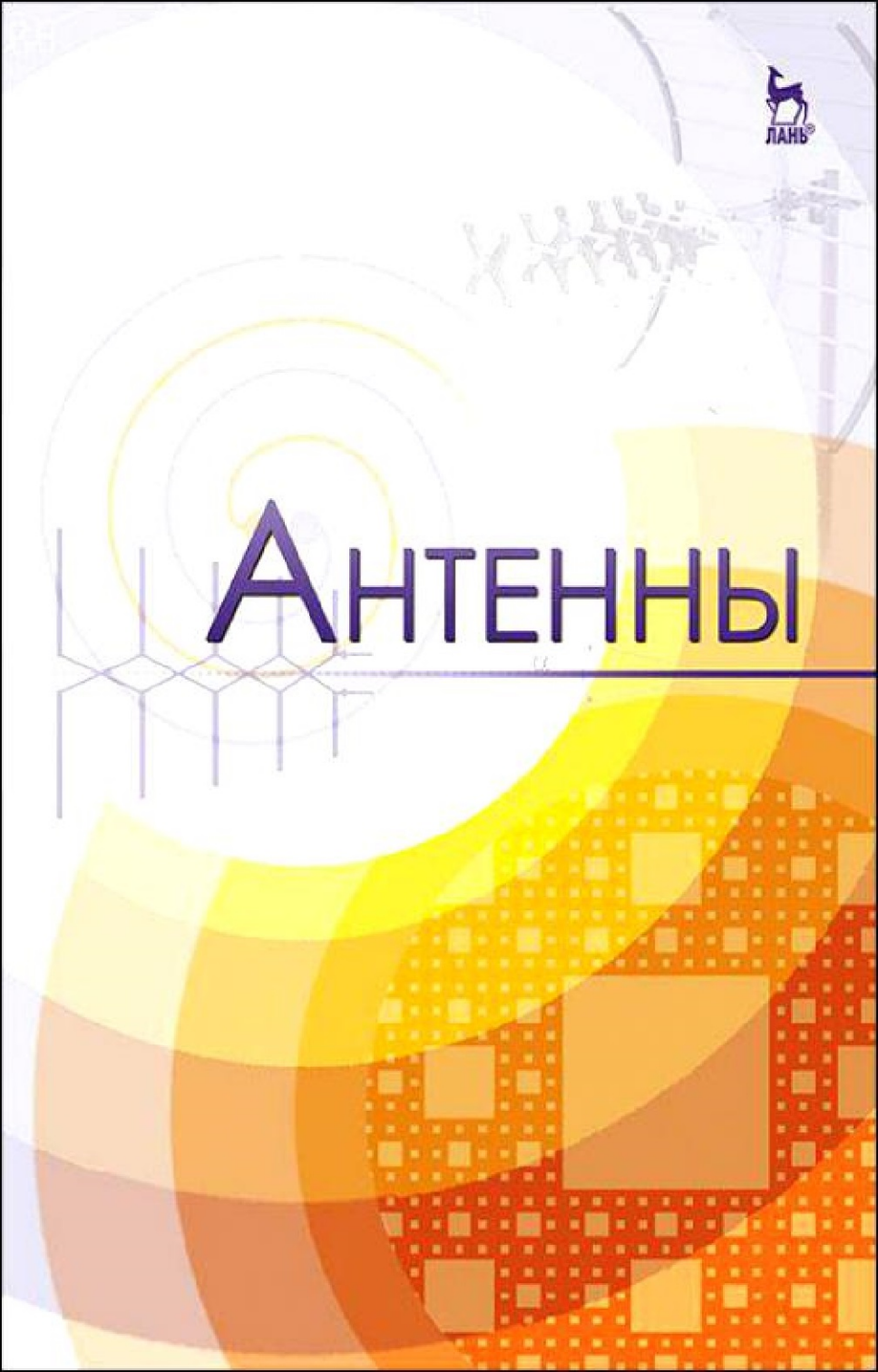




АНТЕННЫ



САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
МОСКВА
КРАСНОДАР
2016



АНТЕННЫ

Учебное пособие

Издание второе, переработанное и дополненное



• САНКТ-ПЕТЕРБУРГ •
• МОСКВА •
• КРАСНОДАР •
2016

ББК 32.845я73

А 72

А 72 Антенны: Учебное пособие. — 2-е изд., перераб. и доп. — СПб.: Издательство «Лань», 2016. — 416 с.: ил. — (Учебники для вузов. Специальная литература).

ISBN 978-5-8114-1968-5

В учебном пособии рассмотрены общая теория антенн, принципы построения, устройство, принцип действия основных антенных устройств. Рассмотрены радиотехнические характеристики и параметры передающих и приемных антенн. Изложены основы теории антенных решеток, линейных и апертурных антенн. Приведены принципы построения, особенности конструкции, основные радиотехнические характеристики и параметры вибраторных, а также рупорных антенн.

Настоящее пособие предназначено для направлений подготовки бакалавров и магистров «Проектирование и технология РЭС», «Конструирование и технология электронных средств», «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», может быть полезно при изучении дисциплин «Антенны», «Электромагнитные поля и волны», «Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства систем радиосвязи», «Автоматические устройства согласования антенн» и выполнения лабораторных работ и курсовых проектов, а также может быть использовано студентами смежных специальностей.

ББК 32.845я73

Рецензенты:

Л. А. ОВЧАРЕНКО — доктор технических наук, доцент, ген. директор ООО «Конструкторское бюро «КУРС», г. Санкт-Петербург;
А. А. ВОРОБЬЕВ — доктор технических наук, старший научный сотрудник 4-го Центрального научно-исследовательского института Министерства обороны РФ;
О. Ю. ПЕРФИЛОВ — доктор технических наук, зам. генерального директора по научной работе ОАО «ВНИИ «Эталон», г. Москва.

Обложка

Е. А. ВЛАСОВА

© Издательство «Лань», 2016

© Коллектив авторов, 2016

© Издательство «Лань»,

художественное оформление, 2016

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

- ААР — адаптивная антенная решетка
АР — антенная решетка
АФУ — антенно-фидерное устройство
ВЩА — волноводно-щелевая антенна
ДН — диаграмма направленности
ДОС — диаграммообразующая схема
ЗА — зеркальные антенны
КБВ — коэффициент бегущей волны
КИП — коэффициент использования площади
КНД — коэффициент направленного действия
КПД — коэффициент полезного действия
ЛПА — логарифмически периодическая антенна
НСВ — несимметричный вибратор
ПЭ — поляризационный эллипс
ПХ — поляризационная характеристика
РЛС — радиолокационная станция
РПУ — радиоприемное устройство
РСН — равносигнальное направление
РТС — радиотехнические системы
РЭС — радиоэлектронные средства
СВ — симметричный вибратор
СУЛ — схема управления лучом
ФАР — фазированная антенная решетка
ФВ — фазовращатель
ЩА — щелевая антенна
ЭМВ — электромагнитная волна
ЭМП — электромагнитное поле
ЭПР — эффективная площадь раскрытия антенны

ВВЕДЕНИЕ

Основными структурными составляющими средств радиосвязи, как правило, являются радиопередающее устройство, радиоприемное устройство и антенно-фидерный тракт.

Современные достижения в технике антенн основываются на последних разработках электроники, техники полупроводников, когерентной радиооптики, оптоэлектроники и т. д. Различные объекты — наземные стационарные и мобильные пункты управления, воздушные суда, средства обеспечения полетов авиации и другие имеют множество антенн различных диапазонов и назначений, и обеспечение их электромагнитной совместимости во многом зависит от характеристик и параметров антенн. В связи с этим специалист, обеспечивающий эксплуатацию техники связи, должен обладать знаниями основ теории антенн, а также их характеристик и параметров. Эти вопросы рассматриваются в настоящем учебном пособии.

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

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕНН

1.1. НАЗНАЧЕНИЕ ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕНН И ИХ ФУНКЦИИ

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

Передающая антенна предназначена для непосредственного излучения радиоволн. Она решает следующие задачи:

- 1) преобразование энергии токов высокой частоты в энергию излучаемых радиоволн. Одним из основных требований, предъявляемых к антеннам, является сохранение закона модуляции (отсутствие искажения передаваемой информации);
- 2) пространственное распределение энергии электромагнитного поля;
- 3) формирование определенной поляризационной структуры поля.

Классификация антенн

1. *По функциональному назначению*: приемные, передающие, приемно-передающие.

2. *По конструкции и принципу действия*: линейные, апертурные, антенные решетки.

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

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

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

Антенная решетка (АР) — это совокупность идентичных излучающих (приемных) элементов, расположенных в определенном порядке и питаемых от одного или нескольких когерентных источников.

3. *По поляризации*: антенны с линейной поляризацией, антенны с вращающейся поляризацией.

4. *По полосе пропускания*: узкополосные, широкополосные, широкодиапазонные.

5. *По диапазону радиоволн*: антенны диапазона ОВЧ (МВ), антенны диапазона УВЧ (ДМВ), антенны диапазона СВЧ (СМВ), антенны диапазона КВЧ (ММВ).

6. *По направленным свойствам*: ненаправленные, узконаправленные.

7. *По месту установки*: наземные (стационарные), бортовые (подвижные).

8. *По назначению радиотехнических устройств*: связные, навигационные, радиолокационные и т. д.

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

Для оценки качества антенн и сравнения их между собой используют характеристики и параметры. Параметры антенн представляют собой определенные числовые величины, а характеристики дают некоторую функциональную зависимость.

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

ность излучения P_Σ , сопротивление излучения R_Σ , коэффициент полезного действия (КПД) η_A , входное сопротивление антенны \dot{Z}_A , действующая длина l_d , эффективная площадь раскрыва (ЭПР) $A_{\text{эфф}}$, коэффициент использования площади (КИП) q .

В режиме передачи (излучения) антенна является нагрузкой генератора токов высокой частоты. Как нагрузка, она характеризуется активной, реактивной и предельной мощностью, а также входным сопротивлением. Для получения наибольшей мощности излучения антенна должна быть согласована с линией передачи и внутренним сопротивлением генератора.

Эквивалентная схема передающей антенны представлена на рисунке 1.1.

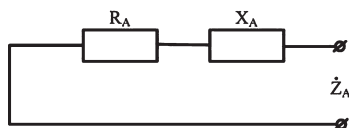


Рис. 1.1
Эквивалентная схема
передающей антенны

Входное сопротивление

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

$$\dot{Z}_A = \frac{\dot{U}_{\text{Авх}}}{\dot{I}_{\text{Авх}}} = R_A + jX_A, \quad (1.1)$$

где R_A и X_A — активная и реактивная составляющие входного сопротивления соответственно.

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

В общем случае входное сопротивление антенны зависит от частоты генератора сложным образом. Кроме того, на него оказывают влияние посторонние проводники и другие тела, расположенные вблизи антенны. Поэтому на практике входное сопротивление антенны определяют на заданных частотах с помощью измерительных приборов.

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

$$R_A = R_\Sigma + R_{\text{П}}, \quad (1.2)$$

где R_Σ — сопротивление излучения; $R_{\text{П}}$ — сопротивление потерь.

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

$$P_\Sigma = \frac{I_A^2 \cdot R_\Sigma}{2}, \quad (1.3)$$

где I_A — амплитуда тока на входных зажимах антенны. Сопротивление излучения характеризует излучающие свойства передающей антенны. Величина X_A характеризует собой реактивную мощность в ближней зоне, которая не излучается.

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

Мощность излучения антенны — это та часть мощности, подводимой к антенне от генератора, которая преобразуется антенной в радиоволны и достигает дальней зоны. Ее можно определить путем интегрирования плотности потока мощности этой антенны по замкнутой поверхности S , охватывающей некоторый объем пространства, окружающего антенну:

$$P_\Sigma = \oint_S \Pi dS, \quad (1.4)$$

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

Так как

$$P(\theta, \varphi) = P_{\max} \cdot F^2(\theta, \varphi); \quad P_{\max} = E_{\max}^2 / 240\pi,$$

то

$$P(\theta, \varphi) = \frac{E_{\max}^2 \cdot F^2(\theta, \varphi)}{240\pi}, \tag{1.5}$$

где $F^2(\theta, \varphi)$ — диаграмма направленности (ДН) антенны по мощности.

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

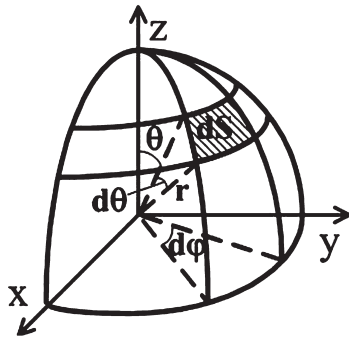


Рис. 1.2

Поверхность интегрирования в сферической системе координат

$$dS = r^2 \sin(\theta) \cdot d\varphi \cdot d\theta. \tag{1.6}$$

Подставляя в (1.4) выражения (1.5) и (1.6), можно получить

$$P_{\Sigma} = \frac{r^2 \cdot E_{\max}^2}{240\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \cdot \sin(\theta) \cdot d\varphi \cdot d\theta. \tag{1.7}$$

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

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

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

$$\eta_A = \frac{P_\Sigma}{P_A} = \frac{P_\Sigma}{P_\Sigma + P_{\Pi}} = \frac{R_\Sigma}{R_\Sigma + R_{\Pi}} < 1. \quad (1.8)$$

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

Действующая длина передающей антенны — это коэффициент, имеющий размерность длины и связывающий между собой амплитуду напряженности поля в точке, находящейся в дальней зоне в направлении максимума излучения передающей антенны, с максимальным напряжением на зажимах антенны:

$$U_{A_{\max}} = l_d \cdot E_{\max}. \quad (1.9)$$

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

$$l_d = \frac{1}{I_A} \cdot \int_{z=0}^l \dot{I}(z) \cdot dz. \quad (1.10)$$

Из выражения (1.10) следует:

- при равномерном и синфазном законе распределения тока по антенне ($\dot{I}(z) = I_A = \text{const}$) действующая длина антенны совпадает с геометрической $l_d = l$;
- чем более неравномерно и не синфазно распределение тока вдоль антенны, тем меньший процент от геометрической длины антенны составляет действующая длина. Поэтому в общем случае действующая длина лежит в пределах от нуля до геометрической длины: $0 < l_d < l$.

Физический смысл действующей длины передающей антенны. Это такая геометрическая длина линейной антенны с равномерным и синфазным распределением тока вдоль нее, при котором эта антенна создает в точке, находящейся в дальней зоне по направлению максимума излучения, такую же напряженность поля, как и реальная антенна с неравномерным и несинфазным распределением тока по длине. В свою очередь, закон распределения тока вдоль передающей антенны зависит от типа антенны и ее конструктивного исполнения.

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

$$P_{A_{\max}} = A_{\text{эфф}} \cdot \Pi_{\max} \cdot \quad (1.11)$$

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

$$A_{\text{эфф}} = \frac{\left| \int_s \dot{E}_S(x, y) dS \right|^2}{\int_s |\dot{E}_S(x, y)|^2 dS} \cdot \quad (1.12)$$

Из выражения (1.12) следует:

- при равномерном и синфазном законе распределения поля в раскрыве апертурной антенны ($\dot{E}_S(x, y) = E_0$) эффективная площадь раскрыва совпадает с его геометрической площадью;
- чем больше неравномерность и несинфазность в распределении поля по раскрыву, тем меньший процент

от геометрической площади раскрыва антенны составляет эффективная. Поэтому в общем случае эффективная площадь лежит в пределах от нуля до геометрической площади раскрыва: $0 < A_{\text{эфф}} < S$.

Физический смысл эффективной площади раскрыва передающей антенны.

Это такая геометрическая площадь раскрыва апертурной антенны с равномерным и синфазным распределением поля в ее раскрыве, при котором эта антенна создает в точке, находящейся в дальней зоне по направлению максимума ДН, такую же плотность потока мощности, как и реальная антенна с неравномерным и несинфазным распределением поля в ее раскрыве. Величина, равная отношению ЭПР к геометрической площади раскрыва антенны, называется коэффициентом использования площади (КИП):

$$q = \frac{A_{\text{эфф}}}{S} \leq 1. \quad (1.13)$$

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

1.3. ДИАПАЗОННЫЕ И ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ СВОЙСТВА ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕНН

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

$$\Delta f = f_{\max} - f_{\min}. \quad (1.14)$$

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

$$\frac{\Delta f}{f_{\text{cp}}} = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}} \cdot 2 \cdot 100\%. \quad (1.15)$$

Если $\Delta f/f_{\text{cp}} < 10\%$, то антенна — узкополосная.

Если $10\% < \Delta f/f_{\text{cp}} < 100\%$, то антенна — широкополосная.

Если $\Delta f/f_{\text{cp}} > 100\%$, то антенна — широкодиапазонная.

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

В зависимости от типа антенны, характеристики и параметры, наиболее критичные к изменению частоты, будут различными. Так, например, для линейных антенн это входное сопротивление, для антенных решеток — как входное сопротивление, так и направление максимума главного лепестка ДН.

Под поляризацией ЭМВ понимают ориентацию в пространстве вектора напряженности электрического поля относительно линии горизонта. При этом следует иметь в виду, что ЭМП в пространстве является разделенным, отсюда и термин — «поляризация». Так как магнитная составляющая поля всегда располагается в плоскости, перпендикулярной электрической, то о ней в дальнейшем можно и не говорить.

Плоскость, проходящую через вектор \vec{E} , и направление распространения волны (вектор $\vec{\Pi}$), называют *плоскостью поляризации*, а плоскость, проходящую через векторы \vec{E} и \vec{H} , — *картинной плоскостью* (рис. 1.3).

Различают следующие **виды поляризации**:

- *линейная поляризация*, если плоскость поляризации не меняет своего положения в пространстве. Линейная поляризация может быть вертикальной, горизонтальной и наклонной;
- *вращающаяся поляризация*, если плоскость поляризации вращается вместе с вектором вокруг направления распространения с частотой колебаний ЭМП, т. е. делает один оборот за период колебаний.

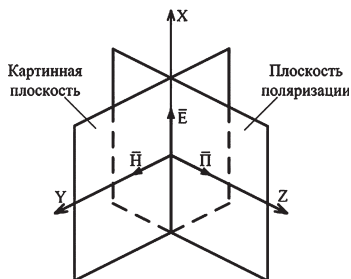


Рис. 1.3
Составляющие ЭМП

При распространении ЭМВ с вращающейся поляризацией вектор \vec{E} вращается с угловой скоростью $\omega = 2\pi f$, совершая за один период высокочастотного колебания один оборот, и может изменять свою

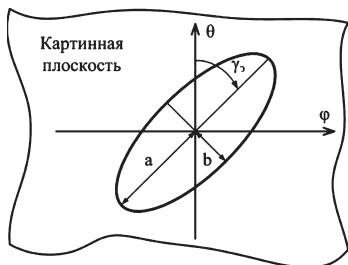


Рис. 1.4
Эллипс поляризации

величину по гармоническому закону. При этом проекция конца вектора \vec{E} на картинную плоскость будет описывать в ней эллипс (рис. 1.4).

Поляризационным эллипсом (ПЭ) называют геометрическое место точек, которые являются проекциями конца вектора \vec{E} на картинную плоскость за один его

оборот. Поляризация поля, излучаемого антенной, соответствующая этому случаю, называется эллиптической.

Поляризационный эллипс характеризуется следующими параметрами:

- *коэффициентом эллиптичности*, равным отношению малой оси эллипса к большой, $K_Э = b/a$. В общем случае при эллиптической поляризации коэффициент эллиптичности зависит от угловых координат точки наблюдения, т. е.

$$K_Э = K_Э(\theta, \varphi); \quad (1.16)$$

- *углом наклона поляризационного эллипса*, т. е. углом между большой осью эллипса и вертикальной осью выбранной системы координат γ_3 ;
- *направлением вращения вектора \vec{E}* , которое определяется, глядя вслед уходящей волне. При этом под поляризацией правого вращения подразумевают вращение вектора \vec{E} по часовой стрелке, тогда коэффициент эллиптичности принимает положительные значения, $0 < K_Э < 1$. При поляризации левого вращения (вектор вращается против часовой стрелки) коэффициент эллиптичности отрицателен, $-1 < K_Э < 0$. При $K_Э = 0$ эллипс вырождается в прямую линию и поле имеет линейную поляризацию.

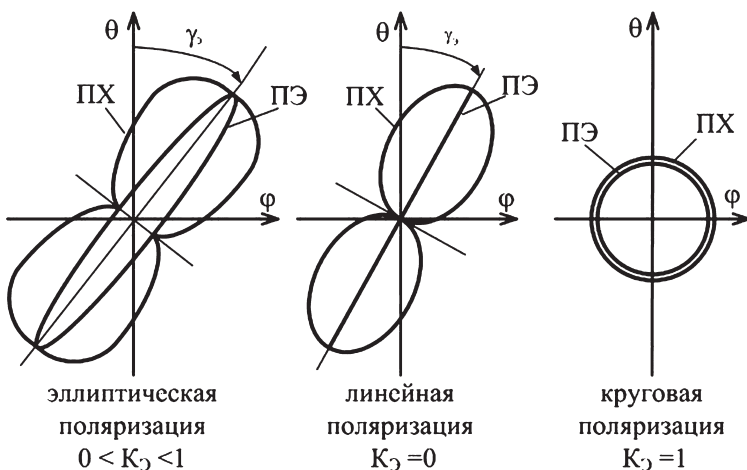


Рис. 1.5

ПХ антенн для различных видов поляризации

Поляризационная характеристика (ПХ) — это зависимость ЭДС в приемной антенне с линейной поляризацией, принимающей ЭМВ рассматриваемой передающей антенны, от угла ее поворота в картинной плоскости. Таким образом, поляризационный эллипс вписан в ПХ. На рисунке 1.5 представлены поляризационные характеристики антенн для различных видов поляризации.

1.4. ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ПЕРЕДАЮЩЕЙ АНТЕННЫ

На практике любой антенне присуще свойство концентрации энергии излучаемых ею ЭМВ в определенной области пространства (фокусирование энергии радиоволн). Для описания направленных свойств антенны используют специальные характеристики и параметры. К таким характеристикам относятся диаграммы направленности (ДН) передающей антенны по напряженности поля и плотности потока мощности, а к параметрам — ширина диаграммы направленности, уровень боковых лепестков ДН, коэффициент направленного действия (КНД) и коэффициент усиления (КУ).

Понятие о ДН передающей антенны вводится с целью выяснения проблемы о распределении в пространстве энергии, излучаемой антенной. При этом различают ДН по напряженности поля или по мощности. Но следует заметить, что они между собой жестко связаны.

ДН по напряженности поля — это зависимость амплитуды напряженности электромагнитного поля, излучаемого антенной, от угловых координат в пространстве при одинаковом расстоянии до нее. Причем выбор расстояния ограничен требованием нахождения измерителя в дальней зоне (зоне излучения) антенны:

$$r \gg \frac{(2L_A^2)}{\lambda}, \quad (1.17)$$

где L_A — наибольший габаритный размер антенны.

Ненормированная ДН обозначается следующим образом:

$$\begin{aligned} E &= E(\theta, \varphi) = F^E(\theta, \varphi); \\ H &= H(\theta, \varphi) = F^H(\theta, \varphi) \quad \text{при } r = \text{const}, \end{aligned} \quad (1.18)$$

где θ , φ и r — координаты точки наблюдения в сферической системе координат (рис. 1.2).

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

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

Ненормированная ДН по мощности обозначается следующим образом:

$$\Pi = \Pi(\theta, \varphi) = F^2(\theta, \varphi) \quad \text{при } r = \text{const}. \quad (1.19)$$

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

$$\Pi = |\vec{\Pi}| = \frac{1}{2} \cdot E \cdot H = \frac{1}{2} \cdot \frac{E^2}{W_0} = \frac{E^2}{240\pi}. \quad (1.20)$$

Таким образом, ДН антенны по мощности равна квадрату ее ДН по напряженности поля.

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

$$F^E(\theta, \varphi) = \frac{E(\theta, \varphi)}{E_{\max}}; \quad F^H(\theta, \varphi) = \frac{H(\theta, \varphi)}{H_{\max}} \quad \text{при } r = \text{const}, \quad (1.21)$$

где E_{\max} и H_{\max} — напряженности электрического или магнитного полей в направлении максимального излучения соответственно.

Аналогично можно записать выражение для нормированной ДН по мощности:

$$F^2(\theta, \varphi) = \frac{\Pi(\theta, \varphi)}{\Pi_{\max}} = \frac{E^2(\theta, \varphi)}{E_{\max}^2} \quad \text{при } r = \text{const}. \quad (1.22)$$

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

$$\begin{aligned} E(\theta, \varphi) &= E_{\max} F^E(\theta, \varphi); \\ H(\theta, \varphi) &= H_{\max} F^H(\theta, \varphi); \quad \Pi(\theta, \varphi) = \Pi_{\max} F^2(\theta, \varphi). \end{aligned} \quad (1.23)$$

Любая ДН в пространстве представляет собой замкнутую поверхность, расстояния до всех точек которой от начала выбранной системы координат пропорциональны значениям $F(\theta, \varphi)$ или $F^2(\theta, \varphi)$. На практике изображение пространственной ДН антенны на плоскости (как в сферической, так и в прямоугольной системе координат) затруднено, так как отдельные участки пространственной ДН затеняют друг друга. Поэтому на плоскости обычно изображают сечения объемной ДН двумя взаимно перпендикулярными плоскостями (рис. 1.6): вертикальной (для которой $\varphi = \text{const}$); горизонтальной (для которой $\theta = \pi/2$).

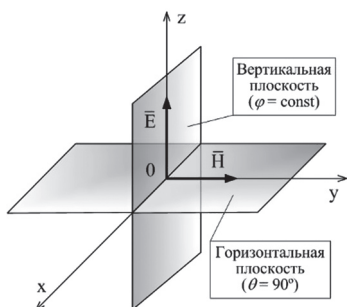


Рис 1.6

Главные плоскости сечения пространственной ДН антенны

с положением вектора \vec{H} . В этом случае ДН будут при изображении соответственно называться:

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

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

В полярной системе координат изображают, как правило, ДН слабонаправленных антенн. Преимуществом изображения ДН в этой системе является наглядное представление пространственного распределения излучаемой антенной электромагнитной энергии (рис. 1.7).

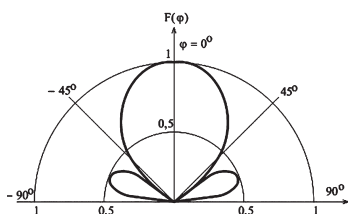


Рис. 1.7

ДН в полярной системе координат

Для большей наглядности секущие плоскости проводят через направление главного максимума ДН. При этом систему координат целесообразно располагать относительно антенны так, чтобы одна из секущих плоскостей содержала бы в себе вектор \vec{E} излучаемого антенной электромагнитного поля. Тогда другая автоматически будет совпадать

Недостатком является малая наглядность при изображении ДН узконаправленных антенн, так как масштаб по углу в полярной системе координат произвольно изменяться не может.

ДН многих реальных антенн имеет многолепестко-

вый характер. Наибольший по величине лепесток называют *главным*, меньшие — *боковыми*. Для изображения узконаправленных ДН целесообразно использовать прямоугольную систему координат. В этом случае можно выбрать только интересующий нас сектор углов и представить его на оси абсцисс в произвольном удобном масштабе. Это дает возможность детально воспроизвести главный лепесток ДН и соседние с ним боковые (рис. 1.8).

Часто ДН антенны изображают в прямоугольной системе координат с логарифмическим масштабом по оси

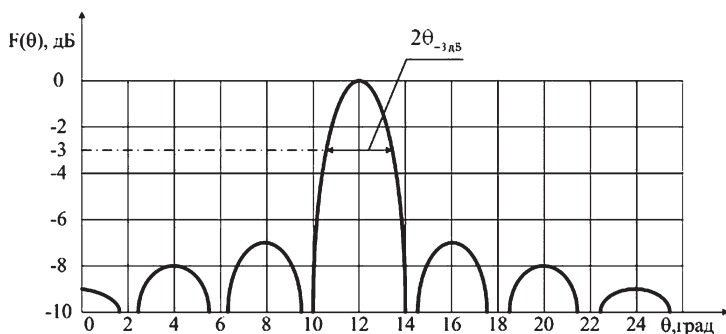
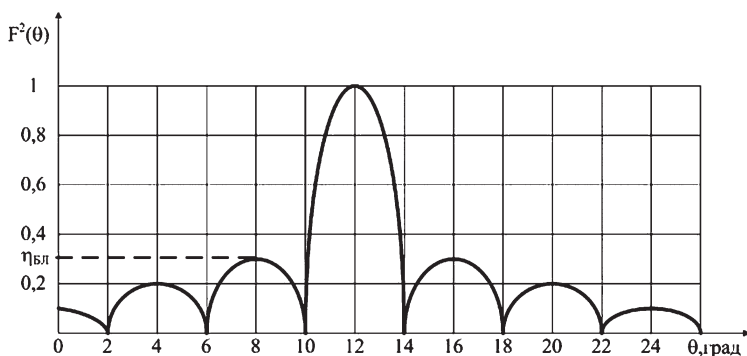


Рис. 1.8

Нормированная ДН в прямоугольной системе координат:

а — линейный масштаб; б — логарифмический масштаб.

ординат. Так поступают при изображении ДН с узким основным лепестком и малым уровнем боковых лепестков (рис. 1.8б).

ДН по напряженности и по мощности в таких условиях совпадают:

$$F_{\text{дБ}}(\theta) = 10 \cdot \lg[F^2(\theta)] = 20 \cdot \lg[F(\theta)]. \quad (1.24)$$

1.5. ШИРИНА ГЛАВНОГО ЛЕПЕСТКА И УРОВЕНЬ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ

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

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

Ширина ДН обозначается так:

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

$2\theta_{0,707}$ — ширина ДН по напряженности на уровне 0,707.

Индексы Е или Н, изображенные выше, означают ширину ДН в соответствующей плоскости: $2\theta_{0,707}^E$, $2\theta_{0,5}^H$. Уровню 0,5 по мощности соответствует уровень 0,707 по напряженности поля или уровень -3 дБ в логарифмическом масштабе:

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

Ширина ДН одной и той же антенны, представленная по напряженности поля, по мощности или в логарифмическом масштабе и измеренная на соответствующих уровнях, будет одинаковой:

$$2\theta_{0,5} = 2\theta_{0,707} = 2\theta_{-3\text{дБ}}.$$

Экспериментально ширина ДН легко находится по графику ДН, изображенной в той или иной системе координат (рис. 1.8б).

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

Относительный уровень бокового лепестка — это отношение амплитуды напряженности поля в направлении максимума бокового лепестка к амплитуде напряженности поля в направлении максимума главного лепестка:

$$\eta_{\text{БЛ}} = \frac{E_{\text{maxБЛ}}}{E_{\text{maxГЛ}}}. \quad (1.25)$$

На практике этот уровень выражают в абсолютных единицах либо в децибелах. Наибольший интерес представляет уровень первого бокового лепестка (рис. 1.9а). Иногда оперируют усредненным уровнем боковых лепестков.

1.6. КОЭФФИЦИЕНТ НАПРАВЛЕННОГО ДЕЙСТВИЯ И КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ ПЕРЕДАЮЩЕЙ АНТЕННЫ

Коэффициент направленного действия (КНД) количественно характеризует направленные свойства реальной антенны по сравнению с эталонной антенной, представляющей собой совершенно ненаправленный (изотропный) излучатель с ДН в виде сферы:

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

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

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\Pi(\theta, \varphi)}{\Pi_{\Sigma}} \quad \text{при } P_{\Sigma} = P_{\Sigma\theta}. \quad (1.26)$$

С учетом (1.5) можно получить

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\Pi_{\max}}{\Pi_{\varnothing}} \cdot F^2(\theta, \varphi) = D_0 \cdot F^2(\theta, \varphi), \quad (1.27)$$

где D_0 — КНД в направлении максимального излучения.

На практике, говоря о КНД антенны, подразумевают значение D_0 , которое полностью определяется диаграммой направленности антенны:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \cdot \sin(\theta) d\varphi d\theta}. \quad (1.28)$$

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

$$D_0 = \frac{(35 - 45) \cdot 10^3}{2\theta_{0,5}^E \cdot 2\theta_{0,5}^H}. \quad (1.29)$$

Так как на практике затруднительно определить мощность излучения антенны (а тем более выполнить условие равенства мощностей излучения эталонной и реальной антенн), то вводят понятие *коэффициента усиления* (КУ) антенны, который учитывает не только фокусирующие свойства антенны, но и ее возможности по преобразованию одного вида энергии в другой. Это выражается в том, что в определении, аналогичном КНД, изменяется условие, причем очевидно, что коэффициент полезного действия эталонной антенны равен единице:

$$G(\theta, \varphi) = \frac{\Pi(\theta, \varphi)}{\Pi_{\varnothing}} \quad \text{при } P_A = P_{A\varnothing}, \quad (1.30)$$

где P_A — мощность, подведенная к антенне.

Отсюда можно сформулировать определение коэффициента усиления передающей антенны.

Коэффициент усиления — это число, показывающее, во сколько раз плотность потока мощности $\Pi(\theta, \varphi)$ реаль-

ной (направленной) антенны больше плотности потока мощности $P_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ эталонной (ненаправленной) антенны для этого же направления и на том же удалении при условии, что мощности, подведенные к антеннам, одинаковы.

Тогда коэффициент усиления выражается через коэффициент направленного действия следующим образом:

$$G(\theta, \varphi) = D(\theta, \varphi) \cdot \eta_A, \quad (1.31)$$

где η_A — коэффициент полезного действия антенны.

На практике используют G_0 — коэффициент усиления антенны в направлении максимального излучения.

1.7. ФАЗОВАЯ ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ

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

Так как в дальней зоне антенны векторы поля \vec{E} и \vec{H} синфазны, то и фазовая ДН в одинаковой степени относится к электрической и магнитной составляющей ЭМП, излучаемого антенной. Обозначается фазовая ДН следующим образом:

$$\Psi = \Psi(\theta, \varphi) \quad \text{при} \quad r = \text{const.}$$

Если $\Psi(\theta, \varphi) = \text{const}$ при $r = \text{const}$, то это означает, что антенна формирует фазовый фронт волны в виде сферы. Центр этой сферы, в котором находится начало системы координат, называют *фазовым центром антенны* (ФЦА) (рис. 1.9). Следует отметить, что фазовый центр имеют не все антенны.

У антенн, имеющих фазовый центр и многолепестковую амплитудную ДН с четкими нулями между ними, фаза поля в соседних лепестках отличается на π (180°). Взаимосвязь между амплитудной и фазовой диаграммами направленности одной и той же антенны иллюстрируется рисунком 1.9.

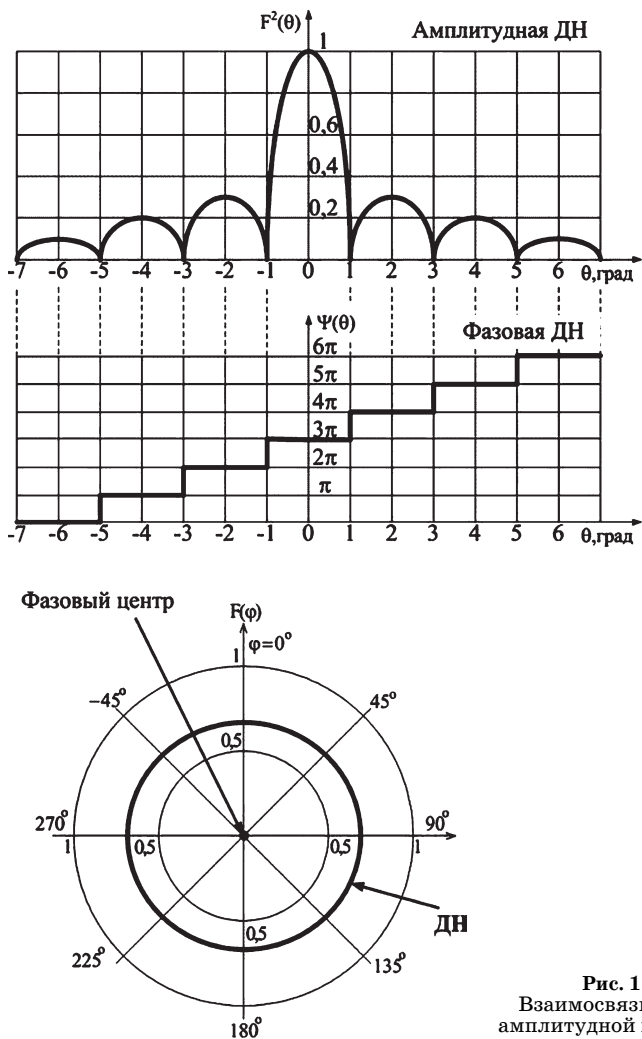


Рис. 1.9
Взаимосвязь между
амплитудной и фазовой
ДН

Так как направление распространения ЭМВ и положение ее фазового фронта взаимно перпендикулярны в каждой точке пространства, то, измеряя положение фазового фронта волны, можно косвенно определить направление на источник излучения (пеленгование фазовыми методами).

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Для чего предназначена антенна?
2. Приведите основные признаки, по которым классифицируются антенны.
3. Перечислите энергетические параметры антенны.
4. Перечислите характеристики и параметры направленности антенны.
5. Дайте определение входного сопротивления передающей антенны.
6. Дайте определения ширины ДН и уровня боковых лепестков.
7. Дайте определения КНД и КУ передающей антенны.
8. Дайте определение фазовой ДН передающей антенны.

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ПРИЕМНЫХ АНТЕНН

2.1. ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ АНТЕННЫ В РЕЖИМЕ ПРИЕМА

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

Очевидно, что при подходе радиоволны к приемной антенне повсюду на ее поверхности должно выполняться

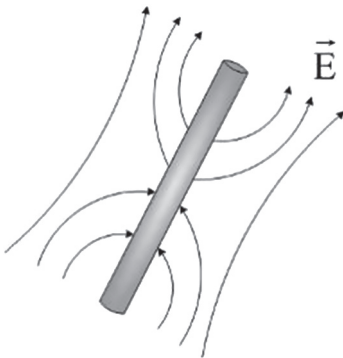


Рис. 2.1

Взаимодействие антенны и ЭМП

идеальное граничное условие для тангенциальной компоненты электрического поля $\vec{E}_t = 0$, что приведет к искривлению силовых линий напряженности электрического поля у поверхности антенны. Это искривление можно трактовать как результат наложения первичного поля $\vec{E}_t^{\text{перв}}$ и вторичного поля $\vec{E}_t^{\text{втор}}$, созданного токами, наведенными на поверхности приемной

антенны первичным полем. Причем токи на поверхности приемной антенны будут такими, что созданное ими вторичное поле не приведет к изменению граничного условия, т. е. условие

$$\vec{E}_\tau = \vec{E}_{\tau \text{ перв}} + \vec{E}_{\tau \text{ втор}} = 0 \quad (2.1)$$

будет по-прежнему выполняться везде на поверхности приемной антенны. Вторичное поле распространяется во все стороны от возбуждившей его поверхности приемной антенны. Этот процесс называется процессом переизлучения и при отсутствии потерь в антенне энергия поверхностных токов полностью переходит в энергию переизлученного поля.

Если к зажимам приемной антенны присоединить линию передачи, то наведенные в ней поверхностные токи возбудят в линии передачи (ЛП) направляемые ЭМВ. В этом случае энергия возбуждения поверхностных токов будет расходоваться как на создание вторичного поля переизлучения, так и на создание в ЛП направляемых ЭМВ, которые поглощаются в приемнике. Однако, как бы тщательно ни конструировались приемная антенна, линия передачи и приемник, энергия поверхностных токов приемной антенны в реальных условиях не может быть полностью передана в приемник. Часть энергии этих токов неизбежно рассеивается на переизлучение, так как процесс приема неизбежно приводит к искажению ЭМП, т. е. к возникновению вторичного поля. В случае идеального согласования и отсутствия потерь в приемной антенне ровно половина энергии поверхностных токов затрачивается на создание переизлученного поля.

2.2. ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ ПРИЕМНОЙ АНТЕННЫ И ЕЕ ПАРАМЕТРЫ

Приемные антенны, так же как и передающие, характеризуются аналогичными показателями двух видов. Причем большинство характеристик и параметров приемных антенн полностью соответствуют характеристикам и параметрам передающих антенн, хотя их физический смысл, как правило, совершенно иной. Кроме этого, при-

емные антенны характеризуются специфическими параметрами, которые присущи только им.

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

В режиме приема *ДН по напряжению* — это зависимость ЭДС на входных зажимах антенны от направления прихода ЭМВ, $\varepsilon_A = \varepsilon_A(\theta, \varphi)$.

Нормированная ДН по напряжению равна

$$F(\theta, \varphi) = \frac{\varepsilon_A(\theta, \varphi)}{\varepsilon_{A \max}}, \quad (2.2)$$

где $\varepsilon_A(\theta, \varphi)$ — амплитуда ЭДС, наведенной в антенне, при произвольном направлении прихода ЭМВ; $\varepsilon_{A \max}$ — амплитуда ЭДС в антенне в направлении максимального приема.

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

Для приемных антенн апертурного типа используют понятие ДН по мощности.

ДН по мощности — это зависимость активной мощности, выделяемой на входе приемного устройства, от направления прихода ЭМВ, $P_{\text{ПР}} = P_{\text{ПР}}(\theta, \varphi)$.

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

$$F^2(\theta, \varphi) = \frac{P_{\text{ПР}}(\theta, \varphi)}{P_{\text{ПР max}}} = \frac{\varepsilon_A^2(\theta, \varphi)}{\varepsilon_{A \max}^2}. \quad (2.3)$$

Графическое представление ДН приемных антенн аналогично передающим.

Основными параметрами приемной антенны, характеризующими ее направленность и эффективность, являются КНД и коэффициент усиления.

КНД приемной антенны — это число, показывающее, во сколько раз активная мощность на входе приемника при данной антенне будет больше активной мощности на его входе в случае применения ненаправленной эталонной

антенны. При этом обе антенны согласованы с приемным устройством и не имеют потерь:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P_{\text{ПР}}(\theta, \varphi)}{P_{\text{ПРЭ}}} \quad (2.4)$$

при $\eta_A = \eta_{\text{Э}} = 1$ и $\text{КБВ}_A = \text{КБВ}_{\text{Э}} = 1$.

Таким образом, КНД антенны в режиме приема характеризует энергетический выигрыш для приемного устройства за счет направленных свойств антенны. При приеме с максимума ДН КНД антенны максимален и обозначается D_0 .

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

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P_{\text{ПР}}(\theta, \varphi)}{P_{\text{ПРЭ}}} \quad (2.5)$$

при $\eta_A < 1$; $\eta_{\text{Э}} = 1$ и $\text{КБВ}_A < 1$; $\text{КБВ}_{\text{Э}} = 1$.

Ширина ДН приемной антенны и уровень боковых лепестков имеют такой же физический смысл, какой эти параметры имели применительно к передающей антенне.

2.3. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ПРИЕМНОЙ АНТЕННЫ, ЕЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Антенна в режиме приема, по отношению к радиоприемному устройству, может рассматриваться как генератор переменной комплексной ЭДС — $\dot{\epsilon}_A$. При этом в качестве внутреннего сопротивления такого источника и выступает внутреннее сопротивление антенны:

$$\dot{Z}_A = R_A + jX_A. \quad (2.6)$$

Оно в общем случае является комплексным и включает в себя активную R_A и реактивную X_A составляющие.

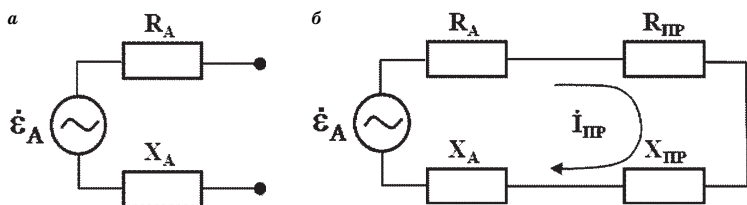


Рис. 2.2

Эквивалентная схема приемной антенны:

a — антенна с разомкнутыми зажимами; *b* — антенна подключена к приемнику.

Тогда эквивалентная схема приемной антенны может иметь вид, представленный на рисунке 2.2*a*.

В свою очередь, активное сопротивление приемной антенны равно

$$R_A = R_{\Sigma} + R_{\Pi}, \quad (2.7)$$

где R_A — реактивное сопротивление, характеризует мощность реактивных полей вблизи антенны; R_{Σ} — сопротивление переизлучения, которое характеризует переизлученную антенной мощность при короткозамкнутых входных зажимах (при этом наведенная в антенне энергия в приемное устройство не поступает); R_{Π} — сопротивление активных потерь в антенне, характеризует активную мощность тепловых потерь.

При подключении антенны к РПУ активная мощность, характеризуемая сопротивлением переизлучения, будет перераспределяться. Часть этой мощности по-прежнему переизлучается антенной, а другая выделяется во входной цепи приемника. При условии идеального согласования приемной антенны с РПУ и отсутствии в ней потерь половина мощности переизлучается, а половина выделяется во входной цепи РПУ. Входная цепь приемника, в общем случае как нагрузка для антенны, может иметь комплексное сопротивление:

$$\dot{Z}_{\Pi P} = R_{\Pi P} + jX_{\Pi P}. \quad (2.8)$$

При этом эквивалентная схема приемной антенны совместно с входной цепью приемника будет иметь вид, представленный на рисунке 2.2*b*.

Исходя из эквивалентной схемы приемной антенны, можно определить ток, протекающий через входную цепь РПУ:

$$\dot{I}_{\text{ПР}} = \frac{\dot{\varepsilon}_A}{\dot{Z}_A + \dot{Z}_{\text{ПР}}}. \quad (2.9)$$

Активная мощность, выделяемая во входной цепи приемника, равна

$$P_{\text{ПР}} = \frac{1}{2} \cdot I_{\text{ПР}}^2 \cdot R_{\text{ПР}}, \quad (2.10)$$

где $I_{\text{ПР}}$ — амплитуда тока на входных зажимах приемного устройства.

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

$$I_{\text{ПР}} = \frac{\varepsilon_A}{\sqrt{(R_A + R_{\text{ПР}})^2 + (X_A + X_{\text{ПР}})^2}}. \quad (2.11)$$

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

Тогда

$$I_{\text{ПР}}^2 = \frac{\varepsilon_A^2}{(R_A + R_{\text{ПР}})^2 + (X_A + X_{\text{ПР}})^2}. \quad (2.12)$$

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

$$P_{\text{ПР}} = \frac{\varepsilon_A^2}{8R_A}. \quad (2.13)$$

Если антенна не имеет потерь и полностью согласована с приемником, а прием ведется с направления максимума ДН приемной антенны, то мощность, отдаваемая приемной антенной во входную цепь РПУ, будет максимальна:

$$P_{\text{ПР max}} = \frac{\varepsilon_{A \text{ max}}^2}{8R_A}. \quad (2.14)$$

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

$$P_{\text{ПР}} = P_{\text{ПР max}} \cdot \frac{4\text{КБВ}}{(1 + \text{КБВ})^2}, \quad (2.15)$$

где КБВ — коэффициент бегущей волны в линии передачи.

Таким образом, для повышения активной мощности, отдаваемой приемной антенной во входную цепь приемного устройства, необходимо вести прием с максимума ДН и обеспечить полное согласование приемной антенны с приемным устройством (с линией передачи).

Действующая длина приемной антенны — это коэффициент, имеющий размерность длины, который связывает между собой амплитуду напряженности поля в точке приема с направлением максимального приема и ЭДС на зажимах антенны:

$$\varepsilon_{A \text{ max}} = l_{\text{д}} \cdot E_{\text{max}}. \quad (2.16)$$

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

$$l_{\text{д}} = \frac{1}{I_A} \cdot \int_{z=0}^l \dot{I}(z) \cdot dz. \quad (2.17)$$

Из данного выражения следует:

- зная геометрическую длину линейной антенны l и закон распределения тока по ней $\dot{I}(z)$, можно аналитически определить действующую длину;
- при равномерном и синфазном законе распределения амплитуды тока по антенне ($\dot{I}(z) = I_A = \text{const}$) действующая длина совпадает с геометрической, $l_{\text{д}} = l$;
- чем больше неравномерность и несинфазность в распределении тока вдоль антенны, тем меньший процент от геометрической длины составляет действующая. Поэтому в общем случае действующая длина лежит в пределах $0 < l_{\text{д}} < l$.

Физический смысл действующей длины приемной антенны

Это такая геометрическая длина линейной антенны с равномерным и синфазным распределением тока вдоль нее, при которой эта антенна создает на зажимах максимальную ЭДС, равную максимальной ЭДС, созданной реальной антенной с неравномерным и несинфазным распределением тока по длине (рис. 2.3).

В свою очередь, закон распределения тока антенны в режиме приема зависит от типа антенны и ее конструктивного исполнения. В общем случае он определяется

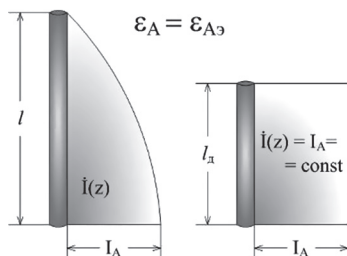


Рис. 2.3
Физический смысл действующей длины антенны

путем решения электродинамической задачи взаимодействия электромагнитного поля с проводящей поверхностью, имеющей форму и размеры антенны. При этом в любой точке поверхности должно выполняться идеальное граничное условие $\vec{E}_\tau = 0$.

Эффективная площадь раскрыва приемной антенны (ЭПР) — это коэффициент, имеющий размерность площади, который связывает между собой плотность потока мощности приходящей электромагнитной волны с направления максимального приема и активную мощность, выделяемую в согласованной с антенной нагрузке:

$$P_{\text{ПР max}} = A_{\text{эфф}} \cdot \Pi_{\text{max}}. \quad (2.18)$$

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

$$A_{\text{эфф}} = \frac{\left| \int_S \dot{E}_S(x, y) ds \right|^2}{\int_S |\dot{E}_S(x, y)|^2 ds}. \quad (2.19)$$

Из данного выражения следует:

- зная геометрическую площадь приемной антенны S и закон распределения амплитуды и фазы поля по ее раскрытию $\dot{E}_S(x, y)$, можно аналитически определить эффективную площадь;
- при равномерном и синфазном законе распределения поля в раскрытии апертурной антенны ($\dot{E}_S(x, y) = E_0 = \text{const}$) ЭПР совпадает с геометрической площадью раскрытия, $A_{\text{эфф}} = S$;
- чем больше неравномерность и несинфазность в распределении поля по раскрытию, тем меньший процент от геометрической площади антенны составляет эффективная. Поэтому в общем случае ЭПР лежит в пределах $0 < A_{\text{эфф}} < S$.

Физический смысл ЭПР приемной антенны

Это такая геометрическая площадь раскрытия апертурной антенны с равномерным и синфазным распределением поля в ее раскрытии, при котором эта антенна создает в согласованной с ней нагрузке активную мощность, рав-

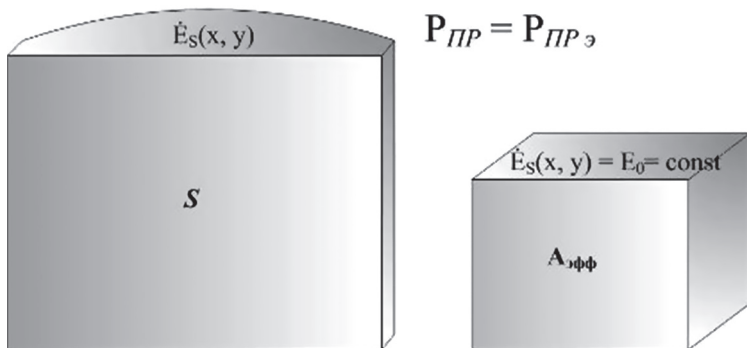


Рис. 2.4

Эффективная площадь раскрытия приемной антенны

ную активной мощности, созданной реальной антенной с неравномерным и несинфазным распределением поля в ее раскрыве (рис. 2.4).

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

Шумовая температура приемной антенны

Этот параметр вводят только для приемных антенн. Причем его значение является во многом определяющим, если антенна используется в сочетании с высокочувствительным РПУ. В этом случае антенна, по отношению к последнему, выступает не только как генератор сигналов, но и как источник шума (пассивных помех). Под воздействием переменных полей промышленных электро- и радиоустановок, грозовых разрядов в атмосфере, а также теплового излучения Земли и источников космического излучения в антенне будет наводиться ЭДС, зависящая от мощности всех внешних помех и их пространственного распределения относительно антенны.

По аналогии с законом, связывающим мощность шумов и полосу пропускания (формула Найквиста), мощность шумов в приемной антенне примет вид

$$P_{\text{ш}} = k \cdot T_A \cdot \Delta f, \quad (2.20)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \left[\frac{\text{Вт} \cdot \text{с}}{\text{град}} \right]$ — постоянная Больцмана; T_A — шумовая температура антенны. Она определяется следующим образом:

$$T_A = \frac{D_0}{4\pi} \cdot \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \cdot T_{\text{я}}(\theta, \varphi) \cdot \sin(\theta) \cdot d\varphi \cdot d\theta \quad (2.21)$$

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

Таким образом, шумовую температуру приемной антенны в значительной степени определяет расположение ДН антенны по отношению к источникам шумов (излучений). Как правило, тепловое излучение Земли и в значительной степени атмосферы воздействует по боковым лепесткам ДН. Если главный лепесток ДН направлен в сторону источников космического излучения (например, в системах космической связи, ионосферной радиосвязи), то шумовая температура антенны значительно увеличивается. Помимо направления, распределение яркостной температуры зависит еще и от диапазона рабочих частот. Определяется яркостная температура по специальным графикам. В общем случае собственные шумы антенны определяются сопротивлением потерь антенны, температуру которого нужно считать равной температуре окружающей среды. При этом можно считать, что если в «поле зрения» антенны нет мощных дискретных источников космического радиоизлучения, то составляющая шумовой температуры за счет космического шума равна примерно 5 К, за счет шумов атмосферы — приблизительно 15 К, за счет приема теплового радиоизлучения Земли по боковым и задним лепесткам ДН — примерно 3 К.

2.4. ПОНЯТИЕ О ПРОСТРАНСТВЕННОЙ, ЧАСТОТНОЙ И ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СОГЛАСОВАННОСТИ ПЕРЕДАЮЩЕЙ И ПРИЕМНОЙ АНТЕНН

Под *пространственной согласованностью* антенн понимают их взаимное расположение в пространстве, при котором их ДН направлены навстречу друг другу и обеспечивают максимально выигрышную передачу энергии ЭМВ. При этом подразумевается, что одна антенна — передающая, другая — приемная. Очевидно, что при узконаправленных антеннах требование к взаимному расположению антенн должно быть жестким.

Под *частотной согласованностью* антенн понимают их способность работать в одинаковом частотном диапа-

зоне. Если антенны работают в разных частотных диапазонах, то частотная согласованность при этом не обеспечивается. Хотя в приемной антенне под воздействием электромагнитного поля с другой частотой (являющегося помеховым) наводится ЭДС, но мощность данного сигнала на входе приемного устройства будет намного меньше из-за плохого согласования антенны с фидерным трактом.

Под *поляризационной согласованностью* антенн понимают их способность работать с одинаковой поляризацией поля ЭМВ. Исходя из принципа взаимности, поляризационные свойства приемной антенны полностью определяются поляризационными параметрами этой же антенны в режиме передачи. Следовательно, если взять две одинаковые антенны — одну в качестве приемной, а другую как передающую и расположить их идентично в пространстве, то поляризационная согласованность этих антенн будет достигнута автоматически (рис. 2.5а).

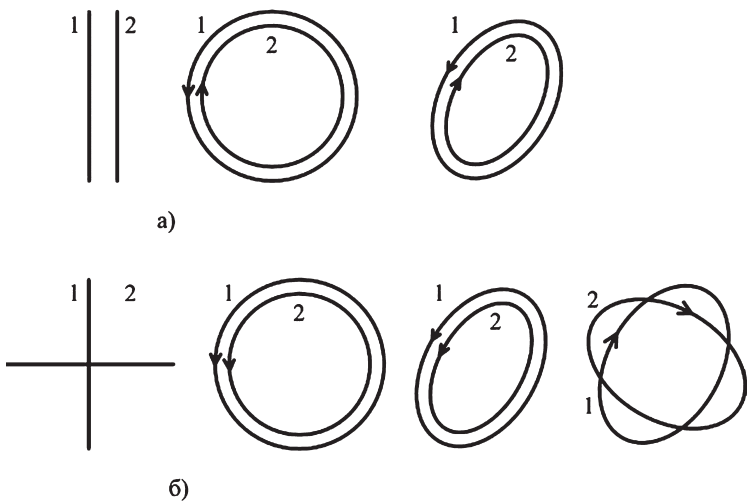


Рис. 2.5

Варианты расположения поляризационных эллипсов передающей (1) и приемной (2) антенн:

а — поляризационно согласованные антенны; б — поляризационно развязанные антенны.

Это позволяет сформулировать следующие условия полной поляризационной согласованности:

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

Для оценки эффективности приема волн любой поляризации вводится коэффициент поляризационной эффективности:

$$K_{\text{ПЭ}} = K_{\text{ПЭ}}(K_{\text{Э1}}, K_{\text{Э2}}, \Delta\gamma), \quad (2.22)$$

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

В случае полной поляризационной согласованности, при прочих равных условиях, в приемной линейной антенне ЭМВ будет наводить максимальную ЭДС, а в антенне апертурного типа будет максимальной выходная мощность. И наоборот, подбирая поляризационные свойства антенны под структуру поляризации помеховой ЭМВ, можно существенно ослабить ее воздействие на приемную антенну. Если ЭДС в приемной линейной антенне будет равна нулю (или в антенне апертурного типа — выходная мощность), то говорят о полной поляризационной развязке (рис. 2.5б).

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Поясните особенности работы антенны в режиме приема.
2. Дайте определение ДН приемной антенны по напряжению и мощности.
3. Изобразите эквивалентную схему приемной антенны и поясните ее.
4. Из чего состоит внутреннее сопротивление приемной антенны?
5. Дайте определение действующей длины приемной антенны. От чего зависит этот параметр?

6. Дайте определение эффективной площади раскрыва приемной антенны. От чего зависит этот параметр?
7. От чего зависит шумовая температура приемной антенны?
8. Сформулируйте понятия о пространственной, частотной и поляризационной согласованности передающей и приемной антенн.
9. Назовите условия полной поляризационной согласованности передающей и приемной антенн.

ОСНОВЫ ТЕОРИИ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ И ТИПЫ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

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

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

Классификация АР

1. *По способу размещения излучателей:* одномерные (линейные), двумерные (плоскостные) и трехмерные (поверхностные) АР.

Среди них наибольшее распространение получили:

- из линейных — прямолинейные, дуговые, кольцевые;
- из плоскостных — АР с прямоугольной сеткой и АР с треугольной сеткой;
- из поверхностных — цилиндрические, конические, сферические.

Поверхностные АР называются конформными.

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

Если расстояние между соседними элементами в АР остается неизменным вдоль всей решетки, то такая решет-

ка называется эквидистантной. В неэквидистантной линейной решетке расстояние между элементами изменяется по определенному закону или же случайным образом.

3. *По виду возбуждения (запитки) излучателей*: равноамплитудные АР (амплитуды токов в элементах одинаковы); неравноамплитудные АР (амплитуда токов в элементах АР изменяется по выбранному закону); линейнофазные АР (фазы токов в излучателях изменяются по линейному закону); синфазные АР (фазы токов в излучателях одинаковы).

4. *По направлению максимума излучения (приема) в пространстве*: поперечного излучения или приема (главный лепесток ДН ориентирован перпендикулярно линии расположения элементов); осевого излучения или приема (главный лепесток ДН направлен вдоль линии расположения излучателей); АР наклонного излучения или приема.

Преимущества АР перед другими типами антенн

1. Удобное управление формой ДН и направлением главного лепестка за счет изменения амплитуды и фазы поля, излучаемого каждым излучателем АР.

2. Увеличение мощности излучения АР за счет пространственного сложения полей отдельных излучателей.

3. Исполнение оптимальной конструкции антенной системы в целом, располагая при этом излучатели АР определенным образом.

3.2. ТЕОРЕМА ПЕРЕМНОЖЕНИЯ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ

Рассмотрим АР, состоящую из N элементов, заключенных в объеме V . Будем считать, что среда, в которой находятся элементы АР и точка наблюдения, является неограниченной в пространстве, линейной, однородной и изотропной, т. е. для нее применим принцип суперпозиции. Определим поле излучения решетки, создаваемое в точке M трехмерного пространства, координаты которой в сферической системе определим как r, θ, φ (рис. 3.1).

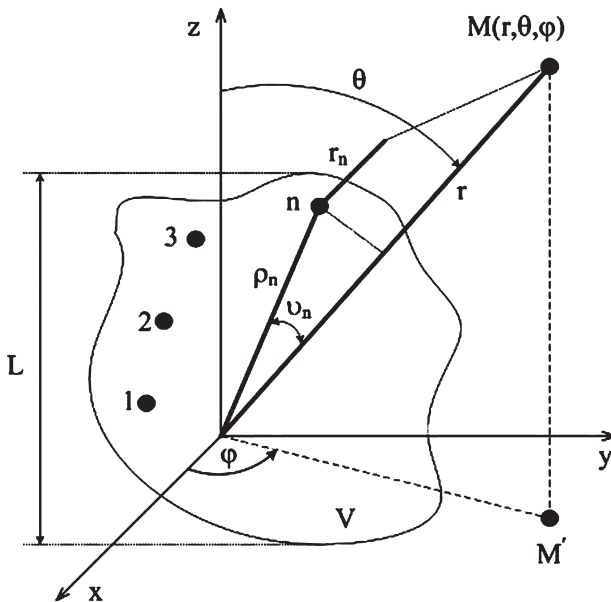


Рис. 3.1
Поле излучения АР

Поле излучения n -го элемента можно определить по формуле

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

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

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

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

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

$$\begin{cases} \theta_1 = \theta_2 = \dots = \theta_n = \theta; \\ \varphi_1 = \varphi_2 = \dots = \varphi_n = \varphi; \\ 1/r_1 = 1/r_2 = \dots = 1/r_n = 1/r, \end{cases} \quad (3.3)$$

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

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

где ν_n — угол между лучами ρ_n и ν_n .

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

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

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

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

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

Одинаковость поляризационной структуры поля излучателей выражается в равенстве ортов

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

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

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

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

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

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

Это есть не что иное, как ДН антенной решетки, а первый сомножитель в ней — ДН одиночного излучателя. Для выяснения физического смысла второго сомножителя предположим, что АР состоит из ненаправленных (изотропных) излучателей, т. е. $F_0(\theta, \varphi) = 1$. При этом из (3.9) получаем

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

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

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

Тогда выражение (3.9) можно записать в следующем виде:

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

Выражение (3.12) представляет собой математическую формулировку *теоремы перемножения ДН*.

Диаграмма направленности антенной решетки есть произведение диаграммы направленности одиночного излучателя на множитель решетки, который представляет собой ДН той же решетки, но состоящей из ненаправленных излучателей.

3.3. ПОЛЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ПРЯМОЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Прямолинейной АР называют решетку, в которой фазовые центры излучателей расположены на прямой линии — оси решетки. Расстояние между соседними излучателями возьмем одинаковым и равным d (эквидистантная АР) (рис. 3.2).

Очевидно, что конструкция такой АР является простейшей. Следует предположить, что и множитель такой АР будет простым. Поэтому его аналитический вывод и анализ целесообразно начать с такой АР.

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

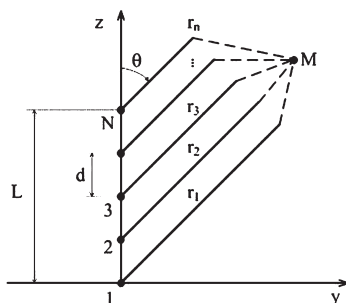


Рис. 3.2
Прямолинейная эквидистантная АР

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

Комплексная амплитуда тока в n -м элементе АР:

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

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

С учетом (3.14) выражение для множителя (3.13) примет вид

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

Из выражения (3.15), зная конструкцию АР (количество элементов АР и расстояние между ними), а также условия их возбуждения (амплитуды и фазы токов в каждом элементе), можно определить множитель системы. Далее можно найти поле излучения линейной антенной решетки, подставив (3.15) в (3.8):

$$\dot{E}_N(r, \theta, \varphi) = j \cdot C \cdot \frac{1}{r} \cdot F_0(\theta, \varphi) \cdot e^{-j \cdot k \cdot r} \cdot \sum_{n=1}^N \dot{I}_n \cdot e^{j \cdot (k \cdot z_n \cdot \cos \theta - \psi_n)}. \quad (3.16)$$

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

3.4. МНОЖИТЕЛЬ ПРЯМОЛИНЕЙНОЙ, ЭКВИДИСТАНТНОЙ, РАВНОАМПЛИТУДНОЙ, ЛИНЕЙНО-ФАЗНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Если АР равноамплитудная, то

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

Так как фаза тока изменяется по линейному закону, то

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

где α — разность фаз токов двух соседних излучателей.

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

Так как антенная решетка эквидистантная, то координаты ее элементов можно найти из выражения

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

С учетом (3.17)–(3.20) формула множителя (3.15) примет вид

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

Введем обозначение так называемой *обобщенной угловой координаты*, которая есть разность фаз между полями двух соседних элементов в точке наблюдения, находящейся под углом к оси антенной решетки:

$$k \cdot d \cdot \cos\theta - \alpha = U. \quad (3.22)$$

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

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

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

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

Тогда, с учетом (3.24), выражение (3.23) запишется в виде

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

Выполняя преобразования с использованием формулы Эйлера:

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

получим

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

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

Таким образом, амплитудный множитель из (3.27):

$$f_c(U) = |f_c(U)| \cdot \frac{\sin\left(\frac{N \cdot U}{2}\right)}{\sin\left(\frac{U}{2}\right)}. \quad (3.28)$$

С учетом выражения для обобщенной угловой координаты (3.23), выражение (3.28) примет вид

$$f_c(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{N}{2} \cdot (k \cdot d \cdot \cos\theta - \alpha)\right]}{\sin\left[\frac{1}{2} \cdot (k \cdot d \cdot \cos\theta - \alpha)\right]}. \quad (3.29)$$

Формула (3.29) является по существу ненормированной ДН антенной решетки с изотропными излучателями. Это выражение называют *множителем решетки*. Часто пользуются *нормированным множителем*:

$$F_c(U) = \frac{f_c(U)}{f_{c \max}(U)} = \frac{\sin\left(\frac{N \cdot U}{2}\right)}{N \sin\left(\frac{U}{2}\right)} \quad (3.30)$$

или

$$F_c(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{N}{2} \cdot (k \cdot d \cdot \cos\theta - \alpha)\right]}{N \cdot \sin\left[\frac{1}{2} \cdot (k \cdot d \cdot \cos\theta - \alpha)\right]}.$$

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

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

получены формулы множителей и для других, неравноамплитудных распределений токов вдоль линейной АР, существенно облегчающие нахождение их диаграмм направленности.

Графическое представление множителя антенной решетки

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

Анализ множителя удобнее выполнять по параметру $U = k \cdot d \cdot \cos\theta - \alpha$ (обобщенной угловой координате). Она физически означает разность фаз полей от двух соседних излучателей в точке наблюдения, находящейся под углом θ к оси решетки.

Разность фаз полей, излученных 1-м и 2-м элементами в направлении точки M , определяется как:

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

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

Таким образом, обобщенная угловая координата определяет интерференционную картину ЭМП вокруг АР, т. е. направленные свойства АР. Так как обобщенная угловая координата имеет свойство периодичности (как фаза), то и функция от нее $F_c(\theta)$ также обладает этим свойством, т. е. имеет период, равный 2π , как это показано на рисунке 3.3.

Данная функция является осциллирующей в пределах от нуля до единицы и состоит из главных и боковых лепестков.

Таким образом, целью анализа множителя АР является:

- определение количества и направлений главных лепестков;

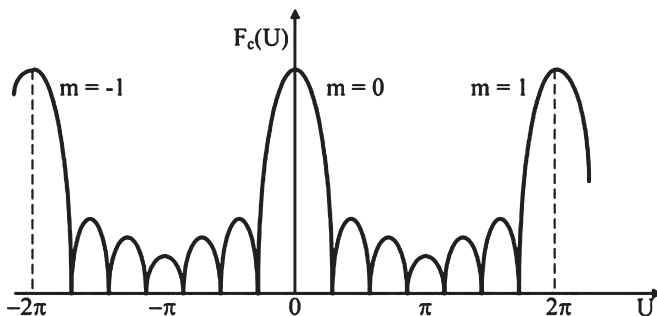


Рис. 3.3
Графическое представление множителя АР

- определение условий существования одного главного лепестка;
- определение количества и направлений боковых лепестков;
- определение количества и направлений нулевых значений функции.

3.5. АНАЛИЗ МНОЖИТЕЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Направления главных лепестков

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

$$k \cdot d \cdot \cos(\theta_{\text{гл}}) - \alpha = 2 \cdot \pi \cdot m. \quad (3.32)$$

Выражая из (3.32) $\cos(\theta_{\text{гл}})$, можно получить

$$\cos(\theta_{\text{гл}}) = \frac{2 \cdot m \cdot \pi}{k \cdot d} + \frac{\alpha}{k \cdot d}, \quad (3.33)$$

где $m = 0; \pm 1; \pm 2$.

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

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

Количество главных лепестков

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

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

Эту область углов, приведенную к параметру U , называют областью действительных значений обобщенной угловой координаты. Из всей функции $F_c(U)$ интересен только ее фрагмент, соответствующий данной области углов.

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

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

Из него следует, что данная АР будет иметь в области реальных углов столько главных лепестков, сколько значениям m удовлетворяет неравенство (3.35).

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

Условие существования одного главного лепестка

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

$$U_{\max} = k \cdot d - \alpha, \quad (3.36)$$

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

$$U_{\min} = -k \cdot d - \alpha. \quad (3.37)$$

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

$$-k \cdot d - \alpha \leq U \leq k \cdot d - \alpha, \quad (3.38)$$

а длина его будет равна

$$\Delta U = U_{\max} - U_{\min} = 2k \cdot d. \quad (3.39)$$

Антенные решетки, применяемые на практике, обычно должны иметь только один главный лепесток нулевого порядка ($m = 0$), остальные должны отсутствовать, т. е. находиться в области мнимых углов. Это означает, что на интервале действительных значений U должен находиться только один главный лепесток, т. е. длина интервала $\Delta U = 2k \cdot d$ должна быть меньше периода повторения множителя: $2k \cdot d < 2\pi$. Откуда

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

Таким образом, антенная решетка, у которой расстояние между излучателями меньше половины длины волны, всегда (при любых значениях фазового сдвига между токами в соседних элементах) будет иметь только один главный лепесток. Однако более детальный анализ показывает, что это условие не всегда является необходимым. В частности, для синфазной АР

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

В общем случае прослеживается следующая зависимость допустимого расстояния между соседними элементами d : чем в большем секторе углов относительно норма-

ли к линии расположения элементов АР должно происходить сканирование ее лучом, тем меньше должно быть расстояние между элементами в ней. В общем же случае, для того чтобы в множителе АР существовал только один главный лепесток, расстояние между элементами должно лежать в пределах

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

Направления и количество боковых лепестков

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

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

Разрешая уравнение (3.43) относительно обобщенной угловой координаты, можно получить

$$\frac{N \cdot U_{\text{бок}}}{2} = (2m + 1) \cdot \frac{\pi}{2}, \quad (3.44)$$

где $m = \pm 1; \pm 2; \dots$, число m называется *порядком бокового лепестка*.

Раскрывая значение обобщенной угловой координаты

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

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

$$\cos(\theta_{\text{бок}}) = \frac{(2m + 1) \cdot \pi}{N \cdot k \cdot d} + \frac{\alpha}{k \cdot d}. \quad (3.46)$$

Таким образом, направления боковых лепестков и их количество зависят не только от фазового сдвига между токами в соседних элементах АР и расстояния между элементами в длинах волн, но и от количества элементов

в антенной решетке. В простейшем случае при синфазной запитке элементов АР количество боковых лепестков ее множителя, заключенных между соседними главными лепестками, будет *на два меньше*, чем количество элементов АР ($N - 2$).

Направления и количество нулей множителя

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

$$\frac{N \cdot U_0}{2} = m \cdot \pi \quad \text{или} \quad \frac{N}{2} \cdot (k \cdot d \cdot \cos \theta_0 - \alpha) = m \cdot \pi, \quad (3.47)$$

где $m = \pm 1; \pm 2; \dots$, число m называется *порядком нуля множителя*.

Раскрывая значение обобщенной угловой координаты, можно найти направления нулей:

$$\cos(\theta_0) = \frac{2 \cdot m \cdot \pi}{N \cdot k \cdot d} + \frac{\alpha}{k \cdot d}. \quad (3.48)$$

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

3.6. ФАЗОВАЯ ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Рассмотрим отдельно выражение, описывающее фазу ЭМВ, излученной антенной решеткой:

$$\begin{aligned} e^{j \frac{N-1}{2} U} &= e^{j \frac{N-1}{2} (k \cdot d \cdot \cos \theta - \alpha)} = e^{-j \frac{N-1}{2} \alpha} \cdot e^{j \frac{N-1}{2} k \cdot d \cdot \cos \theta} = (3.49) \\ &= e^{-j \psi_0} \cdot e^{j \frac{N-1}{2} k \cdot d \cdot \cos \theta}, \end{aligned}$$

где ψ_0 — фаза тока в центральном излучателе АР.

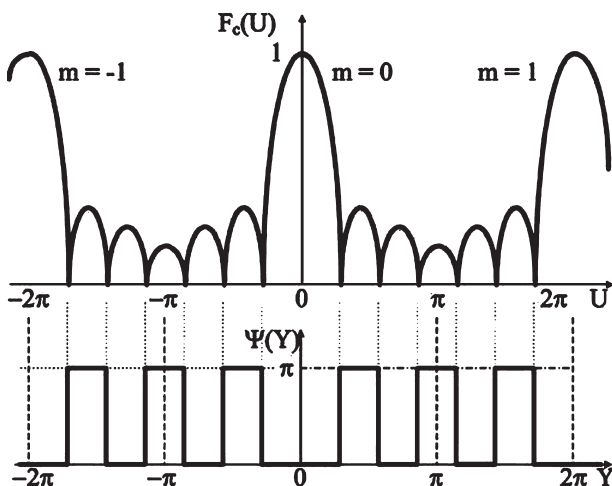


Рис. 3.4
Взаимосвязь множителя и фазовой ДН АР

Первый сомножитель выражения (3.49) свидетельствует о том, что фазовый центр АР (начало координат для фазовой и амплитудной ДН) располагается в геометрическом центре линейной АР. Второй сомножитель является непосредственно *фазовой ДН*. Сравнение его с амплитудным множителем АР устанавливает между ними жесткую связь, а именно: фаза поля в каждом соседнем лепестке амплитудной ДН отличается на 180° (рис. 3.4).

3.7. МНОЖИТЕЛЬ НЕПРЕРЫВНОЙ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Непрерывную антенную систему можно рассматривать как дискретную, у которой число излучателей N стремится к бесконечности, а расстояние между излучателями d — к нулю, как это показано на рисунке 3.5.

Длина всей решетки определяется выражением

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

При большом числе излучателей и малом расстоянии между ними приближенно можно считать, что $L \approx N \cdot d$.

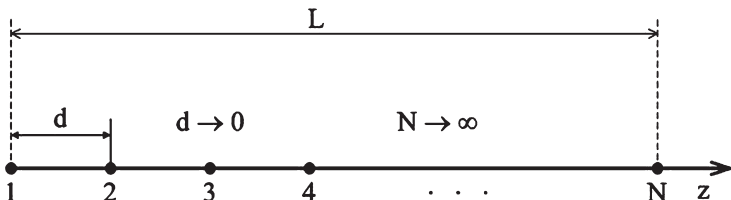


Рис. 3.5
Представление непрерывной АР в виде дискретной АР

Возьмем в качестве исходного множитель дискретной равноамплитудной линейно-фазной эквидистантной АР:

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

Осуществим переход к непрерывной системе, т. е. положим в (3.51) $d \rightarrow 0$, $N \rightarrow \infty$ и также вынесем $k \cdot d$ за скобку:

$$F_c(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{k \cdot L}{2} \cdot \left(\cos\theta - \frac{\alpha}{k \cdot d}\right)\right]}{\frac{k \cdot L}{2} \left(\cos\theta - \frac{\alpha}{k \cdot d}\right)}. \quad (3.52)$$

При преобразовании учтено, что синус малого угла равен углу ($\sin\beta \approx \beta$).

Так как $\alpha/k \cdot d$ физически для непрерывной АР соответствует коэффициенту замедления ξ , причем $\xi \leq 1$, то выражение (3.52) примет вид

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

Введем обобщенную угловую координату непрерывной АР:

$$U_1 = \frac{k \cdot L}{2} \cdot (\cos\theta - \xi). \quad (3.54)$$

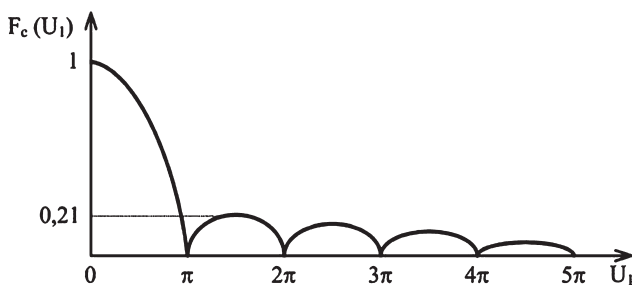


Рис. 3.6
Множитель непрерывной линейной АР

Тогда (3.53) примет вид

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

Вид функции $F_c(U_1)$ представлен на рисунке 3.6.

Анализ данной функции позволяет сделать следующие выводы:

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

3.8. АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ ПОПЕРЕЧНОГО, ОСЕВОГО И НАКЛОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Антенная решетка поперечного излучения

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

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

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

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

$$\left. \begin{array}{l} U_{\max} < 2\pi \\ U_{\min} > -2\pi \end{array} \right\} \Rightarrow \left. \begin{array}{l} k \cdot d - \alpha < 2\pi \\ -k \cdot d - \alpha > -2\pi \end{array} \right\} \Rightarrow k \cdot d < 2\pi \Rightarrow d < \lambda, \quad (3.57)$$

а расстояние между соседними элементами не должно превышать длины волны ($d < \lambda$). Внешний вид множителя такой АР в прямоугольной и полярной системах координат представлен на рисунке 3.7а, б соответственно.

Таким образом, условия существования АР поперечного излучения:

$$\alpha = 0; \quad d < \lambda. \quad (3.58)$$

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

$$\begin{aligned} 2\theta_{0,5} &= 0,88 \cdot \frac{\lambda}{N \cdot d} \text{ [рад]} \\ \text{или } 2\theta_{0,5} &= 51 \cdot \frac{\lambda}{N \cdot d} \text{ [град]}. \end{aligned} \quad (3.59)$$

КНД АР поперечного излучения пропорционален ее длине.

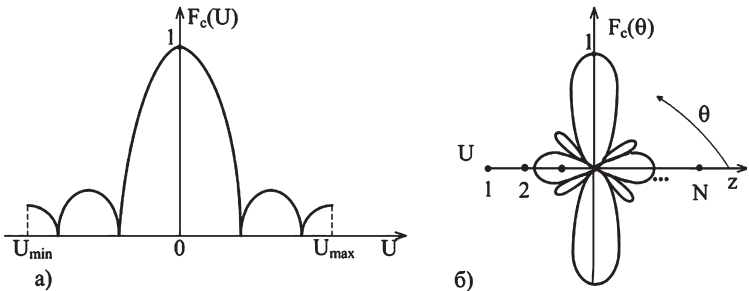


Рис. 3.7

Множитель АР поперечного излучения:

а — множитель АР в прямоугольной системе координат; б — множитель АР в полярной системе координат.

Антенная решетка осевого излучения

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

$$\cos(\theta_{\text{гл}}) = \frac{2 \cdot m \cdot \pi}{k \cdot d} + \frac{\alpha}{k \cdot d} \Rightarrow \cos(0^\circ) = 1 = \frac{\alpha}{k \cdot d} \Rightarrow \alpha = k \cdot d. \quad (3.60)$$

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

$$\left. \begin{array}{l} U_{\text{max}} < 2\pi \\ U_{\text{min}} > -2\pi \end{array} \right\} \Rightarrow \left. \begin{array}{l} k \cdot d - \alpha < 2\pi \\ -k \cdot d - \alpha > -2\pi \end{array} \right\} \Rightarrow \Rightarrow -k \cdot d - k \cdot d > -2\pi \Rightarrow d < \lambda / 2. \quad (3.61)$$

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

$$\alpha = k \cdot d; \quad d < \lambda / 2. \quad (3.62)$$

Внешний вид множителя такой АР в прямоугольной и полярной системах координат представлен на рисунке 3.8а, б соответственно.

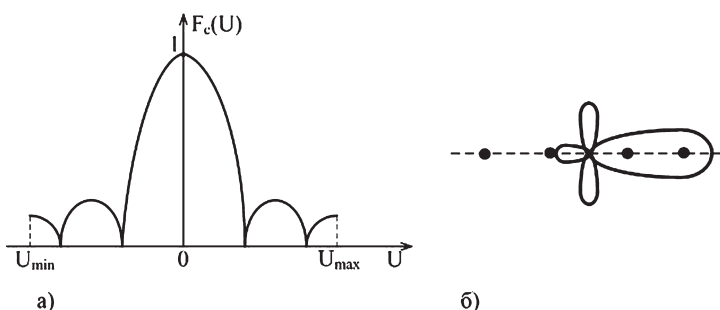


Рис. 3.8
Множитель АР осевого излучения:

а — множитель АР в прямоугольной системе координат; б — множитель АР в полярной системе координат.

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

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

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

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

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

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

Из анализа зависимости направленных свойств АР продольного излучения следует, что у оптимальной АР осевого излучения разность фаз полей первого и последнего излучателей должна быть равной π .

Антенная решетка наклонного излучения

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

$$\cos(\theta_{\text{гл}}) = \frac{2 \cdot m \cdot \pi}{k \cdot d} + \frac{\alpha}{k \cdot d} \Rightarrow \alpha = k \cdot d \cdot \cos \theta_{\text{гл}}. \quad (3.66)$$

Следовательно, множитель решетки будет равен

$$F_c(\theta) = \frac{\sin \left[\frac{N \cdot k \cdot d}{2} \cdot (\cos \theta - \cos \theta_{\text{гл}}) \right]}{N \cdot \sin \left[\frac{k \cdot d}{2} \cdot (\cos \theta - \cos \theta_{\text{гл}}) \right]}. \quad (3.67)$$

Такая функция описывает поверхность вращения относительно оси АР (рис. 3.9).

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

Для сохранения единственного главного максимума выполняется условие

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

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

$$\alpha = k \cdot d \cdot \cos \theta_{\text{гл}}; \quad d < \frac{\lambda}{1 + \cos \theta_{\text{гл}}}. \quad (3.69)$$

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

$$\begin{aligned} 2\theta_{0,5} &= 0,88 \frac{\lambda}{N \cdot d \cdot \sin \theta_{\text{гл}}} \text{ [рад]} \\ \text{или } 2\theta_{0,5} &= 51 \frac{\lambda}{N \cdot d \cdot \sin \theta_{\text{гл}}} \text{ [град]}. \end{aligned} \quad (3.70)$$

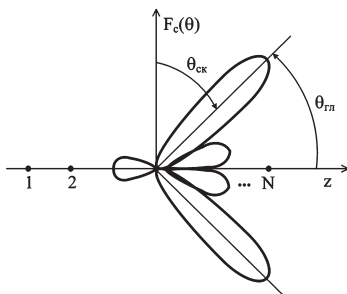


Рис. 3.9
Множитель АР наклонного излучения

3.9. ПЛОСКАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА

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

Форма плоской АР может быть прямоугольной, круглой, шестиугольной и определяется как требованиями, предъявляемыми к форме ДН, так и конструктивными особенностями системы. Излучатели в плоской АР располагаются в узлах прямоугольной (рис. 3.10а) или треугольной (рис. 3.10б) сетки.

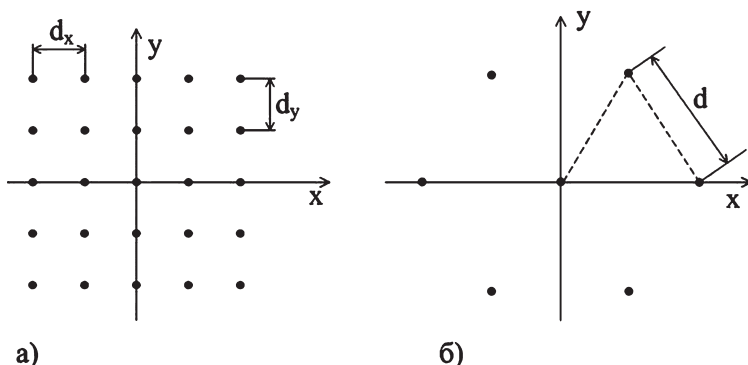


Рис. 3.10
Топология плоских АР:

a — прямоугольная сетка; *b* — треугольная сетка.

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

Множитель плоской антенной решетки

Рассмотрим эквидистантную равноамплитудную линейно-фазную решетку, расположенную в плоскости XOY (рис. 3.11а).

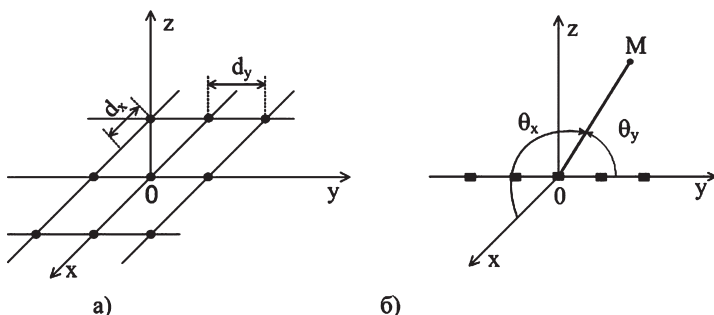


Рис. 3.11

К выводу множителя плоской АР:

a — плоская АР; *б* — линейная АР из гипотетических излучателей.

Пусть N_x и N_y — число излучателей в столбцах и рядах; d_x и d_y — расстояние между соседними излучателями по осям OX и OY соответственно; θ_x и θ_y — углы, отсчитываемые на точку наблюдения от осей OX и OY соответственно. Каждый столбец излучателей (расположенных вдоль оси OX) представляет собой прямолинейную эквидистантную равноамплитудную линейнофазную АР.

Множитель такой АР можно записать в виде

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

Если произвести эквивалентную замену каждого столбца плоской АР на одиночный гипотетический излучатель с собственной ДН, совпадающей с (3.71), то получим линейную АР, ориентированную вдоль оси OY (рис. 3.11б).

В соответствии с теоремой перемножения диаграмм направленности

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

где $F_O(\theta_x)$ — ДН гипотетического излучателя (3.71); $F_{C_y}(\theta_y)$ — множитель АР, состоящей из гипотетических излучателей:

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

Введем обозначения обобщенных угловых координат:

$$U_x = k \cdot d_x \cdot \cos\theta_x - \alpha_x; \quad U_y = k \cdot d_y \cdot \cos\theta_y - \alpha_y. \quad (3.74)$$

Подставляя (3.74) в (3.71) и (3.73), определим множитель плоской АР:

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

В сферической системе координат множитель АР является функцией углов θ и φ , а не θ_x и θ_y . Определим связь между ними. Заметим, что $\cos\theta_x$ и $\cos\theta_y$ есть проекции единичного вектора \vec{e}_0 , ориентированного в направлении точки наблюдения на осях OX и OY соответственно (рис. 3.12), т. е.

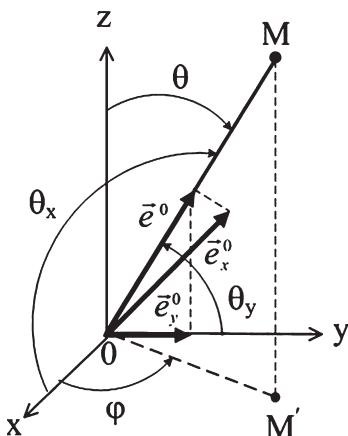


Рис. 3.12
Преобразование прямоугольной системы координат в сферическую

$$e_x^0 = \sin\theta_x; \quad e_y^0 = \sin\theta_y. \quad (3.76)$$

Учитывая известную взаимосвязь между прямоугольной и сферической системами координат, проекции единичного вектора выразим через углы θ и φ :

$$\begin{aligned} e_x^0 &= \sin\theta \cdot \cos\varphi; \\ e_y^0 &= \sin\theta \cdot \sin\varphi. \end{aligned} \quad (3.77)$$

Подставляя (3.77) в (3.76) и с учетом (3.74), из (3.75) получим о выражение для множителя плоской АР в сферической системе координат:

$$F_C(\theta, \varphi) = \frac{\sin\left(\frac{N_x}{2} \cdot k \cdot d_x \cdot \sin\theta \cdot \cos\varphi - \alpha_x\right)}{N_x \cdot \sin\left(\frac{1}{2} \cdot (k \cdot d_x \cdot \sin\theta \cdot \cos\varphi - \alpha_x)\right)} \times \quad (3.78)$$

$$\times \frac{\sin\left(\frac{N_y}{2} \cdot k \cdot d_y \cdot \sin\theta \cdot \sin\varphi - \alpha_y\right)}{N_x \cdot \sin\left(\frac{1}{2} \cdot (k \cdot d_y \cdot \sin\theta \cdot \sin\varphi - \alpha_y)\right)}.$$

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

Анализ множителя плоской антенной решетки

Анализ выражения (3.78) позволяет сделать следующие выводы:

- множитель плоской АР представляет собой произведение множителей двух линейных АР: первая из них представлена излучателями, образующими столбец, вторая — строкой;
- анализ множителя плоской АР изначально сводится к анализу множителей линейных АР, который можно производить совершенно независимо друг от друга.

Направления (углы) главных лепестков ДН можно определить исходя из выражений для соответствующих линейных АР:

$$\begin{cases} \cos(\theta_{\text{гл}x}) = \frac{2 \cdot m_x \cdot \pi}{k \cdot d_x} + \frac{\alpha_x}{k \cdot d_x}, & \text{где } m_x = 0; \pm 1; \pm 2; \dots; \\ \cos(\theta_{\text{гл}y}) = \frac{2 \cdot m_y \cdot \pi}{k \cdot d_y} + \frac{\alpha_y}{k \cdot d_y}, & \text{где } m_y = 0; \pm 1; \pm 2; \dots \end{cases} \quad (3.79)$$

Из этого следует вывод, что управление положением главного лепестка плоской АР ($m_x = 0$; $m_y = 0$) независимо можно осуществлять, изменяя величины фазовых сдвигов токов возбуждения в элементах строки и столбца. При этом, естественно, происходит отклонение главного лепестка либо от оси OX , либо от оси OY .

Для того чтобы плоская АР имела только один главный лепесток, необходимо, чтобы каждая линейная АР (образующая строку или столбец) имела бы только один главный лепесток, т. е. чтобы выполнялись неравенства:

$$d_x < \frac{\lambda}{1 + \cos \theta_{\text{гл } x}}; \quad d_y < \frac{\lambda}{1 + \cos \theta_{\text{гл } y}}. \quad (3.80)$$

Так как каждый множитель линейной АР в пространстве представляет собой конус вращения (коническую воронку), ось которого совпадает с соответствующей осью

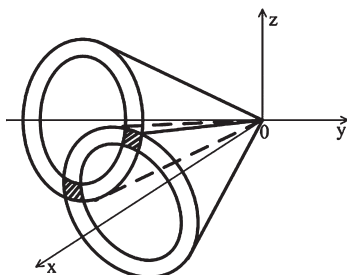


Рис. 3.13
Множитель плоской АР

решетки, то для существования в множителе плоской АР только одного главного лепестка нулевого порядка необходимо пересечение в пространстве данных конусов. Главные лепестки результирующей ДН формируются в тех направлениях, в которых пересекаются оба конуса (рис. 3.13). Это произойдет, если выполняется условие:

$$\cos^2(\theta_x) + \cos^2(\theta_y) < 1. \quad (3.81)$$

Очевидно, что таких направлений будет два. Но так как реально плоскостные АР имеют одностороннюю направленность, то фактически создается лишь один главный лепесток. Если неравенство (3.81) не выполняется, то будет взаимное пересечение главного лепестка одной АР с боковыми лепестками другой АР. При этом отсутствует направление преимущественного излучения энергии.

3.10. ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ АР НА ДИАГРАММУ НАПРАВЛЕННОСТИ И КНД

При большом количестве излучателей АР ($N > 10$) ее направленные свойства в основном определяются ее множителем. В этом случае можно полагать, что ДН и множитель в области требуемых значений углов с достаточ-

ной степенью точности совпадают. Тогда для дискретной АР определение ширины ДН сводится к решению трансцендентного уравнения:

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

из которого при $\alpha = 0$ можно получить

$$2\theta_{0,5} = 0,88 \cdot \frac{\lambda}{Nd} \text{ [рад]} \quad \text{или} \quad 2\theta_{0,5} = 51 \cdot \frac{\lambda}{Nd} \text{ [град]}. \quad (3.82)$$

Таким образом, из (3.82) видно, что чем бóльшие линейные размеры имеет АР ($L \approx N \cdot d$), тем уже главный лепесток ДН.

При отклонении (сканировании) ДН главный лепесток расширяется. Это объясняется тем, что эффективный размер АР уменьшается (рис. 3.14).

При этом ширина главного лепестка множителя определяется по формуле

$$2\theta_{0,5} = 51 \cdot \frac{\lambda}{N \cdot d \cdot \cos\theta_{\text{ск}}} \text{ [град]}, \quad (3.83)$$

где $\theta_{\text{ск}}$ — угол отклонения главного лепестка множителя от оси АР.

Итак, ширина ДН АР будет определяться ее электрическим размером и углом отклонения главного лепестка от нормали.

Выражение (3.83) имеет важное практическое значение: из него следует, что при отклонении луча от нормали к линии расположения элементов АР из-за расширения ДН уменьшается КНД, а следовательно, и дальность действия радиотехнической системы в целом. Кроме того, в РЛС расширение ДН приводит к ухудшению разрешающей способности и точности измерения угловых

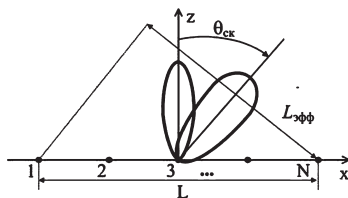


Рис. 3.14
Расширение главного лепестка ДН при сканировании

координат. Поэтому в реальных радиотехнических системах угол отклонения ДН от нормали к оси АР не превышает $\pm 45^\circ$.

3.11. АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ С НЕРАВНОМЕРНЫМ АМПЛИТУДНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ

Выше рассматривались АР с равномерным распределением амплитуды тока излучателей. Однако на практике они находят малое применение, так как создают ДН со сравнительно высоким уровнем боковых лепестков ($\eta_{\text{бл}} = 21\%$). Поэтому для практики представляет большой интерес выбор рационального вида амплитудного распределения тока вдоль АР. Наибольшее распространение получили спадающие к краям, симметричные относительно центра виды амплитудных распределений (рис. 3.15).

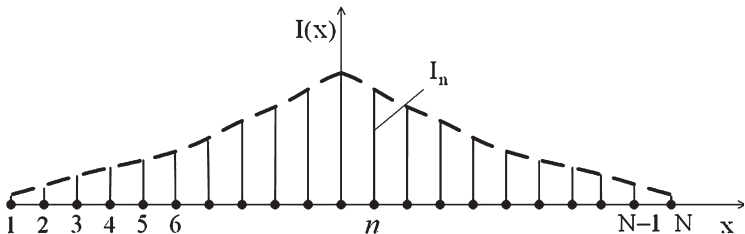


Рис. 3.15
Неравномерное амплитудное распределение

Анализ показывает, что чем сильнее спадает к краям антенной системы амплитуда тока, тем главный лепесток шире, но уровень боковых лепестков меньше.

Иногда требуется применение оптимальных амплитудных распределений, при которых:

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

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

$$F_c(\theta) = T_n(\beta, x), \quad (3.84)$$

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

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

3.12. НЕЭКВИДИСТАНТНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

Ослабление боковых лепестков при заданной ширине главного лепестка может быть получено не только оптимальным амплитудным распределением в эквидистантной АР, но и оптимальным расположением излучателей в неэквидистантной равноамплитудной АР. Эти две системы в некотором смысле подобны друг другу. В первом случае распределение высокочастотной энергии вдоль АР обеспечивается неравномерным амплитудным распределением (рис. 3.15), а во втором — расположением излучателей (рис. 3.16). Однако, как показывают расчеты, диаграммы направленности этих АР оказываются практически одинаковыми.

Из рисунка видно, что расстояния между соседними излучателями неэквидистантной АР обратно пропорциональны величинам токов в соответствующих излучателях эквидистантной АР.

Помимо возможности уменьшения уровня бокового излучения, неэквидистантные антенные решетки позволяют расширить диапазон рабочих частот АР. Как показывает анализ, одним из основных факторов, ограничивающих диапазон рабочих частот эквидистантной АР, является возможность возникновения паразитных интерференционных максимумов высших порядков в области реальных углов при уменьшении рабочей длины волн. Действительно, при уменьшении λ условие $|\cos\theta_{\text{гл}}| < 1$ может выполняться не только при $m = 0$, но

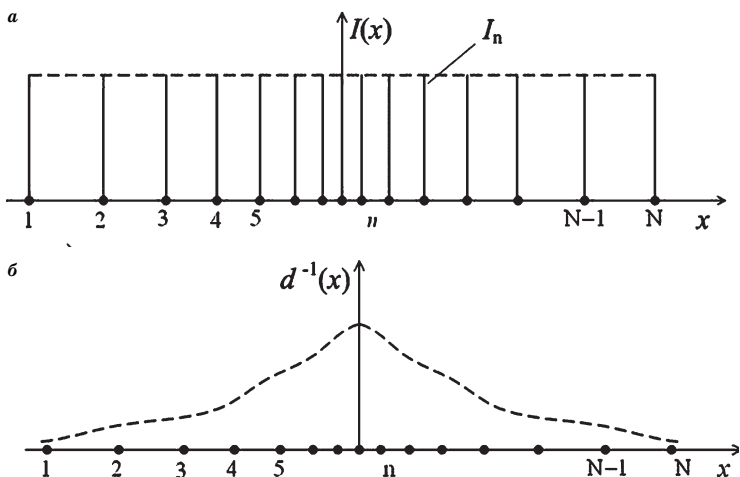


Рис. 3.16
Неэквидистантная АР:

a — равномерное амплитудное распределение вдоль неэквидистантной АР; b — распределение величины, обратной расстоянию между излучателями вдоль неэквидистантной АР.

и при $m = \pm 1$. При переходе же к неэквидистантной АР геометрическая периодичность координат расположения элементов АР разрушается, следовательно, разрушается и периодичность ее множителя по обобщенной угловой координате. Таким образом, интерференционная картина поля излучения АР будет изменяться и паразитные интерференционные максимумы высших порядков будут подавлены.

Достоинства неэквидистантных АР:

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

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

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Дайте определение АР и перечислите их основные типы.
2. Сформулируйте теорему перемножения ДН.
3. Поясните физический смысл множителя и АР.
4. Поясните физический смысл обобщенной угловой координаты.
5. Чем определяется направление и количество главных лепестков множителя АР?
6. Чем определяется количество боковых лепестков множителя АР?
7. Чем определяется количество нулей множителя АР?
8. Поясните особенности множителя непрерывной линейной АР.
9. Поясните особенности определения множителя плоской АР.
10. Почему на практике в плоских АР максимальный угол отклонения луча от нормали не должен превышать величины $\pm 45^\circ$?
11. Поясните влияние неравномерности амплитудного распределения токов возбуждения по элементам АР на ее множитель.
12. Поясните достоинства и недостатки неэквидистантных АР.

ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕНН

4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ И ТИПЫ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕНН

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

Многие антенны, особенно диапазонов СВ, КВ и УКВ, представляют собой конструкции, состоящие из определенным образом расположенных в пространстве отрезков проводников. Возбуждение таких антенн и создание поля излучения (наряду с реактивными полями антенны) производится под действием тока, протекающего в антенне.

Линейные антенны классифицируются по следующим признакам:

- по режиму тока в проводнике: с режимом бегущей волны тока и с режимом стоячей волны тока;
- по типу: вибраторные; рамочные; щелевые; проволочные.

Режим стоячих волн существует в проволочных антеннах, нагруженных на согласованную нагрузку. К таким антеннам относятся V- и λ -образные антенны. Режим бегущих волн существует в разомкнутых антеннах, к которым относятся как проволочные, так и вибраторные антенны. Они в некоторой степени эквивалентны длинным линиям, имеющим узел тока на конце.

4.2. ПОЛЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ

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

Задача нахождения поля излучения линейной АР разделяется на два этапа.

На первом этапе по известному типу антенны, ее геометрическим параметрам и способу возбуждения определяют распределение тока по антенне. На втором этапе по известному распределению тока находят поле излучения антенны и рассчитывают ее радиотехнические характеристики и параметры.

Поле, излученное идеальным проводником, должно удовлетворять уравнениям Максвелла:

$$\begin{cases} \operatorname{rot} \dot{\vec{E}} = -j \cdot \omega \cdot \mu_a \cdot \dot{\vec{H}}; \\ \operatorname{rot} \dot{\vec{H}} = j \cdot \omega \cdot \epsilon_a \cdot \dot{\vec{E}}. \end{cases} \quad (4.1)$$

При этом проводник, возбуждаемый источником ЭДС, имеет такое распределение токов на поверхности, что выполняется идеальное граничное условие о равенстве нулю тангенциальной составляющей напряженности электрического поля на поверхности проводника: $E_\tau = 0$. Для тонких проводников конечной толщины распределение тока вдоль проводника $\dot{I}(z)$ может быть найдено из граничного условия, при этом неизвестная функция распределения тока находится под знаком интеграла. Такое уравнение называется интегральным, причем, как правило, аналитического его решения в большинстве случаев не имеется. Однако если поверхность проводника близка к координатной поверхности какой-либо системы координат, то можно получить приближенное решение интегрального уравнения в виде сходящегося степенного ряда. Необходимое количество членов ряда, которые нужно учитывать, тем больше, чем больше толщина проводни-

ка. К таким поверхностям относятся сильно вытянутые сфероиды и цилиндры. Так, в результате решения интегральных уравнений было установлено, что для тонких линейных антенн, работающих в режиме бегущих волн, закон распределения амплитуды тока вдоль проводника приближенно можно считать постоянным, а закон распределения фазы — линейным, с постоянным отставанием фазы по антенне, что обусловлено фазовой скоростью распространения ЭМВ вдоль антенны. Для тонких линейных антенн, работающих в режиме стоячих волн, закон распределения амплитуды тока вдоль проводника можно считать синусоидальным с узлом тока на конце антенны. При этом получающиеся результаты вполне удовлетворяют требованиям, предъявляемым к инженерным расчетам.

Задача определения поля излучения по заданному закону распределения токов (зарядов) сводится к решению уравнения запаздывающих потенциалов, выраженного через вектор Герца [12]:

$$\dot{\vec{r}} = \frac{1}{j \cdot 4 \cdot \pi \cdot \omega \cdot \epsilon_a} \cdot \int_V \dot{\vec{J}} \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot r}}{r} \cdot dV, \quad (4.2)$$

где $\dot{\vec{J}}$ — вектор плотности тока проводимости; $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число. Интегрирование в (4.2) ведется по объему V , в котором существует ток проводимости.

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

$$\begin{cases} \dot{\vec{E}} = k^2 \cdot \dot{\vec{r}} + \text{grad div}(\dot{\vec{r}}); \\ \dot{\vec{H}} = j \cdot \omega \cdot \epsilon_a \cdot \text{rot}(\dot{\vec{r}}). \end{cases} \quad (4.3)$$

Дифференцирование в (4.3) производится по координатам точки наблюдения.

Выразим первое уравнение (4.3) в сферической системе координат. При этом учтем, что нас интересуют характеристики поля в дальней зоне антенны (где $\dot{\vec{r}}_r = 0$)

и то, что в точке наблюдения нет собственных источников поля ($\text{grad div } \vec{\Gamma}_r = 0$); тогда его можно представить в следующем виде:

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

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

Считая провод прямолинейным, круглого сечения, совместим центр прямоугольной системы координат XYZ с серединой провода (рис. 4.1).

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

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

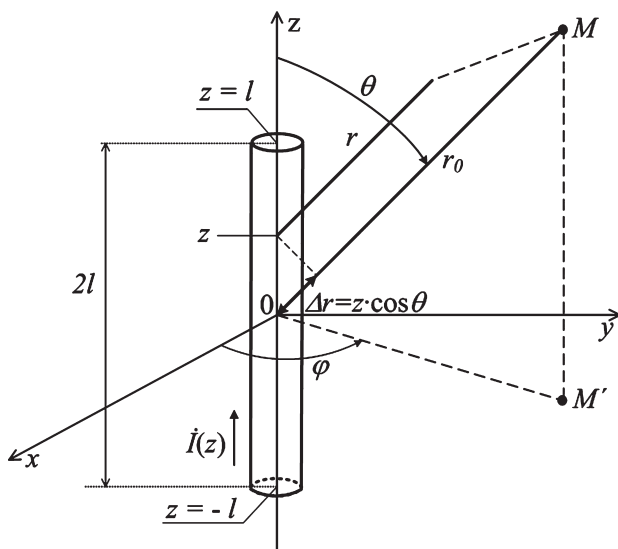


Рис. 4.1
Поле излучения линейной антенны

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

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

$$\int_S \vec{J} \cdot d\vec{S} = \dot{I}(z). \quad (4.6)$$

Для дальней зоны расстояние до точки наблюдения:

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

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

Из рисунка 4.1 видно, что в сферической системе координат при данном расположении провода и вследствие его симметрии относительно оси OZ вектор \vec{I} имеет единственную составляющую \vec{I}_θ . Поэтому с учетом (4.5)–(4.7) выражение (4.2) примет вид

$$\dot{\vec{I}} = \dot{I} \cdot \vec{e}_\theta = \frac{1}{j \cdot 4 \cdot \pi \cdot \omega \cdot \varepsilon_a} \cdot \vec{e}_z \cdot \vec{e}_\theta \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot r_0}}{r_0} \cdot \int_{z=-l}^{z=l} \dot{I}(z) \cdot e^{j \cdot k \cdot z \cdot \cos\theta} dz. \quad (4.8)$$

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

$$\dot{E}_\theta = k^2 \cdot \dot{I}_\theta = \omega^2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \mu_0 \cdot \dot{I}_\theta = \frac{\omega \cdot \mu_a}{j \cdot 4 \cdot \pi} \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot r_0}}{r_0} \cdot F(\theta), \quad (4.9)$$

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

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

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

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

- фазовый фронт волны представляет собой сферу, имеющую центр в геометрическом центре провода. Это и есть фазовый центр антенны;
- выражение (4.10) характеризует направленные свойства провода и представляет собой запись теоремы перемножения. Первый сомножитель — ДН элемента непрерывной АР (вибратора Герца), $F_0(\theta) = -\sin\theta$, второй — множитель непрерывной прямолинейной АР с законом распределения тока вдоль нее $\dot{I}(z)$.

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

$$E_0 = \frac{\omega \cdot \mu_a}{4 \cdot \pi} \cdot \sin\theta \cdot \left| \int_{z=-l}^{z=l} \dot{I}(z) \cdot e^{j \cdot k \cdot z \cdot \cos\theta} dz \right|. \quad (4.11)$$

4.3. ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕНН

ДН линейной антенны с бегущей волной тока

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

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

где $k' = \omega/V_\phi$ — коэффициент распространения ЭМВ вдоль провода.

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

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

где $\xi = k'/k$ — коэффициент замедления ЭМВ в проводе.

В выражении (4.13), согласно теореме перемножения ДН, первый сомножитель есть ДН одиночного элемента АР — вибратора Герца, а второй — множитель непрерывной линейной АР. Его можно записать в виде (3.55).

Этот множитель всегда имеет только один главный максимум нулевого порядка, причем если $\xi = 1$, то главный лепесток множителя ориентирован вдоль оси провода ($\theta = 0^\circ$). В то же время ДН вибратора Герца имеет максимум, ориентированный перпендикулярно оси провода, т. е. при $\theta = 90^\circ$. Тогда направление главного лепестка ДН провода будет определяться пересечением множителя и ДН вибратора Герца. В общем случае максимум ДН провода будет располагаться под некоторым углом $\theta_{гр}$ к его оси (рис. 4.2).

Из выражения (4.13) следует, что вид ДН провода зависит от его длины в длинах волн. Так как угол θ изменяется в пределах от 0 до 180° , то ему соответствует изменение обобщенной угловой координаты $0 \leq U_1 \leq kL$.

Если длина провода $L \leq \lambda/2$, то $0 \leq U_1 \leq \pi$ и ДН будет содержать один главный лепесток, боковых лепестков не будет (рис. 4.2а). Если длина провода $L < \lambda$, то $0 \leq U_1 \leq 2\pi$, поэтому в ДН провода будет и первый боковой лепесток (рис. 4.2б). Кроме этого, увеличение длины провода приведет к сужению главного лепестка ДН и сильнейшему его прижатию к оси провода.

Аналогичным образом влияет на вид ДН провода увеличение коэффициента замедления ξ : при $\xi > 1$ максимум ДН прижимается к проводу.

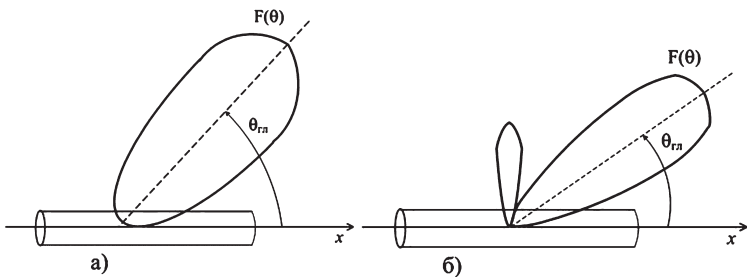


Рис. 4.2

ДН линейной антенны с бегущей волной тока:

а — $L < \lambda/2$; б — $\lambda/2 < L < \lambda$.

Диаграмма направленности линейной антенны со стоячей волной тока

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

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

где I_m — значение тока в пучности.

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

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

Из (4.15) следует, что ДН антенны определяется ее электрическими размерами kL (рис. 4.3).

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

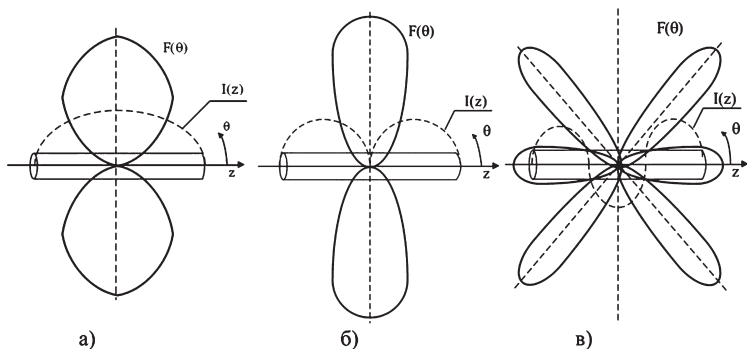


Рис. 4.3

ДН линейной антенны со стоячей волной тока:

а — $L = \lambda/2$; б — $L = \lambda$; в — $L = 1,5\lambda$.

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

В данном случае ДН имеет один максимум, ориентированный перпендикулярно оси провода при $\theta = 90^\circ$ (рис. 4.3а);

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

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

Из сравнения (4.17) и (4.16) следует, что ДН волновой антенны будет более узкой по сравнению с ДН полуволновой, максимум главного лепестка по-прежнему будет направлен по нормали к оси антенны при $\theta = 90^\circ$ (рис. 4.3б).

Дальнейшее увеличение длины провода приводит к появлению вдоль него участков с несинфазным током, что усложняет вид ДН. Она становится многолепестковой, и максимумы главных лепестков уже не будут ориентированы перпендикулярно оси провода. В качестве примера на рисунке 4.3в представлена ДН антенны, длина которой $L = 1,5\lambda$. Вдоль нее укладываются три полуволны тока.

Таким образом:

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

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Дайте определение линейной антенны, перечислите их типы.
2. Что представляет собой распределение амплитуды и фазы тока вдоль линейной антенны, работающей в режиме бегущих волн?

3. Что представляет собой распределение амплитуды и фазы тока вдоль линейной антенны, работающей в режиме стоячих волн?
4. Запишите выражение для ДН линейной антенны и поясните его.
5. Почему поле излучения линейной антенны в дальней зоне не зависит от азимутального угла ϕ сферической системы координат?
6. Запишите выражение для ДН линейной антенны в режиме бегущих волн и поясните его.
7. От чего зависит ориентация в пространстве главного лепестка ДН линейной антенны, работающей в режиме бегущих волн?
8. Чем определяется количество главных лепестков ДН линейной антенны в режиме бегущих волн?
9. Запишите выражение для ДН линейной антенны в режиме стоячих волн и поясните его.
10. Как влияет на ДН линейной антенны, работающей в режиме стоячих волн, увеличение ее длины в масштабе длин волн (электрической длины)?

ОСНОВЫ ТЕОРИИ АПЕРТУРНЫХ АНТЕНН

5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ, МЕТОДЫ РАСЧЕТА ПОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ АПЕРТУРНЫХ АНТЕНН

Апертурные антенны — это антенны, у которых излучение (или прием) электромагнитной энергии осуществляется через некоторую воображаемую поверхность (апертуру) антенны, представляемую в виде плоскости, размеры которой обычно много больше длины волны. Различают следующие типы апертурных антенн: рупорные; зеркальные; линзовые; открытые концы волноводов; антенны поверхностных волн.

В общем случае апертурная антенна представляет собой металлическое тело с внешней (S_1) и внутренней (S_2) поверхностями. Первичным источником электромагнитных волн является некоторый возбудитель (рис. 5.1).

На поверхностях S_1 и S_2 за счет поля излучения возбудителя наводятся высокочастотные поверхностные токи, поэтому ЭМП в дальней зоне представляет собой сумму полей самого возбудителя и полей, переизлучаемых поверхностями S_1 и S_2 .

Существуют два метода нахождения поля излучения апертурной антенны — метод поверхностных токов и апертурный метод.

В первом методе поле излучения антенны определяется в два этапа. На первом этапе по известному типу антенны, ее геометрии

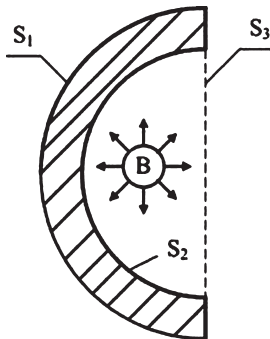


Рис. 5.1
Конструкция апертурной антенны

ческим параметрам и способу возбуждения решается внутренняя задача теории антенн — находится распределение поверхностных токов на S_1 и S_2 . При этом полагают, что поверхности S_1 и S_2 состоят из множества элементарных вибраторов (Герца). На втором этапе решается внешняя задача теории антенн — по найденному распределению токов на поверхностях S_1 и S_2 производится интегрирование этих токов. Поэтому данный метод и называется методом поверхностных токов. Этот метод дает точный результат, но из-за большого количества вибраторов Герца на поверхностях S_1 и S_2 он является очень сложным и в инженерной практике находит ограниченное применение.

Апертурный метод основан на известном из физики принципе Гюйгенса — Френеля: поле в раскрыве, являясь источником излучения, полностью определяет характеристики поля в дальней зоне. В этом методе задача определения поля излучения также решается в два этапа. На первом этапе по известному типу антенны, ее геометрическим параметрам и способу возбуждения решается внутренняя задача теории антенн — находится распределение амплитуды и фазы поля $\dot{E}_s(x, y)$ в апертуре антенны (на поверхности S_3). При этом полагают, что поверхность S_3 состоит из множества элементарных поверхностных излучателей (элементов Гюйгенса). На втором этапе решается внешняя задача теории антенн — по найденному амплитудно-фазовому распределению поля в апертуре производят интегрирование этого поля. Этот метод дает приемлемую для инженерных расчетов точность в пределах главного лепестка ДН и ближайших боковых лепестков. Погрешности расчетов обусловлены тем, что в этом методе не учитывается вклад в поле излучения поверхностных токов, протекающих по поверхности S_3 . Однако он является более простым, чем метод поверхностных токов, поэтому нашел широкое применение в инженерной практике.

В теории апертурных антенн при решении внутренней задачи для определения фазового распределения поля в раскрыве используют законы геометрической оптики. Они учитывают изменение фазы ЭМВ при ее распростра-

нении в различных направлениях раскрыва антенны. При этом предполагается, что длина волны по сравнению с препятствиями на ее пути пренебрежимо мала, что дает возможность не учитывать краевые эффекты. Применительно к теории апертурных антенн это условие выполняется, так как по определению размеры раскрыва апертурной антенны должны быть

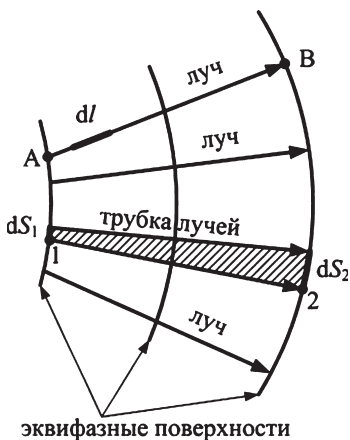


Рис. 5.2
Распространение ЭМВ в узкой
трубке лучей

много больше длины волны.

В геометрической оптике пользуются представлением об узкой трубке лучей, внутри которой распространяется ЭМВ, причем в каждой точке пространства ось трубки направлена по нормали к эквифазной поверхности (рис. 5.2).

Пусть ЭМВ распространяется в среде с коэффициентом преломления $n = c/V_{\phi}$.

Если среда однородная, то ЭМВ распространяется прямолинейно, т. е. лучи не искривляются. Если среда

неоднородная, то лучи искривляются, т. е. ЭМВ распространяется непрямолинейно.

Рассмотрим отрезок dl вдоль луча АВ. Величина $n \cdot dl$ называется *оптической длиной пути* и обозначается как $dL = n \cdot dl$.

$$dL = \frac{c}{V_{\phi}} \cdot dl = c \cdot dt, \quad (5.1)$$

где $dt = dl/V_{\phi}$ — время, в течение которого фронт ЭМВ проходит путь dl со скоростью V_{ϕ} . Величина $c \cdot dt$ — путь, проходимый ЭМВ в свободном пространстве за время dt .

Таким образом, *оптическая длина пути* в некоторой среде есть путь, который волна проходит в свободном пространстве за тот же промежуток времени, что и в данной среде. Для определения оптического пути между точка-

ми A и B одного луча в данной среде необходимо вычислить интеграл

$$L = \int_A^B n \cdot dl. \quad (5.2)$$

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

Следствием принципа Ферма являются:

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

Таким образом, фазу ЭМВ, прошедшей в данной среде путь L от точки A до точки B , можно определить как произведение волнового числа (для данной среды) на пройденный волной путь L :

$$\Psi_{AB} = \frac{2\pi}{\Lambda} \cdot \int_A^B n \cdot dl = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot L. \quad (5.3)$$

Это выражение используется для определения фазового распределения поля в раскрыве апертурной антенны. Здесь $k = 2\pi/\Lambda$, $\Lambda = \lambda/n$.

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

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

$$\Pi_1 \cdot dS_1 = \Pi_2 \cdot dS_2. \quad (5.4)$$

Выражая плотность потока мощности через напряженность электрического поля, учитывая, что $\Pi = E^2 / (240\pi)$, а $dP = \Pi \cdot dS$, можно получить

$$E_B = \sqrt{240\pi \cdot \frac{dP}{dS_2}}, \quad (5.5)$$

где dP — мощность в трубке лучей.

Таким образом, используя последнее выражение, можно определить напряженность поля в любой точке, в том числе и на раскрыве апертурной антенны. Если площадь поперечного сечения трубки лучей увеличивается, то плотность потока мощности в этом сечении уменьшается и, следовательно, амплитудное распределение поля в раскрыве апертурной антенны становится более равномерным. При уменьшении площади поперечного сечения трубки — наоборот.

5.2. ПОЛЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ПЛОСКОГО РАСКРЫВА, ЕГО ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

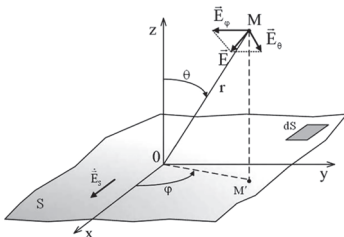


Рис. 5.3
Поле излучения плоского раскрыва

Большинство апертурных антенн имеют плоский раскрыв. Рассмотрим поле излучения плоского раскрыва произвольной формы, лежащего в плоскости XOY (рис. 5.3).

Будем считать, что амплитудно-фазовое распределение поля по раскрыву \vec{E}_S известно. Для простоты рассуждений полагаем поляризацию линейной, причем вектор \vec{E}_S всюду параллелен оси OX . Выберем на раскрыве прямоугольную площадку $dS = dx \cdot dy$. Ее можно рассматривать как излучатель Гюйгенса, и поэтому составляющие электрического поля в дальней зоне излучаемой им ЭМВ будут равны:

$$\begin{cases} d\dot{E}_\theta = j \frac{\dot{E}_S}{\lambda \cdot r'} \cdot e^{-j \cdot k \cdot r'} \cdot \frac{1 + \cos \theta'}{2} \cdot \cos \varphi' dS; \\ d\dot{E}_\varphi = -j \frac{\dot{E}_S}{\lambda \cdot r'} \cdot e^{-j \cdot k \cdot r'} \cdot \frac{1 + \cos \theta'}{2} \cdot \sin \varphi' dS. \end{cases} \quad (5.6)$$

Здесь r' , θ' , φ' — координаты точки M при условии, что начало системы координат находится в центре площадки. Выражения (5.6) справедливы, если волновое сопротивление среды для ЭМВ, набегающей от источника на раскрыв, $W_0 = 120 \text{ Ом}$.

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

Результирующие составляющие поля в дальней зоне, создаваемые всем раскрывом, определяются путем интегрирования исходных компонент в (5.6):

$$\begin{cases} \dot{E}_\theta = j \cdot \frac{1 + \cos\theta}{2\lambda \cdot r_0} \cdot \cos\varphi \cdot \int_S \dot{E}_S \cdot e^{-j \cdot k \cdot r'} \cdot dS; \\ \dot{E}_\varphi = -j \cdot \frac{1 + \cos\theta}{2\lambda \cdot r_0} \cdot \sin\varphi \cdot \int_S \dot{E}_S \cdot e^{-j \cdot k \cdot r'} \cdot dS. \end{cases} \quad (5.7)$$

Из выражений (5.2) следует:

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

Диаграмма направленности плоского раскрыва

Определим амплитуду поля:

$$E = \sqrt{E_\theta^2 + E_\varphi^2}, \quad (5.8)$$

где E_θ и E_φ — амплитуды меридиональной и азимутальной составляющих электрического поля плоского раскрыва, которые можно определить, учитывая (5.7):

$$\begin{cases} E_0 = |\dot{E}_0| = \frac{1 + \cos\theta}{2\lambda \cdot r_0} \cdot \cos\varphi \cdot \left| \int_S \dot{E}_S \cdot e^{-j \cdot k \cdot r'} \cdot dS \right|; \\ E_\varphi = |\dot{E}_\varphi| = \frac{1 + \cos\theta}{2\lambda \cdot r_0} \cdot \sin\varphi \cdot \left| \int_S \dot{E}_S \cdot e^{-j \cdot k \cdot r'} \cdot dS \right|. \end{cases} \quad (5.9)$$

Подставляя (5.9) в (5.8), получим

$$E(\theta, \varphi) = \frac{1 + \cos\theta}{2\lambda \cdot r_0} \cdot \left| \int_S \dot{E}_S \cdot e^{-j \cdot k \cdot r'} \cdot dS \right|. \quad (5.10)$$

Согласно определению, в ДН входят те выражения, которые показывают зависимость амплитуды напряженности поля от угловых координат, тогда из (5.10) найдем ДН плоского раскрыва:

$$F(\theta, \varphi) = F(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \left| \int_S \dot{E}_S \cdot e^{-j \cdot k \cdot r'} \cdot dS \right|. \quad (5.11)$$

Из выражения (5.11) следует:

- ДН зависит только от угла θ (от угла отклонения направления на точку M от оси OZ , которая перпендикулярна плоскости раскрыва);
- выражение (5.11) представляет собой запись теоремы перемножения, первый сомножитель его определяет собой ДН элементарного излучателя Гюйгенса, а второй сомножитель — множитель непрерывной плоской АР.

Таким образом, для расчета ДН апертурных антенн можно использовать теорию плоских непрерывных АР.

Коэффициент направленного действия

По определению, КНД в направлении максимума излучения

$$D_0 = \frac{\Pi_{\max}}{\Pi_\Omega}, \quad (5.12)$$

где $\Pi_{\max} = E_{\max}^2 / 240\pi$ — плотность потока мощности в максимуме ДН антенны.

Напряженность поля E_{\max} определим из (5.10) при условии, что $\theta = 0^\circ$ (максимум излучения синфазно возбуждаемой апертуры направлен по нормали к ней):

$$E_{\max} = E(\theta = 0^\circ) = \frac{1}{\lambda \cdot r_0} \cdot \left| \int_S \dot{E}_S \cdot dS \right|. \quad (5.13)$$

Для изотропной антенны:

$$\Pi_\Theta = \frac{P_{\Sigma\dot{Y}}}{4 \cdot \pi \cdot r_0^2}, \quad (5.14)$$

где мощность излучения эталонной антенны определяется выражением

$$P_{\Sigma\dot{Y}} = \int_S \Pi_S \cdot dS = \int_S \frac{|\dot{E}_S|^2}{240\pi} \cdot dS. \quad (5.15)$$

Тогда, подставляя (5.15) в (5.14), можно получить

$$\Pi_\Theta = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot r_0^2} \cdot \frac{1}{240\pi} \cdot \int_S |\dot{E}_S| \cdot dS. \quad (5.16)$$

Подставляя (5.16) в исходное выражение для КНД (5.12), получим

$$D_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \frac{\left| \int_S \dot{E}_S \cdot dS \right|^2}{\int_S |\dot{E}_S|^2 \cdot dS} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_{\text{эфф}}. \quad (5.17)$$

Второй множитель в (5.17) показывает, насколько эффективно используется раскрыв антенны при данном виде ее возбуждения. Он называется *эффективной площадью раскрыва* $A_{\text{эфф}}$.

Обозначим $A_{\text{эфф}} = Sq$, где $q \leq 1$ — коэффициент использования площади (КИП).

Тогда выражение для КНД апертурной антенны (5.17) примет вид

$$D_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot S \cdot q. \quad (5.18)$$

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

5.3. ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ПРЯМОУГОЛЬНОГО СИНФАЗНОГО РАСКРЫВА

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

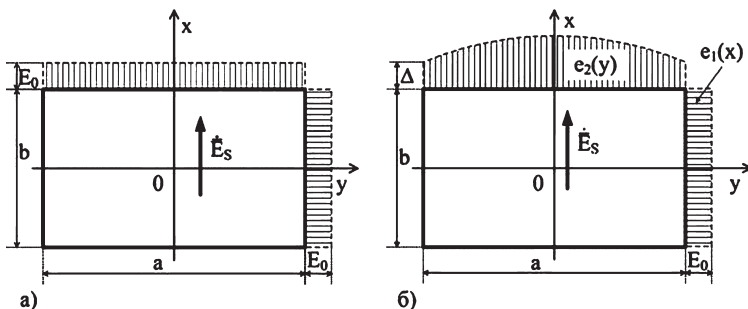


Рис. 5.4

Распределение амплитуды ЭМП по поверхности синфазного раскрыва прямоугольной формы:

a — равномерное амплитудное распределение; b — неравномерное разделяющееся амплитудное распределение.

Равномерное амплитудное распределение

В этом случае $\vec{E}_S(x, y) = E_0 = \text{const}$ (рис. 5.4а).

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

Проинтегрировав выражения (5.7), можно получить

$$F_{\theta}(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \frac{\sin\left(\frac{k \cdot b}{2} \cdot \sin\theta\right)}{\frac{k \cdot b}{2} \cdot \sin\theta}. \quad (5.19)$$

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

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

Проинтегрировав выражения (5.7), можно получить

$$F_{\varphi}(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \frac{\sin\left(\frac{k \cdot a}{2} \cdot \sin\theta\right)}{\frac{k \cdot a}{2} \cdot \sin\theta}. \quad (5.20)$$

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

Анализ полученных выражений позволяет заключить, что второй сомножитель является множителем непрерывной линейной АР в соответствующей плоскости. Этот множитель в основном и определяет направленные свойства раскрыва. Его можно представить в виде $F_c(U) = \sin U/U$, где U — обобщенная угловая координата. Первый же сомножитель в полученных выражениях представляет собой ДН излучателя Гюйгенса.

Ширина ДН определяется соотношением размеров раскрыва к длине волны:

$$2\theta_{0,5}^E = 51 \cdot \frac{\lambda}{b}, [\text{град}]; \quad 2\theta_{0,5}^E = 51 \cdot \frac{\lambda}{a}, [\text{град}]. \quad (5.21)$$

КНД определяется соотношением

$$D_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot a \cdot b. \quad (5.22)$$

Неравномерное амплитудное разделяющееся распределение

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

$$E_S(x, y) = E_0 e_1(x) e_2(y), \quad (5.23)$$

где E_0 — амплитуда напряженности поля в центре раскрыва; $e_1(x)$ и $e_2(y)$ — нормированные функции, описывающие распределение поля вдоль осей OX и OY соответственно (рис. 5.4б).

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

$$e_2(y) = \Delta + (1 - \Delta) \cdot \cos \frac{\pi \cdot y}{a}. \quad (5.24)$$

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

Выполнив интегрирование выражения (5.7) при заданных условиях, можно получить следующие выражения для ДН:

- в плоскости XOZ (E -плоскости) — выражение, аналогичное (5.19);
- в плоскости YOZ (H -плоскости):

$$F_\phi(\theta) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \times \left[\Delta \cdot \frac{\sin\left(\frac{k \cdot a}{2} \cdot \sin \theta\right)}{\frac{k \cdot a}{2} \cdot \sin \theta} + \frac{\pi}{2} \cdot (1 - \Delta) \cdot \frac{\cos\left(\frac{k \cdot a}{2} \cdot \sin \theta\right)}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - \left(\frac{k \cdot a}{2} \cdot \sin \theta\right)^2} \right]. \quad (5.25)$$

Таким образом, форма ДН определяется видом амплитудного распределения поля по раскрыву апертурной антенны. Ширина ДН зависит не только от размеров антенны, но и от степени спада амплитуды поля к краям раскрыва (от величины Δ):

$$2\theta_{0,5} = m \cdot \frac{\lambda}{a}, \text{ [град]}, \quad (5.26)$$

где $m = m(\Delta)$ — коэффициент, зависящий от степени спада амплитуды поля к краям раскрыва (рис. 5.5).

Если $\Delta = 1$, то реализуется равномерный закон распределения амплитуды поля по раскрыву антенны, при этом

$m = 51^\circ$; если $\Delta = 0$, то реализуется косинусоидальный закон распределения амплитуды поля по раскрыву антенны, при этом $m = 68^\circ$.

Таким образом, при использовании спадающих к краям раскрыва антенны амплитудных распределений происходит расширение главного лепестка ДН, уменьшение КИП и ЭПР, а также уменьшается уровень боковых лепестков ДН. Следовательно, выбор и реализация амплитудного распределения являются задачей оптимизации параметров антенны по заданному критерию.

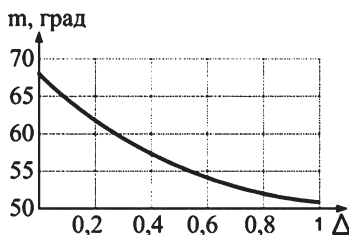


Рис. 5.5

Зависимость коэффициента m от величины pedestala

5.4. ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ КРУГЛОГО СИНФАЗНОГО РАСКРЫВА

Пусть антенна имеет круглый раскрыв радиуса a с синфазным распределением поля. Электрический вектор \dot{E}_S полагаем всюду на раскрыве параллельным оси Ox (рис. 5.6). Для круглого раскрыва распределение поля по раскрыву более удобно выражать не в прямоугольной, а в полярной системе координат. В ней элемент поверхности $dS = r_S d\varphi_S dr_S$, где r_S и φ_S — координаты элемента на раскрыве. Характер распределения амплитуды поля по раскрыву в общем случае описывается функцией двух переменных $\dot{E}_S(r_S, \varphi_S)$. Но так как на практике в антеннах с такой формой раскрыва используют осесимметричные амплитудные распределения (не зависящие от угла φ_S), то указанная функция зависит лишь от одной переменной — $\dot{E}_S(r_S)$.

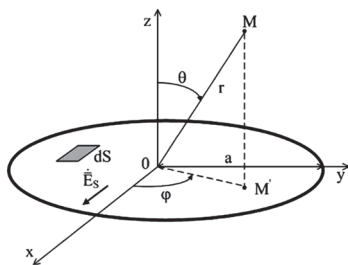


Рис. 5.6

Поле излучения круглого раскрыва

Если амплитудное распределение по раскрыву равномерное, то ДН будет описываться выражением

$$F(\theta) = (1 + \cos\theta) \cdot \frac{J_1(k \cdot a \cdot \sin\theta)}{k \cdot a \cdot \sin\theta}, \quad (5.27)$$

где $J_1(U)$ — функция Бесселя первого рода первого порядка; $U = k a \sin\theta$ — обобщенная угловая координата.

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

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

5.5. ВЛИЯНИЕ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА ФОРМУ ДН ПЛОСКОГО РАСКРЫВА

Выше рассматривались раскрывы с синфазным распределением поля. В них максимум излучения направлен по нормали к плоскости раскрыва. Однако на практике необходимы антенны и с отклоненным от нормали к плоскости раскрыва главным лепестком. Кроме того, в ряде случаев необходимо создавать ДН с расширенным главным лепестком сложной формы. Выполнение этих задач требует использования несинфазных раскрывов. Помимо этого, фазовые искажения появляются из-за неточного конструктивного исполнения антенны в процессе массового производства, а также из-за деформации в процессе ее эксплуатации под влиянием внешних факторов, например температуры.

В общем случае фазовое распределение поля по раскрыву можно представить в виде функции $\psi(x_S, y_S)$. Считая, что распределение является разделяющимся, представим его как функцию одной линейной координаты, например $\psi(x_S)$.

Фазовое распределение любого вида можно представить в виде степенного ряда:

$$\psi(x_S) = a_1 \cdot x_S + a_2 \cdot x_S^2 + \dots + a_n \cdot x_S^n + \dots, \quad (5.28)$$

где a_1, a_2, \dots, a_n — постоянные коэффициенты. Если все эти коэффициенты равны нулю, то раскрыв является синфазным.

Произведем оценку влияния каждого слагаемого (5.28) на форму ДН.

Линейный закон изменения фазы $\psi(x_s) = a_1 \cdot x_s$

В этом случае происходит отклонение максимума главного лепестка ДН относительно нормали к плоскости раскрыва антенны на угол $\theta_{гр} = \arcsin(a_1/k)$ в сторону края, где наблюдается отставание фазы. Отклонение лепестка сопровождается его расширением и уменьшением КНД антенны (рис. 5.7а).

Квадратичный закон изменения фазы $\psi(x_s) = a_2 \cdot x_s^2$

Если произвести точные расчеты с использованием выражения (5.11), то ДН такой антенны будет выражаться через интегралы Френеля. Анализ методом сравнения говорит о том, что по сравнению с синфазным раскрывом происходит расширение главного лепестка и рост боковых лепестков (рис. 5.7б). Так как второе слагаемое распределения (5.28) симметрично относительно центра раскрыва, то нарушения симметрии ДН не происходит. С ростом несинфазности заметно падает КНД раскрыва. Влияние фазовой ошибки (отклонения от синфазности) невелико, если на краю раскрыва она не превышает $\pi/4$.

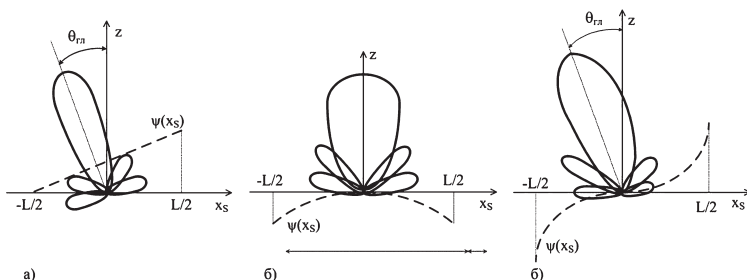


Рис. 5.7

Влияние фазовых искажений на форму ДН:

а — линейное изменение фазы; б — квадратичное изменение фазы; в — кубическое изменение фазы.

Кубический закон изменения фазы $\psi(x_S) = a_1 \cdot x_S^3$

Так как данная функция несимметрична, то при изменении фазы по кубическому закону главный лепесток ДН не только расширяется, но и отклоняется в сторону отставания фазы. Вместе с этим нарушается симметрия ДН. Уровень боковых лепестков в направлении отклонения ДН становится выше, а в другом направлении — ниже (рис. 5.76).

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

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Дайте определение апертурной антенны и перечислите их типы.
2. От чего зависят ДН и КНД плоского раскрыва?
3. Как влияет неравномерность амплитудного и несинфазность фазового распределений на ЭПР и КИП плоского раскрыва?
4. От чего зависит ширина ДН в главных плоскостях прямоугольного синфазного раскрыва?
5. От чего зависят ДН и КНД круглого раскрыва с равномерным амплитудным распределением?
6. От чего зависит ширина ДН круглого синфазного раскрыва?
7. Как зависит ДН апертурной антенны от закона изменения фазы поля в раскрыве?
8. Как изменяется ДН антенны при случайном изменении фазы поля в раскрыве?

ВИБРАТОРНЫЕ АНТЕННЫ

Исторически такие антенны использовались первыми, так как с конструктивной точки зрения являются простейшими. В настоящее время вибраторные антенны представляют собой отрезки провода или металлические стержни определенной длины. Они широко применяются на практике в диапазонах от километровых до дециметровых волн. Чаще всего используются в связных радиостанциях, а также в системах радиотехнического обеспечения полетов.

Вибраторные антенны относятся к классу линейных антенн. В соответствии с теорией таких антенн для расчета их поля излучения и основных характеристик и параметров необходимо знать закон распределения тока вдоль антенны $\dot{I}(z)$.

6.1. СИММЕТРИЧНЫЕ ВИБРАТОРЫ

6.1.1. Общие сведения о симметричных вибраторах

Симметричный вибратор (СВ) — вибратор в виде двух симметрично расположенных в одной плоскости проводников одинаковой длины, к примыкающим концам которых подводится фидер. СВ, оси проводников которого располагаются на одной прямой, называют линейным.

Как следует из конструкции СВ, в нем распределение тока является симметричным относительно клемм питания, т. е. амплитуды и фазы тока в сечениях, отстоя-

щих от клемм питания на одинаковую величину, равны:
 $\dot{I}(z) = \dot{I}(-z)$.

Для того чтобы соблюдалась электрическая симметрия в такой антенне, необходимо выполнение следующих условий:

- оба плеча СВ по форме и размерам должны быть одинаковыми;
- они должны занимать одинаковые положения относительно поверхности нулевого потенциала (экрана, поверхности земли);
- питание вибратора должно быть симметричным, т. е. напряжения на клеммах (входных зажимах) должны быть равны по величине и иметь разную полярность (сдвинуты по фазе на 180°).

Симметричные вибраторы классифицируются по следующим признакам:

- *по электрической длине*: электрически короткий $2l \ll \lambda$; полуволновой $2l = \lambda/2$; волновой $2l = \lambda$;
- *по конструкции*: цилиндрический, петлевой, емкостной нагрузкой, биконический, вибратор-«бабочка».

Выбор фидера и способа питания симметричной вибраторной антенны зависит прежде всего от диапазона ее рабочих частот. При этом могут использоваться двухпроводная линия передачи, полосковая линия передачи или коаксиальный кабель. Если используется симметричная линия передачи (двухпроводная или симметричная полосковая), то она может непосредственно подключаться к зажимам вибратора. Если же в качестве фидера используется несимметричная линия передачи (коаксиальная или несимметричная полосковая), то необходимо использовать специальное симметрирующее устройство.

6.1.2. Распределение тока по длине симметричного вибратора

Поскольку вибраторная антенна относится к классу линейных антенн, то все ее характеристики и параметры можно определить, зная закон распределения тока вдоль антенны $I(z)$. Если толщина проводников вибратора много меньше его длины, то вибратор можно приближенно

считать бесконечно тонким и распределение тока в нем можно определить в результате решения интегрального уравнения. В этом случае закон распределения тока вдоль вибратора имеет вид сходящегося ряда:

$$\dot{I}(z) = j \frac{\dot{U}_A}{60\Omega} \cdot \left[\frac{\sin k(\ell - |z|) + \beta_1 / \Omega + \beta_2 / \Omega^2 + \dots}{\cos k\ell + \alpha_1 / \Omega + \alpha_2 / \Omega^2 + \dots} \right], \quad (6.1)$$

где $\Omega = 2ln(2l/a)$; a — радиус проводника вибратора; l — половина длины вибратора; α_n и β_n — комплексные коэффициенты, зависящие от длины вибратора в длинах волн. Число членов рядов в числителе и знаменателе (6.1), которые необходимо учитывать для получения распределения тока с необходимой точностью, зависит от параметра Ω , т. е. чем толще проводники вибратора, тем больше членов ряда необходимо использовать. Для бесконечно тонкого вибратора дробные члены рядов в (6.1) становятся пренебрежительно малыми по сравнению с синусом и косинусом и выражение для распределения тока принимает вид

$$\dot{I}(z) \approx j \frac{\dot{U}_A}{60\Omega} \cdot \frac{\sin k(\ell - |z|)}{\cos k\ell} = \dot{I}_n \cdot \sin k(\ell - |z|), \quad (6.2)$$

где \dot{I}_n — ток в пучности.

Из (6.2) следует, что распределение тока в бесконечно тонком вибраторе описывается законом стоячей волны с узлами на концах проводников и зависит от электрической длины вибратора $2l/\lambda$. Распределение тока в вибраторах конечной толщины отличается от синусоидального тем сильнее, чем толще проводники вибратора. Наиболее существенными отличиями являются отсутствие нулей и несинфазность тока по длине в пределах одной полуволны.

Соответственно напряжение по длине СВ распределено по закону:

$$\dot{U}(z) = \dot{U}_n \cdot \cos k(\ell - |z|), \quad (6.3)$$

где \dot{U}_n — напряжение в пучности вибратора.

Сравнивая (6.2) и (6.3), видим, что в сечении, где ток имеет пучность, напряжение равно нулю, и наоборот.

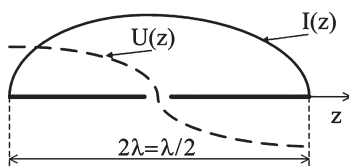


Рис. 6.1
Распределение тока
и напряжения вдоль СВ

Обычно размеры СВ определяют по отношению к длине волны. Наиболее распространенным является полуволновой СВ. Распределение тока и напряжения вдоль него имеет вид, изображенный на рисунке 6.1.

Для вибраторов различной электрической длины распределение токов будет зависеть от их размеров в длинах волн, что показано на рисунке 6.2.

У реальных вибраторов картина распределения тока вдоль их длины будет несколько иной. Это объясняется как процессом излучения электромагнитной энергии в СВ, так и тем, что погонные параметры у него по длине будут изменяться.

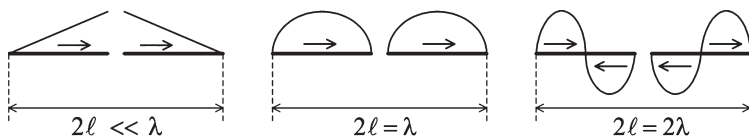


Рис. 6.2
Распределение тока вдоль вибраторов различной длины

Таким образом, более точным аналогом вибратора может считаться эквивалентный отрезок двухпроводной линии с равномерными по длине потерями. При этом ток в узлах не достигает нулевого значения (за исключением концов вибратора). А расстояние между соседними узлами стоячей волны тока немного меньше $\lambda/2$, так как фазовая скорость волны вдоль вибратора меньше скорости света.

Если $2l > \lambda$, то такой СВ становится несинфазным излучателем.

6.1.3. Поле излучения симметричного вибратора

Расположим симметричный вибратор вдоль оси OZ прямоугольной системы координат (рис. 6.3).

Точка M расположена в дальней зоне антенны, т. е. $r_0 \gg \lambda$.

В соответствии с теорией линейных антенн поле излучения СВ определяется по известному закону распределения тока:

$$\dot{E}(\theta, \varphi) = j \frac{30k}{r_0} F_0(\theta) \times e^{-j \cdot k \cdot r_0} \int_{-l}^{+l} \dot{I}(z) \cdot e^{j \cdot k \cdot z \cdot \cos \theta} dz, \quad (6.4)$$

где $F_0(\theta) = \sin \theta$ — диаграмма направленности вибратора Герца; r_0 — расстояние от центра СВ до точки наблюдения.

Подставляя в (6.4) распределение тока из (6.2), можем получить

$$\dot{E}(\theta, \varphi) = \dot{E}(\theta) = j \frac{60I_{\Pi}}{r_0} \cdot e^{j \cdot k \cdot r_0} \cdot \frac{\cos(k \cdot l \cdot \cos \theta) - \cos(k \cdot l)}{\sin \theta}. \quad (6.5)$$

Первый множитель данного выражения является амплитудным и показывает взаимосвязь напряженности поля с током в вибраторе и расстоянием до точки наблюдения. Второй множитель — фазовый множитель, он описывает геометрию фазового фронта волны в виде сферы с центром в геометрическом центре СВ. Последний множитель описывает направленные свойства СВ и является ненормированной диаграммой направленности (ДН).

Амплитуду напряженности поля вибратора можем найти из (6.5):

$$E(\theta) = \frac{60I_{\Pi}}{r_0} \cdot \frac{\cos(k \cdot l \cdot \cos \theta) - \cos(k \cdot l)}{\sin \theta}, \quad (6.6)$$

а ее максимальное значение при $\theta = \pi/2$ будет равно

$$E_{\max} = \frac{60I_{\Pi}}{r_0} \cdot (1 - \cos kl). \quad (6.7)$$

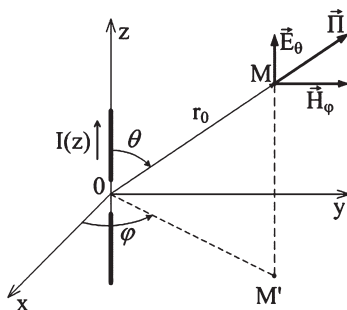


Рис. 6.3
Структура поля излучения симметричного вибратора

6.1.4. Основные характеристики и параметры симметричных вибраторов

Диаграмма направленности

Из выражения для напряженности поля (6.6) следует, что СВ имеет направленные свойства только в меридиональной E -плоскости. При этом максимум излучения будет соответствовать $\theta_{\max} = \pi/2$ и $f_{\max}(90^\circ) = 1 - \cos kl$. Тогда нормированная ДН будет иметь вид

$$F(\theta) = \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta (1 - \cos kl)}. \quad (6.8)$$

Необходимо отметить, что выражение (6.8) справедливо при $2l \leq 5\lambda/4$, так как при больших размерах вибратора ДН приобретает многолепестковый характер, что объясняется не синфазностью возбуждения разных участков антенны. При этом максимум ДН не будет ориентирован под углом $\theta = \pi/2$ и для получения нормированной ДН необходимо найти новый нормирующий множитель.

В азимутальной H -плоскости, т. е. вокруг СВ, направленные свойства отсутствуют и его ДН равна

$$F(\varphi) = 1. \quad (6.9)$$

Графическое изображение ДН симметричного вибратора при различных значениях его длины представлено на рисунке 6.4.

Если вибратор полуволновой, то

$$kl = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}$$

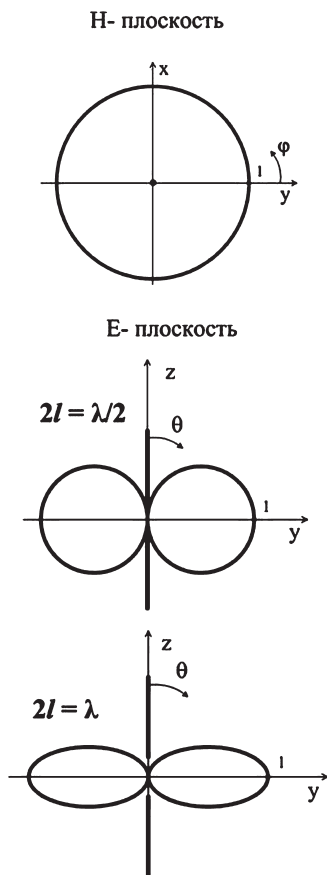


Рис. 6.4

ДН симметричного вибратора в главных плоскостях

и нормированная ДН из (6.8) описывается выражением

$$F(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta}. \quad (6.10)$$

Поляризационные свойства

Из рисунка 6.3 видно, что вектор \vec{E} поля, излучаемого СВ, расположен только в плоскости, проходящей через него, следовательно, он излучает ЭМП линейной поляризации. Положение плоскости поляризации и соответственно вид линейной поляризации задаются положением СВ в пространстве.

Коэффициент направленного действия. КНД можно найти из общего выражения путем подстановки выражения ДН для заданных размеров СВ. Для полуволнового вибратора он равен

$$D_0 = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{\pi} F^2(\theta) \sin\theta d\theta} = \frac{2}{\int_0^{\pi} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2} = 1,64. \quad (6.11)$$

Действующая длина

Для антенн линейного типа действующая длина определяется выражением

$$l_d = \frac{1}{I_A} \int_{-\ell}^{\ell} I(z) dz. \quad (6.12)$$

Из (6.2) найдем ток на входных зажимах СВ:

$$I_A = I(0) = I_{\Pi} \cdot \sin kl. \quad (6.13)$$

Подставляя (6.2) и (6.13) в (6.12), получим

$$l_d = \frac{\lambda}{\pi} \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{k\ell}{2}\right). \quad (6.14)$$

Для полуволнового СВ размер плеча $l = \lambda/4$. Следовательно, $l_d = \lambda/4$, или $l_d = 0,64 \cdot 2l$.

Сопротивление излучения

Наиболее часто сопротивление излучения определяется по отношению к пучности тока.

$$R_{\Sigma\Pi} = \int_0^{\pi} \frac{[\cos(kl \cos\theta) - \cos(kl)]^2}{\sin\theta(1 - \cos(kl))} d\theta. \quad (6.15)$$

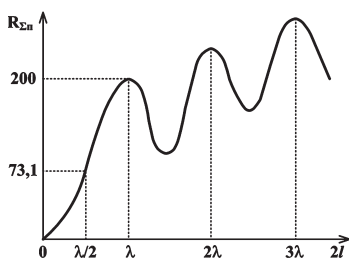


Рис. 6.5
Зависимость $R_{\Sigma\Pi}$ от
электрической длины вибратора

Данный интеграл не выражается через элементарные функции. Поэтому результат расчета по выражению (6.15) изобразим в виде графика, представленного на рисунке 6.5.

Как следует из рисунка, до величины $2l \leq \lambda$ сопротивление излучения возрастает с увеличением длины вибратора. Это объясняется синфазным возбуждением его отдельных частей. При $2l > \lambda$ появляются участки с противоположным направлением тока (с противофазным возбуждением). Это приводит к уменьшению сопротивления и мощности излучения. В целом, кривая $R_{\Sigma\Pi}$ имеет колебательный характер с максимальными значениями при четном числе и минимальными — при нечетном числе полуволн, укладываемых вдоль плеч вибратора.

Необходимо отметить, что сопротивление излучения $R_{\Sigma\Pi}$ для тонких вибраторов будет следующим:

- для полуволнового

$$R_{\Sigma\Pi} = 73,1 \text{ Ом};$$

- для волнового

$$R_{\Sigma\Pi} = 200 \text{ Ом}.$$

Для электрически коротких вибраторов сопротивление излучения можно определить по формуле, полученной для элементарного электрического вибратора:

$$R_{\Sigma} \approx 800(l/\lambda)^2.$$

Входное сопротивление

Оно по характеру является комплексным и равно отношению напряжения на входных зажимах к току питания:

$$\dot{Z}_A = \frac{\dot{U}_A(z=0)}{\dot{I}_A(z=0)} = R_A + jX_A. \quad (6.16)$$

Определим это сопротивление, считая, что активная мощность в антенне расходуется лишь на излучение и активная составляющая входного сопротивления $R_A \cong R_{\Sigma}$. Будем полагать, что реактивная составляющая входного сопротивления приближенно может быть равной аналогичному параметру эквивалентного отрезка длиной линии длиной l , разомкнутого на конце:

$$jX_A = -j\rho \cdot \operatorname{ctg}(kl), \quad (6.17)$$

где ρ — волновое сопротивление вибратора:

$$\rho = 120 \left(\ln \left[\frac{2l}{a} \right] - 1 \right).$$

В частности, для бесконечно тонкого полуволнового вибратора входное сопротивление равно $X_A = 0$; $\Rightarrow \Rightarrow \dot{Z}_A = R_A = R_{\Sigma\Pi} = 73,1$ Ом. Представляет большой интерес изменение входного сопротивления СВ при изменении частоты и значений ρ . На рисунке 6.6 показаны кривые $R_A = R_A(l/\lambda)$ и $X_A = X_A(l/\lambda)$.

Из рисунка видно, что при $2l = 0,5\lambda$ ($l/\lambda = 0,25$) и $2l = \lambda$ ($l/\lambda = 0,5$) имеют место резонансы. При этом $X_A = 0$. В первом случае резонанс последовательный, во втором — параллельный. Далее резонансы повторяются.

Реактивное сопротивление вибратора носит емкостный характер ($X_A < 0$) при $2l < 0,5\lambda$ и индуктивный характер ($X_A > 0$) при $0,5\lambda < 2l < \lambda$.

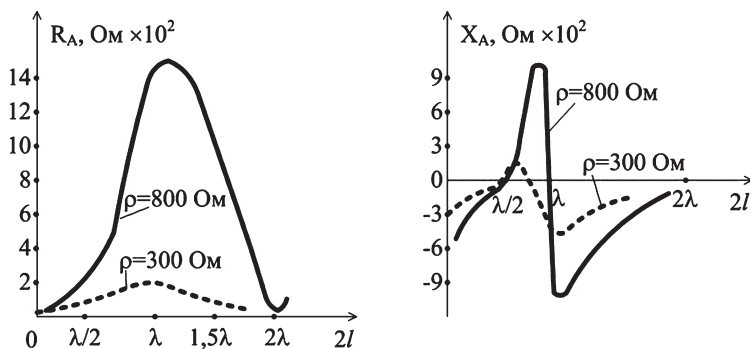


Рис. 6.6

Зависимость активной и реактивной составляющих входного сопротивления СВ от его электрической длины

Более точные расчеты показывают, что входное сопротивление тонкого полуволнового СВ равно $Z_A = 73,1 + j42,5 \text{ Ohms}$, причем активная составляющая практически не зависит от ρ . При этом $X_A \neq 0$. Фактически реактивное сопротивление обращается в нуль при длине вибратора $2l$, не точно равной $l/2$, а несколько меньшей (на 5–8%). Поэтому для точной настройки в резонанс длину вибратора необходимо несколько уменьшить. Чем толще вибратор, тем больше его необходимо укорачивать.

6.1.5. Широкополосные вибраторы

Основным фактором, определяющим полосу рабочих частот СВ, является изменение входного сопротивления при изменении частоты. Поэтому широкополосные вибраторы — это вибраторы с низким значением волнового сопротивления ρ (у них проводники утолщенные). При этом зависимости $R_A = f(l/\lambda)$ и $X_A = f(l/\lambda)$ изменяются более плавно, как это видно из рисунка 6.6. Поэтому для вибратора из толстых проводников гораздо в большей полосе частот можно обеспечить необходимое согласование с фидером, не прибегая даже к согласующим устройствам. При переходе на цилиндрическую форму плеч вибратора существенно увеличивается входная емкость, так как площадь поперечных сечений плеч, выходящих на зажимы, увеличивается. Чтобы избежать этого, входные части



Рис. 6.7
Широкополосные вибраторы

вибраторов выполняют в виде конусов. Если плечи СВ — конусы, то вибратор называют биконической антенной, которая изображена на рисунке 6.7.

При этом конус может быть как сплошным, так и выполнен из отдельных проводников, являющихся образующими конуса.

В плоском исполнении широкополосные вибраторы могут иметь плечи в виде трапеций или нескольких расходящихся полосок (рис. 6.7). Первый из них получил наименование вибратор-«бабочка», а второй — Ж-образный вибратор.

Наибольшее применение как самостоятельная антенна, так и в качестве составной части более сложных находит петлевой вибратор, предложенный А. А. Пистолькорсом в 1936 г. Он состоит из двух полуволновых укороченных СВ, включенных последовательно между собой (рис. 6.8).

При этом вдоль вибраторов устанавливается одинаковый закон распределения тока и напряжения. Расстояние между вибраторами выбирается малым по сравнению с длиной волны $d \approx 0,1\lambda$, поэтому ДН и КНД такого вибратора не отличаются от обычного полуволнового. Но по эффективности излучения петлевой вибратор эквивалентен полуволновому СВ с удвоенным значением тока в каждом сечении, в том числе и на зажимах, поэтому справедливо равенство: $R_{\Sigma \text{ ПЕТЛ. В}} = 4R_{\Sigma \text{ СИММ. В}}$. Таким образом, у петлевого вибратора $R_{\Sigma} = 4 \cdot 73,1 \approx 292 \text{ Ом}$, а с учетом потерь $R_A \approx 300 \text{ Ом}$. Входное сопротивление петлевого вибратора можно из-

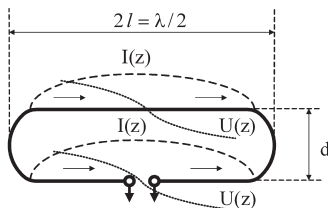


Рис. 6.8
Распределение тока и напряжения вдоль вибратора Пистолькорса

менить применением составляющих его СВ разных диаметров.

Петлевой вибратор имеет улучшенные диапазонные свойства по согласованию с фидером, так как его входное сопротивление в меньшей степени зависит от числа подводимых электромагнитных колебаний. Это объясняется взаимным влиянием близко расположенных вибраторов через поля излучения.

Важное конструктивное достоинство петлевого вибратора заключается в возможности крепления средней точки его верхней половины непосредственно к металлической мачте без изолятора, поскольку здесь антенна имеет нулевой потенциал.

Такие антенны применяют в диапазоне метровых волн.

На коротких волнах используют вибратор Надененко (рис. 6.9).

Конструктивно плечи вибратора выполняются из 6–8 параллельных проводов диаметром 3–6 мм, образующих цилиндр диаметром ≈ 1 м. Волновое сопротивление такого вибратора оказывается достаточно низким (около 300 Ом), а частотная зависимость входного сопротивления — сглаженной.

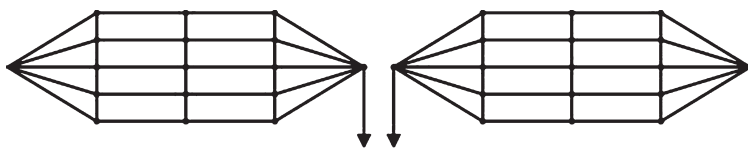


Рис. 6.9
Вибратор Надененко

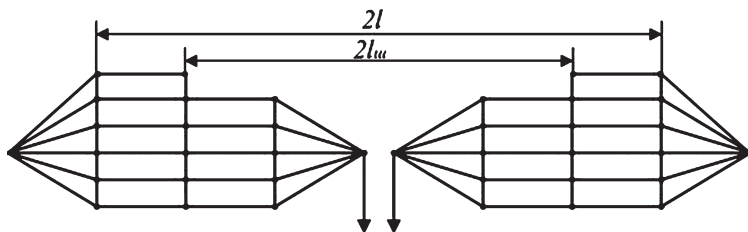


Рис. 6.10
Вибратор Айзенберга

Для улучшения диапазонных свойств данной антенны Г. З. Айзенбергом был дополнительно введен шлейф-перемычка между плечами (рис. 6.10). Шлейф представляет собой эквивалентный отрезок длинной линии $\ell_{ш}$, короткозамкнутый на конце. Наличие в схеме двух параллельных ветвей (разомкнутой и короткозамкнутой) создает условия для сглаживания кривой входного сопротивления в большем диапазоне частот. Это позволяет эффективно использовать вибраторы Надененко в диапазоне длин волн от 16 до 40 м.

6.2. НЕСИММЕТРИЧНЫЕ ВИБРАТОРНЫЕ АНТЕННЫ

6.2.1. Общие сведения о несимметричных вибраторах

Несимметричный вибратор (НСВ) — вибратор, располагаемый над проводящей поверхностью, соединяемый одним концом с проводником фидера, второй проводник которого соединяется с проводящей поверхностью, например землей, противовесом антенны или корпусом объекта.

Исходя из условий распространения средних, длинных и сверхдлинных волн, в этих диапазонах необходимо применять антенны с вертикальной поляризацией, а значит, и вертикального расположения. При этом максимальное излучение антенны должно быть направлено вдоль земной поверхности. Такими свойствами обладают проволочные вертикальные антенны в виде несимметричных вибраторов. Для них земная поверхность имеет в этих диапазонах достаточно высокие проводящие свойства и играет роль экрана.

В диапазонах коротких волн применяют несимметричные стержневые вибраторы (штыри), как правило, совмещенные с экранами.

Таким образом, несимметричная вибраторная антенна — это линейная антенна в виде проводника (штыря), расположенного непосредственно у земли (или металлического экрана) перпендикулярно или наклонно к ее по-

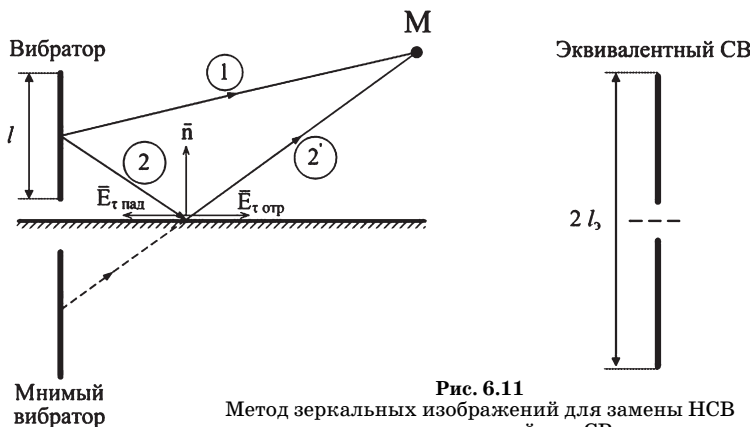
верхности. По конструкции различают следующие виды НСВ: штыревые, несимметричный, петлевые, Г-образные, Т-образные, зонтичные.

Для питания НСВ удобно в качестве линий передачи использовать коаксиальный фидер, соединяя его центральный провод с верхней клеммой вибратора (и генератора), а оплетку — с землей или металлическим экраном.

Поскольку НСВ относится к классу линейных антенн, то все его характеристики и параметры можно определить с помощью теории линейных антенн по известному распределению тока вдоль проводника. Однако теория несимметричных антенн получается наиболее простой, если поверхность экрана считать идеально проводящей и бесконечной по размерам, а ее влияние учитывать с помощью метода зеркальных изображений.

6.2.2. Метод зеркальных изображений в теории антенн и его применение

Рассмотрим влияние идеально проводящей поверхности бесконечных размеров на поле излучения НСВ, расположенного над ней. Он создает ЭМП только в верхней части полупространства, так как нижнее полностью экранировано проводящей поверхностью (рис. 6.11). Поле из-



лучения антенны в точке M , расположенной в дальней зоне, определяется как сумма полей, пришедших в эту точку прямым путем 1 и по пути 2–2'.

При этом падающая 2 и отраженная 2' волны имеют вблизи поверхности экрана касательные составляющие $\vec{E}_{\tau \text{ пад}}$ и $\vec{E}_{\tau \text{ отр}}$, такие, что выполняется идеальное граничное условие: $\vec{E}_{\tau} = \vec{E}_{\tau \text{ пад}} + \vec{E}_{\tau \text{ отр}} = 0 \Rightarrow \vec{E}_{\tau \text{ пад}} = -\vec{E}_{\tau \text{ отр}}$.

Метод зеркальных изображений предполагает, что влияние отражающей поверхности можно эквивалентно заменить излучением другого (мнимого) вибратора, являющегося зеркальным изображением реального. Тогда систему «НСВ — отражающая поверхность» можно заменить на эквивалентный СВ, излучающий только в верхнюю часть пространства. Данный метод позволяет не только рассчитывать характеристики и параметры НСВ по аналогичным характеристикам и параметрам СВ, но и определять направленные свойства многих антенн, приподнятых над земной поверхностью на высоту h . В этом случае метод зеркальных изображений позволяет рассматривать такую антенну как двухэлементную равноамплитудную антенную решетку с расстоянием между элементами, равным удвоенному расстоянию от реальной антенны до земной поверхности. Если такая антенна излучает ЭМП вертикальной поляризации, то считают, что она совместно со своим зеркальным изображением образует двухэлементную синфазную АР. Для антенн с горизонтальной поляризацией ЭМП такая антенная решетка имеет элементы, возбуждаемые противофазно.

6.2.3. Основные характеристики и параметры НСВ

Диаграмма направленности

На основании вышеуказанного следует, что ДН несимметричного вибратора для верхнего полупространства полностью соответствует ДН симметричного аналога.

$$F_E(\theta) = \frac{\cos(k\ell \cos\theta) - \cos k\ell}{(1 - \cos k\ell) \cdot \sin\theta} \quad \text{при } 0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ. \quad (6.18)$$

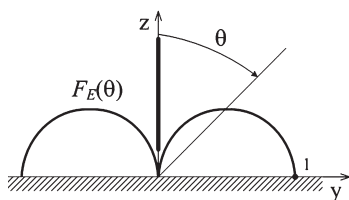


Рис. 6.12
ДН несимметричного вибратора

Если $\ell = \lambda/2$, то выражение для ДН примет вид

$$F_E(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad (6.19)$$

при $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$.

ДН НСВ в горизонтальной H -плоскости точно такая же, как у СВ (рис. 6.4), т. е. ненаправленная: $F_H(\varphi) = 1$.

Форма ДН для несимметричного вибратора в E -плоскости на рисунке 6.12.

Коэффициент направленного действия

Так как НСВ не излучает энергии в нижнее полупространство, то при одинаковой мощности излучения его КНД оказывается в два раза больше по сравнению с КНД эквивалентного СВ. КНД четвертьволнового несимметричного вибратора равен $D_0 = 2 \cdot 1,64 = 3,28$. При $\ell \ll \lambda$, $D_0 = 3$.

Действующая длина

Закон распределения тока по длине НСВ соответствует распределению тока по каждому плечу СВ. Следовательно, из-за вдвое меньшего геометрического размера и действующая длина НСВ будет также в два раза меньше, чем у СВ.

$$\ell_d = \frac{\lambda}{2\pi}; \quad \text{если } \ell = \frac{\lambda}{4}, \quad \text{то } \ell_d = 0,64\ell.$$

Для электрически коротких НСВ при $\ell \ll \lambda$, $\ell_d = 0,5\ell$.

Входное сопротивление

Так как входное сопротивление линейной антенны $Z_A = \dot{U}_{A \text{ вх}} / \dot{I}_{A \text{ вх}}$, то сравним значения $\dot{U}_{A \text{ вх}}$ и $\dot{I}_{A \text{ вх}}$ для НСВ и эквивалентного ему СВ. Распределение тока и его значение на входных зажимах будут одинаковыми, а напряжение на клеммах несимметричного будет в два раза меньше, чем симметричного (рис. 6.13).

$$\dot{U}_{A \text{ НСВ}} = \frac{1}{2} \dot{U}_{A \text{ СВ}}$$

Отсюда следует, что и входное сопротивление НСВ в два раза меньше, чем у эквивалентного СВ:

$$\dot{Z}_{A \text{ НСВ}} = \frac{1}{2} \dot{Z}_{A \text{ СВ}}$$

Для четвертьволнового вибратора оно составит

$$\dot{Z}_A = (36,6 + j21,13) \text{ Ом.}$$

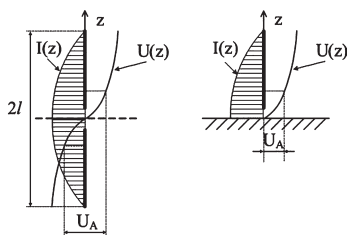


Рис. 6.13
Распределение тока и напряжения по длине НСВ и СВ

6.2.4. Типы несимметричных вибраторных антенн

При использовании в системах КВ радиосвязи и в более длинных диапазонах волн геометрическая длина (т. е. высота) антенны получается значительной. Для уменьшения высоты при выполнении требования настройки в резонанс (чтобы входное сопротивление было чисто активным) используются антенны с горизонтальной частью. Эта часть антенны в излучении почти не участвует, так как происходит компенсация полей от горизонтального провода и его зеркального изображения, что показано на рисунке 6.14. Такие антенны называют Г-образными. Наличие горизонтальной части выравнивает распределение тока по вертикальной и тем самым приводит к увеличению действующей длины.

Применяя длинную и многопроводную горизонтальную часть, можно заметно увеличить действующую длину и со-

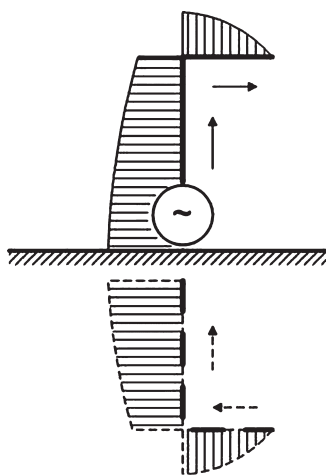
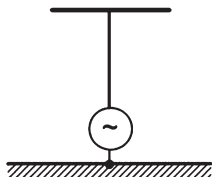


Рис. 6.14
Распределение тока вдоль Г-образной антенны

Т-образная антенна



Зонтичные антенны

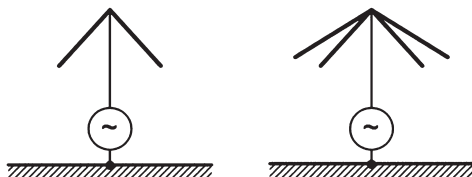
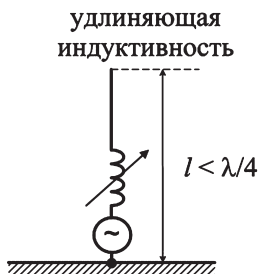


Рис. 6.15

Конструкция НСВ с горизонтальными частями

Рис. 6.16
Схемы настройки антенны при $l \neq \lambda/4$

противление излучения электрически короткого НСВ, а следовательно, повысить его КПД.

На рисунке 6.15 представлены некоторые типы несимметричных антенн с горизонтальными частями. Такие антенны применяются для связи на СВ, ДВ, а также в радиотехнических системах дальней навигации.

Если с помощью горизонтальных частей не удастся настроить антенну в резонанс, то включают согласующее устройство, которое компенсирует реактивную составляющую входного сопротивления антенны (рис. 6.16).

Так как при перестройке КВ-радиостанций по диапазону (20–30 МГц) реактивность входного сопротивления может быть и по характеру и по значению различ-

ной, то используют специальные антенно-согласующие устройства, в которых предусмотрена как коммутация различных реактивностей, так и изменение их параметров.

Как и у СВ, у несимметричного основным фактором, определяющим ширину диапазона рабочих частот, является изменение входного сопротивления при изменении

частоты. Поэтому утолщение проводника НСВ позволяет расширить его диапазон рабочих частот. В частности, проводник может иметь коническую форму, а роль экрана может выполнять металлический диск. Такая антенна называется дискокonusной и применяется в качестве антенны наземных УКВ-радиостанций. По способу питания антенна является антенной верхне-

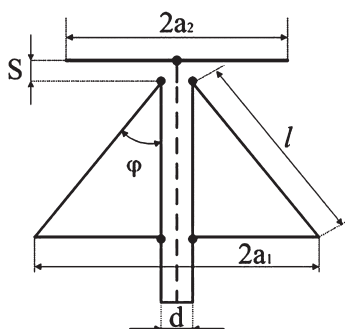


Рис. 6.17
Конструкция дискокonusной антенны

го типа питания: центральный провод фидера соединен с центром диска, а наружный провод (экран) соединяется с вершиной конуса, как это показано на рисунке 6.17.

Геометрические размеры такой антенны должны быть следующими:

- длина образующей конуса: $l \approx 0,3\lambda_{\max}$;
- диаметр основания конуса $2a_1 = 2 \cdot (l \cdot \sin\varphi + 0,5d)$;
- диаметр диска $2a_2 = 0,7 \cdot (2a_1)$;
- зазор между диском и конусом $S = 0,3d$.

Такая антенна является широкополосной как по входному сопротивлению, так и по форме ДН. Она обеспечивает более чем двукратное перекрытие по частоте. ДН дискокonusной антенны для разных частот показаны на рисунке 6.18.

Из рисунка следует, что при увеличении несущей частоты ДН прилегает к основанию конуса. Для сужения главного лепестка ДН в вертикальной плоскости применяют систему дискокonusных антенн, располагаемых

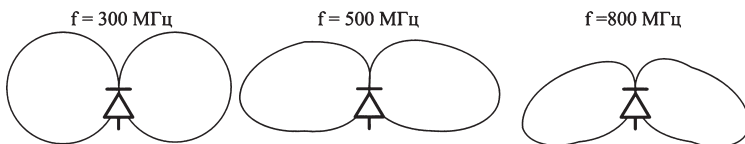


Рис. 6.18
ДН дискокonusной антенны на различных частотах

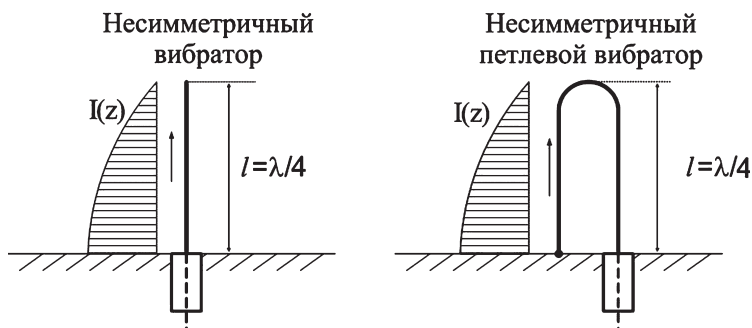


Рис. 6.19
Конструкция НСВ диапазона СВЧ

одна над другой вдоль общей мачты (обычно вверх дисками).

В диапазоне СВЧ НСВ представляют собой металлические штыри различной конструкции, питаемые коаксиальным фидером (рис. 6.19).

Повышенным входным сопротивлением $R_A \approx 150 \text{ Ом}$ обладает несимметричный петлевой вибратор.

Рассмотренные выше конструкции относятся к схемам с нижним питанием. Известны вибраторы с верхним типом питания, в которых излучающими частями являются и участки оплетки коаксиальных фидеров, на которые затекают токи проводимости. Характерным в конструкции таких антенн является использование в верхней части диска, как это показано на рисунке 6.20.

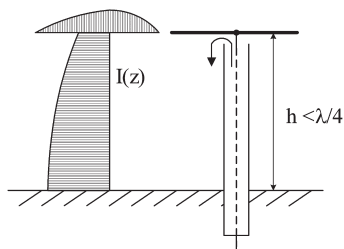


Рис. 6.20
Вибратор диапазона СВЧ
с верхним типом питания

Входное сопротивление вибратора при этом можно подобрать равным волновому сопротивлению фидера:

$$R_A = \frac{36,6}{\cos^2(k \cdot h)} \approx \rho_{\Phi}. \quad (6.20)$$

6.2.5. Влияние экрана и земной поверхности на характеристики НСВ

При определении характеристик и параметров НСВ при помощи метода зеркальных изображений предполагалось, что проводимость экрана равна бесконечности, а его размеры не ограничены. На практике возможны случаи, когда одно или оба этих условия не выполняется, например на подвижных объектах, где роль экрана играет корпус объекта, имеющий конечные размеры.

Влияние конечных размеров экрана

Так как размеры экрана конечны, то будет происходить затекание токов на его нижнюю поверхность, что приведет к изменению входного сопротивления антенны и искажению формы ее ДН (рис. 6.21). Очевидно, что изменение входного сопротивления и искажение ДН будет тем меньше, чем больше размеры экрана по сравнению с длиной волны.

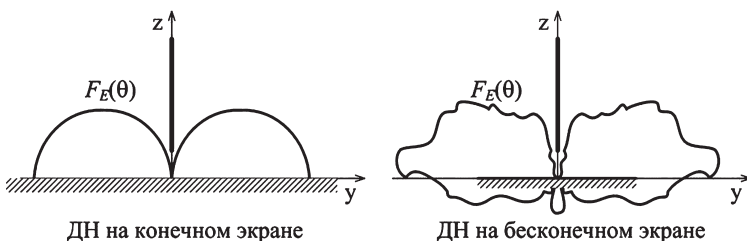


Рис. 6.21
Влияние размеров экрана на форму ДН НСВ

Влияние конечной проводимости экрана

На практике часто роль экрана играет земная поверхность, проводимость верхних слоев почвы при этом нельзя считать бесконечной. Конечная проводимость экрана приводит к тому, что в него проникают ЭМВ, что, в свою очередь, приводит к увеличению потерь энергии. Кроме того, вблизи земной поверхности появляется небольшая нормальная составляющая электрического поля, что приводит к искажению ДН антенны и изменению входного сопротивления антенны. В общем случае для учета этого

влияния необходимо в расчетах учитывать реальные параметры поверхности, т. е. коэффициенты Френеля для соответствующей поляризации $\bar{R} = R \cdot e^{j\Psi}$.

Для уменьшения влияния конечной проводимости земной поверхности на характеристики и параметры антенны ее нижнюю клемму соединяют с металлическим предметом (заземлением), углубленным до влажных слоев земли. При этом контур тока замыкается через слой, имеющие лучшую проводимость (а значит, и создающие меньшие потери), чем поверхность земли, как это показано на рисунке 6.21.

В приводных авиационных радиостанциях (ПАР) роль экрана выполняет «противовес» — система проводов, радиально-расходящихся под антенной на небольшой высоте от поверхности земли (рис. 6.22). В этом случае проводимость противовеса не зависит от проводимости почвы и существенно больше ее, поэтому характеристики антенны остаются постоянными в любых погодных условиях.

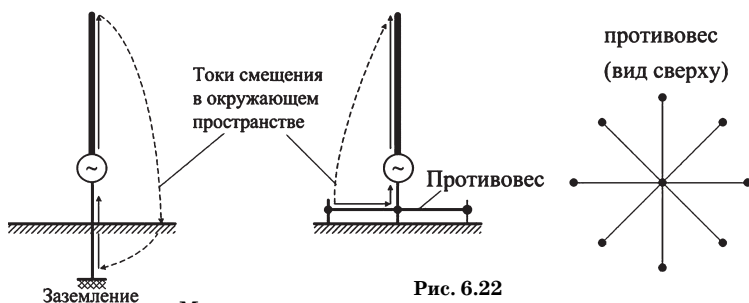


Рис. 6.22
Методы снижения влияния конечности проводимости земной поверхности на характеристики вибраторных антенн

Влияние высоты расположения антенны

Полагая поверхность земли плоской, а ее проводимость значительной, влияние высоты расположения антенны на форму ДН можно учесть множителем, который определится согласно методу зеркальных изображений:

$$F_C(U) = \cos\left(\frac{u}{2}\right), \quad (6.21)$$

где $u = k \cdot d \cdot \sin \Delta - \alpha$, $d = 2h$, Δ — угол отсчитываемый от поверхности; α — разность фаз токов в реальной антенне и ее зеркальном изображении.

Для антенн с горизонтальной поляризацией $\alpha = \pi$ и

$$F_C = \cos\left(k \cdot h \cdot \sin \Delta - \frac{\pi}{2}\right) = \sin(k \cdot h \cdot \sin \Delta), \quad (6.22)$$

а для антенн с вертикальной поляризацией $\alpha = 0$ и

$$F_C = \cos(k \cdot h \cdot \sin \Delta). \quad (6.23)$$

Так как высоты поднятия антенн могут быть соизмеримы с длиной волны или даже больше нее, то данные множители характерны тем, что состоят из нескольких главных интерференционных лепестков, ориентация которых зависит от высоты расположения антенны и вида поляризации.

При горизонтальной поляризации максимум первого лепестка определяется из условия

$$\sin \Delta_{\max} = \frac{\lambda}{4h}$$

или приподнят над земной поверхностью (рис. 6.23а) на угол:

$$\begin{aligned} \Delta_{\max} &\approx 57,3^\circ \cdot \frac{\lambda}{4h} \approx \\ &\approx 15 \cdot \frac{\lambda}{h}. \end{aligned} \quad (6.24)$$

Отсюда следует, что чем выше поднята антенна над земной поверхностью, тем сильнее первый интерференционный лепесток множителя прижат к земной поверхности.

В случае вертикальной поляризации максимум первого лепестка направлен вдоль поверхности (рис.

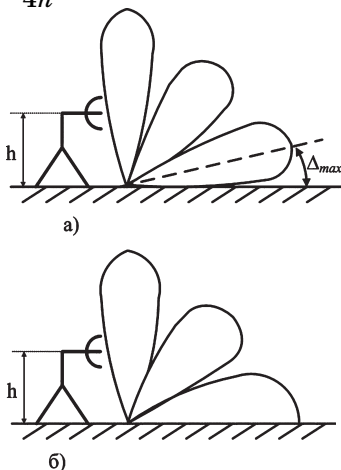


Рис. 6.23

Множитель антенны, приподнятой над землей:

а — антенна с горизонтальной поляризацией; б — антенна с вертикальной поляризацией.

6.23б), что приводит к увеличению потерь энергии ЭВМ в поверхностном слое земли.

Если рассматривать реальную поверхность с известными электрическими параметрами почвы, то необходимо использовать коэффициенты Френеля — $R = R \cdot e^{j\psi}$, и тогда множитель для горизонтальной поляризации имеет вид

$$F(\Delta) = \sqrt{1 + R^2 + 2R \cdot \cos(\psi - 2k \cdot h \cdot \sin \Delta)}. \quad (6.25)$$

6.3. ПРОВОЛОЧНЫЕ АНТЕННЫ

В качестве антенн наземных связанных коротковолновых радиостанций находят широкое применение проволочные антенны, работающие в режиме бегущих волн. Наибольшее распространение среди них находят Т-, V-образные и ромбические антенны.

Т-образная проволочная антенна несимметричного питания образуется из симметричных горизонтального или наклонного вибраторов путем соединения в точке питания двух проводов фидера в один (рис. 6.24). В этом случае двухпроводный фидер выполняет роль снижения,

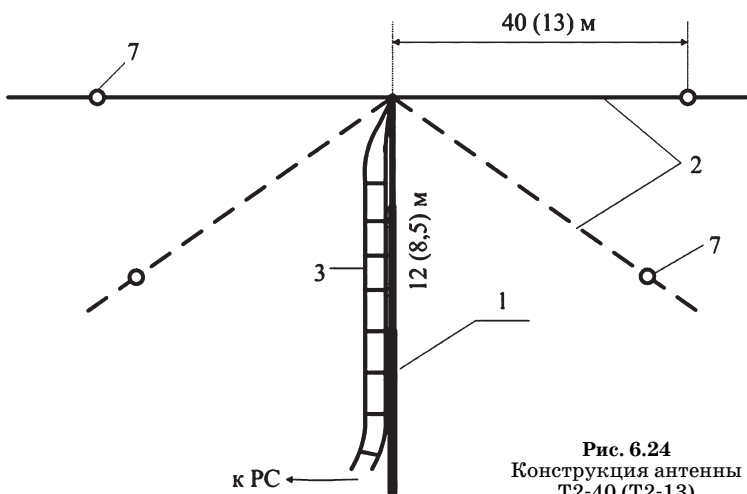


Рис. 6.24
Конструкция антенны
Т2-40 (Т2-13)

а плечи диполей — роль емкостной нагрузки. Антенна работает с вертикальной поляризацией.

T-образная антенна по своим характеристикам эквивалентна штыревой, однако имеет больший коэффициент усиления $G = 0,1-0,8$. Обеспечивает дальность связи до 120–150 км в диапазоне от 1,5 до 5 МГц земной волной.

V-образная проволочная антенна являются симметричной антенной бегущей волны. Конструктивно она состоит из двух горизонтальных или наклонных проводов, расположенных под некоторым углом друг к другу (рис. 6.25).

Каждый из проводов нагружается на согласованную нагрузку. Питание антенны осуществляется симметричной двухпроводной линией передачи.

Принцип работы такой антенны заключается в том, что в ней за счет согласованных с проводом нагрузок, создается режим бегущих волн. При этом каждый провод имеет интенсивное излучение под некоторым углом к своей оси. Например, при длине провода $l = 8\lambda$ максимальное излучение получается над углом $17,5^\circ$ к его оси. Энергия, поступающая в V-образную антенну, распределяется между ее проводами поровну. Угол между про-

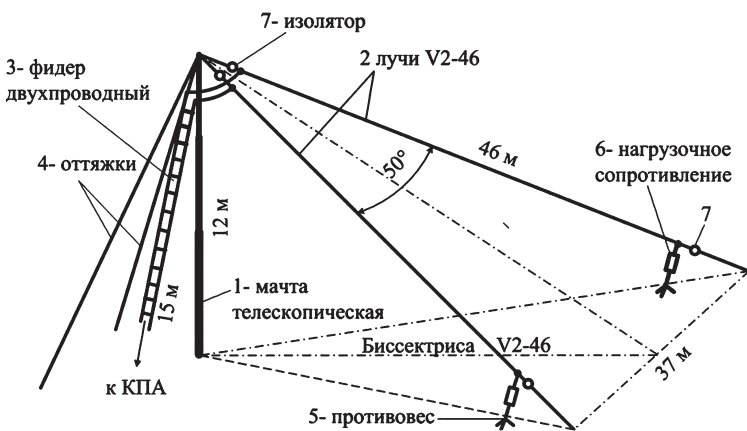


Рис. 6.25
Конструкция антенны V2-46

водами выбирается таким образом, что в направлении его биссектрисы поля от обоих проводов складываются в фазе, что приводит к увеличению коэффициента усиления в этом направлении.

V-образная антенна с лучами $l = 46$ м и высотой $h = 12$ м обеспечивает направленное излучение в диапазоне 10–30 МГц и формирует однонаправленную диаграмму с максимумом в биссектрисной плоскости под углом 15–40°.

Ромбическая антенна является дальнейшим развитием проволочных антенн. Она выполнена из четырех проводов, подвешенных на опорах. К одному из острых углов ромба подводится ЭДС, а к другому подключается активное сопротивление, равное удвоенному волновому сопротивлению проводов ромба (рис. 6.26).

Такая антенна представляет собой систему, состоящую из четырех длинных проводов с бегущей волной тока (рис. 6.27).

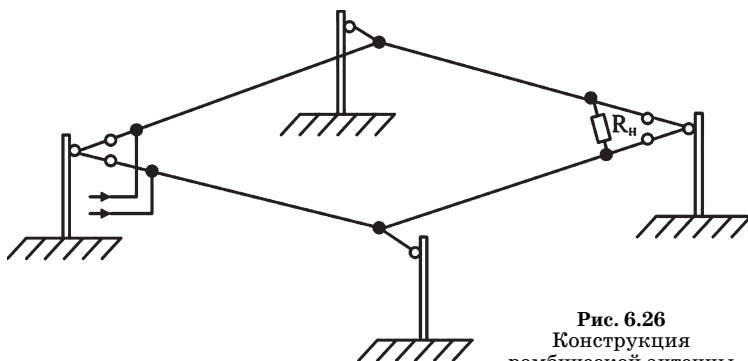


Рис. 6.26
Конструкция ромбической антенны

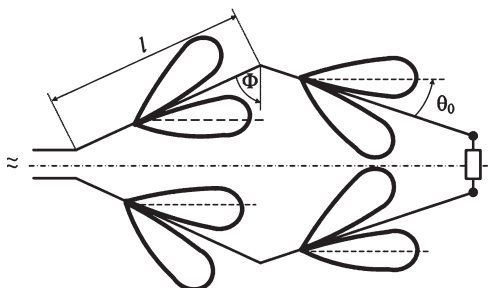


Рис. 6.27
Принцип действия ромбической антенны

Каждый из таких проводов создает ДН в виде конуса, с максимумом излучения в направлении:

$$\theta_0 = \arccos \frac{2\ell - \lambda}{2\ell}. \quad (6.26)$$

Если соответствующим образом выбрать длину провода l и величину угла ромба Φ , то в направлении большей диагонали ромба будет происходить синфазное сложение полей, излученных каждым проводом.

Отличительной чертой данной антенны являются хорошие диапазонные свойства. Очевидно, что если $l \gg \lambda$, то угол θ_0 от длины волны зависит слабо.

6.4. МНОГОВИБРАТОРНЫЕ АНТЕННЫ

6.4.1. Общие сведения о многовibratorных антеннах

Одиночные вибраторы имеют слабовыраженные направленные свойства. Для сужения ДН и повышения КНД целесообразно применять антенну в виде антенной решетки, элементами которой являлись бы вибраторы.

Многовibratorная антенна — это антенная решетка, элементами которой являются симметричные или несимметричные вибраторы.

Как известно из теории антенных решеток, расстояние между соседними элементами в них по сравнению с длиной волны невелико, поэтому между ними существует электромагнитная связь за счет полей излучения (переизлучения). Этот факт оказывает существенное влияние на основные характеристики и параметры антенны в целом. Поэтому необходимо количественно оценить взаимное влияние вибраторов друг на друга. Это важно как для обычной АР, состоящей только из активных вибраторов, так и особенно для антенн, где один вибратор активный, а все остальные пассивные. К пассивным вибраторам энергия от генератора не подводится, они только переизлучают ЭМВ, создаваемые активным вибратором.

По конструкции различают следующие виды многовibratorных антенн: директорная антенна (антенна

типа волновой канал); логопериодическая вибраторная антенна; многовибраторная синфазная горизонтальная антенна.

Комплексные сопротивления системы излучателей

Пусть имеется система, состоящая из N связанных между собой активных симметричных вибраторов, как это показано на рисунке 6.28. Рассматривая каждый из

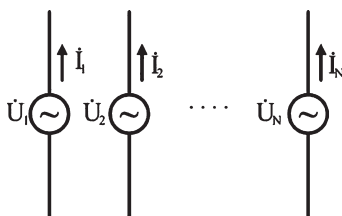


Рис. 6.28
Система активных СВ

них как открытый колебательный контур и привлекая теорию связанных контуров, введем понятие собственного сопротивления каждого вибратора: Z_{11} , Z_{22} , Z_{NN} .

Влияние, обусловленное воздействием ЭМП m -го вибратора на n -й, учтем взаимным сопротивлениям Z_{nm} .

Это сопротивление в общем случае также является комплексным: $Z_{nm} = R_{nm} + jX_{nm}$.

С учетом аналогии между такими вибраторами и системой связанных колебательных контуров, соотношения токов и напряжений на входных зажимах вибраторов можно описать в виде следующей системы алгебраических уравнений:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \dot{I}_1 \cdot \dot{Z}_{11} + \dot{I}_2 \cdot \dot{Z}_{12} + \dots + \dot{I}_N \cdot \dot{Z}_{1N}; \\ \dot{U}_2 = \dot{I}_1 \cdot \dot{Z}_{21} + \dot{I}_2 \cdot \dot{Z}_{22} + \dots + \dot{I}_N \cdot \dot{Z}_{2N}; \\ \dots \\ \dot{U}_N = \dot{I}_1 \cdot \dot{Z}_{N1} + \dot{I}_2 \cdot \dot{Z}_{N2} + \dots + \dot{I}_N \cdot \dot{Z}_{NN}. \end{cases} \quad (6.27)$$

Преобразуем первое уравнение системы (6.27):

$$\frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \dot{Z}_1 = \dot{Z}_{11} + \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \cdot \dot{Z}_{12} + \dots + \frac{\dot{I}_N}{\dot{I}_1} \cdot \dot{Z}_{1N}, \quad (6.28)$$

где \dot{Z}_1 — полное сопротивление первого вибратора, равное $\dot{Z}_1 = \dot{Z}_{11} + \dot{Z}_{\text{вн}1}$; $\dot{Z}_{\text{вн}1}$ — вносимое сопротивление, характеризующее влияние всех остальных вибраторов на

первый. Оно зависит от взаимных сопротивлений и соотношения амплитуд и фаз токов, возбуждающих эти вибраторы. Для определения взаимных сопротивлений вибраторов используют *метод наводимых ЭДС*. Для простоты рассмотрим его применение для определения взаимных сопротивлений между двумя вибраторами, каждый из которых подключен к своему генератору, как это показано на рисунке 6.29. При этом полагается, что проводники, из которых изготовлены вибраторы, являются идеальными. Для этих вибраторов известны комплексные напряжения на входных зажимах \dot{U}_1 и \dot{U}_2 и токи \dot{I}_1 и \dot{I}_2 . Поскольку оба вибратора являются активными, то ЭМП второго вибратора присутствует вблизи поверхности первого вибратора и, следовательно, вблизи поверхности первого вибратора имеется касательная составляющая этого ЭМП \dot{E}'_{τ} .

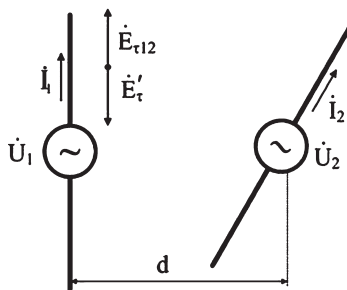


Рис. 6.29 Система из двух активных СВ

На поверхности проводника первого вибратора должно выполняться идеальное граничное условие ($\dot{E}'_{\tau} = 0$), что требует создания дополнительной касательной составляющей поля \dot{E}'_{τ} , причем такой, что выполняется равенство

$$\dot{E}'_{\tau} = -E_{\tau 12}. \tag{6.29}$$

Касательная составляющая $\dot{E}'_{\tau 12}$ индуцирует в элементарном отрезке провода первого вибратора dz элементарную комплексную ЭДС:

$$d\dot{\epsilon} = -E'_{\tau} dz = -E_{\tau 12} dz. \tag{6.30}$$

Очевидно, что на создание у элементарного отрезка dz касательной составляющей \dot{E}'_{τ} генератор, подключенный к зажимам 1-го вибратора, затратит некоторую элементарную комплексную мощность:

$$d\dot{P}_{12} = \frac{1}{2} \dot{I}_1^*(z) d\dot{\epsilon} = -\frac{1}{2} \dot{E}_{\tau 12} \cdot \dot{I}_1^*(z) dz, \tag{6.31}$$

где $\dot{I}_1^*(z)$ — комплексно сопряженный ток в первом вибраторе.

Интегрируя (6.31), можем найти всю комплексную мощность, затрачиваемую первым генератором на создание противодействующего поля \dot{E}'_t :

$$\dot{P}_{12} = - \int_{-\ell}^{\ell} \frac{1}{2} \dot{E}_{\tau 12} \cdot \dot{I}_1^*(z) dz. \quad (6.32)$$

Комплексной мощности \dot{P}_{12} можно поставить в соответствие внесение в первый вибратор некоторого дополнительного комплексного сопротивления $\dot{Z}_{\text{ВН}1}$:

$$\dot{Z}_{\text{ВН}1} = \frac{2\dot{P}_{12}}{\dot{I}_1 \cdot \dot{I}_1^*} = - \frac{1}{\dot{I}_1 \cdot \dot{I}_1^*} \int_{-\ell}^{\ell} \dot{E}_{\tau 12} \cdot \dot{I}_1^*(z) dz. \quad (6.33)$$

В свою очередь, касательная составляющая поля $\dot{E}_{\tau 12}$ зависит от комплексного тока во втором вибраторе и взаимной ориентации вибраторов относительно друг друга (что можно учесть их диаграммами направленности).

На практике наибольший интерес представляет взаимодействие двух симметричных полуволновых вибраторов, расположенных параллельно друг другу без смещения на расстоянии d . Для этого случая методом наводимых ЭДС аналитически решена задача в предположении, что меняется только расстояние между ними. На рисунке 6.30

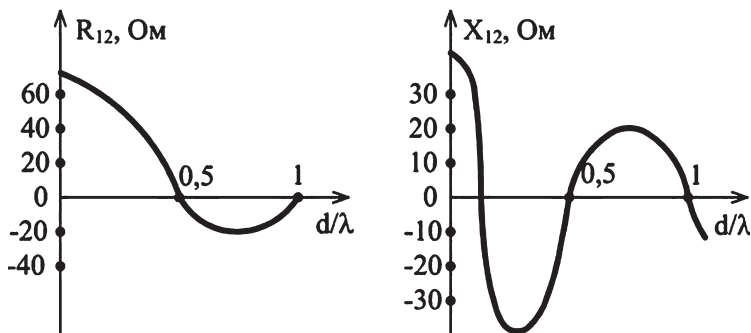


Рис. 6.30

Зависимость активного и реактивного составляющих взаимного сопротивления двух СВ от расстояния между ними

показаны графики зависимости $R_{12}(d/\lambda)$ и $X_{12}(d/\lambda)$ для таких вибраторов, питаемых одинаковыми токами.

Из анализа графиков следует, что изменение как активной, так и реактивной составляющих носит осциллирующий характер, а при увеличении расстояния между вибраторами взаимодействие между ними уменьшается и становится незначительным уже при $d \geq 2\lambda$.

6.4.2. Антенная решетка из двух вибраторов

Рассмотрим антенну из двух вибраторов, один из которых активный, а другой — пассивный, изображенную на рисунке 6.31.

Для такой антенны система уравнений (6.27) примет вид

$$\begin{cases} 0 = \dot{U}_1 = \dot{I}_1 Z_{11} + \dot{I}_2 Z_{12}; \\ \dot{U}_2 = \dot{I}_1 Z_{21} + \dot{I}_2 Z_{22}. \end{cases} \quad (6.34)$$

Из первого уравнения определяется отношение токов:

$$\frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2} = \frac{\dot{Z}_{12}}{\dot{Z}_{11}} = M \cdot e^{j\psi},$$

где M — модуль; ψ — аргумент отношения токов в вибраторах.

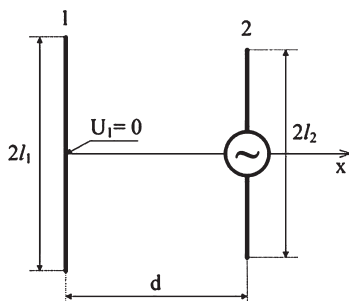


Рис. 6.31
Двухвибраторная антенна

$$M = \frac{|\dot{I}_1|}{|\dot{I}_2|} = \sqrt{\frac{R_{12}^2 + X_{12}^2}{R_{11}^2 + X_{11}^2}}, \quad (6.35)$$

$$\psi = \psi_1 - \psi_2 = \pi + \arctg\left(\frac{X_{12}}{R_{12}}\right) - \arctg\left(\frac{X_{11}}{R_{11}}\right). \quad (6.36)$$

Аргумент ψ имеет физический смысл фазового сдвига между токами вибраторов. Зависимость модуля и аргумента отношения токов от реактивного сопротивления пассивного вибратора представлена на рисунке 6.32.

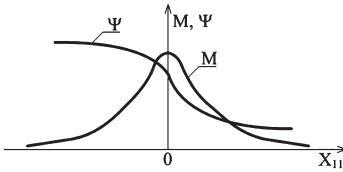


Рис. 6.32

Зависимость модуля и аргумента отношения токов от реактивного сопротивления пассивного вибратора

Из рисунка видно, что, изменяя реактивное сопротивление пассивного вибратора X_{11} (например, изменением его длины $2l_1$), можно получить необходимые значения отношения амплитуд токов M и аргумента этого отношения Ψ . Кроме того, фазовый сдвиг Ψ будет зависеть и от расстояния между вибраторами, так как от него зависит величина и знак взаимного сопротивления. Следовательно, подбирая соответствующим образом длину пассивного вибратора и расстояние между пассивным и активным вибраторами, можно добиться выполнения условия

$$M = \frac{I_1}{I_2} = 1; \quad \psi = \pm \frac{\pi}{2}.$$

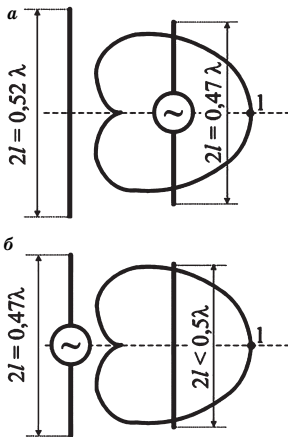


Рис. 6.33

ДН двухвibratorной антенны:

a — система «рефлектор — активный вибратор»; b — система «активный вибратор — директор».

Из теории антенных решеток известно, что множитель такой двухэлементной решетки будет представлять собой кардиоиду, т. е. такая антенна в целом приобретает однонаправленные свойства. Причем если размер пассивного вибратора $2l_1 > 0,5\lambda$, то ток в нем будет опережать по фазе на 90° ток в активном вибраторе (т. е. ток в активном вибраторе будет отставать по фазе от тока в пассивном вибраторе). Тогда кардиоида будет максимумом развернута на активный вибратор, так как максимум множителя антенной решетки ориентируется в сторону элемента, в котором ток отстает по фазе (рис. 6.33а).

Пассивный вибратор при этом играет роль отражателя (рефлектора). И наоборот, если $2\ell_1 < 0,5\lambda$, то ток пассивного вибратора испытывает отставание по фазе также на 90° по отношению к току активного вибратора. При этом кардиоида максимумом направлена на пассивный вибратор (рис. 6.32б), который в этом случае называют директором (направляющим).

Рассмотренные варианты использования активного вибратора совместно с пассивным дают основу для построения более сложных многовибраторных антенн.

6.4.3. Директорная антенна

Такая антенна нашла широкое применение в диапазонах МВ и ДМВ в системах связи и РТО, в радиолокации, телевидении. Конструктивно она состоит из активного вибратора, рефлектора и нескольких директоров. Рефлектор существенно ослабляет заднее излучение, поэтому одного рефлектора оказывается вполне достаточно. Схематично конструкция директорной антенны показана на рисунке 6.34.

Все вибраторы крепят на одной направляющей стреле, которую обычно для прочности выполняют из металла. При этом активный СВ длиной $2\ell_{AB} \approx 0,47\lambda$ крепят к стреле через изолятор. В практических конструкциях

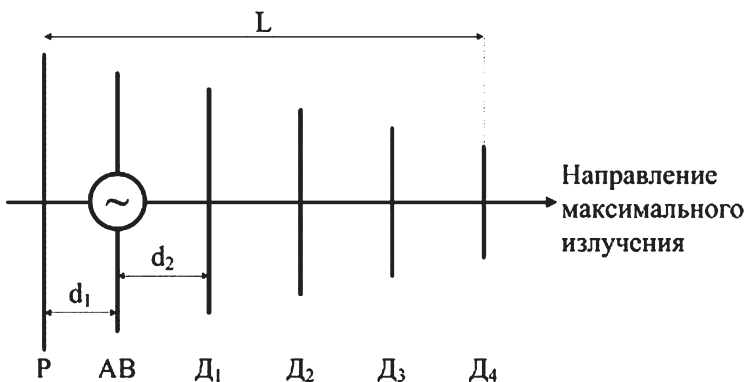


Рис. 6.34
Конструкция директорной антенны

геометрические параметры директорной антенны лежат в пределах:

$$2\ell_p \approx (0,5 - 0,52)\lambda; \quad d_1 \approx (0,1 - 0,25)\lambda;$$

$$2\ell_D \approx (0,3 - 0,45)\lambda; \quad d_2 \approx (0,1 - 0,35)\lambda.$$

При этом каждый последующий (от активного вибратора) директор имеет все меньшую длину.

Путем экспериментального подбора размеров вибраторов и расстояний между ними добиваются необходимых условий, при которых происходит синфазное сложение поля излучения активного вибратора и полей переизлучения ото всех пассивных вибраторов в направлении оси антенны. По своим направленным свойствам директорная антенна является антенной решеткой осевого излучения.

Применяя несколько директоров (за счет увеличения продольного размера антенны), удается сузить ее ДН до значений $2\theta_{0,5\min} \approx 20^\circ$. При этом число директоров достигает 10–12. Дальнейшее

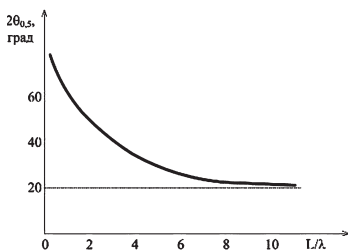


Рис. 6.35

Зависимость ДН директорной антенны от ее относительной длины

увеличение числа директоров практически не влияет на уменьшение ширины ДН (рис. 6.35).

Это происходит потому, что в крайних директорах наводятся малые токи и, как следствие, эффективность их мала.

Полное входное сопротивление активного симметричного полуволнового вибратора за счет вносимых сопротивлений со стороны пассивных вибраторов может существенно уменьшиться до значений 15–25 Ом. Для увеличения R_A антенны и ее лучшего согласования с фидером наиболее часто в качестве активного вибратора применяют петлевой вибратор Пистолькорса. Так как его собственное сопротивление $R_A \approx 292$ уменьшается также примерно на 60 Ом, то пересчет этого уменьшения, за счет применения согласующего

устройства (например U -колена), к фидеру будет эквивалентен только уменьшению на 15 Ом. Кроме того, петлевой вибратор удобно крепить к металлической стреле без изолятора верхним вибратором в его середине (точка нулевого потенциала). К недостаткам директорных антенн следует отнести узкополосность и сложность в настройке.

6.4.4. Логопериодическая вибраторная антенна

Логарифмически-периодические антенны (ЛПА) относятся к частотно независимым антеннам. В основе их работы лежит принцип электродинамического подобия. Сущность этого принципа состоит в том, что при одновременном изменении длины волны и всех геометрических размеров антенны в одинаковой пропорции основные параметры антенны остаются неизменными. ЛПА представляет собой систему параллельных СВ, питаемых от двухпроводной линии, размеры которых и расстояния между ними увеличиваются по мере удаления от начала антенны (рис. 6.36).

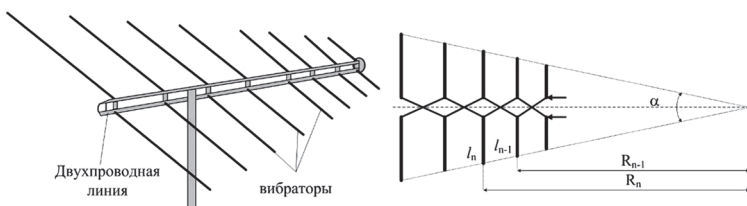


Рис. 6.36
Конструкция логопериодической антенны

Все вибраторы располагаются в пределах плоского угла α . У ЛПА отношение длины соседних вибраторов $l_1, l_2, l_3, \dots, l_{n-1}, l_n$ и расстояния от угла α до соответствующих вибраторов $R_1, R_2, \dots, R_{n-1}, R_n$ остается одинаковое:

$$\frac{l_1}{l_2} = \frac{l_2}{l_3} = \dots = \frac{l_{n-1}}{l_n} = \frac{R_1}{R_2} \tau = \frac{R_2}{R_3} \tau = \dots = \frac{R_{n-1}}{R_n} \tau,$$

где $0 < \tau < 1$ — коэффициент подобия. Отсюда следует, что антенна обладает такими же характеристиками на частоте f_1 , как и на частоте $f_2 = \tau f_1$ или $\ln(f_1) - \ln(f_2) = \ln(1/\tau)$.

Следовательно, параметры такой антенны являются периодической функцией логарифма частоты (отсюда название антенны). На некоторой частоте наиболее интенсивно возбуждается вибратор длиной $2l \approx 2\lambda$, а также ближайšie к нему более короткие и более длинные вибраторы. Эти вибраторы образуют активную зону, излучающую большую часть подводимой от генератора энергии. При изменении частоты активная зона перемещается по антенне: при увеличении частоты она смещается в сторону более коротких вибраторов, а при уменьшении — в сторону более длинных. Величины λ_{\max} и λ_{\min} определяются размерами наибольших и наименьших вибраторов. Коэффициент перекрытия диапазона такой антенны $K_d = 3-10$. ЛПА наиболее часто выполняют в виде двух продольных и параллельных трубок, к которым подключают плечи вибраторов. Фидер питания прокладывается внутри одной из полых трубок. Со стороны самого короткого вибратора внутренний провод фидера соединяется со второй трубкой, которая через перемычку соединяется с внешней оболочкой фидера. Таким образом, эти две трубки совместно играют не только роль стрелы, но и отрезка двухпроводной длинной линии, обеспечивающего требуемую схему питания вибраторов.

6.4.5. Многовибраторная синфазная антенна

Такая антенна состоит из полуволновых вибраторов, размещенных этажами по несколько вибраторов в этаже (рис. 6.37).

Если обеспечить синфазное возбуждение вибраторов, то множитель такой антенной решетки будет ориентирован максимумом по нормали к плоскости их расположения. Для создания однонаправленного излучения по одну сторону от вибраторов на удалении $0,25\lambda$ размещается рефлектор. Синфазное питание вибраторов обеспечивается перекрещиванием проводов линии передачи и подбором их длины.

Такая антенна формирует узкую ДН как в вертикальной, так и в горизонтальной плоскостях. Множитель многовибраторной синфазной антенны определяется на

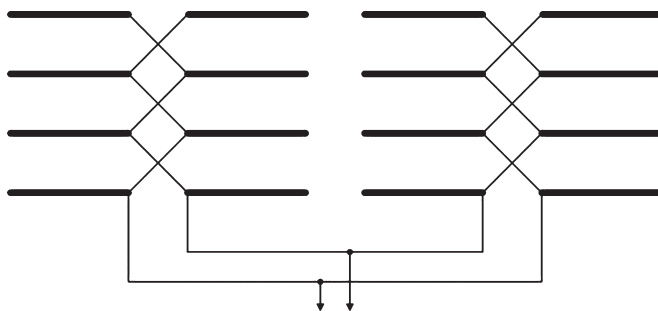


Рис. 6.37
Конструкция многовибраторной синфазной антенны

основе теории антенных решеток по формуле (3.78) для плоской АР.

Поляризация антенны задается полем излучения каждого вибратора, т. е. является горизонтальной. Влияние земной поверхности на направленные свойства антенны в вертикальной плоскости учитывается дополнительным множителем:

$$\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot h \cdot \sin\theta\right),$$

где h — высота поднятия антенны; θ — угол, отсчитываемый от нормали к плоскости АР.

Многовибраторные синфазные антенны применяют в диапазоне ДКМВ, для связи ионосферным лучом на большие расстояния. Кроме того, их используют и в диапазоне МВ для формирования узких ДН при небольшом уровне боковых лепестков. Недостатком таких антенн является узкополосность.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Дайте определение симметричного вибратора.
2. Перечислите условия геометрической и электрической симметрии вибратора.
3. Чему равно активное и реактивное входное сопротивление симметричного полуволнового вибратора?
4. Поясните, как можно расширить диапазон рабочих частот СВ.

5. Дайте определение несимметричного вибратора.
6. Поясните использование метода зеркальных изображений для определения характеристик и параметров несимметричного вибратора.
7. Поясните способ увеличения сопротивления излучения и действующей длины коротких несимметричных вибраторов.
8. Поясните влияние параметров экрана на ДН НСВ.
9. Каким образом можно учесть влияние высоты расположения антенны над земной поверхностью на ДН в вертикальной плоскости?
10. Поясните конструкцию и принцип действия Т-образной антенны.
11. Поясните конструкцию и принцип действия V-образной антенны.
12. Поясните конструкцию и принцип действия ромбической антенны.
13. Поясните физический смысл взаимного и вносимого сопротивлений.
14. Поясните зависимость активной и реактивной составляющей взаимного сопротивления вибраторов от расстояния между ними.
15. Каковы должны быть размеры пассивного вибратора, чтобы он выполнял роль директора или рефлектора в двухвибраторной антенне?
16. Поясните конструкцию и принцип действия директорной антенны.
17. Поясните конструкцию и принцип действия ЛПА.
18. Поясните конструкцию и принцип действия многовибраторной синфазной антенны.

ЩЕЛЕВЫЕ АНТЕННЫ

7.1. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ЩЕЛЕВЫХ АНТЕНН И СПОСОБЫ ИХ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Идея применения щелей принадлежит отечественным ученым М. А. Бонч-Бруевичу и М. С. Нейману (1940). Теория щелевых антенн была развита в работах А. А. Пистолькорса и Я. Н. Фельда (1944–1947).

Щелевая антенна (ЩА) — это антенна линейного типа в виде щели, прорезанной в металлической поверхности. Такие антенны находят применение в диапазонах дециметровых и сантиметровых волн.

В настоящее время антенны в виде узких полуволновых щелей, возбуждаемых токами, протекающими на внутренней поверхности стенок волноводов, или с помощью фидеров, широко применяются в технике войск связи и РТО ВВС. При этом преимущественно на практике используются щели прямоугольной формы, (рис. 7.1) со следующими размерами $2l_{щ} \approx 0,5\lambda$, $d_{щ} \approx 0,05\lambda$.

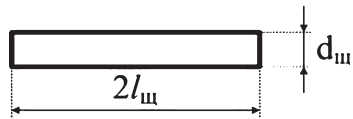


Рис. 7.1
Геометрические параметры
прямоугольной щели

Если по металлической поверхности протекает ток и щель пересекает линии поверхностного тока, то на ее краях возникают заряды противоположных знаков, а внутри щели возникает поле той же частоты, что и породившие его токи (рис. 7.2а).

Далее это ЭМП «отрывается» от щели и распространяется в окружающем пространстве. Если щель расположена вдоль линии тока, то заряды на ее краях не возникают,

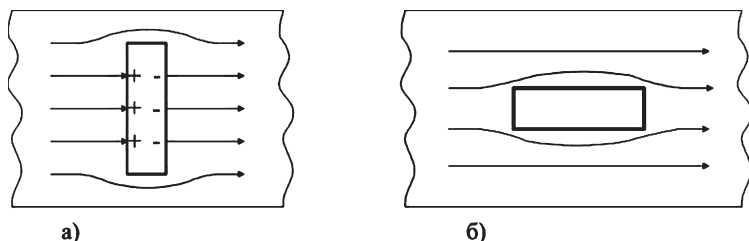


Рис. 7.2

Расположение щели относительно линий тока:

a — излучающая щель; *b* — неизлучающая щель.

внутри щели электрическое поле отсутствует и излучения в этом случае нет.

Щелевые антенны классифицируются по следующим признакам:

- *по форме щели*: прямолинейные, гантелеобразные, крестообразные, петлевые, кольцевые (рис. 7.3);
- *по характеру излучения*: с односторонним или двухсторонним излучением;
- *по типу*: одиночные, волноводно-щелевые.

Для придания щелевой антенне одностороннего излучения ее с одной стороны закрывают объемным резонатором.

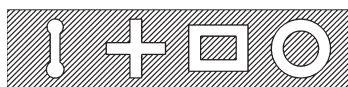


Рис. 7.3

Типы щелевых антенн

Особый класс щелевых антенн образуют *волноводно-щелевые антенны*. Это антенные решетки, элементами которых являются щели,

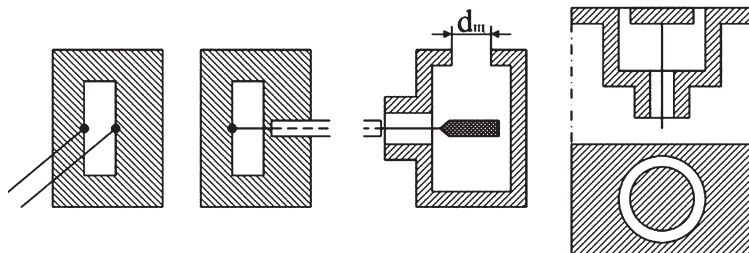


Рис. 7.4

Способы питания щелевых антенн

прорезанные в стенках волноводов различного поперечного сечения.

Некоторые способы возбуждения щелевых антенн: двухпроводной линией, коаксиальной линией, с помощью четвертьволнового штыря и с помощью объемного резонатора, представлены на рисунке 7.4.

В диапазоне ДМВ ЩА могут возбуждаться с помощью двухпроводных, коаксиальных или полосковых фидеров. В диапазоне СМВ ЩА обычно возбуждаются с помощью объемных резонаторов или волноводов.

7.2. ПОЛЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ПРЯМОЛИНЕЙНОЙ ЩЕЛИ В БЕСКОНЕЧНО ПЛОСКОМ ЭКРАНЕ

Поскольку щелевая антенна относится к антеннам линейного типа, то ее поле излучения, характеристики и параметры можно найти с помощью теории линейных антенн. Для этого требуется знать распределение амплитуды и фазы напряжения вдоль щели. Решение этой задачи напрямую электродинамическим методом является сложным, так как необходимо учесть краевые эффекты и дифракционные явления.

Для определения характеристик и параметров щелевой антенны А. А. Пистолькорсом было предложено использование принципа перестановочной двойственности, основанного на электрической симметрии уравнений Максвелла, и, как следствие — их решений. При этом необходимо было заменить щель в экране металлической тонкой пластиной таких же размеров. Принцип можно использовать, если граничные условия для магнитного поля на металлической пластине и вокруг нее полностью совпадают с граничными условиями для электрического поля внутри щелевого излучателя и на поверхности металла. Что это именно так, очевидно, если изобразить структуру данных полей в проекции сверху (рис. 7.5).

При этом

$$\dot{E}_{\tau_{\text{щ}}} = \frac{\dot{U}_{\text{щ}}}{d}; \quad \dot{H}_{\tau_{\text{в}}} = \frac{\dot{I}_{\text{А}}}{2d}. \quad (7.1)$$

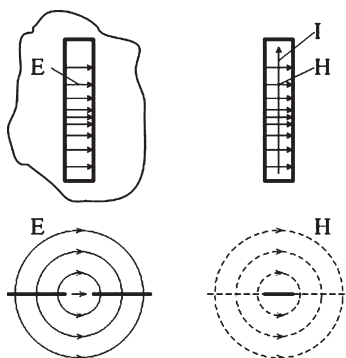


Рис. 7.5
Структура электрических полей
щели и вибратора

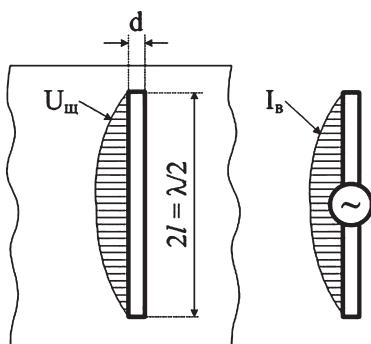


Рис. 7.6
Законы распределения
напряжения вдоль полуволновой
щели и тока вдоль эквивалентного
полуволнового вибратора

Кроме того, закон распределения напряжения вдоль щели можно считать таким же, как и тока — вдоль вибратора (рис. 7.6):

$$\dot{U}_{щ} = U_{щп} \cdot \sin(k \cdot l); \quad \dot{I}_{в} = I_{вп} \cdot \sin(k \cdot l), \quad (7.2)$$

где $U_{щп}$, $I_{вп}$ — значения напряжения и тока в пучности соответственно.

Принцип перестановочной двойственности позволяет, не решая строго электродинамическую задачу для щелевого излучателя, воспользоваться готовыми уравнениями поля для электрического вибратора, сделав в них следующие замены:

$$\begin{cases} \dot{H}_{в} \rightarrow \dot{E}_{щ}; \\ \dot{H}_{тв} \rightarrow \dot{E}_{тщ}. \end{cases} \quad (7.3)$$

В качестве исходных соотношений используем составляющие поля СВ:

$$\begin{cases} \dot{E}_{0в} = j \frac{60 \dot{I}_A}{r} \cdot e^{-j \cdot k \cdot r} \cdot f_0(\theta); \\ \dot{H}_{\phi в} = \frac{\dot{E}_{0в}}{120\pi} = j \frac{\dot{I}_A}{2\pi \cdot r} \cdot e^{-j \cdot k \cdot r} \cdot f_0(\theta). \end{cases} \quad (7.4)$$

Определяя ток на входных зажимах вибратора из (7.1), получим

$$\dot{I}_A = \dot{H}_{\tau_B} \cdot 2d. \quad (7.5)$$

Тогда второе уравнение системы (7.4) примет вид

$$\dot{H}_{\varphi_B} = j \frac{\dot{H}_{\tau_B}}{\pi \cdot r} \cdot e^{-j \cdot k \cdot r} \cdot f_0(\theta). \quad (7.6)$$

Применяя к нему принцип перестановочной двойственности (7.3), для поля излучения щели получим следующее уравнение:

$$\dot{E}_{\varphi_{щ}} = j \frac{\dot{E}_{\tau_{щ}} \cdot d}{\pi \cdot r} \cdot e^{-j \cdot k \cdot r} \cdot f_0(\theta) \quad (7.7)$$

или с учетом (7.1):

$$\begin{cases} \dot{E}_{\varphi_{щ}} = j \frac{\dot{U}_{щ}}{\pi \cdot r} \cdot e^{-j \cdot k \cdot r} \cdot f_0(\theta); \\ H_{\theta_{щ}} = \frac{\dot{E}_{\varphi_{щ}}}{120\pi} = j \frac{\dot{U}_{щ}}{120\pi^2 \cdot r} \cdot e^{-j \cdot k \cdot r} \cdot f_0(\theta). \end{cases} \quad (7.8)$$

Из сравнительного анализа полей излучения щели и вибратора следует:

- ориентация векторов \dot{E}_{θ_B} и $\dot{E}_{\varphi_{щ}}$ различна, т. е. при одинаковом расположении излучателей в пространстве поляризация полей этих излучателей отличается на 90° (рис. 7.7);
- ДН щелевого излучателя и его вибраторного аналога одинаковы.

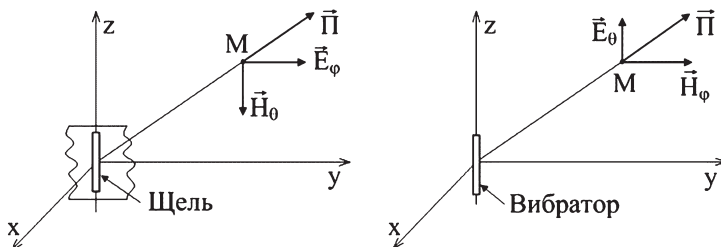


Рис. 7.7

Структура полей излучения полуволновой щели и эквивалентного полуволнового вибратора

7.3. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ЩЕЛЕВЫХ АНТЕНН

Диаграмма направленности. Из уравнений (7.8), с учетом выражения (6.10) для полуволнового СВ, следует:

$$F^E(\varphi) = 1; \quad (7.9)$$

$$F^H(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \cos\theta\right)}{\sin\theta}. \quad (7.10)$$

Из (7.9) и (7.10) следует, что щель, как и вибратор, имеет направленные свойства только в одной плоскости. Но при одинаковой ориентации излучателей плоскости будут иметь разное название. Диаграмма направленности щелевого излучателя в главных плоскостях представлена на рисунке 7.8. Для получения одностороннего излучения щель прорезают в одной из стенок объемного резонатора (рис. 7.8).

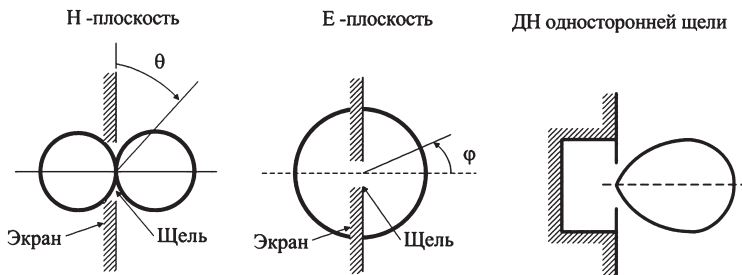


Рис. 7.8
Диаграмма направленности щелевой антенны

Коэффициент направленного действия. Для полуволновой щели с двухсторонним излучением имеем $D_0 = 1,64$, для односторонней — $D_0 = 3,28$.

Действующая длина составляет 64% от геометрической длины полуволновой щели:

$$\ell_D = \frac{\lambda}{2\pi} = 0,64 \cdot (2\ell). \quad (7.11)$$

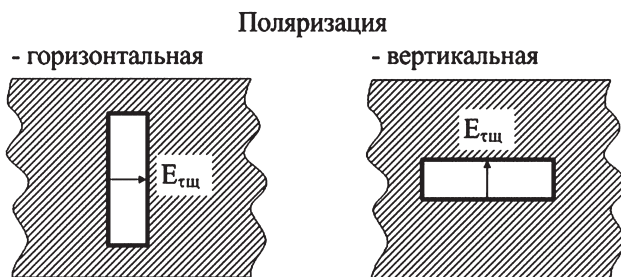


Рис. 7.9
Типы поляризации ЩА

Поляризация. Одиночная щель создает поле линейной поляризации. Тип поляризации определяется положением вектора \vec{E} в дальней зоне, зависящим, в свою очередь, от положения вектора $\vec{E}_{\tau щ}$, который всегда замыкает широкие стенки щели (рис. 7.9).

Таким образом, положение в пространстве вектора ЭМВ, излучаемой прямолинейной щелью перпендикулярно положению щели в пространстве.

Сопротивление излучения. Для создания в точке наблюдения поля одинаковой напряженности щелью и вибратором должно выполняться равенство амплитудных выражений (7.4) и (7.8), из первых уравнений которых можем записать:

$$\frac{60I_A}{r} = \frac{U_{щ}}{\pi \cdot r}; \Rightarrow U_{щ} = 60\pi \cdot I_A. \quad (7.12)$$

Последнее равенство является условием энергетической эквивалентности этих двух антенн. Если вибратор имеет ток на входных зажимах $I_A = 1$ А, то щель создает такое же поле, если разность потенциалов между ее краями в центре равна $U_A = 60\pi \approx 200$ В. При равенстве $E_B = E_{щ}$ должны быть равны и мощности излучения этих антенн, т. е. $P_{\Sigma щ} = P_{\Sigma в}$. Приравнявая мощности излучения каждой из антенн, можем записать:

$$\frac{I_A^2 \cdot R_{\Sigma в}}{2} = \frac{U_{щ}^2}{2R_{\Sigma щ}} = \frac{(60\pi \cdot I_A)^2}{2R_{\Sigma щ}}; \Rightarrow R_{\Sigma щ} = \frac{(60\pi)^2}{R_{\Sigma в}}. \quad (7.13)$$

Для ЩА чаще используют не сопротивление излучения, а проводимость излучения, которая для щели с односторонним излучением равна

$$G_{\Sigma_{щ}} = \frac{R_{\Sigma_{в}}}{2 \cdot (60\pi)^2}. \quad (7.14)$$

Входное сопротивление и входная проводимость щели. Рассуждая аналогично выражению (7.14), можем установить связь между входным сопротивлением вибратора и щели:

$$\dot{Z}_{щ} = \frac{(60\pi)^2}{\dot{Z}_{в}}. \quad (7.15)$$

Подставляя значение входного сопротивления для полуволнового вибратора, получим входное сопротивление полуволновой щели с двухсторонним излучением:

$$\dot{Z}_{щ} = 363 - j211 \text{ Ом}. \quad (7.16)$$

Отсюда видно, что реактивная составляющая входного сопротивления полуволновой щели имеет емкостный характер (т. е. противоположный к вибратору).

Комплексная входная проводимость щели равна

$$\dot{Y}_{щ} = \frac{1}{\dot{Z}_{щ}} = G_{\Sigma_{щ}} + jB_{щ} = \frac{R_{\Sigma_{в}} - jW_{B_{щ}} \cdot \text{ctg}(k \cdot \ell)}{(60\pi)^2}, \quad (7.17)$$

где $W_{B_{щ}} = 120 \left(\ln \left(\frac{4\ell}{d} \right) - 1 \right)$ — волновое сопротивление щелевого излучателя.

Таким образом, реактивное сопротивление вибратора и реактивная входная проводимость щели одинаковой длины имеют и одинаковый характер (знак). Для настройки щели в резонанс щель так же, как и вибратор, несколько укорачивают. Широкие щели оказываются более диапазонными, чем узкие.

7.4. ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫЕ АНТЕННЫ

Одиночные щелевые антенны имеют весьма широкие ДН. Для получения узких ДН используют многощелевые антенны. Обычно такие антенны представляют собой

волновод с прорезанными в его стенках полуволновыми щелями. Такие антенны получили название волноводно-щелевых антенн (ВЩА). При синфазном возбуждении щелей максимум ДН будет расположен перпендикулярно плоскости расположения щелей (т. е. оси волновода). При этом направленные свойства такая ВЩА будет иметь только в плоскости, содержащей ось волновода.

7.4.1. Возбуждение щелей в волноводах

Наиболее часто в качестве основы ВЩА применяют прямоугольные волноводы с возбуждаемой в них волной H_{10} . Чтобы щель излучала, ее должны пересекать линии поверхностного тока. При проектировании ВЩА необходимо знать распределение токов по внутренней поверхности стенок волновода с волной типа H_{10} . Эта картина представлена на рисунке 7.10.

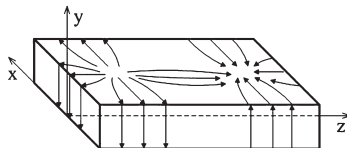


Рис. 7.10
Распределение токов по внутренней поверхности стенок прямоугольного волновода с волной типа H_{10}

Рассмотрим влияние расположения щели на широкую стенку волновода на интенсивность ее возбуждения.

Продольная щель возбуждается поперечной составляющей поверхностного тока:

$$J_x = J_{mx} \cdot \sin \frac{\pi \cdot x_0}{a}, \quad (7.18)$$

и тем сильнее, чем дальше смещена от продольной оси к боковой стенке волновода (рис. 7.11а).

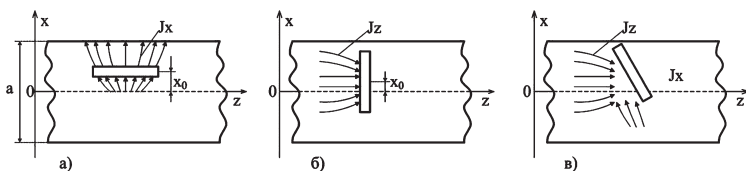


Рис. 7.11

Возбуждение щелей поверхностным током:

а — продольная щель; б — поперечная щель; в — наклонная щель.

Поперечная щель возбуждается продольной составляющей поверхностного тока:

$$J_z = J_{mz} \cdot \cos \frac{\pi \cdot x_0}{a}. \quad (7.19)$$

При этом интенсивность возбуждения ее тем больше, чем ближе она располагается к продольной оси волновода (рис. 7.11б).

Если щель расположена *наклонно* в широкой стенке волновода, то она возбуждается как продольной, так и поперечной составляющими поверхностного тока (рис. 7.11в).

Если питающий волновод заменить эквивалентной ему двухпроводной линией, то продольную щель для поперечных токов можно представить как сосредоточенную проводимость, включенную в линию параллельно, поперечную щель для продольных токов можно представить в виде сосредоточенного сопротивления, включенного последовательно, а наклонную щель — в виде комбинации параллельно включенной проводимости и последовательно включенного сопротивления (рис. 7.12).

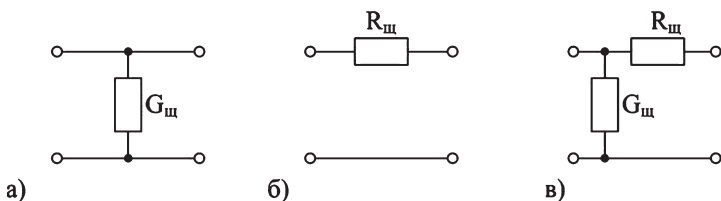


Рис. 7.12

Эквивалентные электрические схемы щелей в волноводе:

a — продольная щель; *б* — поперечная щель; *в* — наклонная щель.

7.4.2. Типы, особенности конструкции волноводно-щелевых антенн

По способу возбуждения щелей различают прямофазные и переменнo-фазные ВЩА.

В *прямофазных ВЩА* фаза тока возбуждения щели определяется только фазой ЭМВ, распространяющейся по волноводу. Для синфазного возбуждения набег фазы

ЭМВ при распространении от одной щели до другой должен быть равен $\alpha = 2\pi$. Тогда требуемое расстояние между соседними щелями:

$$\alpha = k'd = \frac{2\pi}{\Lambda} \cdot d, \Rightarrow d = \Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \approx 1,4\lambda. \quad (7.20)$$

Так как требуемое расстояние между соседними щелями больше длины волны ($d \approx 1,4\lambda$), то множитель такой АР будет иметь несколько главных лепестков. Точные расчеты показывают, что для стандартного волновода в множителе АР появляются соседние интерференционные лепестки ($m = \pm 1$), отклоненные на углы $\pm 46^\circ$ от нормали к стенке волновода (рис. 7.13).

Вследствие многолепесткового характера ДН такие ВЩА на практике находят исключительно редкое применение.

В *переменнофазных ВЩА* продольные щели прорезают в широкой стенке волновода на расстоянии $d = 0,5\Lambda$ друг от друга и возбуждаются они поперечными токами. Необходимая син-

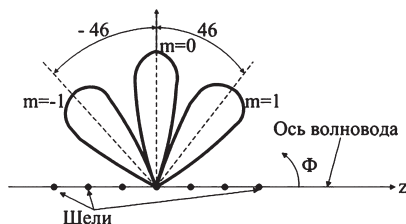


Рис. 7.13
Множитель прямофазной ВЩА

фазность питания щелей обеспечивается тем, что щели попеременно располагаются по разные стороны от средней линии широкой стенки волновода. Для щелей, прорезанных в узкой стенке волновода, это же условие обеспечивается встречным наклоном соседних щелей. Варианты расположения щелей представлены на рисунке 7.14.

В ВЩА такого типа фазовый сдвиг между токами, возбуждающими соседние щели, равен $2\pi = \alpha = k' \cdot d + \pi$, где π — фазовый сдвиг, полученный за счет встречного направления токов, возбуждающих соседние щели. Отсюда следует, что расстояние между соседними щелями будет равно

$$d = \Lambda / 2 \approx 0,72\lambda. \quad (7.21)$$

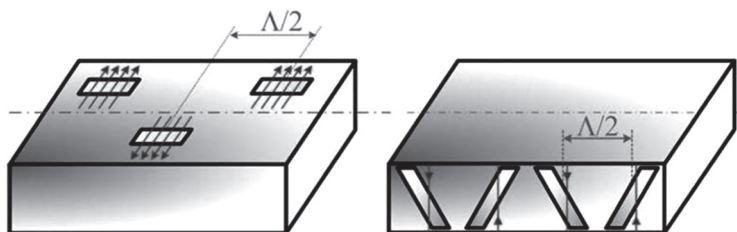


Рис. 7.14

Конструкция и возбуждение щелей переменнo-фазных ВЦА

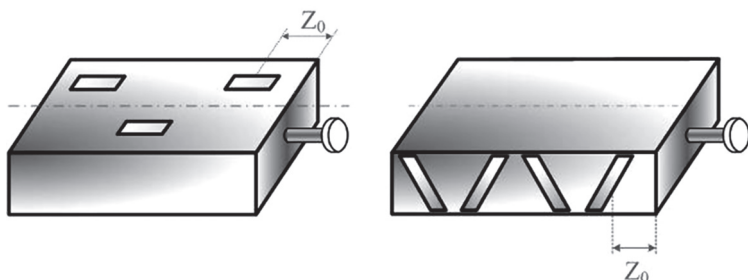


Рис. 7.15

Конструкция резонансных ВЦА

При этом множитель ВЦА будет иметь только один главный лепесток нулевого порядка, направленный перпендикулярно оси волновода. Синфазные антенные решетки такого типа, как правило, работают в режиме стоячих волн. Для получения такого режима в конце излучающего волновода устанавливается короткозамыкатель (плунжер), как это показано на рисунке 7.15.

Расстояние между ним и последней щелью должно быть таким, чтобы щель находилась в пучности той составляющей тока, которой она возбуждается, кроме того, при этом расстоянии будут соблюдаться условия согласования щелей с питающим волноводом. Исходя из этих требований, плунжер должен находиться на следующем удалении от последней щели:

- для продольного расположения щелей

$$z_0 = \frac{(2m+1) \cdot \lambda}{4}; \quad (7.22)$$

- для поперечного расположения щелей

$$Z_0 = \frac{m \cdot \lambda}{2}, \quad (7.23)$$

где $m = 1, 2, 3$ и т. д.

При изменении частоты условия (7.22) и (7.23) нарушаются, поэтому резко меняется согласование щелей с волноводом, так как сложение волн, отраженных от щелей, не будет синфазным. Поэтому такие ВЩА должны работать на одной фиксированной частоте, при которой $v_{\text{гд}} = 0$. Из-за этого их называют узкополосными или резонансными.

Наибольшее применение находят ВЩА наклонного излучения, у которых расстояние между соседними щелями $d \approx \lambda/2$, а главный лепесток может занимать положение под некоторым углом $v_{\text{гд}}$ относительно оси волновода. ВЩА такого типа используют излучающие волноводы, вдоль которых устанавливается режим бегущих волн. Это достигается использованием в конце волновода поглощающей нагрузки (рис. 7.16).

Оставшаяся не излученной мощность СВЧ переводится этой нагрузкой в тепло (5–7% от подведенной к волноводу мощности). Это делается с той целью, чтобы отраженная волна, идущая в противоположном направлении, не ухудшала согласование и не создавала еще один лепесток ДН. Расстояние между нагрузкой и последней щелью может быть любым. Такие ВЩА являются нерезонансными, так как условие согласования излучающего волновода с ЭМВ, отраженными от щелей, не меняются при изменении частоты. КПД таких антенн $\eta_A = 0,85\text{--}0,9$.

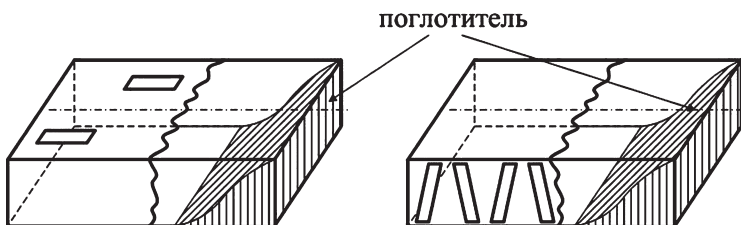


Рис. 7.16
Конструкция нерезонансных ВЩА

7.4.3. Диаграмма направленности ВЩА, особенности сканирования

ДН ВЩА рассчитывается при помощи теоремы перемножения:

$$F(\nu) = F_0(\nu) \cdot F_c(\nu), \quad (7.24)$$

где $F_0(\nu)$ — ДН одиночной щели, которая описывается выражением

$$F_0(\nu) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \sin \nu\right)}{\cos \nu}; \quad (7.25)$$

$F_c(\nu)$ — множитель системы, зависящий от вида амплитудно-фазового распределения токов вдоль ВЩА.

Для уменьшения уровня боковых лепестков ДН применяется спадающее к краям амплитудное распределение, которое формируется путем выбора величины связи щелей с волноводом. Таким образом, важным достоинством ВЩА является возможность реализации таких амплитудных распределений, при которых уровень боковых лепестков ДН имеет значения ≤ -30 дБ.

КНД ВЩА из N синфазных щелей $D_0 \approx 3N$.

Особенности управления положением главного лепестка

Направления главных лепестков множителя (и ДН всей ВЩА) в общем случае определяется известным выражением:

$$\sin \nu_{\text{гл}} = \frac{2\pi \cdot m}{k \cdot d} + \frac{a}{k \cdot d}. \quad (7.26)$$

Для лепестка нулевого порядка $m = 0$ для переменноразной ВЩА из (7.26) получим

$$\begin{aligned} \sin(\nu_{\text{гл}}) &= \frac{\alpha}{k \cdot d} = \frac{k' \cdot d - \pi}{k \cdot d} = \frac{k' \cdot d}{k \cdot d} - \frac{\pi \cdot \lambda}{2\pi \cdot d} = \\ &= \xi - \frac{\lambda}{2 \cdot d} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} - \frac{\lambda}{2d}. \end{aligned} \quad (7.27)$$

Если $\nu_{\text{гл}} = 0$; $\Rightarrow \alpha = 0$, то $\xi = \frac{\lambda}{2d}$, тогда $\lambda_0 = 2d \cdot \xi$, $f_0 = \frac{c}{2d \cdot \xi}$.

Если частоту изменить, то угол $\nu_{\text{гл}}$ тоже будет изменяться: при увеличении частоты относительно f_0 длина волны λ уменьшается, а значит, отношение d/λ увеличивается. При этом набег фазы ЭМВ при ее прохождении от щели к щели будет увеличиваться: $\alpha = \psi_1 - \psi_2 < 0$. Вследствие этого закон фазового распределения токов возбуждения щелей будет иметь отрицательный наклон в сторону конца излучающего волновода (рис. 7.17).

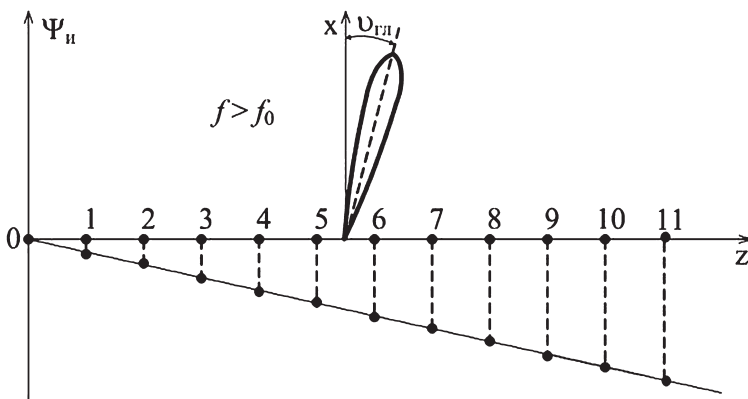


Рис. 7.17
Закон фазового распределения вдоль ВЩА при $f > f_0$

Главный лепесток будет отклонен от нормали к оси АР вправо: $\nu_{\text{гл}} > 0$. При уменьшении частоты аналогично уменьшается d/λ и $\alpha > 0$. Возбуждение каждой последующей щели происходит с некоторым опережением по отношению к предыдущей (рис. 7.18).

Главный лепесток при этом отклоняется влево: $\nu_{\text{гл}} < 0$.

Таким образом, изменяя частоту генератора, в ВЩА можно осуществить частотное сканирование ДН. Диапазон сканирования ДН по угловым координатам определяется условием существования одного главного лепестка.

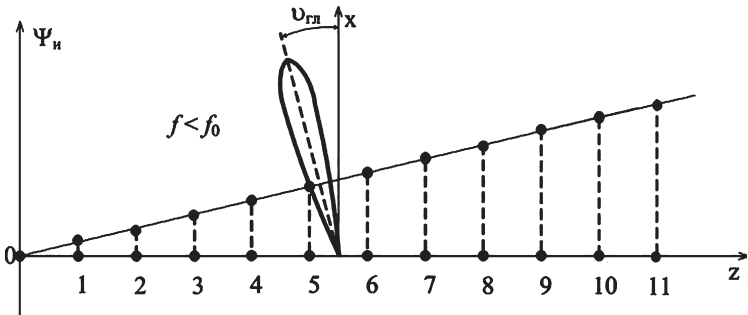


Рис. 7.18
Закон фазового распределения вдоль ВЩА при $f < f_0$

С увеличением частоты лепесток первого порядка ($m = 1$) появится при условии $d \geq \lambda_{\min}$. Этому условию в общем случае соответствует угол:

$$\nu_{\text{гл max}} = \arcsin \left(\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{\min}}{2a} \right)^2} - \frac{1}{2d} \right). \quad (7.28)$$

В стандартных волноводах он равен $+14^\circ$, как это показано на рисунке 7.19. Если за счет увеличения частоты генератора отклонить лепесток нулевого порядка на больший угол, то появится второй главный лепесток, что нежелательно.

При уменьшении частоты длина волны λ увеличивается, а значит, в любом случае выполняется условие $d < \lambda$, при котором будет только один главный лепесток нулевого порядка (рис. 7.19).

Однако, помимо этого, должно выполняться и условие распространения ЭМВ в волноводе ($\lambda_{\max} < \lambda_{\text{кр}} = 2a$). Поэтому при уменьшении частоты возникает ограничение, так как частота может стать меньше критической и волновод станет запредельным. Помимо этого, при уменьшении частоты возникает опасность возбуждения в волноводе ближайшей волны высшего типа H_{20} , критическая длина волны которой равна размеру широкой стенки волновода. Анализ показывает, что при уменьшении частоты оба этих фактора начинают действовать практически одно-

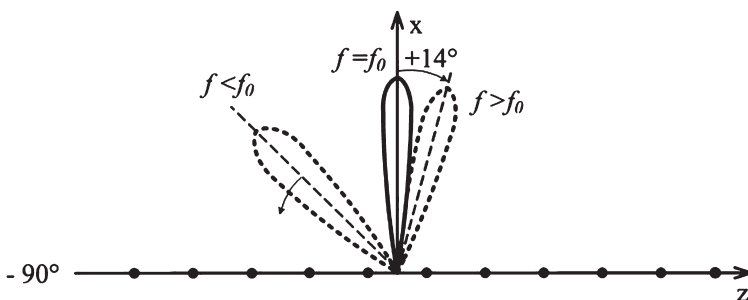


Рис. 7.19
Особенности сканирования ДН

временно. Поэтому при отклонении ДН ВЩАР на бóльшие углы целесообразно производить это только за счет уменьшения частоты генератора. Для отклонения ДН в обе стороны по отношению к нормали необходимо изменить направление движения ЭМВ в изучающем волноводе. При этом необходимо не только коммутировать вход излучающего волновода, но и изменять место подключения поглотительной нагрузки.

Характеристикой частотного метода сканирования ДН является углочастотная чувствительность антенны, равная величине отклонения главного лепестка (в градусах), приходящейся на один процент изменения частоты генератора:

$$\frac{d\nu}{d\lambda / \lambda \cdot 100\%} = \frac{\sin \nu - 1 / \xi}{\cos \nu}. \quad (7.29)$$

Она зависит как от исходного угла ν , так и от величины коэффициента замедления. Для стандартного прямоугольного волновода углочастотная чувствительность равна $1,6-1,8^\circ$ на процент изменения частоты. Поэтому для отклонения луча на относительно большой угол необходимо изменять частоту в широких пределах, что не всегда возможно реализовать на практике. Для повышения углочастотной чувствительности антенны необходимо увеличить коэффициент замедления. С этой целью в излучающий волновод можно поместить замедляющую структуру.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Изобразите ДН полуволновой щелевой антенны с двухсторонним излучением в E - и H -плоскостях.
2. Дайте определение волноводно-щелевой антенны.
3. Какими составляющими поверхностного тока возбуждаются продольная и поперечная щели, прорезанные в широкой стенке прямоугольного волновода?
4. Поясните особенности конструкции прямофазной и переменнo-фазной ВЩА.
5. Почему прямофазные ВЩА не нашли широкого применения?
6. Поясните особенности конструкции резонансной и нерезонансной ВЩА.
7. Чем ограничен сектор сканирования ДН в волноводно-щелевой антенне?

РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ

Наряду с антеннами электрического типа (или разомкнутого типа, например вибраторными) применяются и антенны магнитного типа (или замкнутого типа), которые выполняются в виде рамок.

В простейшем случае рамочная антенна представляет собой один или несколько последовательно соединенных витков провода, расположенных соосно.

Рамочные антенны различаются:

- размерами витка l_v по сравнению с длиной волны: электрически малые рамки ($l_v \ll \lambda$), рамки, соизмеримые с длиной волны ($l_v \approx \lambda$);
- формой витка: круглые, прямоугольные, треугольные и т. д.;
- количеством витков: одновитковые, многовитковые;
- наличием или отсутствием магнитного сердечника.

Электрически короткие рамки с ферритовым сердечником иногда называют ферритовыми антеннами.

8.1. ПРИЕМНЫЕ РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ С ЭЛЕКТРИЧЕСКИ МАЛЫМИ РАЗМЕРАМИ

Такая рамочная антенна имеет размеры витка, много меньше длины волны и используется в качестве приемной антенны в различных радиотехнических системах. Расположим круглую рамку в начале сферической системы координат, причем ось OZ направлена перпендикулярно плоскости витка, как это показано на рисунке. Пусть на

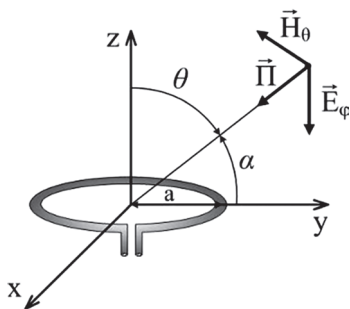


Рис. 8.1
Воздействие ЭМВ на рамку

рамку падает плоская ЭМВ под углом α к плоскости ее витка (рис. 8.1).

ЭДС, наводимая в рамке, будет пропорциональна скорости изменения магнитного потока, пронизывающего рамку:

$$\dot{\epsilon}_p = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (8.1)$$

где $\dot{\Phi}$ — магнитный поток, пронизывающий рамку. Его можно найти, зная напряженность магнитного поля ЭМВ в месте расположения рамки:

$$\dot{\Phi} = \mu_a \cdot \dot{H} \cdot S \cdot \sin\theta, \quad (8.2)$$

где S — площадь витка рамки; μ_a — абсолютная магнитная проницаемость среды внутри витка рамки.

Поскольку напряженность магнитного поля изменяется во времени по гармоническому закону, подставляя (8.2) в (8.1), получим

$$\dot{\epsilon}_p = -j \cdot \omega \cdot \mu_a \cdot \dot{H} \cdot S \cdot \sin\theta. \quad (8.3)$$

Учитывая связь между напряженностями электрического и магнитного полей в воздухе ($E = 120\pi H$), для рамки без магнитного сердечника можем из (8.3) получить

$$\dot{\epsilon}_p = -j \cdot k \cdot \dot{E} \cdot S \cdot \sin\theta. \quad (8.4)$$

Если рамочная антенна имеет n витков, то наведенная в ней ЭДС будет в n раз больше:

$$\dot{\epsilon}_p = -j \cdot k \cdot n \cdot \dot{E} \cdot S \cdot \sin\theta. \quad (8.5)$$

Из (8.5) можно определить амплитудное значение ЭДС:

$$\epsilon_p = k \cdot n \cdot E \cdot S \cdot \sin\theta. \quad (8.6)$$

Для направления максимального приема ($\theta = 90^\circ$) из (8.6) получим

$$\varepsilon_p = k \cdot n \cdot E \cdot S. \quad (8.7)$$

Диаграмма направленности

В плоскости витка рамки (в E -плоскости) ДН описывается выражением:

$$F_E(\varphi) = 1 \quad (8.8)$$

и имеет вид окружности, а в плоскости, перпендикулярной плоскости витка рамки (в H -плоскости), она описывается выражением

$$F_H(\theta) = \sin(\theta) \quad (8.9)$$

и имеет вид восьмерки с максимумами в направлениях $\theta = 90^\circ$ и $\theta = 180^\circ$ (рис. 8.2).

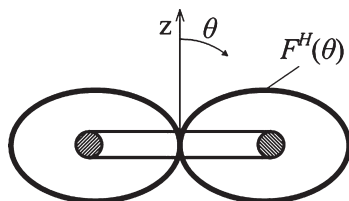


Рис. 8.2
ДН рамочной антенны

Поляризация ЭМП

Вектор магнитного поля ЭМВ, под воздействием которого в рамке наводится ЭДС, перпендикулярен плоскости витка рамки. Следовательно, поляризация ЭМП рамки является линейной и совпадает с положением рамки в пространстве.

Фазовая характеристика

Необходимо отметить, что фаза наведенной в рамке ЭДС сдвинута на $\pi/2$ по отношению к фазе электрического или магнитного поля падающей волны в центре рамки.

Действующая длина рамки

Как известно, в приемных антеннах наведенная ЭДС пропорциональна напряженности электрического

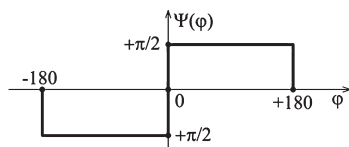


Рис. 8.3
Фазовая характеристика
рамочной антенны

го поля в месте расположения антенны и определяется выражением

$$\varepsilon_{p \max} = l_d \cdot E_{\max}, \quad (8.10)$$

где l_d — действующая длина антенны, выражение для которой с учетом (8.7) принимает вид

$$l_d = \frac{\varepsilon_{p \max}}{E_{\max}} = k \cdot n \cdot S. \quad (8.11)$$

Из (8.11) следует, что у приемной рамочной антенны с малыми размерами в длинах волн площадь витка будет мала и, следовательно, действующая длина ее получается небольшой.

Сопротивление переизлучения

Как известно, сопротивление переизлучения характеризует переизлученную приемной антенной мощность при короткозамкнутых зажимах. Его можно определить, зная действующую длину:

$$R_{\Sigma} = 80\pi^2 \cdot \left(\frac{l_d}{\lambda}\right)^2 = 80\pi^2 \cdot \left(\frac{k \cdot n \cdot S}{\lambda}\right)^2 = 320\pi^4 \cdot \left(\frac{n \cdot S}{\lambda^2}\right)^2. \quad (8.12)$$

Из (8.12) следует, что и сопротивление излучения электрически малой рамки очень мало и составляет единицы Ом. Именно поэтому электрически малые рамки используются только как приемные антенны. Их использование в качестве передающих антенн из-за малой величины сопротивления излучения оказывается малоэффективным вследствие низкого КПД. Кроме того, сложно подобрать линию передачи с малым волновым сопротивлением. Для увеличения действующей длины и сопротивления излучения используют многovitковые рамки и применяют сердечники из ферромагнитных материалов.

8.2. РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ С МАГНИТНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ

Рассмотрим многovitковую рамку, витки которой намотаны на цилиндрическом стержне из ферромагнитного материала (рис. 8.4). Феррит сердечника имеет относи-

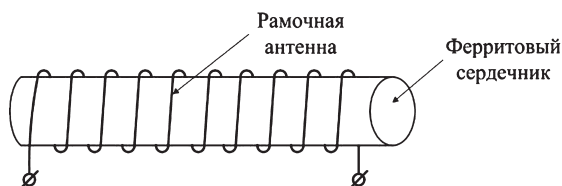


Рис. 8.4
Конструкция ферритовой антенны

тельную магнитную проницаемость, достигающую десятков тысяч, поэтому магнитный поток, пронизывающий рамку, возрастет.

Сердечник характеризуется и своей магнитной проницаемостью:

$$\mu_c = \frac{\mu}{1 + (\mu - 1) \cdot k_p}, \quad (8.13)$$

где k_p — коэффициент размагничивания, учитывающий размагничивающее действие концов сердечника и зависящий от его формы.

Применение магнитного сердечника приводит к возрастанию ЭДС, наводимой в рамке, что эквивалентно увеличению действующей длины рамки:

$$l_d = \mu_{\text{ант}} \cdot k \cdot n \cdot S, \quad (8.14)$$

где $\mu_{\text{ант}}$ — магнитная проницаемость антенны, определяемая выражением

$$\mu_{\text{ант}} = \mu_c \cdot m_A, \quad (8.15)$$

где m_A — коэффициент, зависящий от отношения длины рамки и длины сердечника и определяемый по формуле

$$m_A = 1 - 0,3 \cdot \frac{l_p}{l_c}. \quad (8.16)$$

Очевидно, что применение сердечника приводит к увеличению индуктивного характера входного сопротивления рамки. Поскольку индуктивность рамки пропорциональна числу витков в ней, то для сохранения постоянной величины индуктивности необходимо число витков уменьшить. С учетом этого требования дей-

ствующая длина рамки с магнитным сердечником будет равна

$$l_d = k \cdot n \cdot S \cdot \sqrt{\mu_{\text{ант}}}. \quad (8.17)$$

Таким образом, применение магнитного сердечника позволяет увеличить действующую длину рамочной антенны в $\sqrt{\mu_{\text{ант}}}$ раз.

8.3. РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ С РАЗМЕРАМИ, СООТНОСИТЕЛЬНЫМИ С ДЛИНОЙ ВОЛНЫ

Сопротивление излучения таких антенн достаточно большое, поэтому их можно использовать как в режиме приема, так и в режиме излучения. Размеры витка такой антенны равны длине волны, поэтому направление токов по периметру будет встречным. Рассмотрим в качестве примера рамки возбуждаемые ЭМВ горизонтальной поляризации. Картина распределения тока по рамке будет иметь вид, представленный на рисунке 8.5. Как следует из рисунка, эффективно возбуждаться будут отдельные части рамки. Их можно рассматривать как два симметричных, параллельных вибратора, возбуждаемых синфазно. Из теории антенных решеток известно, что множитель таких вибраторов имеет максимум главного лепестка перпендикулярно оси решетки, т. е. перпендикулярно плоскости рамки.

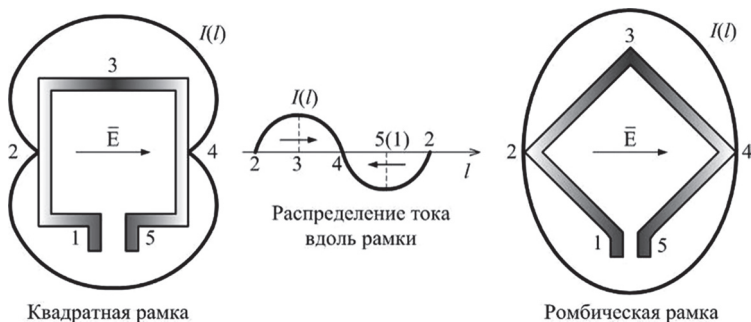


Рис. 8.5
Распределение тока вдоль рамочной антенны

На практике применяют зигзагообразную антенну, состоящую из двух ромбических рамок, питаемых параллельно (рис. 8.6).

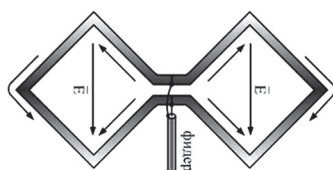


Рис. 8.6
Зигзагообразная антенна

Каждая из ромбических рамок имеет периметр, равный длине волны. Питание такой антенны может осуществляться коаксиальным фидером без применения симметрирующего устройства. Антенна также состоит из двух синфазно возбуждаемых рамок. Поэтому ее направленные свойства будут выше, чем у обычной рамки. Для получения однонаправленного излучения на расстоянии $\lambda/4$ от зигзагообразной антенны устанавливают рефлектор, выполненный из сетки в виде горизонтально расположенных проводников. Такие антенны являются диапазонными $k_d = 2$ и нашли широкое применение в диапазоне УКВ для радиорелейных станций (рис. 8.7).

В диапазоне ДМВ в некоторых радиотехнических системах применяют горизонтально расположенные рамочные антенны в виде круглого кольца, радиус которого соизмерим с длиной волны. При этом амплитуда и фаза тока вдоль кольца не изменяются.

Расчеты, проведенные на основе теории линейных антенн, показывают, что поле излучения такой антенны с током можно определить при помощи выражения

$$E_{\varphi}(\theta) = \frac{60\pi \cdot k \cdot a \cdot I_m}{r} \cdot J_1(k \cdot a \cdot \sin\theta), \quad (8.18)$$

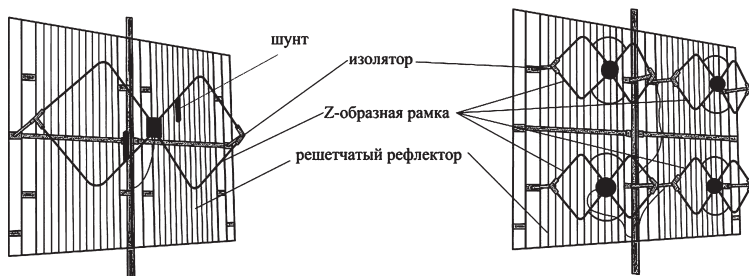


Рис. 8.7
Антенна радиорелейной станции Р-419

где $J_1(k \cdot a \cdot \sin\theta)$ — функция Бесселя первого рода первого порядка.

Анализ показывает, что при значениях $a < 0,3\lambda$ ($k \cdot a < 1,84$) направление максимума ДН лежит в плоскости рамки (так как аргумент функции Бесселя меньше ее первого корня, равного 1,84, и ДН описывается ее главным лепестком). При дальнейшем увеличении радиуса рамки ДН приобретает многолепестковую форму (так как ДН будет описываться не только главным лепестком функции Бесселя, но и ее боковыми лепестками). Поэтому на практике обычно применяются рамочные антенны, у которых ($k \cdot a < 2$).

Кольцевая вибраторная антенна с равноамплитудным распределением тока по периметру кольца может быть получена из трех симметричных вибраторов, плечи которых изогнуты таким образом, что образуют кольцо, как это показано на рисунке 8.8.

В такой антенне питание от общего коаксиального фидера к каждому симметричному вибратору подается проводом, проложенным внутри одного плеча вибратора. В этом случае поле излучения антенны определяется выражением (8.6).

Изменяя способ запитки кольцевой антенны, можно добиться того, что ток на металлическом кольце будет описываться законом бегущей волны с постоянной амплитудой. В этом случае поле излучения антенны описывается более сложными выражениями, если по периметру кольца укладывается одна волна, то максимум ДН антенны ориентируется вдоль оси кольца и поле излучения имеет круговую поляризацию.

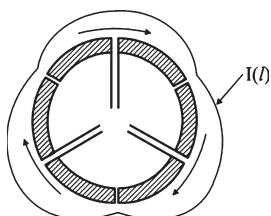


Рис. 8.8
Кольцевая антенна

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Дайте определение рамочной антенны и перечислите их типы.
2. Почему электрически малая рамочная антенна используется только в режиме приема?

3. Изобразите ДН электрически малой рамочной антенны в E - и H -плоскостях.
4. Изобразите фазовую характеристику электрически малой рамочной антенны.
5. Поясните необходимость использования магнитного сердечника в электрически малой рамке.
6. Почему рамочную антенну, соизмеримую с длиной волны, можно использовать не только в режиме приема, но и в режиме передачи?
7. Поясните конструкцию и принцип действия зигзагообразной антенны.
8. Поясните конструкцию и принцип действия кольцевой антенны.

РУПОРНЫЕ АНТЕННЫ

9.1. ТИПЫ РУПОРНЫХ АНТЕНН, ИХ КОНСТРУКЦИЯ

Под *рупорной антенной* понимают излучатель в виде отрезка волновода, у которого размеры поперечного сечения увеличиваются в направлении раскрыва.

Раскрыв такой антенны может быть прямоугольной, квадратной или круглой формы. Различают *E*- и *H*-плоскостные рупоры (размеры изменяются соответственно только в плоскости векторов \vec{E} или \vec{H}), пирамидальные (в обеих плоскостях одновременно). Такие рупоры получают из волноводов прямоугольной формы. Из круглого волновода с плавно увеличивающимся радиусом получается конический рупор.

Типы рупорных антенн представлены на рисунке 9.1.

Геометрические параметры рупорной антенны рассмотрим на примере *H*-секториального рупора, представив его в продольном сечении (рис. 9.2).

К ним относятся: a_p — размер раскрыва в *H*-плоскости; L — длина образующей рупора; R — длина рупора; $2\Phi_0$ — угол раскрыва рупора.

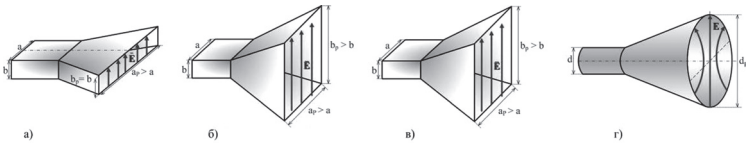


Рис 9.1

Типы рупорных антенн:

a — *H*-секториальный; *b* — *E*-секториальный; *v* — пирамидальный; *z* — конический.

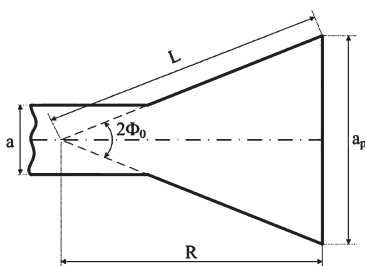


Рис. 9.2
Геометрические параметры
 H -секториального рупора

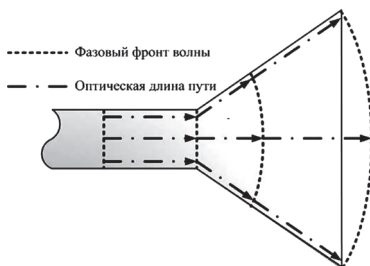


Рис. 9.3
Распространение ЭМВ
в H -секториальном рупоре

Принцип действия рупорной антенны рассмотрим на примере H -секториального рупора в режиме передачи (рис. 9.3). Как правило, в прямоугольном волноводе возбуждают основной тип волны H_{10} . Электромагнитная энергия в виде этого типа волны с плоским фазовым фронтом распространяется вдоль волновода и достигает горловины рупора: здесь часть энергии волны отражается, так как изменение размера широких стенок волновода для ЭМВ является сосредоточенной неоднородностью.

Кроме того, вследствие этой неоднородности в горловине происходит возбуждение ЭМВ высших типов, но размеры волновода таковы, что эти волны по мере удаления от горловины интенсивно затухают. Очевидно, что доля отраженной энергии и доля энергии, затраченной на возбуждение высших типов волн, будут тем меньше, чем меньше угол раскрыва рупора. Затем бóльшая часть энергии распространяется в виде ЭМВ с расходящимся фазовым фронтом внутри полости рупора и через раскрыв излучается в пространство. Раскрыв рупора также является сосредоточенной неоднородностью, поэтому в нем происходят те же явления, что и в горловине. Это вызвано тем, что волновое сопротивление раскрыва и свободного пространства — неодинаковы. Следовательно, свободное пространство является нагрузкой, волновод — линией передачи, а рупор — согласующим устройством.

Таким образом, вдоль волновода до горловины рупора ЭМВ распространяется с плоским фазовым фронтом, внутри полости рупора — с расходящимся фазовым фронтом и через раскрыв излучается в пространство.

9.2. *H*-СЕКТОРИАЛЬНЫЙ РУПОР

Если увеличивается размер только широкой стенки образующего рупор прямоугольного волновода (в плоскости вектора \vec{H}), то рупор называют *H*-секториальным или *H*-плоскостным (рис. 9.4).

H-секториальный рупор имеет согласующие свойства (согласуется со свободным пространством). Докажем это.

Для волны H_{10} волновое сопротивление прямоугольного волновода можно определить по формуле

$$W_B = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2 \cdot a}\right)^2}}, \quad (9.1)$$

а волновое сопротивление пространства равно $W_0 = 120\pi$. Отсюда следует, что чем больше размер раскрыва рупора a_p , тем волновое сопротивление раскрыва ближе к волновому сопротивлению свободного пространства ($a_p \uparrow \Rightarrow W_B \rightarrow W_0$).

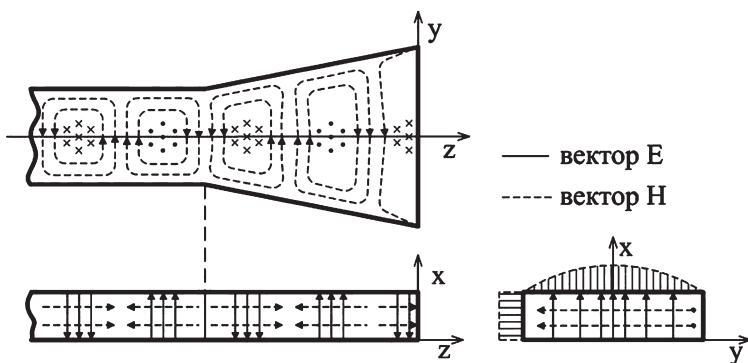


Рис. 9.4

Распределение ЭМП в *H*-секториальном рупоре

Поскольку рупорные антенны относятся к классу апертурных антенн, то их поле излучения и ДН можно найти апертурным методом. Для этого необходимо знать амплитудно-фазовое распределение поля в раскрыве рупора.

Амплитудное распределение поля в раскрыве рупора определяется типом возбуждаемой волны, а *фазовое распределение* — типом рупора и его геометрическими параметрами. Анализ показывает, что амплитудно-фазовое распределение поля в раскрыве H -секториального рупора имеет вид

$$\dot{E}_S(x, y) = E_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot y}{a_p}\right) \cdot e^{-j \cdot k \cdot \frac{y^2}{2R}}. \quad (9.2)$$

Из выражения (9.2) следует:

- вдоль оси OY (в H -плоскости) амплитудное распределение описывается косинусоидальным законом с максимумом посередине широкой стенки;
- вдоль оси OX (в E -плоскости) амплитудное распределение равномерно;
- фазовое распределение поля вдоль оси OY (по широкой стенке) подчиняется квадратичному закону, причем к краям раскрыва поле отстает по фазе относительно центра. Это явление объясняется разной длиной пути, проходимого ЭМВ от вершины рупора до различных точек на раскрыве;
- фазовое распределение поля вдоль оси OX (по узкой стенке) равномерно, так как узкая стенка рупора размеров не меняет.

Таким образом, фронт волны, выходящей из H -секториального рупора, имеет кривизну только в горизонтальной плоскости (H -плоскости), т. е. в пространстве является *цилиндрическим*.

Используя аппарат теории апертурных антенн и выражение (9.2), определим ДН H -секториального рупора:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \left| \int_S \dot{E}_S(x, y) \cdot e^{-j \cdot k \cdot r'} dS \right| =$$

$$= \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \left| \int_{y=-a_p/2}^{y=a_p/2} \int_{x=-b/2}^{x=b/2} E_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot y}{a_p}\right) \cdot e^{-j \cdot k \cdot \frac{y^2}{2R}} \cdot e^{-j \cdot k \cdot r'} dx dy \right|. \quad (9.3)$$

Так как в E -плоскости распределение поля в раскрыве рупора равноамплитудное и синфазное, то ДН в E -плоскости будет иметь вид

$$F^E(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \frac{\sin\left(\frac{k \cdot b}{2} \cdot \sin\theta\right)}{\frac{k \cdot b}{2} \cdot \sin\theta}. \quad (9.4)$$

В плоскости H , из-за квадратичного закона распределения фазы по раскрыву и косинусоидального закона распределения амплитуды, ДН выражается очень сложно через интегралы Френеля. Исследования показывают, что форма ДН, а следовательно, ее ширина и КНД H -секториального рупора определяются углом раскрыва рупора $2\Phi_0$. При увеличении угла раскрыва ДН в H -плоскости сначала сужается, а затем начинает расширяться (рис. 9.5). Это обусловлено тем, что при влиянии угла раскрыва на ДН вначале преобладает увеличение размера раскрыва a_p (он растет из-за увеличения угла раскрыва), а затем — все увеличивающиеся фазовые ошибки, которые также возрастают по мере роста размера раскрыва.

Поэтому с точки зрения получения наибольшего (оптимального) КНД целесообразно оптимально выбирать геометрические размеры рупора. Анализ показывает, что

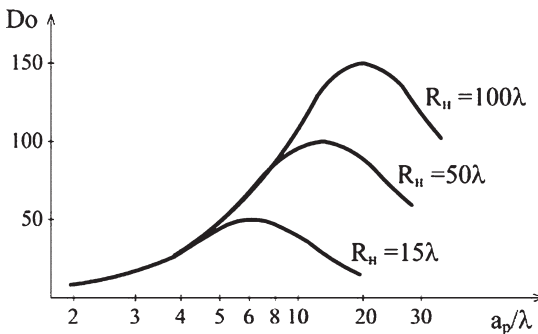


Рис. 9.5
Зависимость КНД H -секториального рупора от геометрических размеров его раскрыва

в H -секториальном рупоре максимально допустимая фазовая ошибка равна

$$\Delta\Psi_{\max} = \frac{3\pi}{4}. \quad (9.5)$$

Для H -секториального рупора $S = b \cdot a_p$, тогда из общей формулы для апертурных антенн определим КНД:

$$D_0 = \frac{4 \cdot \pi}{\lambda^2} \cdot S \cdot q. \quad (9.6)$$

Максимальный КНД H -секториального рупора может быть получен при следующих его оптимальных геометрических параметрах и КИП:

$$R_{\text{opt}} = \frac{a_p^2}{3 \cdot \lambda}; \quad (9.7)$$

$$q_{\text{opt}} = 0,64. \quad (9.8)$$

При этом *ширина ДН* оптимального H -секториального рупора в H - и E -плоскости определяется соотношениями:

$$2\theta_{0,5\text{opt}}^H = 80^\circ \cdot \frac{\lambda}{a_p}; \quad (9.9)$$

$$2\theta_{0,5\text{opt}}^E = 51^\circ \cdot \frac{\lambda}{b}. \quad (9.10)$$

Таким образом, H -секториальный рупор по отношению к открытому концу волновода имеет согласующие свойства и сужает ДН в H -плоскости.

9.3. E-СЕКТОРИАЛЬНЫЙ РУПОР

Если увеличивается размер только узкой стенки образующего рупор прямоугольного волновода (в плоскости вектора \vec{E}), то рупор называют *E-секториальным* или *E-плоскостным* (рис. 9.6). Так как широкая стенка волновода не изменяется, то в раскрыве рупора волновое сопротивление будет таким же, как и в волноводе.

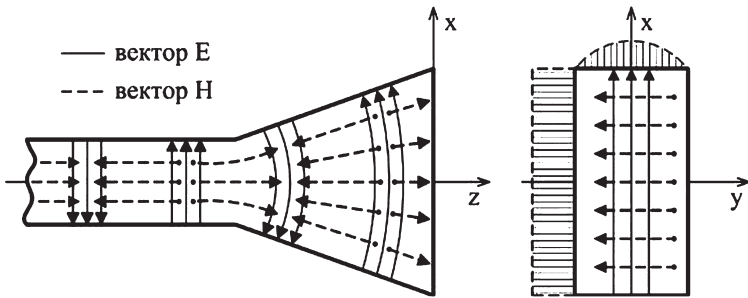


Рис. 9.6
Распределение ЭМП в E -секториальном рупоре

Следовательно, E -секториальный рупор *согласующих свойств не имеет*.

В раскрые E -секториального рупора амплитудно-фазовое распределение поля имеет вид

$$\dot{E}_S(x, y) = E_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot y}{a_p}\right) \cdot e^{-j \cdot k' \cdot \frac{x^2}{2R}}, \quad (9.11)$$

где $k' = 2\pi/\Lambda$ — коэффициент распространения ЭМВ в волноводе, $\Lambda \approx 1,4\lambda$ — длина волны в волноводе.

Из (9.11) следует, что при возбуждении в волноводе волны типа H_{10} амплитудное распределение поля в раскрые E -секториального рупора будет таким же, как и в раскрые H -секториального рупора. Искривление фазового фронта ЭМВ в E -секториальном рупоре будет происходить в вертикальной плоскости (в E -плоскости). Форма фазового фронта волны — *цилиндрическая*.

Диаграмма направленности E -секториального рупора может быть найдена апертурным методом и в H -плоскости не отличается от ДН в этой же плоскости открытого конца волновода:

$$F^H(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \frac{\cos\left(\frac{k \cdot a}{2} \cdot \sin\theta\right)}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - \left(\frac{k \cdot a}{2} \cdot \sin\theta\right)^2}. \quad (9.12)$$

В E -плоскости за счет квадратичного закона распределения фазы ДН описывается сложным выражением через интегралы Френеля.

Ширина ДН и величина КНД E -секториального рупора тоже зависят от угла раскрыва, т. е. от соотношения размера раскрыва b_p и длины рупора R . Эта зависимость будет аналогичной H -секториальному рупору (рис. 9.7). Но условие оптимальности для него будет более жестким, так как при равноамплитудном возбуждении раскрыва несинфазность поля на краях влияет в большей степени, поскольку амплитуда поля на краях раскрыва E -секториального рупора в E -плоскости такая же, как и в его центре.

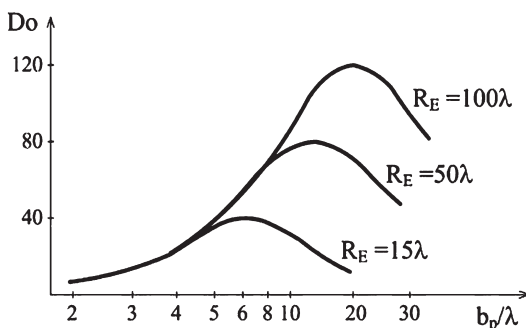


Рис. 9.7

Зависимость КНД E -секториального рупора от геометрических размеров его раскрыва

Максимально допустимая фазовая ошибка на краях раскрыва E -секториального рупора будет равна

$$\Delta\Psi_{\max} = \frac{\pi}{2}. \quad (9.13)$$

Сравнивая (9.5) и (9.13), видим, что в оптимальном E -секториальном рупоре максимально допустимая фазовая ошибка должна быть меньше, чем в H -секториальном рупоре. Это объясняется тем, что в E -секториальном рупоре в E -плоскости равно амплитудное возбуждение раскрыва, и поэтому несинфазность поля на краях раскрыва влияет на ДН в большей степени. Оптимальные геометри-

ческие размеры E -секториального рупора определяются выражением

$$R_{\text{opt}} = \frac{b_p^2}{2 \cdot \Lambda}. \quad (9.14)$$

При этом *ширина ДН* оптимального E -секториального рупора в H - и E -плоскостях определяется соотношениями:

$$2\theta_{0,5\text{opt}}^H = 68^\circ \cdot \frac{\lambda}{a_p}; \quad (9.15)$$

$$2\theta_{0,5\text{opt}}^E = 56^\circ \cdot \frac{\lambda}{b_p}. \quad (9.16)$$

Сравнивая (9.9), (9.10) и (9.15), (9.16), видим, что при одинаковых в длинах волн размерах раскрывов оптимальных H -секториального и E -секториального рупоров ширина ДН E -секториального рупора в E -плоскости будет меньше, чем H -секториального рупора в H -плоскости за счет равноамплитудного распределения поля.

Коэффициент использования площади оптимального E -секториального рупора, как и оптимального H -секториального рупора, $q_{\text{opt}} = 0,64$.

Увеличение длины H - или E -секториального рупора при постоянном угле раскрыва влияет на его КНД аналогичным образом, так как при увеличении длины рупора увеличивается размер a_p (у H -секториального рупора) или b_p (у E -секториального рупора).

9.4. ПИРАМИДАЛЬНЫЙ РУПОР

Пирамидальный рупор можно рассматривать как сочетание E - и H -секториальных рупоров. При этом следует различать островершинный пирамидальный рупор, у которого продолжения ребер пересекаются в одной точке, и клиновидный пирамидальный рупор, у которого продолжения ребер попарно пересекаются в двух точках (рис. 9.8). Вследствие этого у островершинного рупора его длина в E - и H -плоскостях одинакова $R_E = R_H = R$, а у клиновидного рупора различают две длины $R_E \neq R_H$.

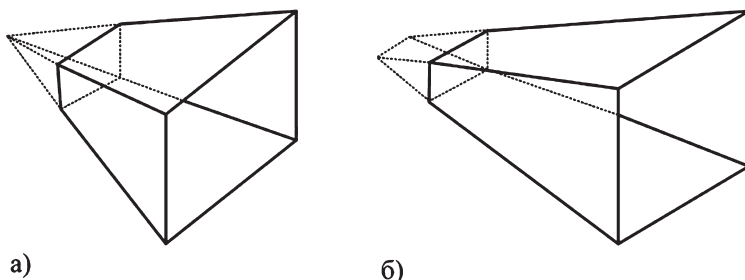


Рис. 9.8

Типы пирамидальных рупоров:

a — островершинный рупор; *б* — клиновидный рупор.

Приближенно можно считать, что у пирамидального рупора в E -плоскости структура поля такая же, как и у E -плоскостного рупора, а в H -плоскости — такая же, как у H -плоскостного рупора. Однако так как поперечный размер пирамидального рупора изменяется в двух плоскостях, то фронт волны представляет собой поверхность двойной кривизны и его приближенно можно считать сферическим. При условии, что в питающем рупоре волноводе существует основной тип волны H_{10} и, учитывая разность хода лучей от вершины до раскрыва, амплитудно-фазовое распределение поля в раскрыве пирамидального рупора можно описать выражением

$$\dot{E}_S(x, y) = E_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot y}{a_p}\right) \cdot e^{-j \cdot k \cdot \frac{y^2}{2R_H}} \cdot e^{-j \cdot k' \cdot \frac{x^2}{2R_E}}. \quad (9.17)$$

Исходной величиной, определяющей ДН пирамидального рупора, является амплитудно-фазовое распределение поля в его раскрыве. В связи с квадратичным распределением фазы в раскрыве пирамидального рупора по обеим координатным осям, его ДН в главных плоскостях описываются сложными выражениями через интегралы Френеля. В инженерной практике используется приближенный расчет ДН, при этом считается, что фазовые ошибки в раскрыве пирамидального рупора не превышают $\pi/2$ в E -плоскости и $3\pi/4$ — в H -плоскости. Такой подход позволяет записать выражения для ДН пирамидального рупора:

$$F^H(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \frac{\cos\left(\frac{k \cdot a_p}{2} \cdot \sin\theta\right)}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - \left(\frac{k \cdot a_p}{2} \cdot \sin\theta\right)^2}; \quad (9.18)$$

$$F^E(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\kappa \cdot b_p}{2} \cdot \sin\theta\right)}{\frac{\kappa \cdot b_p}{2} \cdot \sin\theta}. \quad (9.19)$$

Пирамидальный рупор, так же как и H - или E -секториальный рупоры, может быть оптимальным по КНД. В этом случае максимальная несинфазность поля на краях раскрыва равна $\pi/2$ в E -плоскости и $3\pi/4$ — в H -плоскости. Ширину ДН оптимального пирамидального рупора можно определить по формулам:

$$2\theta_{0.707\text{opt}}^H = 78^\circ \cdot \frac{\lambda}{a_p}; \quad (9.20)$$

$$2\theta_{0.707\text{opt}}^E = 56^\circ \cdot \frac{\lambda}{b_p}. \quad (9.21)$$

КНД оптимального пирамидального рупора равен 0,49. Он меньше, чем у оптимальных H - и E -секториальных рупоров, так как при одинаковом амплитудном распределении фазовое распределение поля в раскрыве пирамидального рупора по обеим координатам имеет квадратичный характер. Тогда можем определить его КНД:

$$D_{0\text{opt}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot a_p \cdot b_p \cdot q_{\text{opt}} = \frac{6,2}{\lambda^2} \cdot a_p \cdot b_p. \quad (9.22)$$

Если известны размеры раскрыва, то оптимальная длина клиновидного рупора:

$$R_{\text{opt}}^H = \frac{a_p^2}{3 \cdot \lambda}; \quad R_{\text{opt}}^E = \frac{b_p^2}{2 \cdot \lambda}, \quad (9.23)$$

а оптимальная длина островершинного рупора:

$$R_{\text{opt}}^H = R_{\text{opt}}^E = \frac{a_p^2}{3 \cdot \lambda}. \quad (9.24)$$

9.5. КОНИЧЕСКИЙ РУПОР

Конический рупор получают путем линейного увеличения диаметра круглого волновода, возбуждаемого, как правило, волной H_{11} (рис. 9.9). При этом структура поля в раскрыве рупора подобна структуре поля волны H_{11} , волна имеет сферический фазовый фронт, а амплитудное распределение в плоскости H близко к косинусоидальному, а в плоскости E — к равномерному.

Вследствие наличия разности длин путей между центральным и периферийным лучами фазовое распределение поля в раскрыве конического рупора в обеих плоскостях квадратичное. С учетом этих высказываний амплитудно-фазовое распределение в раскрыве конического рупора описывается выражением

$$\dot{E}_S(x, y) = E_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot y}{2a_p}\right) \cdot e^{-j \cdot k \cdot \frac{y^2}{2R}} \cdot e^{-j \cdot k' \cdot \frac{x^2}{2R}}, \quad (9.25)$$

где a_p — радиус раскрыва; R — длина рупора.

ДН конического рупора определяется интегрированием амплитудно-фазового распределения поля в раскрыве. При этом удобнее использовать полярную систему координат. С учетом этого применение апертурного метода позволяет получить выражение для ДН конического рупора:

$$F^E(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \frac{J_1(ka_p \cdot \sin\theta)}{ka_p \cdot \sin\theta}; \quad (9.26)$$

$$F^H(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \frac{J'_1(ka_p \cdot \sin\theta)}{1 - \left(\frac{ka_p \cdot \sin\theta}{1,84}\right)^2}, \quad (9.27)$$

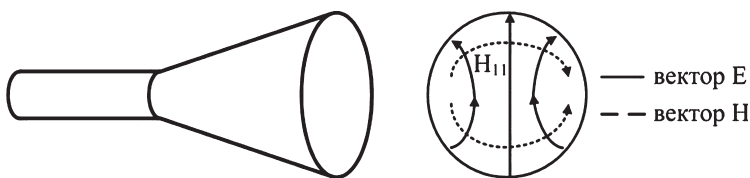


Рис. 9.9
Конструкция и распределение ЭМП в коническом рупоре

где $J_1(x)$ и $J_1'(x)$ — функция Бесселя первого рода первого порядка и ее первая производная соответственно.

Оптимальный по КНД конический рупор должен иметь длину:

$$R_{\text{opt}} = \frac{4a_p^2}{2,4\lambda} - 0,15\lambda. \quad (9.28)$$

Оптимальный конический рупор имеет почти осесимметричную ДН с шириной:

$$2\theta_{0,707 \text{ opt}}^E = 60^\circ \cdot \frac{\lambda}{2a_p}; \quad 2\theta_{0,707 \text{ opt}}^H = 71^\circ \cdot \frac{\lambda}{2a_p}. \quad (9.29)$$

КИП оптимального конического рупора равен $q_{\text{opt}} = 0,5$, а оптимальный КНД определяется выражением

$$D_{0 \text{ opt}} = 5 \left(\frac{2a_p}{\lambda} \right)^2. \quad (9.30)$$

9.6. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТИПЫ РУПОРНЫХ АНТЕНН

Рупоры с коррекцией фазы в раскрыве

Из-за наличия в раскрыве рупора квадратичных фазовых ошибок невозможно получить ДН шириной уже 15° . Для сужения ДН целесообразно применение в раскрыве рупора диэлектрической линзы, преобразующей фазовый фронт проходящей сквозь нее ЭМВ из квадратичного в плоский (рис. 9.10).

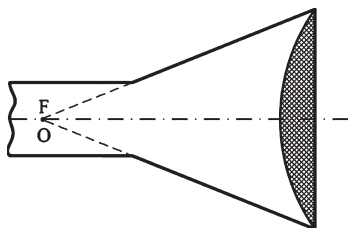


Рис. 9.10
Рупор с коррекцией фазы
в раскрыве

При этом фокус F линзы совпадает с вершиной O рупора. Для секториальных рупоров используют цилиндрические линзы, а для пирамидальных и конических — линзы в виде тела вращения.

Рупоры с использованием высших типов волны

Такие антенны используются в качестве как самостоятельных антенн, так и в качестве облучателей зеркальных или линзовых антенн. Существует большое количество разновидностей таких антенн. Для примера рассмотрим коробчатый рупор. Он представляет собой скачкообразное симметричное увеличение широкой стенки прямоугольного волновода до размера раскрыва рупора a_p (рис. 9.11). Его применяют в тех случаях, когда необходимо возбудить в рупоре более одного типа волн, чтобы сформировать заданное распределение поля в его раскрыве. Так как резкое изменение размеров широкой стенки волновода является ярко выраженной сосредоточенной неоднородностью, то в рупоре возбуждается как волна H_{10} , так и волна H_{30} .

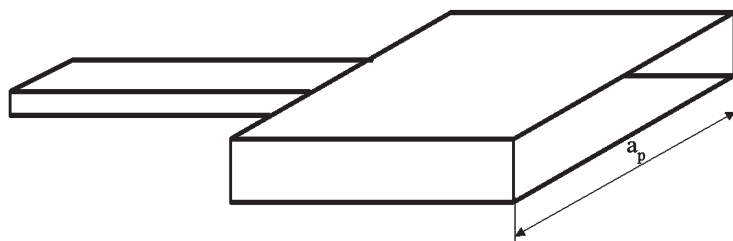


Рис. 9.11
Коробчатый рупор

Соотношение амплитуд этих волн определяется соотношением a/a_p . В свою очередь, величина a_p выбирается исходя из возможности распространения в рупоре волны H_{30} , у которой критическая длина волны $\lambda_{кр} = 2a_p/3$, а также требуемым соотношением амплитуд полей этих волн. Так как волны H_{10} и H_{30} имеют различные фазовые скорости, то в зависимости от длины рупора поля этих волн в раскрыве рупора могут быть противофазны или синфазны (рис. 9.12).

В первом случае распределение суммарного поля в раскрыве рупора более равномерно и рупор будет иметь более высокую направленность в H -плоскости, чем H -секториальный рупор с таким же размером раскрыва. В случае несинфазности полей волн H_{10} и H_{30} в раскры-

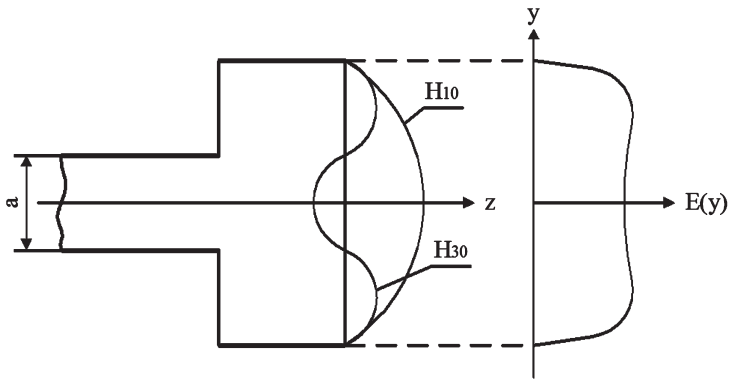


Рис. 9.12
Распределение фазы волн H_{10} и H_{30} в коробчатом рупоре

в распределение амплитуды поля будет более неравномерным и ДН в H -плоскости у коробчатого рупора будет шире, чем у H -секториального рупора с таким же размером раскрыва. Поэтому эти свойства коробчатого рупора с волнами H_{10} и H_{30} используются на практике при необходимости изменения ширины ДН рупора с заданной величиной раскрыва.

В зеркальных антеннах РЛС, а также систем космической связи осуществляется автоматическое сопровождение целей по угловым координатам (слежение за низкоорбитальными спутниками), в качестве облучателей находят применение рупоры с использованием высших типов волн. Такие антенны должны на прием создавать две взаимно пересекающиеся ДН в каждой плоскости (рис. 9.13).

Уход цели (объекта) от линии пересечения ДН — равносигнального направления (РСН) — дает данные о стороне и степени отклонения, что позволяет автоматически доворачивать антенную систему до тех пор, пока РСН не будет вновь совпадать с направлением на цель.

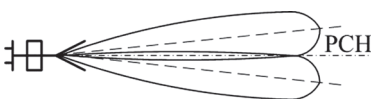


Рис. 9.13
Взаимно пересекающиеся ДН

Для получения таких ДН необходимо, чтобы в рупоре, а далее и в волноводе возникли волны H_{10} и H_{20} . Этого можно добиться

ся, суммируя и вычитая их между собой в специальных устройствах обработки. Если широкую стенку волновода a выполнить больше длины волны λ , то будут выполнены условия возбуждения таких типов волн. При этом пирамидальный рупор состыковывается не с одним, а с двумя соединенными по общей стенке волноводами (рис. 9.14).

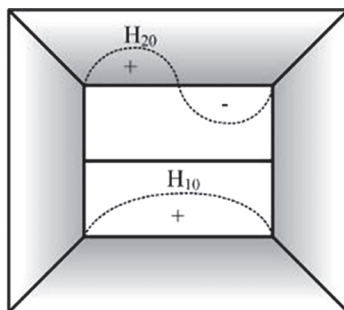


Рис. 9.14

Конструкция пирамидального рупора со сдвоенным волноводом

Волна типа H_{10} , возбуждаемая в каждом волноводе, при синфазном суммировании в устройстве обработки формирует суммарную (обычную) ДН. По ней осуществляется прием информации. При противофазном сложении формируется разностная ДН, позволяющая определить отклонение цели (объекта) от РСН в вертикальной плоскости (рис. 9.15а). Волна H_{20} , возбуждаемая также в каждом волноводе, формирует разностную ДН в горизонтальной плоскости (рис. 9.15б).

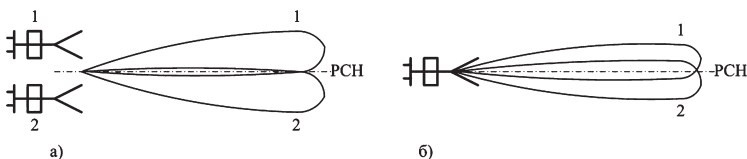


Рис. 9.15

Разностная диаграмма направленности:

а — ДН в вертикальной плоскости; б — ДН в горизонтальной плоскости.

Следует отметить большое разнообразие в конструкциях рупорных антенн, обусловленных особенностями их использования. В войсках связи и РТО ВВС они применяются как элементы АР (в радиотехнической системе посадки), а также в качестве облучателей зеркальных антенн (диспетчерские и посадочные РЛС, станции радиорелейной и спутниковой связи).

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Дать определение рупорной антенны.
2. Перечислить основные типы рупорных антенн и пояснить их конструктивные особенности.
3. Пояснить принцип действия рупорной антенны.
4. Перечислить геометрические параметры рупорной антенны.
5. Какова форма фазового фронта ЭМВ в раскрывах рупорных антенн различных типов?
6. От чего зависит амплитудное и фазовое распределение в раскрыве рупорной антенны?
7. От чего зависит ширина ДН рупорных антенн?
8. Поясните наличие оптимальной длины рупорной антенны.

ЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

10.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН

Зеркальные антенны (ЗА) — это апертурные антенны, у которых ЭМП в раскрыве формируется в результате отражения ЭМВ первичного излучателя от металлической поверхности специальной формы, называемой зеркалом.

Зеркальные антенны используются в диапазоне СВЧ для формирования относительно узких ДН в одной или двух плоскостях, а также для получения ДН специального вида.

Конструктивно ЗА состоит из двух принципиально необходимых компонентов: *облучателя* и *зеркала*. Облучатель является первичным источником ЭМВ в зеркальной антенне и формирует ЭМВ со сферическим (точечный облучатель) или цилиндрическим (линейный облучатель) фазовым фронтом, обеспечивая требуемое амплитудное распределение в раскрыве зеркала. Зеркало должно полностью отражать падающую на него ЭМВ так, чтобы ЭМП в его раскрыве было бы синфазным с требуемым амплитудным распределением. Зеркало должно перехватывать как можно большую долю энергии ЭМВ, излученной облучателем. Для уменьшения потерь энергии на тепло его изготавливают из металлов с высокой проводимостью. Для уменьшения веса и парусности его выполняют в виде сетчатой структуры. При этом используют однолинейную (при линейной поляризации ЭМВ) или прямоугольную сетку в случае круговой поляризации. Расстояние между проводами сетки выбирают много меньше длины волны (как правило, меньше $0,1\lambda$), так, чтобы сквозь нее проходило не более 3% энергии ЭМВ, падающей на поверхность зеркала.

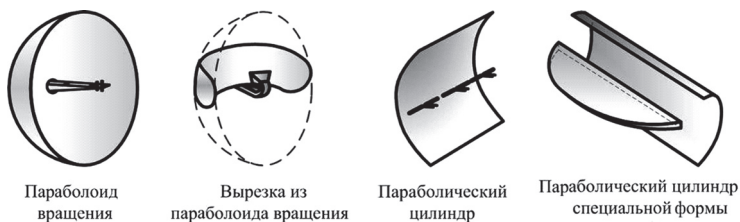


Рис. 10.1
Основные типы зеркал

Принцип действия ЗА. С помощью зеркала, имеющего определенную форму и профиль, ЭМВ облучателя с расходящимся фазовым фронтом (сферическим или цилиндрическим) преобразуется в раскрыве зеркала в ЭМВ с плоским фазовым фронтом. В результате этой трансформации фазового фронта ЭМВ облучателя КНД всей зеркальной антенны значительно увеличивается.

ЗА могут классифицироваться по нескольким основным признакам:

1) в зависимости от формы зеркала (рис. 10.1):

- с зеркалом в виде параболоида вращения;
- с зеркалом в виде симметричной или несимметричной вырезки из параболоида вращения;
- с зеркалом в виде вырезки из параболического цилиндра;

2) в зависимости от количества зеркал:

- однозеркальные;
- двухзеркальные;

3) в зависимости от вида формируемой ДН:

- с осесимметричной игольчатой ДН;
- с диаграммой направленности специального вида.

10.2. ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ПАРАБОЛИЧЕСКОЙ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ, УРАВНЕНИЕ ПРОФИЛЯ ЗЕРКАЛА

Рассмотрим простейший тип зеркальной антенны ЗА с зеркалом в виде параболоида вращения (рис. 10.2).

Основные геометрические параметры ЗА:

- точка O — вершина зеркала;
- точка F — фокус зеркала;

- отрезок $OF = f$ — фокусное расстояние;
- ось OZ — фокальная ось зеркала;
- угол $2\Phi_0$ — угол раскрыва зеркала;
- $2R_0$ — диаметр раскрыва зеркала;
- h — глубина зеркала.

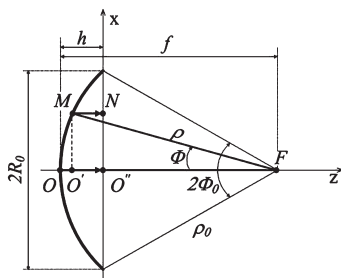


Рис. 10.2
Геометрические параметры зеркала

На рисунке также обозначены:

- M — произвольная точка на поверхности зеркала, наблюдаемая из фокуса под углом Φ ;
- N — точка на раскрыве, соответствующая точке M ;
- $FM = \rho$ — расстояние от фокуса зеркала до точки M .

Уравнение профиля зеркала

Будем считать, что в фокусе зеркала находится точечный облучатель, создающий ЭМВ со сферическим фазовым фронтом. Для того чтобы ЭМВ в раскрыве зеркала имела бы плоский фазовый фронт, необходимо обеспечить равенство оптических длин путей, проходимых волной от облучателя до раскрыва для любых направлений. В качестве таких направлений возьмем направление вдоль фокальной оси и произвольное направление под углом Φ к фокальной оси. Для этих двух направлений указанное требование можно записать в следующем виде:

$$FO + OO'' = FM + MN, \quad (10.1)$$

где $FO = f$; $OO'' = h$; $FM = \rho$; $MN = O'O''$.

Из рисунка видно, что $O'O''$ можно выразить следующим образом:

$$O'O'' = h - OO' = h - (f - \rho \cdot \cos\Phi). \quad (10.2)$$

С учетом (10.1) и обозначений на рисунке 10.1, выражение (10.2) примет вид

$$f + h = \rho + [h - (f - \rho \cdot \cos\Phi)] = \rho + h - f + \rho \cdot \cos\Phi, \quad (10.3)$$

откуда окончательно получаем

$$\rho = \frac{2f}{1 + \cos\Phi}. \quad (10.4)$$

Выражение (10.4) — *уравнение параболы* в полярной системе координат. Если обозначить $2f = \rho$, то в прямоугольной системе координат с началом в центре раскрыва (в точке O'') уравнение профиля будет иметь вид

$$x^2 = 2 \cdot \rho \cdot z. \quad (10.5)$$

Таким образом, для преобразования волны со сферическим фазовым фронтом в волну с плоским фазовым фронтом необходимо иметь зеркало с профилем в виде параболы. В простейшем случае если образующую параболу вращать вокруг фокальной оси, то получим поверхность, называемую параболоидом вращения.

Между основными геометрическими параметрами зеркальной антенны существует очевидная связь:

$$\rho_0 = \frac{2f}{1 + \cos\Phi_0}; \quad (10.6)$$

$$R_0 = \rho_0 \sin\Phi_0 = \frac{2f \cdot \sin\Phi_0}{1 + \cos\Phi_0} = 2f \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\Phi_0}{2}\right); \quad (10.7)$$

$$f = \frac{R_0}{2\operatorname{tg}(\Phi_0/2)}; \quad (10.8)$$

$$h = \frac{R_0^2}{16f}; \quad (10.9)$$

$$x = 2f \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\Phi}{2}\right). \quad (10.10)$$

Из (10.7) выразим линейные размеры зеркала через его угол раскрыва:

$$\frac{R_0}{2f} = \operatorname{tg}\left(\frac{\Phi_0}{2}\right).$$

Если $R_0/2f \leq 1$, то $\Phi_0/2 \leq \pi/4$, $\Phi_0 \leq \pi/2$ и такое зеркало называется мелким или длиннофокусным (рис. 10.3а).

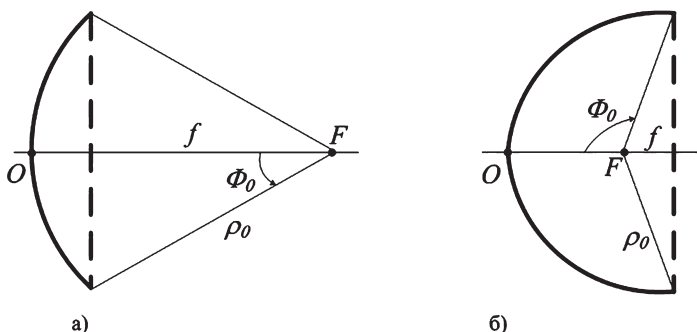


Рис. 10.3

Виды зеркал в зависимости от линейных размеров:

а — длиннофокусное зеркало; б — короткофокусное зеркало.

Если $R_0/2f \geq 1$, то $\Phi_0/2 \geq \pi/4$, $\Phi_0 \geq \pi/2$, такое зеркало называется глубоким или короткофокусным (рис. 10.3б).

Таким образом, относительная глубина зеркала полностью определяется его углом раскрыва.

10.3. АНТЕННА С ЗЕРКАЛОМ В ВИДЕ ПАРАБОЛОИДА ВРАЩЕНИЯ

В такой антенне зеркало представляет собой поверхность, полученную при вращении исходной параболы вокруг фокальной оси. Она предназначена для создания ДН игольчатой формы.

В качестве облучателей наиболее часто используют следующие типы антенн: пирамидальный или конический рупоры; открытый конец волновода; двухщелевой излучатель (объемный резонатор с двумя прорезанными в нем щелями); вибраторную антенну с диском, выполняющим роль рефлектора. Эти облучатели относятся к точечному типу, т. е. излучают ЭМВ со сферическим фронтом волны.

Поле излучения и ДН зеркальной антенны определяются апертурным методом по известному амплитудно-фазовому распределению поля в раскрыве зеркала, которое, в свою очередь, зависит от параметров облучателя и зеркала.

Фазовое распределение поля в раскрыве зеркала зависит от положения облучателя относительно фокуса зеркала

ла. Если облучатель расположен в фокусе зеркала, то фазовое распределение поля в раскрыве зеркала будет равномерным (раскрыв в этом случае возбуждается синфазно).

Амплитудное распределение поля в раскрыве зеркала определяется диаграммой направленности облучателя и описывается выражением

$$E_S(x, y) = E_0 \cdot e(x_S) \cdot e(y_S). \quad (10.11)$$

Здесь нормированное амплитудное распределение поля в раскрыве зеркала вдоль оси OX :

$$e(x_S) = F_{\text{обл}}(\Phi_x) \cdot \cos^2\left(\frac{\Phi_x}{2}\right), \quad (10.12)$$

где x_s — текущая координата на раскрыве (рис. 10.4).

Координата x_s определяется следующим образом:

$$x_S = 2f \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\Phi_x}{2}\right). \quad (10.13)$$

При $\Phi_x = \Phi_0$ точка находится на краю раскрыва и ее координата $x_s = R_0$.

Вдоль оси OY по аналогии с выражениями (10.12) и (10.13) можно записать:

$$e(y_S) = F_{\text{обл}}(\Phi_y) \cdot \cos^2\left(\frac{\Phi_y}{2}\right); \quad (10.14)$$

$$y_S = 2f \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\Phi_y}{2}\right). \quad (10.15)$$

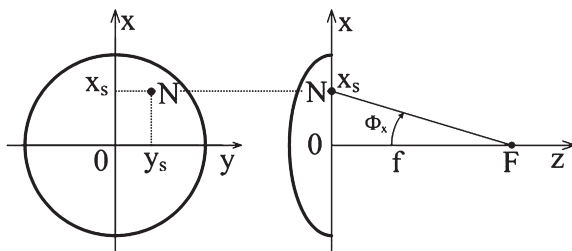


Рис. 10.4
Зеркало в прямоугольной системе координат

Нормированное амплитудное распределение в полярной системе координат определяется следующим образом:

$$e(r, \Phi) = F_{\text{обл}}(\Phi) \cdot \cos^2\left(\frac{\Phi}{2}\right). \quad (10.16)$$

Из анализа выражений (10.12), (10.14) и (10.16) следует, что амплитудное распределение поля в раскрыве зеркала является спадающим к краям раскрыва и, в зависимости от типа облучателя, может быть аппроксимировано функциями типа косинус на пьедестале:

$$e(r) = \Delta + (1 + \Delta) \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot r}{2}\right) \quad (10.17)$$

или косинус квадрат (гипербола) на пьедестале:

$$e(r) = \Delta + (1 + \Delta) \cdot \cos^2\left(\frac{\pi \cdot r}{2}\right). \quad (10.18)$$

Диаграмма направленности параболической зеркальной антенны определяется апертурным методом с учетом круглого раскрыва.

$$F(\theta) = (1 + \cos\theta) \times \int_0^{2\pi} \int_0^1 d\Phi \int_0^1 e(r, \Phi) \cdot \exp\{-ju \cdot \cos(\varphi - \delta)\} \cdot r \cdot dr, \quad (10.19)$$

где

$$u = k \cdot R_0 \cdot \sin\theta; \quad (10.20)$$

δ — угол, характеризующий плоскость определения ДН ($\delta = 0$ для E -плоскости и $\delta = \pi/2$ для H -плоскости).

Если ДН облучателя осесимметрична, то и амплитудное распределение поля в раскрыве зеркала также будет осесимметричным, следовательно, осесимметричной будет и ДН ЗА. С учетом аппроксимирующих функций (10.17), (10.18) ДН ЗА может быть определена следующим образом:

$$F(\theta) = \int_0^1 e(r) \cdot J_0(ur) \cdot r \cdot dr, \quad (10.21)$$

где $J_0(ur)$ — функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Ширина ДН в главных плоскостях определяется выражением

$$2\theta_{0,707} = m^\circ \cdot \frac{\lambda}{2R_0}, \quad (10.22)$$

где $m = 65-80^\circ$ — коэффициент, учитывающий вид амплитудного распределения поля в раскрыве зеркала (в зависимости от ширины ДН облучателя).

При более широкой ДН облучателя амплитудное распределение поля в раскрыве будет более равномерным и коэффициент $m = 65-70^\circ$, т. е. ДН ЗА получается узкой, но при этом она имеет большой уровень боковых лепестков.

При более узкой ДН облучателя амплитудное распределение поля в раскрыве будет менее равномерным и коэффициент $m = 70-80^\circ$, т. е. ДН ЗА получается широкой, но при этом она имеет малый уровень боковых лепестков.

КНД ЗА, как и любой апертурной антенны, определяется по формуле

$$D_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_{\text{эфф}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot S \cdot q = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \pi \cdot R_0^2 \cdot q. \quad (10.23)$$

КП ЗА меньше единицы, так как распределение поля в раскрыве синфазное, но неравноамплитудное — $q = 0,7-0,8$.

Коэффициент усиления ЗА определяется по формуле

$$G_0 = D_0 \cdot \eta_a \cdot \eta_{\text{п}}, \quad (10.24)$$

где η_a — КПД ЗА, учитывающий тепловые потери в антенне; $\eta_{\text{п}}$ — коэффициент перехвата, учитывающий долю энергии облучателя, перехватываемую зеркалом:

$$\eta_{\text{п}} = \frac{P_{\Sigma A}}{P_{\Sigma \text{обл}}} = \frac{\int_{-\Phi_{0x}}^{\Phi_{0x}} \int_{-\Phi_{0y}}^{\Phi_{0y}} F_{\text{обл}}^2(\Phi_x, \Phi_y) d\Phi_x d\Phi_y}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F_{\text{обл}}^2(\Phi_x, \Phi_y) d\Phi_x d\Phi_y}. \quad (10.25)$$

Если пренебречь тепловыми потерями в антенне, то КПД ЗА приблизительно равно единице, тогда с учетом (10.23) выражение (10.24) примет вид

$$G_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot S \cdot q \cdot \eta_{\text{п}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot S \cdot g, \quad (10.26)$$

где коэффициент g — выигрыш антенны:

$$g = q \cdot \eta_{\text{п}}. \quad (10.27)$$

Для анализа направленных свойств ЗА необходимо выяснить влияние ширины ДН облучателя и величины угла раскрыва зеркала на выигрыш антенны.

При этом возможны две ситуации:

1) если задан облучатель со своей ДН $F_{\text{обл}}(\Phi)$, то максимальный выигрыш антенны можно получить при некотором угле раскрыва зеркала $2\Phi_{0 \text{ опт}}$;

2) если задан угол раскрыва зеркала $2\Phi_0$, то максимальный выигрыш антенны можно получить при облучателе с оптимальной ДН $F_{\text{обл опт}}(\Phi)$.

Поэтому необходимо выяснить зависимость КИП и коэффициента перехвата от ДН облучателя и угла раскрыва зеркала.

Случай 1. Задана ДН облучателя $F_{\text{обл}}(\Phi)$.

Из выражения $\frac{R_0}{2f} = \text{tg}\left(\frac{\Phi_0}{2}\right) \Rightarrow 2\Phi_0 = 4\text{arctg}\left(\frac{R_0}{2f}\right)$ видно, что при постоянном радиусе раскрыва зеркала $R_0 = \text{const}$, изменяя фокусное расстояние, можно изменять и угол раскрыва зеркала. Очевидно, что большему значению будет соответствовать меньший угол раскрыва зеркала (рис. 10.5). Из рисунка видно, что с уменьшением фокусного расстояния увеличивается угол раскрыва $2\Phi_0$.

При этом потери энергии облучателя уменьшаются (т. е. все большая часть

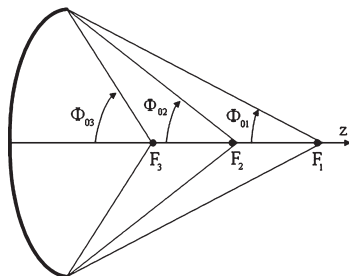


Рис. 10.5
Зависимость угла раскрыва зеркала от фокусного расстояния

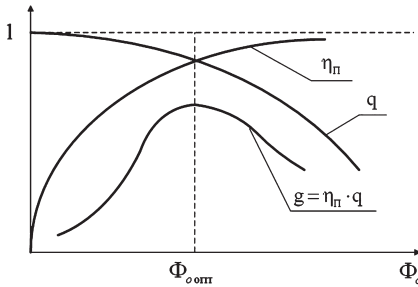


Рис. 10.6

Графики зависимости коэффициента перехвата, КИП и выигрыша ЗА от величины угла раскрыва

раскрыве зеркала становится более неравномерным, что, в свою очередь, приводит к уменьшению КИП раскрыва зеркала. Поэтому максимальный выигрыш антенны получается при некотором *оптимальном значении угла раскрыва зеркала* $2\Phi_0 = 2\Phi_{0\text{opt}}$.

Таким образом, при заданной ДН облучателя и постоянном радиусе раскрыва имеется оптимальный угол раскрыва, при котором коэффициент усиления ЗА максимален. Для типовых облучателей он лежит в пределах $2\Phi_{0\text{opt}} = 130\text{--}160^\circ$.

Случай 2. Задан угол раскрыва зеркала $2\Phi_0$. При постоянном размере раскрыва $R_0 = \text{const}$, изменяя ширину ДН облучателя, получаем изменение относительного значения плотности потока мощности облучателя $\Pi_{\text{отн}}$, проходящегося на край зеркала (рис. 10.7).

При этом

$$\Pi_{\text{отн}} = \frac{\Pi(\Phi_0)}{\Pi_{\text{max}}}. \quad (10.28)$$

Зависимость значения плотности потока мощности облучателя, проходящегося на край зеркала от ширины ДН облучателя

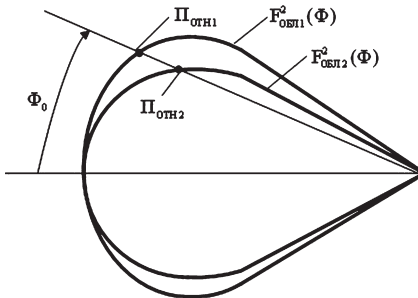


Рис. 10.7

Из рисунка 10.7 видно, что при расширении ДН облучате-

энергии облучателя перехватывается зеркалом) и коэффициент перехвата энергии возрастает (рис. 10.6).

С другой стороны, увеличение угла раскрыва зеркала ведет к большему спадаанию амплитуды поля на краях зеркала и, следовательно, амплитудное распределение поля в

ля относительная плотность потока мощности, приходящаяся на край зеркала, увеличивается, при этом амплитудное распределение поля по раскрытию зеркала становится более равномерным и КИП увеличивается (рис. 10.8).

С другой стороны, расширение ДН облучателя ведет к тому, что все

меньшая часть его энергии попадает на зеркало и, следовательно, коэффициент перехвата уменьшается.

Таким образом, *максимальный выигрыш антенны* получается при некотором оптимальном значении относительной плотности потока мощности, приходящейся на край зеркала $\Pi_{\text{отн опт}}$. У реальных ЗА эта величина равна: $\Pi_{\text{отн опт}} = 0,1-0,2$.

Облучатель, у которого ширина ДН по мощности на уровне 0,1 равна углу раскрытия зеркала, обеспечивает максимальный коэффициент усиления ЗА и называется *оптимальным облучателем*, т. е. $2\theta_{0,1}^{\text{обл}} = 2\Phi_0$.

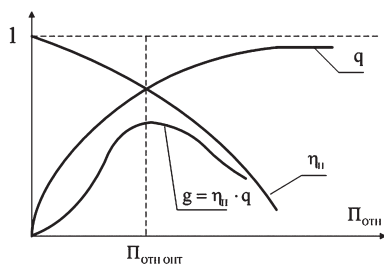


Рис. 10.8

Графики зависимости коэффициента перехвата, КИП и выигрыша ЗА от ширины ДН облучателя

10.4. ВЛИЯНИЕ ПОЛОЖЕНИЯ ОБЛУЧАТЕЛЯ НА ДН ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ

Для получения наилучших направленных свойств ЗА необходимо, чтобы фазовый центр облучателя находился в фокусе зеркала. На практике, вследствие различных причин как технологического (погрешности изготовления), так и эксплуатационного (неточности сборки антенны при развертывании) характера возможно изменение положения облучателя относительно фокуса зеркала. При этом можно выделить два наиболее важных случая смещения облучателя: смещение вдоль фокальной оси, смещение в фокальной плоскости.

Смещение облучателя вдоль фокальной оси

Рассмотрим смещение облучателя от зеркала на расстояние Δz , как это показано на рисунке 10.9.

При этом из-за нарушения равенства оптических длин путей в раскрыве зеркала возникают четные (симметричные относительно фокальной оси) фазовые ошибки $\Delta\psi$, причем при небольших смещениях основную часть составляет квадратичная фазовая ошибка. На практике полагают, что максимально допустимая величина этой фазовой ошибки не должна превышать $\pi/4$. Анализ показывает, что для этого смещение облучателя не должно превышать следующей величины:

$$|\Delta z_{\text{доп}}| \leq \frac{\lambda}{8 \cdot (1 - \cos \Phi_0)}. \quad (10.29)$$

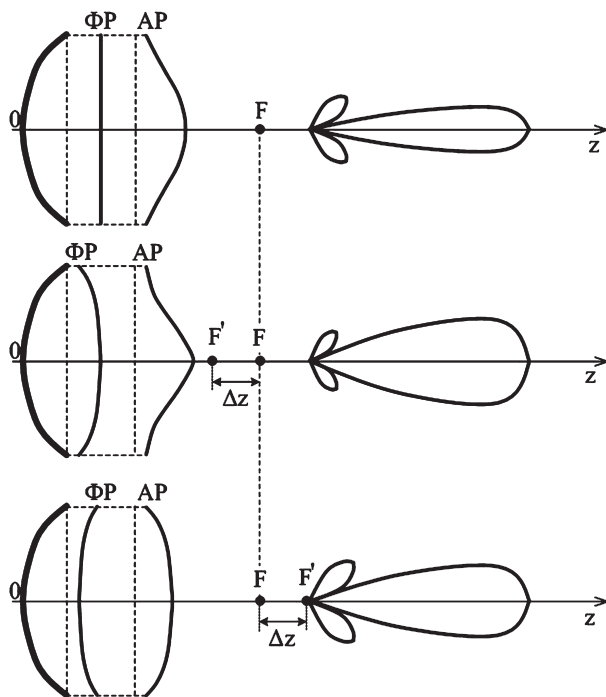


Рис. 10.9

Смещение облучателя вдоль фокальной оси

При $\Phi_0 = 70^\circ$ получим, что $|\Delta z_{\text{доп}}| \leq 0,2\lambda$. При бóльших смещениях, чем $|\Delta z_{\text{доп}}|$, ДН ЗА недопустимо расширяется и коэффициент усиления сильно уменьшается. При смещении облучателя к зеркалу происходит несколько бóльшая расфазировка поля, чем при его смещении от зеркала, но и в этом случае приближенно можно пользоваться выражением (10.29).

Таким образом, смещение облучателя вдоль фокальной оси приводит к расширению ДН ЗА и уменьшению ее коэффициента усиления. Так как фазовые ошибки симметричны относительно фокальной оси, то максимум ДН своего положения не меняет, оставаясь перпендикулярным плоскости раскрыва зеркала.

Смещение облучателя в фокальной плоскости

Пусть облучатель смещен из фокуса перпендикулярно фокальной оси на величину Δx , как это показано на рисунке 10.10. При этом, так же, как и в предыдущем случае, происходит нарушение синфазности поля в раскрыве зеркала. Однако так как смещение облучателя произошло в сторону от фокальной оси, симметрия фазового распределения относительно этой оси будет нарушена.

Анализ показывает, что при небольшом смещении облучателя в раскрыве зеркала возникает фазовая ошибка, имеющая линейную и кубическую составляющие.

Если смещение облучателя невелико, то кубическая составляющая фазовой ошибки мала и ее влиянием на

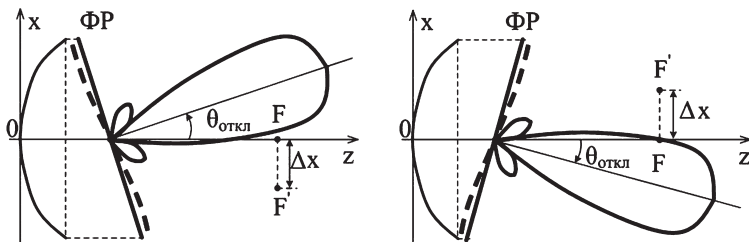


Рис. 10.10
Смещение облучателя в фокальной плоскости

ДН ЗА можно пренебречь. Это можно сделать, если смещение облучателя не превышает величины

$$|\Delta x_{\text{доп}}| \leq \frac{\lambda}{8 \cdot \left[\text{tg} \frac{\Phi_0}{2} \right]^3}. \quad (10.30)$$

При $\Phi_0 = 70^\circ$ получим, что $|\Delta x_{\text{доп}}| \leq 0,36\lambda$.

Вследствие линейной фазовой ошибки максимум ДН отклонится от нормали к плоскости раскрыва (т. е. от фокальной оси) на угол:

$$\theta_{\text{откл}} = \arcsin\left(\frac{|\Delta x_{\text{доп}}|}{f}\right) \approx \frac{|\Delta x_{\text{доп}}|}{f} \quad [\text{рад}]. \quad (10.31)$$

Таким образом, смещение облучателя в фокальной плоскости приводит к отклонению максимума ДН ЗА от нормали к плоскости раскрыва, одновременно с этим она расширяется и уменьшается коэффициент усиления ЗА.

10.5. АНТЕННА С ЗЕРКАЛОМ В ВИДЕ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО ЦИЛИНДРА

Такие антенны предназначены для получения ДН веерного или специального вида. Зеркало антенны образуется путем перемещения исходной параболы вдоль некоторой прямой и представляет собой часть поверхности параболического цилиндра.

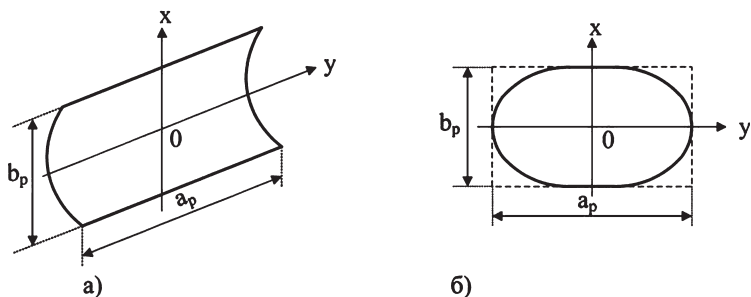


Рис. 10.11

Конструкция зеркала в виде параболического цилиндра:

a — вид в изометрии; *b* — фронтальная проекция.

ческого цилиндра, с размерами $a_p = (2-5)b_p$ (рис. 10.11). При таком соотношении размеров раскрыва затекание поверхностных токов на обратную поверхность зеркала минимально и уровень боковых лепестков ДН антенны невысок.

Для увеличения КНД антенны и снижения веса зеркала его края срезают по контуру равноамплитудного облучения, т. е. придают ему оптимальную форму. При этом раскрыв зеркала будет не прямоугольным, а близким к эллиптической форме (рис. 10.11б). Это также снижает уровень боковых лепестков.

Облучатель такого зеркала формирует ЭМВ с цилиндрическим фазовым фронтом. В качестве таких облучателей используются линейные антенные решетки:

- при кабельном типе питания — из полуволновых вибраторов;
- при волноводном — из полуволновых вибраторов, рупоров;
- волноводно-щелевые антенны.

Если облучатель линейного типа, излучающий ЭМВ с цилиндрическим фронтом, расположен на фокальной линии, то фазовый фронт волны, отраженной от зеркала, в его раскрыве будет плоским, а раскрыв — синфазным.

Амплитудное распределение поля в раскрыве антенны, представляемое в прямоугольной системе координат, является разделяющимся:

$$E_S(x, y) = E_0 \cdot e(x_S) \cdot e(y_S), \quad (10.32)$$

где x_S и y_S — координаты точки на раскрыве зеркала; $e(x_S)$ и $e(y_S)$ — нормированные амплитудные распределения по осям координат OX и OY .

Вследствие применения облучателя линейного типа амплитудное распределение поля в раскрыве зеркала вдоль оси OY сохраняется таким же, как и у облучателя (равномерным). Вдоль оси OX амплитудное распределение зависит от облучателя и зеркала:

$$e(x_S) = F_{\text{обл}}(\Phi_x) \cdot \cos^2\left(\frac{\Phi_x}{2}\right); \quad e(y_S) = 1, \quad (10.33)$$

где $F_{\text{обл}}(\Phi_x)$ — ДН облучателя.

Координата x_S точки на раскрыве зеркала может быть определена:

$$x_S = 2f \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\Phi_x}{2}\right). \quad (10.34)$$

При этом при $\Phi_x = \Phi_0$ получим, что $x_S = b_p/2$.

ДН определяется апертурным методом для синфазного раскрыва прямоугольной формы с известным амплитудным распределением:

$$F(\theta, \varphi) = F_{\text{обл}}(\theta, \varphi) \times \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} e(x, y) \cdot \exp\{-j \cdot k \cdot (x \cdot \cos\varphi + y \cdot \sin\varphi) \cdot \sin\theta\} \cdot dx \cdot dy. \quad (10.35)$$

С учетом (10.32), ДН определяется отдельно для главных плоскостей. При этом в горизонтальной плоскости зеркало работает как плоский отражатель, не изменяющий характеристик поля волны. Поэтому ДН всей антенны будет такой же, как и у облучателя в данной плоскости $F(\theta, \varphi) = F_{\text{обл}}(\theta, \varphi)$.

В вертикальной плоскости $\varphi = 0$, $\cos\varphi = 1$, тогда

$$F(\theta, \varphi) = F_{\text{обл}}(\theta, \varphi) \cdot \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} e(x) \cdot \exp\{-j \cdot k \cdot \sin\theta\} \cdot dx. \quad (10.36)$$

Если считать, что в горизонтальной плоскости облучатель создает равноамплитудное распределение поля и пренебречь затеканием тока на обратную поверхность зеркала, то ширина ДН в горизонтальной плоскости (H) будет определяться известным выражением:

$$2\theta_{0,707}^H = 51^\circ \cdot \frac{\lambda}{a_p}. \quad (10.37)$$

В вертикальной плоскости (E) ширина ДН определяется по формуле

$$2\theta_{0,707}^E = m^\circ \cdot \frac{\lambda}{b_p}, \quad (10.38)$$

где $m = 65-80^\circ$ — коэффициент, зависящий от вида амплитудного распределения поля в раскрыве.

КНД рассматриваемой антенны определяется общим выражением:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_{\text{эфф}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot S \cdot q = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot a_p \cdot b_p \cdot q, \quad (10.39)$$

где $q = 0,7-0,85$ — коэффициент использования площади.

Коэффициент усиления антенны определяется известной формулой:

$$G_0 = D_0 \cdot \eta_{\Pi} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot S \cdot q \eta_{\Pi} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot S \cdot g, \quad (10.40)$$

где η_{Π} и g — коэффициент перехвата и выигрыш антенны.

За счет того, что в ЗА с зеркалом в виде параболического цилиндра амплитудное распределение в горизонтальной плоскости является, как правило, равномерным, то КИП и выигрыш антенны получаются несколько больше, чем эти же параметры у ЗА с зеркалом в виде параболоида вращения.

10.6. ЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ С ДН СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ

Для обзора воздушного пространства с помощью наземной РЛС применяются антенны, создающие ДН специальной формы в вертикальной плоскости.

В горизонтальной плоскости антенны наземных РЛС имеют узкую ДН с шириной от $0,5$ до 2° для достижения высокой разрешающей способности по азимуту (так как в наземных РЛС в основном используется метод пеленгации по максимуму ДН). В вертикальной плоскости такие антенны имеют ДН в виде прижатого к горизонту лепестка с вытянутым «хвостом» под малыми углами места. Вид такой ДН в полярной системе координат представлен на рисунке 10.12.

Такая форма ДН в вертикальной плоскости определяется требованием постоянства величины отраженного сигнала (на выходе приемного устройства РЛС) при из-

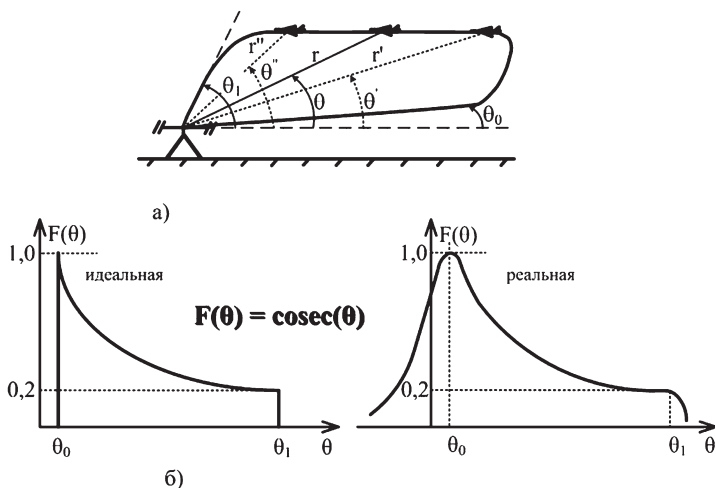


Рис. 10.12

Диаграмма направленности специальной формы:

a — ДН в полярной системе координат; *б* — ДН в прямоугольной системе координат.

менении наклонной дальности до одной и той же цели, находящейся на постоянной высоте. Иначе говоря, уровень отраженного от цели сигнала при изменении наклонной дальности до нее будет оставаться постоянным, если антенна РЛС создает на этой высоте поле с постоянной напряженностью. При этом существенно улучшается наблюдаемость целей на экране кругового обзора РЛС.

Напряженность поля на расстоянии от антенны может быть определена по известному выражению:

$$E(\theta) = \frac{A}{r} \cdot F(\theta), \quad (10.41)$$

где A — амплитудный коэффициент; $F(\theta)$ — ДН в вертикальной плоскости.

Расстояние r может быть определено из соотношения

$$r = h / \sin \theta, \quad (10.42)$$

где h — высота полета цели.

С учетом выражения (10.42), из (10.41) можем получить

$$E(\theta) = \frac{A}{h} \cdot F(\theta) \cdot \sin\theta. \quad (10.43)$$

Из (10.43) видно, что для того, чтобы при $h = \text{const}$ было $E(\theta) = \text{const}$, необходимо, чтобы ДН по напряженности поля антенны РЛС в вертикальной плоскости описывалась выражением

$$F(\theta) = 1 / \sin\theta = \text{cosec}(\theta). \quad (10.44)$$

Такая ДН называется косекансной или ДН специального вида. Ее вид изображен на рисунке 10.12б. Тогда ДН антенны по плотности потока мощности будет иметь вид

$$F^2(\theta) = 1 / (\sin\theta)^2 = \text{cosec}^2(\theta). \quad (10.45)$$

На практике косекансная ДН может быть создана в ограниченном секторе углов от θ_0 до θ_1 , как это показано на рисунке 10.12б. Вне пределов этого сектора ДН аппроксимируется другими функциями.

Методы формирования косекансной ДН

Метод изменения профиля зеркала. Рассмотрим ЗА с зеркалом в виде параболоида вращения. Для получения вытянутой (косекансной) части ДН нижняя часть параболического зеркала заменяется поверхностью, полученной путем вращения параболы не вокруг фокальной оси, а вокруг некоторой прямой, параллельной фокальной оси, но находящейся на некотором расстоянии от нее (рис. 10.13). Таким образом эта часть зеркала принимает профиль, отличный от параболоида вращения.

При этом верхняя часть зеркала формирует участок диаграммы направленности



Рис. 10.13
Зеркальная антенна
с косекансообразующим
козырьком

в пределах от нуля градусов до θ_0 , а так называемый косекансобразующий козырек формирует косекансную часть ДН в пределах от θ_0 до θ_1 и дальнейший ее спад до нуля при $\theta > \theta_1$. Конструирование такой антенны ведется методом последовательных приближений, при этом подбирается форма и размеры косекансобразующего козырька, а размеры исходного параболоида определяются требуемой шириной ДН антенны в горизонтальной плоскости. ЗА подобного типа используется в качестве антенны азимутального канала наземного радиомаяка РСВН.

Метод парциальных диаграмм. В этом методе используется ЗА с зеркалом в виде параболоида вращения (или симметричной, или несимметричной вырезки из него), которое облучается несколькими облучателями (рис. 10.14).

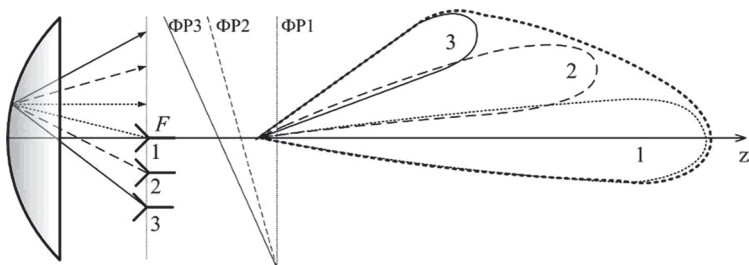


Рис. 10.14
Зеркальная антенна с парциальной ДН

Каждый отдельный облучатель совместно с зеркалом создает свою так называемую парциальную ДН. Один из облучателей (на рисунке — первый) находится в фокусе и обеспечивает формирование основной части ДН. Остальные облучатели вынесены из фокуса в фокальной плоскости, вследствие чего остальные парциальные ДН оказываются смещенными (отклоненными) в пространстве относительно фокальной оси. Путем подбора расположения облучателей, их количества, а также амплитуды и фазы возбуждающих их полей добиваются требуемого приближения получающейся ДН к ДН косекансного вида. На практике хорошее приближение получается при количе-

стве облучателей от 3 до 5. ЗА подобного типа используется в наземной РЛС обнаружения, в диспетчерском радиолокаторе радиолокационной системы посадки РСР-6М2.

Метод зеркала специальной формы. В этом случае определяется такая поверхность зеркала, которая при отражении от нее волны облучателя формирует ДН косекансного типа (рис. 10.15).

Задача нахождения профиля и размеров зеркала в первом приближении решается методами геометрической оптики. При этом должны быть выполнены два условия: во-первых, зеркало должно находиться в дальней зоне облучателя, во-вторых, размер раскрыва зеркала в вертикальной плоскости b_p должен быть таким, чтобы обеспечить требуемый сектор существования косекансной ДН:

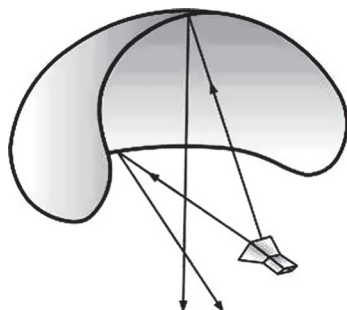


Рис. 10.15
Антенна с зеркалом двойной кривизны

$$2\theta_{0,5} = (110^\circ - 115^\circ) \cdot \frac{\lambda}{b_p}. \quad (10.46)$$

Конструирование такой антенны ведется с использованием ЭВМ в диалоговом режиме путем последовательных приближений к требуемой форме ДН в вертикальной плоскости.

10.7. ДВУХЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

В однозеркальных параболических антеннах из-за спадающего к краям раскрыва амплитудного распределения площадь раскрыва используется недостаточно эффективно и, как следствие, их коэффициент усиления меньше, чем он мог бы быть при равноамплитудном распределении поля в раскрыве. В ряде случаев, например в антеннах систем спутниковой связи, в радиотелескопах и других, требуются антенны с очень большим коэффици-

ентом усиления (более 40 децибел). Получить такие параметры можно как за счет большей площади раскрыва, так и за счет более эффективного ее использования. Последнее достигается выравниванием амплитудного распределения поля в раскрыве зеркала путем применения второго — вспомогательного — зеркала.

Принцип действия двухзеркальных антенн заключается в преобразовании сферического фазового фронта облучателя в плоский фазовый фронт в раскрыве антенны в результате последовательного переотражения ее от двух зеркал: вспомогательного и основного, имеющих соответствующие профили. При этом используется следующее положение геометрической оптики: сферическая волна, излучаемая облучателем, находящимся в фокусе вспомогательного зеркала, представляющего собой поверхность второго порядка, в результате переотражения от него преобразуется снова в сферическую волну, но с фазовым центром, совпадающим с фокусом основного зеркала.

Двухзеркальные осесимметричные антенны выполняются, как правило, по двум известным из оптики схемам построения телескопов: Кассегрена и Грегори.

В таких антеннах основное зеркало представляет собой параболоид вращения. В антенне Кассегрена малое вспомогательное зеркало — гиперboloид вращения, а в антенне Грегори — эллипсоид вращения. Облучатель, независимо от формы малого зеркала, располагают в его фокусе, ближайшем к основному зеркалу.

Принцип работы двухзеркальной антенны можно пояснить при помощи рисунка 10.16, где движение электромагнитной энергии, заключенной в узком телесном угле, заменено лучом. Из рисунка видно, что небольшое по размерам вспомогательное зеркало «освещается» почти равномерно даже облучателем с узкой ДН. Далее, за счет переотражения, также «освещается» и основное зеркало. Кроме того, за счет своей конфигурации вспомогательное зеркало способствует дополнительному выравниванию амплитудного распределения в раскрыве основного зеркала (рис. 10.16в).

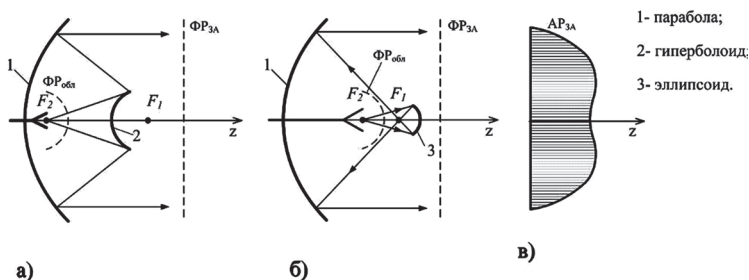


Рис. 10.16

Конструкция и принцип действия двухзеркальных антенн:

a — антенна Кассегрена; *б* — антенна Грегори; *в* — амплитудное распределение.

Кроме вышеотмеченного, достоинствами двухзеркальных антенн являются:

- меньшие продольные размеры (особенно по схеме Кассегрена);
- волновод, питающий облучатель, может быть прямым и коротким, что улучшает согласование, уменьшает потери и шумовую температуру АФУ;
- путем доворота малого зеркала на угол α можно получить отклонение ДН антенны в противоположную сторону на угол вдвое бóльший, т. е. на 2α .

Главным недостатком таких антенн является дополнительное затенение раскрыва, создаваемое вспомогательным зеркалом.

10.8. ЯВЛЕНИЯ КРОССПОЛЯРИЗАЦИИ И РЕАКЦИИ ЗЕРКАЛА НА ОБЛУЧАТЕЛЬ В ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕННАХ И МЕРЫ БОРЬБЫ С НИМИ

Явление кроссполяризации (поперечной поляризации) наблюдается у зеркальных антенн и заключается в том, что при облучении зеркала облучателем с линейной поляризацией отраженное от зеркала поле в раскрыве, кроме основной составляющей, имеет еще и перпендикулярную ей (поперечную) составляющую. При этом поле излучения в дальней зоне также будет иметь две составляющие, причем амплитудные и фазовые соотношения между ними могут быть различными. Это приводит к тому, что поля-



Рис. 10.17
Явление кроссполяризации в зеркальных антеннах

ризация поля излучения ЗА в общем случае будет эллиптической. Наличие кроссполяризационной составляющей можно объяснить с помощью рисунка 10.17. Вследствие вогнутой поверхности зеркала линии поверхностных токов проецируются на раскрыв зеркала не в виде прямых линий, а в виде изогнутых линий. Рассматривая каждую такую проекцию, можем представить ее в виде суммы двух взаимно ортогональных составляющих: основной E_{\parallel} и кроссполяризационной E_{\perp} .

Кроссполяризационная составляющая E_{\perp} максимальна при $\varphi = 45^\circ$ и для типовых параболических зеркал ее уровень составляет -10 дБ. У параболоида вращения кроссполяризационные составляющие в соседних квадрантах направлены в противоположные стороны.

Кроссполяризация — явление вредное, так как:

- уменьшается коэффициент усиления ЗА на основной поляризации;
- ухудшается поляризационная избирательность антенны;
- уменьшается точность пеленгации целей.

Методы борьбы с кроссполяризацией:

- применение слабовогнутых зеркал (зеркал с большим фокусным расстоянием);
- применение специальных типов облучателей, в раскрывах которых линии напряженности электрическо-

го поля изогнуты в сторону, противоположную изгибу проекций линий поверхностных токов в раскрыве зеркала;

- применение отражающей поверхности зеркала в виде одномерной сетки, проводники которой параллельны линиям напряженности электрического поля.

Явление реакции зеркала на облучатель заключается в том, что в ЗА в режиме передачи луч, распространяющийся вдоль фокальной оси, после отражения от зеркала попадает обратно в облучатель. Так как максимум ДН облучателя лежит на фокальной оси зеркала, доля энергии, попавшей обратно в облучатель, достаточно велика. Очевидно, что это явление вредное, так как из-за наличия отраженной энергии:

- снижается КБВ в фидерном тракте;
- нарушается стабильность работы генератора СВЧ.

Способы уменьшения реакции зеркала на облучатель.

1. Использование металлического компенсирующего отражателя в виде диска (рис. 10.18).

При этом его размеры и расстояние от зеркала подбираются так, чтобы отраженные от него и от поверхности

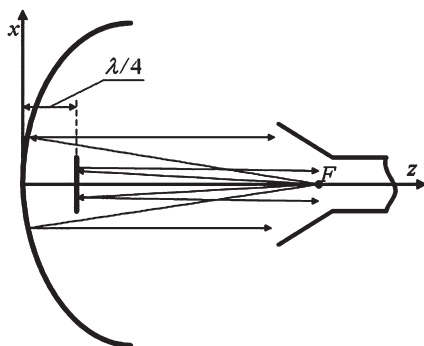


Рис. 10.18

Способ уменьшения реакции зеркала на облучатель при помощи компенсирующего диска

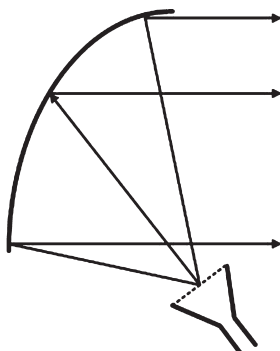


Рис. 10.19

Способ уменьшения реакции зеркала на облучатель при использовании несимметричной вырезки из параболоида вращения

зеркала волны имели бы в фидерном тракте одинаковые амплитуды и противоположные фазы. В результате они компенсируют друг друга.

2. Использование в качестве зеркала несимметричной вырезки из параболоида вращения или параболического цилиндра. При этом облучатель располагается так, что ни один из отраженных от зеркала лучей обратно в него не возвращается (рис. 10.19).

Очевидно, что он по-прежнему располагается в фокусе зеркала, но раскрыв облучателя несколько развернут по отношению к фокальной плоскости.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Дать определение зеркальной антенны.
2. Как классифицируются зеркальные антенны?
3. Какими геометрическими параметрами характеризуется зеркальная антенна?
4. Пояснить принцип действия зеркальной антенны.
5. Какие требования предъявляются к облучателю и зеркалу ЗА?
6. От чего зависит амплитудное и фазовое распределение в раскрыве ЗА?
7. Перечислите возможные причины, за счет которых фазовое распределение поля в раскрыве зеркальной антенны может отличаться от синфазного.
8. Поясните методы борьбы с явлением кроссполяризации в ЗА.
9. Поясните сущность явления реакции зеркала на облучатель.
10. Поясните способы уменьшения реакции зеркала на облучатель.

АНТЕННЫ С КРУГОВОЙ И УПРАВЛЯЕМОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

11.1. ПРИНЦИПЫ СОЗДАНИЯ ПОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ КРУГОВОЙ ИЛИ УПРАВЛЯЕМОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

Поляризация поля излучения антенны определяется по положению вектора \vec{E} относительно линии горизонта. При анализе поляризационных свойств антенн нами были введены плоскость поляризации и картинная плоскость. При этом поляризация поля называется вращающейся, если плоскость поляризации по мере распространения ЭМВ вращается с частотой, совершая за один период высокочастотного колебания один полный оборот. В общем случае вращающаяся поляризация различается по направлению вращения на поляризацию правого вращения (вектор \vec{E} , глядя вслед уходящей ЭМВ, вращается по часовой стрелке) и левого вращения (вектор \vec{E} вращается против часовой стрелки). И в том и в другом случае проекция конца вектора \vec{E} на картинной плоскости за один полный оборот описывает замкнутую кривую, которая в общем случае является эллипсом, и поляризация называется эллиптической. В частном случае эта кривая может быть окружностью, и поляризация называется круговой.

Вращающаяся поляризация характеризуется таким параметром, как коэффициент эллиптичности K_e , равный отношению малой полуоси поляризационного эллипса к большой. В случае эллиптической поляризации левого вращения он имеет знак «-», а в случае правого — знак «+». Таким образом, он изменяется в пределах $-1 \leq K_e \leq 1$. При $K_e = \pm 1$ эллипс становится окружностью, при этом говорят, что поле излучения антенны имеет круговую поляризацию.

Как известно из электродинамики, для того чтобы поле излучения антенны имело бы вращающуюся поляризацию, в антенне необходимо выполнить следующие условия (например, в раскрыве апертурной антенны):

- должны существовать две ЭМВ, векторы \vec{E} которых в пространстве должны быть взаимно перпендикулярны;
- амплитуды этих волн должны быть равны, в этом случае поле излучения будет иметь круговую поляризацию, при неравенстве амплитуд поляризация будет эллиптической;
- между волнами должен существовать фазовый сдвиг, равный 90° . При этом вращение вектора \vec{E} излученной ЭМВ будет происходить в направлении той волны, фаза которой отстает.

Таким образом, для создания ЭМП с управляемой поляризацией необходимо обеспечить возможность изменения амплитуд или фаз взаимно ортогональных волн. Более предпочтительным с практической точки зрения является изменение фазы одной из волн, так как в этом случае потери энергии вследствие отсутствия регулируемого аттенюатора будут меньше. Один из вариантов устройства, обеспечивающего решение этой задачи, представлен на рисунке 11.1.

Фидерное устройство, соединяющее антенну с передатчиком (приемником), содержит трехдецибелльный делитель мощности (волноводно-щелевой мост) и фиксированный фазовращатель на величину $\varphi = \pi/2$, включаемый в один из каналов. В другой канал включена скрутка волновода на 90° . К фазирующей секции из отрезка ква-

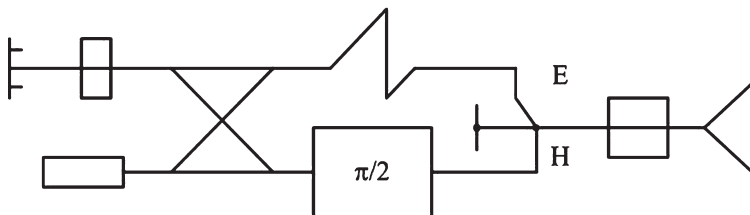


Рис. 11.1

Принципиальная схема антенны с круговой поляризацией

зиквадратного волновода подводятся две ортогональные волны со сдвигом фаз $\varphi = \pi/2$, которые возбуждают в пирамидальном рупоре волну с круговой поляризацией.

11.2. ЛИНЕЙНЫЕ АНТЕННЫ С КРУГОВОЙ ИЛИ УПРАВЛЯЕМОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

В качестве простейшего примера линейной антенны с круговой поляризацией рассмотрим турникетную антенну. Она представляет собой два симметричных полуволновых вибратора, расположенных взаимно перпендикулярно в одной плоскости и питаемых токами, амплитуды которых одинаковы, а фазы отличаются на 90° . Схематично такая антенна изображена на рисунке 11.2.

Плечи 1 и 3 образуют один СВ, плечи 2 и 4 — второй СВ. Для получения требуемого сдвига фаз токов длина отрезка фидера l_1 больше длины отрезка фидера l_2 на четверть длины волны в фидере: $l_2 - l_1 = \lambda_{\text{ф}}/4$.

Очевидно, что поле излучения турникетной антенны будет формироваться в результате интерференции полей излучения обоих вибраторов:

$$\dot{E}_0 = j \frac{60 \dot{I}_n}{r} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \cdot e^{-j \cdot k \cdot r}; \quad (11.1)$$

$$\dot{E}_\varphi = j \frac{60 \dot{I}_n}{r} \cdot e^{-j \cdot k \cdot r}. \quad (11.2)$$

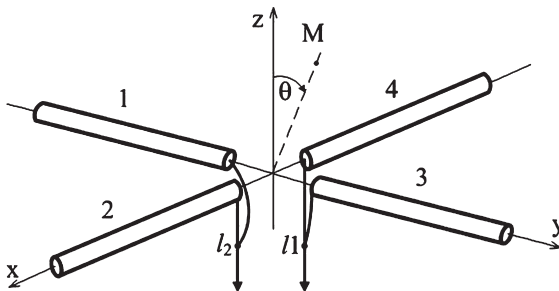


Рис. 11.2
Конструкция турникетной антенны

С учетом этих выражений ДН турникетной антенны в главных плоскостях описывается выражениями:

- в E -плоскости

$$F_{\theta}(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta}; \quad (11.3)$$

- в H -плоскости

$$F_{\varphi}(\varphi) = 1. \quad (11.4)$$

Тогда ДН по мощности турникетной антенны будет равна

$$F^2(\theta, \varphi) = \frac{F_{\theta}^2(\theta)}{1 + 1/m^2} + \frac{F_{\varphi}^2(\varphi)}{1 + m^2}, \quad (11.5)$$

где m — отношение амплитуд ортогональных волн (для турникетной антенны $m = 1$).

С учетом (11.3) и (11.4) из (11.5) окончательно получаем

$$F^2(\theta, \varphi) = \frac{\left(\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)\right)^2 + \sin^2(\theta)}{2\sin^2\theta}. \quad (11.6)$$

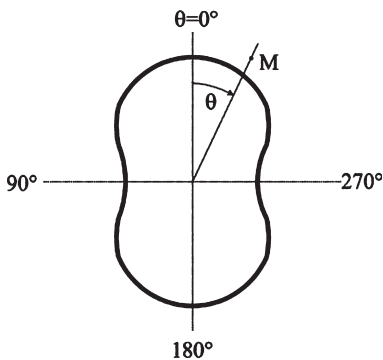


Рис. 11.3
ДН турникетной антенны

Диаграммы направленности, рассчитанные по формулам (11.3), (11.4) и (11.6), представлены на рисунке 11.3.

Таким образом, диаграмма направленности турникетной антенны по мощности есть поверхность вращения относительно оси OZ . Она не имеет ни нулей, ни глубоких провалов, т. е. относится к классу квазиизотропных ДН.

11.3. РУПОРНЫЕ АНТЕННЫ С КРУГОВОЙ ИЛИ УПРАВЛЯЕМОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

На практике встречаются случаи, когда рупорная антенна должна работать с круговой или управляемой поляризацией поля. Такой режим работы легко реализовать, питая, например, пирамидальный рупор квазиквадратным волноводом, в котором могут распространяться волны H_{10} и H_{01} , векторы \vec{E} которых взаимно ортогональны. Для создания круговой поляризации возбуждающее устройство (штырь или щель) должно располагаться под углом 45° к стенкам квазиквадратного волновода (рис. 11.4).

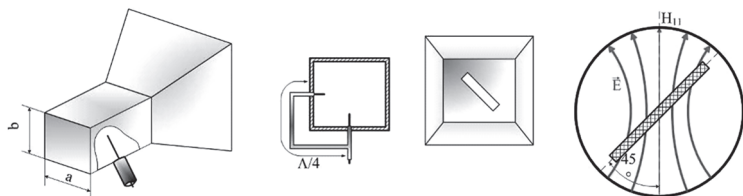


Рис. 11.4

Способы возбуждения ЭМВ вращающейся поляризации в рупоре

При этом амплитуды волн H_{10} и H_{01} будут равны друг другу. Поскольку волновод квазиквадратный (размеры стенок приблизительно равны друг другу), фазовые скорости волн H_{10} и H_{01} будут несколько отличаться друг от друга. Подбирая длину квазиквадратного волновода (он в этом случае является фазирующей секцией), добиваются задержки по фазе одной из волн на 90° в горловине рупора. Если необходимо работать с управляемой поляризацией, то в качестве возбуждающего устройства необходимо использовать, например, два взаимно перпендикулярных штыря в квазиквадратном волноводе с возможностью регулировки уровня мощности, вводимой в волновод одним из штырей, или с возможностью регулировки фазы в одном из возбуждающих устройств. Аналогично может быть построена рупорная антенна с круговой или управляемой поляризацией на основе конического рупора, питаемого круглым волноводным с волной H_{11} . В этом случае

в качестве фазирующей секции наиболее часто используется отрезок круглого волновода с диэлектрической пластиной, расположенной под углом 45° к вектору \vec{E} волны (рис. 11.4). Под влиянием диэлектрической пластины волна расщепляется на две взаимно перпендикулярные волны H'_{11} и H''_{11} , распространяющиеся по волноводу с различными фазовыми скоростями $V'_\phi < V''_\phi$. Подбирая параметры диэлектрической пластины (ϵ_r диэлектрика и длину пластины), добиваются того, чтобы в горловине конического рупора сдвиг фазы между волнами H'_{11} и H''_{11} был бы равен 90° .

11.4. СПИРАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ, ИХ ТИПЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ

Для создания поля с вращающейся поляризацией в диапазоне метровых и дециметровых волн широкое применение находят спиральные антенны.

Спиральные антенны — это антенны поверхностных волн. По конструкции их подразделяют на цилиндрические (регулярные), конические (нерегулярные) и плоские. По числу ветвей (заходов) и способу их намотки спиральные антенны подразделяются на однозаходные и двухзаходные. Двухзаходные могут быть с односторонней и встречной намотками.

Цилиндрическая спиральная антенна представляет собой намотанную из провода цилиндрическую спираль, один конец которой свободен, а другой присоединяется к внутренней жиле коаксиального фидера питания (рис. 11.5). Внешняя оболочка фидера присоединяется к металлическому экрану, служащему для ослабления заднего излучения.

Основными геометрическими параметрами цилиндрической спиральной антенны являются: радиус витка a , шаг спирали d , длина витка l_v , число витков N , угол подъема витка α и длина антенны L . Между собой они связаны соотношениями:

$$d = L \cdot \sin \alpha = 2 \cdot \pi \cdot a \cdot \sin \alpha. \quad (11.7)$$

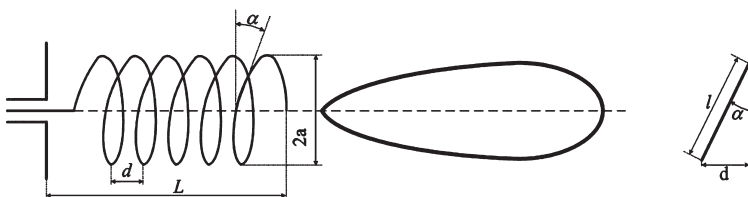


Рис. 11.5
Конструкция и ДН цилиндрической спиральной антенны

Под действием приложенного к спирали напряжения по ней протекает ток. Исследования показывают, что на излучающей цилиндрической спирали могут одновременно существовать несколько типов волн тока, отличающихся друг от друга амплитудой и числом периодов, укладываемых вдоль одного витка спирали. Каждая волна распространяется по спирали со своим затуханием и своей фазовой скоростью, однако форма ДН зависит, как правило, от одной, преобладающей волны, тип которой определяется соотношением между длиной витка спирали и рабочей длиной волны. Эти волны обозначаются символом T_n , где индекс n равен числу длин волн, укладываемых на одном витке.

Если размеры витка $L < \lambda$, то будет преобладать волна типа T_0 . При этом по длине витка протекает синфазный ток и формируется ДН поперечного излучения, т. е. что по нормали к плоскости витка (вдоль оси антенны) излучение отсутствует.

При $L = \lambda$ ($k \cdot \alpha \approx 1$) существует волна типа T_1 . При этом по витку распространяется бегущая волна тока, так как при числе витков больше трех отражение от конца спирали практически отсутствует (вся энергия излучается спиралью).

Пусть в момент времени t_1 , мгновенная картина распределения тока по витку спирали будет следующей: в точках 1, 3, 5 — $I(l) = 0$, в точках 2, 4 — $I(l) = \max$ (рис. 11.6).

Виток с таким распределением тока можно заменить двумя изогнутыми вертикальными синфазными вибраторами. В этом случае поле будет иметь линейную верти-

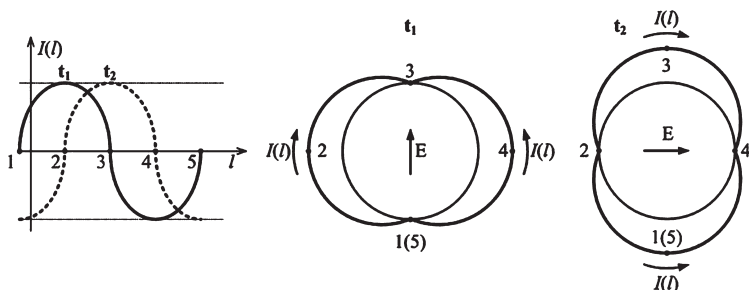


Рис. 11.6
Распределение тока по витку спирали при $L = \lambda$

кальную поляризацию с максимумом излучения перпендикулярно плоскости витка. Вектор \vec{E} поля излучения расположен вертикально.

Через промежуток времени, равный четверти периода, картина распределения тока сместится по длине витка на $\lambda/4$ (рис. 11.6). При этом виток спирали становится эквивалентным двум горизонтально расположенным синфазным вибраторам, а поле излучения будет иметь линейную горизонтальную поляризацию. Положение максимума ДН при этом не изменяется. За период ВЧ колебаний вектор \vec{E} повернется на 360° . Следовательно, в режиме продольного излучения спираль создает ЭМВ вращающейся поляризации, причем вдоль направления спирали поляризация будет круговой, а в других направлениях эллиптической.

Обычно размеры спирали выбирают так, чтобы поля излучения всех витков спирали синфазно складывались в осевом направлении. Такой режим нашел широкое применение. Для обеспечения данного режима вдоль витка должна укладываться одна длина волны:

$$l_{\text{в}} = 2 \cdot \pi \cdot \alpha \approx \lambda. \quad (11.8)$$

Диаграмму направленности спиральной антенны можно найти как ДН прямолинейной антенной решетки, элементами которой являются отдельные витки, расположенные на расстоянии d друг от друга.

С использованием теоремы перемножения ДН, можно записать:

- в E -плоскости

$$F^E(\theta) = F_1^E(\theta) \cdot F_c(\theta); \quad (11.9)$$

- в H -плоскости

$$F^H(\varphi) = F_1^H(\varphi) \cdot F_c(\varphi), \quad (11.10)$$

где $F_1^E(\theta)$ и $F_1^H(\varphi)$ ДН одного витка в E - и H -плоскостях соответственно:

$$F_1^E(\theta) = J_0(k \cdot a \cdot \sin \theta) \cdot \cos \theta; \quad (11.11)$$

$$F_1^H(\varphi) = J_0(k \cdot a \cdot \sin \varphi), \quad (11.12)$$

где $J_0(x)$ — функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Множитель системы определяется с учетом равноамплитудного линейно-фазного возбуждения витков:

$$F_c(\theta) = F_c(\varphi) = \frac{\sin \left[\frac{N \cdot k \cdot l_B}{2} \cdot \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} - \sin \gamma \cdot \cos \theta \right) \right]}{N \sin \left[\frac{k \cdot l_B}{2} \cdot \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} - \sin \gamma \cdot \cos \theta \right) \right]}, \quad (11.13)$$

где λ_c — длина волны в спиральной антенне.

Для типовых спиральных антенн коэффициент замедления $\xi = \lambda/\lambda_c$ лежит в пределах 1,1–1,4.

Ширина ДН спиральной антенны:

$$2\theta_{0,707} \approx 2\varphi_{0,5} = \frac{52}{\frac{l_B}{\lambda} \cdot \sqrt{\frac{N \cdot d}{\lambda}}} \quad [\text{град}]. \quad (11.14)$$

Ширина КНД спиральной антенны:

$$D_0 \cong 15 \cdot \left(\frac{l_B}{\lambda} \right)^2 \cdot \frac{N \cdot d}{\lambda}. \quad (11.15)$$

Активная составляющая входного сопротивления:

$$R_A \cong 140 \cdot \frac{l_B}{\lambda}. \quad (11.16)$$

В спиральных антеннах эта величина лежит в пределах 60–90 Ом и несколько возрастает при увеличении $k \cdot \alpha$, но слабо зависит от числа витков.

В практических конструкциях шаг спирали лежит в пределах $d = (0,15-0,3)\lambda$, угол подъема спирали $\alpha = 12-16^\circ$. Число витков N не превышает 7–8, диаметр экрана выбирается в пределах $(1,2-1,6)L$. При этом ДН лежит в пределах $2\theta_{0,707} = 30-40^\circ$.

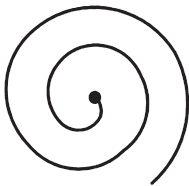
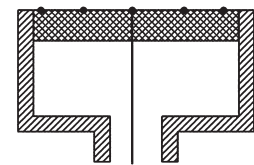
Несомненным достоинством цилиндрической спиральной антенны является ее широкодиапазонность, коэффициент перекрытия рабочего диапазона такой антенны может достигать 1,7.

Плоская спиральная антенна представляет собой несколько витков с разными размерами. Витки выполняются из проводящего материала методами гальваники (напылением или удалением) на диэлектрической подложке. Как правило, для получения одностороннего излучения такую антенну сочетают с открытым объемным резонатором (рис. 11.7).

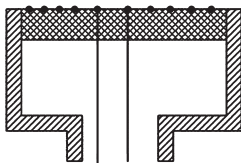
По виду витков плоские спирали подразделяются на архимедову и логарифмическую (рис. 11.8).

Уравнение арифметической спирали в полярных координатах имеет вид

$$\rho(\varphi) = \alpha \cdot \varphi + b, \quad (11.17)$$



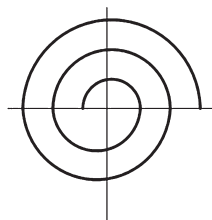
а)



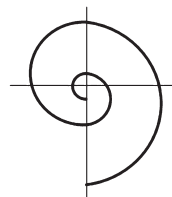
б)

Рис. 11.7
Плоская спиральная антенна:

a — однозаходная спираль; *b* — двухзаходная спираль.



а)



б)

Рис. 11.8
Конструкция спирали:

a — архимедова спираль; *b* — логарифмическая спираль.

а уравнение логарифмической спирали в полярных координатах имеет вид

$$\rho(\varphi) = b \cdot e^{a\varphi}, \quad (11.18)$$

где a и b — константы, определяющие геометрические параметры спирали.

На основе этих кривых можно создать однозаходные или многозаходные спиральные антенны. На практике, как правило, используют двухзаходные (рис. 11.9).

Такие антенны формируют поле излучения с круговой поляризацией и применяются для работы в широком диапазоне частот. Функционирование их основано на принципе электродинамического подобия. На определенной частоте выполняется условие $l_{\text{в}} = \lambda$ только для одного витка. При этом ток его возбуждения, а следовательно, и поле его излучения будут преобладающими. На другой частоте будет резонировать и наиболее интенсивно излучать другой виток.

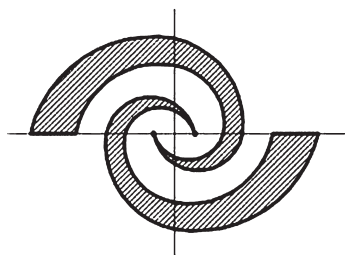


Рис. 11.9
Двухзаходная логарифмическая спиральная антенна

Принцип действия плоской спиральной антенны можно объяснить, рассматривая ее приближенно как двухпроводную линию, по которой распространяется бегущая волна тока, причем ток в одном из проводников запаздывает по фазе относительно тока в другом проводнике. При этом два проводника изначально запитаны противофазно. Условие синфазности токов в проводниках (при этом такой виток спирали будет обладать максимальным излучением в направлении нормали к его плоскости) имеет вид

$$\frac{l_{\text{в}}}{\lambda} \approx \frac{2\pi\rho_0}{\lambda} = 2m - 1, \quad (11.19)$$

где m — целое число; ρ_0 — средний радиус витка спирали.

Таким образом, плоская спиральная антенна является антенной вращающейся поляризации с коэффициентом перекрытия по диапазону $K_{\text{п}}$ до 10. Недостатком такой антенны является слабая направленность, так как реально в излучении на каждой частоте используется только один виток.

11.5. ЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ С КРУГОВОЙ ИЛИ УПРАВЛЯЕМОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

В различных радиотехнических системах (например, в наземных радиолокационных станциях, системах спутниковой связи) применяются зеркальные антенны с круговой или управляемой поляризацией. При этом зеркало такой антенны должно отражать ЭМВ любой поляризации. Поскольку поляризация поля излучения ЗА со сплошной поверхностью зеркала определяется поляризацией поля ее облучателя, то никаких дополнительных технических решений не требуется. Зеркало изготавливают сплошным или в виде двумерной металлической сетки.

В качестве облучателей таких антенн наиболее широко применяются открытые концы круглых волноводов или конические рупоры с волной H_{11} , или пирамидальные рупоры с квадратным раскрывом. Иногда, если требуется обеспечить работу антенны в широком диапазоне частот, в качестве облучателей могут использоваться плоские или конические спиральные антенны.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Поясните конструкцию и принцип действия турникетной антенны.
2. Поясните конструкцию и принцип действия рупорной антенны на основе квазиквадратного волновода.
3. Перечислите типы спиральных антенн.
4. Поясните конструкцию и принцип действия цилиндрической спиральной антенны.
5. Поясните конструкцию и принцип действия плоской спиральной антенны.
6. Поясните требования к облучателю и зеркалу ЗА с круговой поляризацией.

ФАЗИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

12.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

Фазированными называются такие антенные решетки (ФАР), у которых фазы токов (полей), возбуждающих элементы, могут гибко изменяться по определенному закону. В свою очередь, это приводит к изменению углового положения ДН такой антенной решетки. Принципиальным отличием ФАР от обычных антенных решеток является включение в каждый канал АР управляемого фазовращателя (ФВ). Кроме того, для электрического управления лучом ФАР в ее составе имеется специальное устройство — схема управления лучом (СУЛ).

В настоящее время ФАР все чаще применяются в качестве антенны в составе радиотехнических систем (РТС) различного назначения, что обусловлено рядом их достоинств:

- возможность получения большой угловой скорости сканирования лучом (десятки угловых градусов в секунду);
- отсутствие электромеханического привода антенны;
- возможность одновременного или последовательного формирования нескольких разных по форме и независимо управляемых лучей;
- возможность применения твердотельного передатчика малой мощности в тракте каждого элемента.

Все эти достоинства обуславливают высокую надежность в целом такой антенны (выход из строя до 5% элементов практически не сказывается на ее характеристиках) и повышенную помехозащищенность РТС, в состав

которой входит ФАР. Однако, помимо указанных достоинств, ФАР имеет и существенный недостаток — большую сложность и, как следствие, высокую стоимость при разработке и последующей эксплуатации. Поэтому применение ФАР в качестве антенны целесообразно в сложных многофункциональных РТС, где форма ДН или ее пространственное положение должны быстро изменяться во времени в соответствии с ее режимом работы.

Классификация ФАР может производиться по тем же классификационным признакам, что и традиционных АР. Кроме того, по способу питания элементов все ФАР можно разделить на две группы: 1) ФАР с пространственным питанием и 2) ФАР с фидерным питанием. В свою очередь, ФАР с пространственным питанием делятся на две группы: 1) проходные и 2) отражательные, а ФАР с фидерным питанием делятся на три группы: 1) с последовательным питанием; 2) с параллельным питанием и 3) с комбинированным питанием.

Наиболее часто используются плоские ФАР, при этом элементы в них могут располагаться в узлах прямоугольной или треугольной координатных сеток (рис. 12.1).

При этом на расстояние между элементами накладывается условие существования в множителе решетки только одного главного лепестка нулевого порядка:

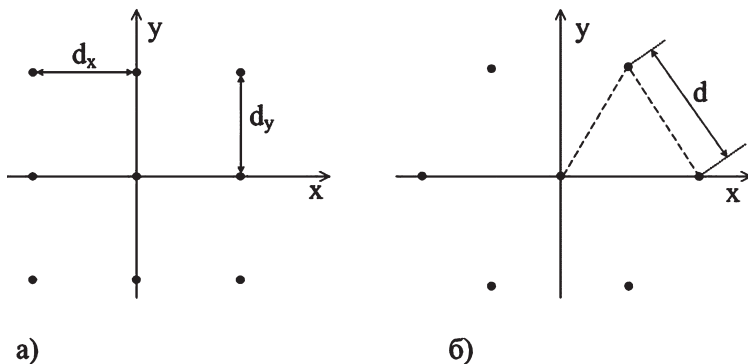


Рис. 12.1

Принцип построения сетки плоской ФАР:

a — прямоугольная сетка; *b* — треугольная сетка.

- для прямоугольной координатной сетки

$$d_x \leq \frac{\lambda_{\min}}{1 + |\sin \theta_{x \max}|}; \quad d_y \leq \frac{\lambda_{\min}}{1 + |\sin \theta_{y \max}|}, \quad (12.1)$$

где $\theta_{x \max}$ и $\theta_{y \max}$ — максимальные углы отклонения луча ФАР от нормали к ее плоскости; λ_{\min} — минимальная длина волны рабочего диапазона ФАР;

- для треугольной координатной сетки

$$d \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\lambda_{\min}}{1 + |\sin \theta_{\max}|}. \quad (12.2)$$

Более предпочтительной является треугольная координатная сетка, так как она обеспечивает большее допустимое расстояние между элементами, что уменьшает их общее количество и взаимное влияние элементов АР.

12.2. ФАР С ПРОСТРАНСТВЕННЫМ И ФИДЕРНЫМ ТИПАМИ ПИТАНИЯ

ФАР с пространственным питанием

В такой ФАР роль распределителя энергии между излучателями выполняет облучатель (как в зеркальных или линзовых антеннах). В таких ФАР происходит одновременное преобразование сферического фазового фронта волны облучателя в плоский фазовый фронт на выходе излучающей АР и изменение наклона фазового фронта плоской волны по заданному закону сканирования.

ФАР с пространственным питанием подразделяются на ФАР *проходного* и *отражательного* типа.

В ФАР проходного типа (эквивалентна линзовой антенне с управляемым коэффициентом преломления) имеется облучатель и две антенные решетки — коллекторная и излучающая. При этом в тракт каждого канала включается проходной ФВ (рис. 12.2а).

ФАР отражательного типа (эквивалентна зеркальной антенне с управляемым профилем зеркала) содержит одну антенную решетку, в каждом канале имеется отра-

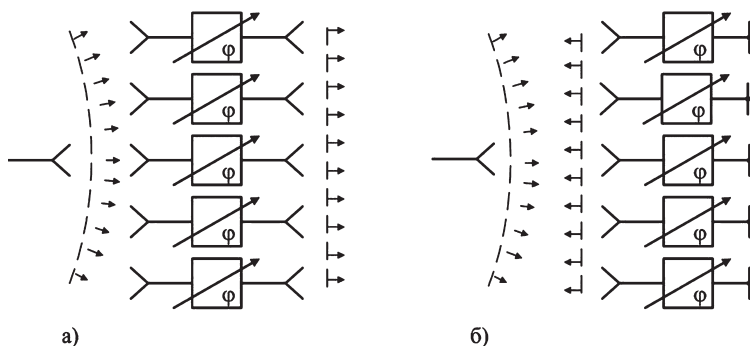


Рис. 12.2
ФАР проходного типа (а) и ФАР отражательного типа (б)

жательный ФВ, через который ЭМВ проходит дважды благодаря отражению от короткозамыкателя (рис. 12.2б). ФАР отражательного типа из-за своей относительной простоты чаще используется на практике.

Основным недостатком ФАР с пространственным типом питания является отсутствие возможности изменения амплитудного распределения в раскрыве в процессе ее работы.

ФАР с фидерным питанием

В таких ФАР происходит одновременное преобразование сферического фазового фронта волны облучателя в плоский фазовый фронт на выходе АР и изменение наклона фазового фронта плоской волны по заданному закону сканирования. Распределение энергии между излучателями в таких антеннах осуществляет фидерный тракт. При этом с его помощью можно реализовать практически любое амплитудное распределение. Питание по способу построения может быть последовательным, параллельным или комбинированным (рис. 12.3).

Последовательная схема питания отличается простотой, но имеет ряд недостатков: накопление фазовой ошибки в каждом последующем ФВ; ближайшие к генератору ФВ должны быть рассчитаны на прохождение большой мощности. Этих недостатков лишена схема параллельного питания, но она является более сложной по

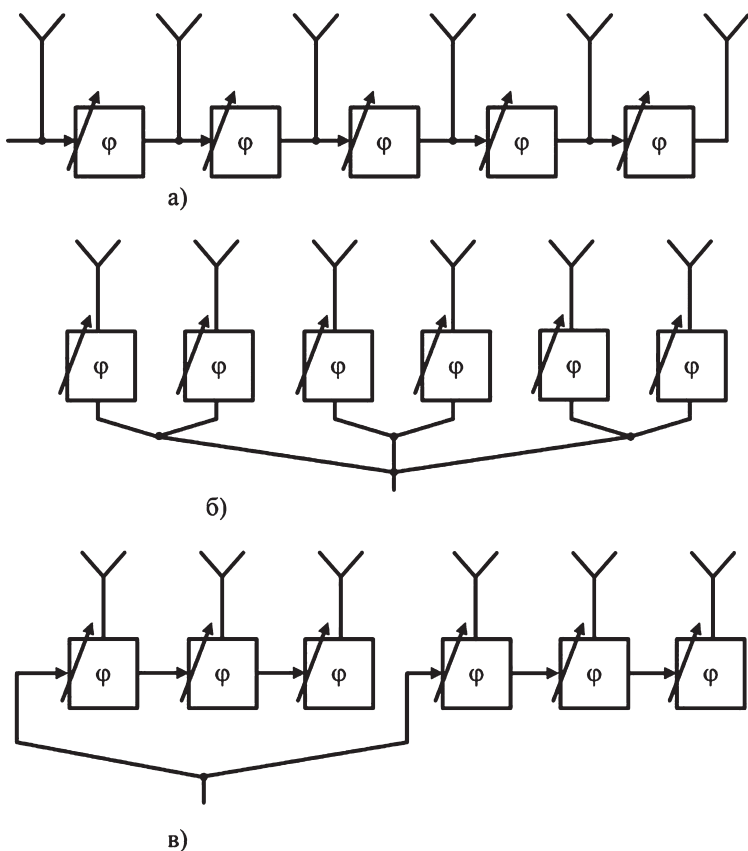


Рис. 12.3

Типы ФАР с фидерным питанием:

a — ФАР с последовательным питанием; *б* — ФАР с параллельным питанием; *в* — ФАР с комбинированным питанием.

фидерному тракту. Комбинированная схема питания сочетает в себе достоинства последовательной и параллельной схем.

12.3. МЕТОДЫ УПРАВЛЕНИЯ ДН ФАР

Основным отличием ФАР от антенн других типов является возможность управлять положением главного лепестка в пространстве электрическим методом. Из теории

АР известно, что ориентация главного лепестка нулевого порядка множителя АР определяется выражением

$$\sin \theta_{\text{гл}} = \frac{\alpha}{k \cdot d}, \quad (12.3)$$

где α — угол сдвига фаз между токами в соседних элементах, находящихся на расстоянии друг от друга, а угол $\theta_{\text{гл}}$ отсчитывается от нормали к плоскости ФАР.

Фазовое распределение вдоль линейной ФАР можно определить:

$$\Psi_n = (n - 1)\alpha. \quad (12.4)$$

Таким образом, для изменения пространственного положения ДН необходимо изменять разность фаз токов запитки соседних элементов. При этом очевидно будет изменяться и наклон фазового распределения токов вдоль АР.

Фазовый метод управления ДН

Используя регулируемые ФВ, включаемые в тракт питания каждого элемента АР, легко получить требуемый закон управления лучом. В плоскостной ФАР, изменяя закон фазового распределения по линейке, строке и столбцу, добиваются сканирования ДН в обеих плоскостях. Этот метод управления ДН требует точной установки фазы в каждом ФВ. Поэтому в ФАР с таким методом управления используются ферритовые ФВ аналогового типа. При этом луч в пространстве перемещается плавно. Основными недостатками такого способа управления являются сложность сопряжения с ЭВМ и реализации управляющих устройств, а также высокие требования, предъявляемые к точности выставления фазы и ее идентичности в нескольких сотнях ФВ, используемых в ФАР, и большое энергопотребление ФАР по цепям питания ФВ.

Коммутационный метод управления ДН

Недостатки фазового метода управления устранены в ФАР с дискретными ФВ (ФВ с дискретной установкой фазы). Простейший ФВ на r дискретов фазы состоит из

одинаковых нерегулируемых ФВ и коммутаторов, с помощью которых фаза на выходе устройства может дискретно изменяться с шагом:

$$\Delta\Psi = \frac{2\pi}{2^r}, \quad (12.5)$$

где r — разрядность ФВ. Например, если $r = 4$, то дискрет фазы будет равен

$$\Delta\Psi = \frac{2\pi}{2^4} = \frac{360}{16} = 22,5^\circ.$$

В случае дискретного изменения фазы фазовое распределение токов возбуждения элементов ФАР вдоль линейки будет описываться не плавной, а ступенчатой линией (рис. 12.4).

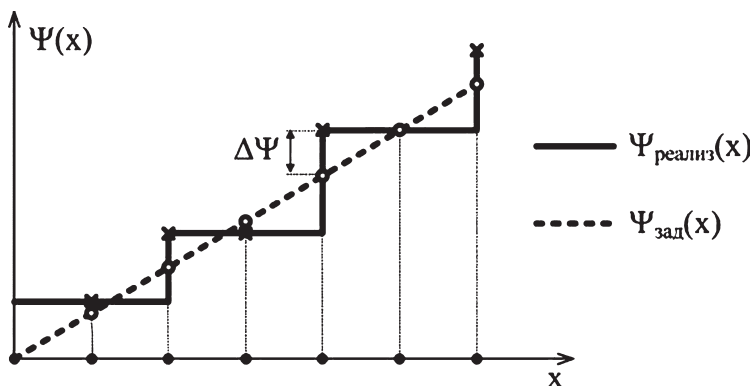


Рис. 12.4
Распределения фазы поля по раскрытию

Из рисунка видно, что при этом возникают фазовые ошибки $\Delta\Psi$ в некоторых ФВ, т. е. установленное значение фазы будет отличаться от расчетного. Фазовые ошибки приводят к искажению формы ДН, а ее перемещение в пространстве также будет происходить скачкообразно. Кроме этого, уменьшается КНД ФАР и возрастает уровень боковых лепестков. Очевидно, что чем уже ДН ФАР, тем бóльшая разрядность фазовращателя необходима для

обеспечения сканирования, так как шаг по углу при сканировании ДН в пространстве не может быть больше половины ширины ДН (в противном случае возможны провалы в зоне обзора РЛС). Однако малое энергопотребление управляемых схем, возможность сопряжения с ЦВМ делают коммутационный метод управления ДН наиболее перспективным.

Частотный метод управления ДН

Этот метод практически реализуется в волноводно-щелевых антенных решетках. Излучающий волновод можно рассматривать как линейную ФАР с последовательным фидерным питанием. В ней роль фазовращателя играет отрезок волновода между двумя соседними щелями. Изменяя частоту генератора по линейному закону, можно осуществить изменение фазы поверхностных токов возбуждения щелей, что приведет к изменению углового положения ДН:

$$\sin \theta_{\text{гл}} = \sqrt{1 - \frac{c}{2 \cdot \alpha \cdot f} - \frac{c}{d \cdot f}}, \quad (12.6)$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с — скорость распространения ЭМВ в свободном пространстве.

В плоских ФАР возможны сочетания различных методов сканирования в главных плоскостях: фазочастотное сканирование; механическое сканирование в одной плоскости и электронное (фазовое или частотное) сканирование в другой.

12.4. ОСОБЕННОСТИ СКАНИРОВАНИЯ ДН В ФАР

Сканирование ДН в ФАР может быть почти мгновенным, так как ФВ являются малоинерционными устройствами. При управлении ФВ используется свойство периодичности функции, кратной 2π . Это свойство в ФАР называют явлением *сброса фазы* (рис. 12.5).

При этом при больших в длинах волн размерах ФАР расчетное значение фазы в крайних элементах может оказаться равным сотням градусов. Очевидно, что практиче-

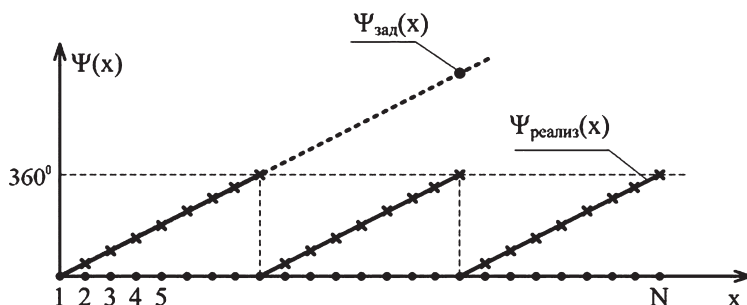


Рис. 12.5
Явление сброса фазы

ская реализация таких значений фазы затруднена. Учитывая явление сброса фазы, из расчетного значения фазы тока, если оно больше 360° (или 2π радиан), вычитается целое число по 360° и реализуется оставшееся значение фазового сдвига.

Согласно общей теории АР, при отклонении ДН от нормали к плоскости АР на угол $\theta_{гр}$ происходит *расширение ДН* (рис. 12.6).

Это обусловлено тем, что при отклонении ДН эффективный размер АР $L_{эфф}$ уменьшается. Поэтому на практике угол отклонения ДН от нормали к линии расположения элементов не должен превышать 45° . При этом на краях сектора сканирования КНД ФАР уменьшается в два раза. Очевидно, что дальность действия РТС при этом уменьшается.

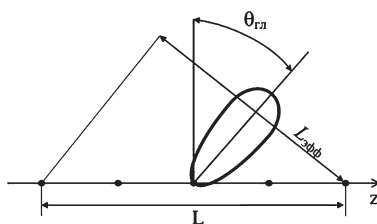


Рис. 12.6
Расширение ДН при сканировании

Кроме указанных недостатков, возникающих при сканировании, следует назвать и возможность появления в области реальных углов паразитных интерференционных лепестков высших порядков. В эквидистантных ФАР при уменьшении рабочей длины волны происходит «сжатие» картины множителя АР, а следовательно, и всей ДН. При этом угловое расстояние между соседними главными

лепестками уменьшается и становится возможным *появление паразитных лепестков n -го порядка*. Очевидно, что на практике подобная ситуация является недопустимой, так как возникает неоднозначность определения угловых координат цели. Для борьбы с паразитными лепестками высших порядков необходимо применять следующие меры:

- выбирать расстояние между элементами в ФАР в соответствии с выражениями (12.1) и (12.2);
- выбирать ширину ДН одиночного элемента такой, чтобы она была согласована с сектором сканирования лучом, а вне этого сектора равнялась бы нулю;
- применять неэквидистантные ФАР, в которых расстояние между элементами изменяется по определенному закону. При этом геометрическая периодичность расположения элементов ФАР нарушается и, следовательно, нарушается пространственная периодичность ее множителя. Поэтому паразитные лепестки высших порядков будут в этом случае либо полностью, либо в значительной степени подавлены.

12.5. МНОГОЛУЧЕВЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

В радиолокационных станциях (РЛС) при последовательном обзоре пространства информация о воздушной обстановке поступает в процессе перемещения луча в интересующем нас секторе пространства. Наиболее распространенным методом сканирования при этом является механическое вращение или качание луча в одной или нескольких плоскостях. В ФАР такое перемещение луча осуществляется электронным методом при неподвижной антенной системе.

В некоторых РТС целесообразно использовать параллельный обзор пространства, обеспечивающий одновременное формирование нескольких лучей (парциальных ДН), перекрывающих друг друга в определенном секторе пространства. Например, такой подход может быть использован в наземной РЛС в вертикальной плоскости для получения третьей координаты цели — ее высоты. Такой

метод обзора пространства реализуется многолучевыми антеннами.

Многолучевыми называют антенны с несколькими независимыми входами, каждому из которых соответствует своя парциальная ДН (свой луч). Такая антенна состоит из многоэлементной АР и диаграммообразующей схемы (ДОС).

ДОС представляет собой устройство обработки сигналов, являющееся многополюсником, число входов которого соответствует количеству формируемых лучей, а количество выходов — количеству элементов АР.

ДОС выполняется из пассивных элементов: направленных ответвителей, мостов, фиксированных ФВ, отрезков линии передачи, делителей мощности и т. д.

ДОС служит для реализации требуемого амплитудно-фазового распределения, соответствующего определенным лучам. Имеется несколько вариантов построения ДОС, но наибольшее распространение получили параллельная ДОС (матрица Батлера) и последовательная ДОС (матрица Бласса).

Матрица Батлера выполнена так, что длина фидерного тракта от любого входа до любого излучателя одинакова. Она может быть построена на любое количество лучей. Для примера рассмотрим матрицу Батлера для формирования четырех лучей (рис. 12.7).

Она содержит четыре делителя мощности на волноводно-щелевых мостах и два фиксированных фазовращателя, сдвигающих фазу на 45° . При подаче сигнала на вход 1 сдвиг фазы между элементами равен -45° (луч 1 на рис. 12.7). При подаче сигнала на вход 2 сдвиг фазы между элементами равен -135° (луч 2). При возбуждении входов 3 и 4 фазовое распределение будет таким же, как и при возбуждении входов 1 и 2, но в обратном порядке.

Матрица Бласса построена так, что при подаче сигнала на вход 2 все излучатели будут возбуждаться синфазно, так как длины путей от этого входа до каждого излучателя кратны длине волны в линии передачи (рис. 12.8). При возбуждении других входов (первого или третьего) вдоль оси АР будет иметь место линейное изменение фазы, вы-

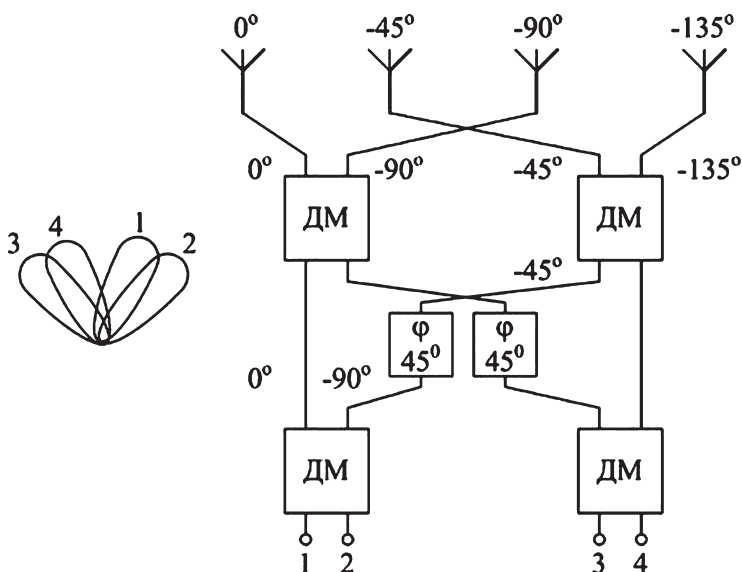


Рис. 12.7
Параллельная ДОС (матрица Батлера)

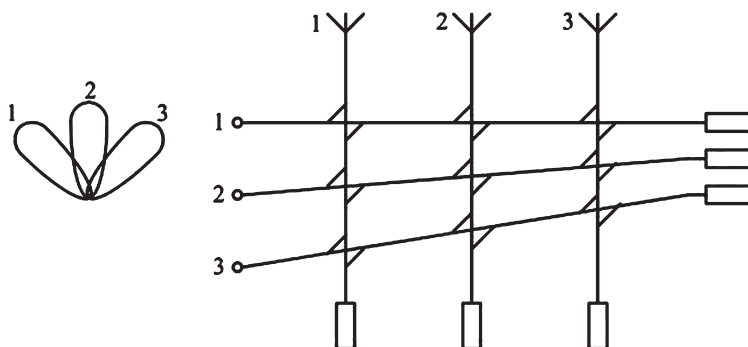


Рис. 12.8
Последовательная ДОС (матрица Бласса)

званное линейным изменением пути от генератора до излучателей. В режиме приема сигнал будет на том выходе ДОС, для которого направление прихода ЭМВ соответствует синфазному сложению сигналов в фидерном тракте, соединенном с данным входом.

Таким образом, рассматриваемая схема будет формировать столько лучей, сколько входов имеет матрица Бласса.

12.6. АНТЕННЫ С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ

12.6.1. Понятие о пространственной обработке сигналов

Радиоволны, распространяющиеся в пространстве и достигшие места установки приемной антенны, содержат в себе следующую информацию:

- об угловых координатах источника излучения или переизлучения (содержится в положении фазового фронта проходящей ЭМВ относительно апертуры приемной антенны);
- о поляризационном образе источника излучения или переизлучения (содержится в поляризационной структуре проходящей ЭМВ);
- о частотных характеристиках источника излучения или переизлучения (содержится в спектральном составе проходящей ЭМВ, который, в свою очередь, определяется передаваемой информацией и видом модуляции сигнала);
- о временных (дальностных) параметрах, которые определяются временем запаздывания принимаемой ЭМВ относительно момента излучения.

Таким образом, процесс преобразования принимаемых ЭМВ в требуемую информацию осуществляется путем пространственно-поляризационно-частотно-временной обработки. В существующих РТС первые три вида обработки осуществляются в антенно-фидерном устройстве (частотная обработка осуществляется совместно с радиоприемным устройством), а следующие две — в приемном устройстве. При этом следует подчеркнуть, что все виды обработки принимаемой ЭМВ осуществляются независимо и последовательно в антенне и приемном устройстве.

Пространственно-поляризационно-частотная обработка в самом простом виде реализуется в приемной антенне за счет ее избирательных свойств по отношению к направ-

лению прихода ЭМВ, ее частоте и ее поляризационной структуре. Пространственная обработка принимаемых сигналов количественно описывается ДН приемной антенны. Она включает в себя зависимость мощности электромагнитных колебаний на выходе антенны от угловых координат приходящей ЭМВ. В основе этой обработки лежит степень соответствия положения фазового фронта радиоволны, падающей на раскрыв антенны, и плоскости раскрыва этой антенны. Если они параллельны, то мощность ЭМВ на выходе приемной антенны будет максимальна. Это соответствует приему с направления максимума ДН. При этом происходит синфазное сложение волн, возбуждающих отдельные участки раскрыва антенны. Если же радиоволна своим фазовым фронтом наклонена к плоскости раскрыва (источник излучения или переизлучения находится сбоку), то синфазного сложения полей уже не будет, а значит, и мощность ЭМВ на выходе приемной антенны уменьшится. Следовательно, антенну можно рассматривать как некоторый пространственный фильтр, а ее ДН — как пространственную характеристику этого фильтра.

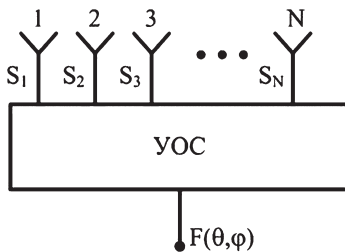


Рис. 12.9

Реализация пространственной обработки сигналов

Возможности пространственной обработки принимаемых ЭМВ существенно улучшаются, если прием радиоволн будет *пространственно многоканальным*. В этом случае антенна выполняется в виде антенной решетки с использованием *устройства обработки сигналов (УОС)* (рис. 12.9).

В общем случае в УОС над сигналами от отдельных элементов антенной решетки могут выполняться следующие виды обработки:

- логические операции над сигналами;
- взаимная компенсация (вычитание) сигналов;
- весовая обработка (т. е. умножение сигналов на комплексный множитель — вес) с последующим суммированием;

- перемножение сигналов от отдельных элементов, т. е. определение взаимных корреляционных моментов;
- саморегулирование весовых коэффициентов в каналах элементов по некоторому алгоритму (осуществляется в адаптивных антенных решетках).

Все эти операции могут выполняться на несущей частоте (т. е. устройствами фидерного тракта) либо на промежуточной или видеочастоте (т. е. после нескольких каскадов приемного устройства). В последних двух случаях приемное устройство также должно быть многоканальным.

Устройство обработки сигналов может работать как с аналоговыми, так и с цифровыми сигналами. Очевидно, что в первом случае оно будет аналоговым, а во втором — цифровым.

Отдельным направлением развития антенн с обработкой сигналов являются радиооптические АР, в которых сигналы с выходов элементов АР модулируют световые лучи, т. е. сигналы переносятся в оптический диапазон ЭМВ. Обработка сигналов производится в оптическом процессоре, который выполнен на оптических устройствах, и основана на когерентной обработке световых потоков.

12.6.2. Антенные решетки с компенсацией боковых лепестков ДН

Во многих РТС, например в наземных РЛС, необходимо иметь ДН с минимальным уровнем боковых лепестков. Это требование обусловлено необходимостью не пропустить на индикатор кругового обзора ложные отметки от одной и той же цели, но пришедшие по боковым лепесткам ДН антенны. В настоящее время создать узкую ДН без боковых лепестков невозможно, поэтому применяются специальные меры для подавления приема сигналов, поступающих по боковым лепесткам ДН, что в целом повышает помехозащищенность РТС.

Подавление сигналов, принятых по боковым лепесткам ДН, осуществляют двумя антеннами: основной и компенсационной. В идеальном случае ДН компенсационной антенны должна повторять боковые лепестки ДН основ-

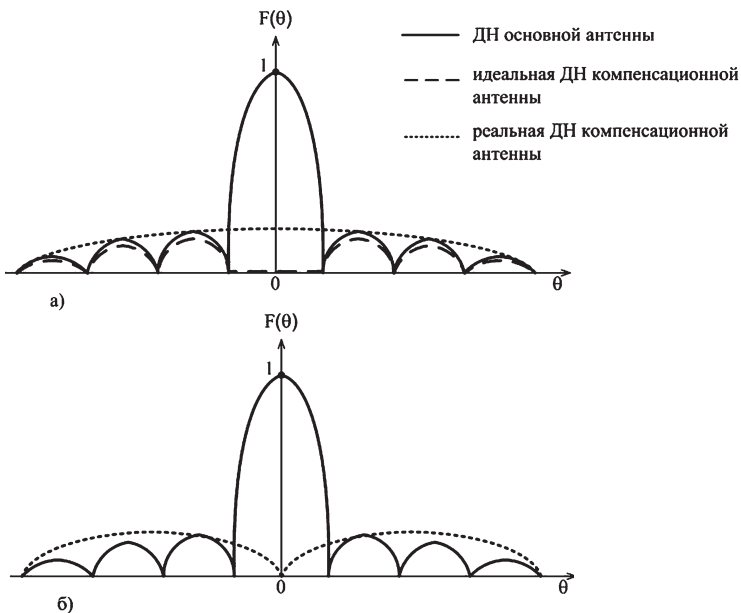


Рис. 12.10

Компенсация боковых лепестков АР одной компенсационной антенной: *a* — компенсация боковых лепестков ДН основной антенны одной компенсационной антенной; *b* — компенсация боковых лепестков ДН основной антенны двумя компенсационными антеннами.

ной антенны, а в пределах главного лепестка ДН основной антенны прием на компенсационную антенну должен отсутствовать (рис. 12.10*a*). Но создание идеальных ДН компенсационных антенн на практике затруднительно. Использование для компенсации боковых лепестков слабонаправленной антенны приводит к ухудшению направленных свойств основной антенны в пределах главного лепестка ДН. Поэтому на практике используют две слабонаправленные компенсационные антенны, охватывающие своими ДН правые и левые области боковых лепестков ДН основной антенны (рис. 12.10*b*).

В тракт компенсационной антенны включаются регулируемые аттенюатор и ФВ. С их помощью добиваются равенства амплитуд и противофазности сигналов, принятых по боковым лепесткам ДН антенны основного

канала, и сигналов, принятых по ДН компенсационных антенн. Тогда, произведя сложение этих сигналов, например, с помощью мостового устройства, можно получить подавление сигналов, принятых по боковым лепесткам ДН основной антенны.

В антенных решетках компенсационную ДН (одну или несколько) можно получить путем формирования ее в ВЧ тракте из сигналов нескольких элементов АР.

Иногда используют принцип логического синтеза подавления сигналов, воздействующих по боковым лепесткам ДН. При этом также необходима слабонаправленная компенсационная антенна. Но сигналы с антенн подаются не на вычитающее устройство, а на логическую схему сравнения уровней. Если от основной антенны уровень сигнала больше, чем от вспомогательной, то он подается в приемник. В противном случае прием ведется по боковым лепесткам ДН основной антенны и приемник от ВЧ-тракта отключается.

12.6.3. Моноимпульсные антенные решетки

Как известно из теории радиолокации, *моноимпульсный метод* определения направления на источник излучения (переизлучения) ЭМВ обеспечивает большую точность по сравнению с методом пеленгации по максимуму ДН. В настоящее время известно большое разнообразие типов моноимпульсных РЛС, отличающихся прежде всего по виду углового датчика и преобразователя сигналов. Угловым датчиком является собственно антенна, которая в моноимпульсной РЛС должна быть пространственно многоканальной. Она определяет способ выделения сигналов. Преобразователями сигналов являются устройства, предназначенные для формирования сигналов, функционально зависящих от направления прихода ЭМВ. Наиболее известными способами формирования таких сигналов являются операции суммирования и вычитания сигналов по высокой частоте непосредственно на выходе антенны. Наибольшее распространение на практике получила амплитудная пеленгация с суммарно-разностной (амплитудно-фазовой)

обработкой, которая менее требовательна к идентичности амплитудных и фазовых характеристик приемных каналов.

В качестве моноимпульсных антенн в настоящее время используются зеркальные антенны, в которых четырехканальный облучатель представляет собой простейшую АР, а также многолучевые ФАР, создающие взаимно пересекающиеся в каждой плоскости ДН.

На рисунке 12.11 приведена обобщенная схема моноимпульсной зеркальной антенны с амплитудной суммарно-разностной обработкой, предназначенной для пеленгации в одной плоскости.

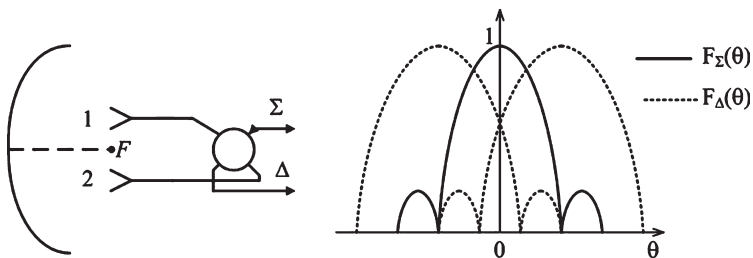


Рис. 12.11
Моноимпульсная зеркальная антенна и ее ДН

В режиме передачи антенна формирует суммарную (Σ) ДН, а в режиме приема — суммарную (Σ) и разностную (Δ). Для определения угловой координаты цели разностная ДН состоит из двух лепестков, разнесенных на некоторый угол от направления главного лепестка суммарной ДН. Это направление расположено по нормали к раскрытию антенны и называется равносигнальным (РСН). При отклонении

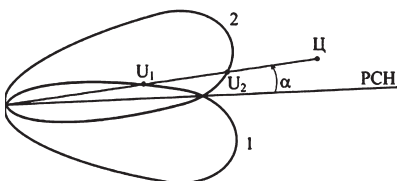


Рис. 12.12
Моноимпульсный метод пеленгации целей

цели от равносигнального направления на угол α уровни сигналов, принятых по двум лепесткам разностной ДН (U_1 и U_2), будут неодинаковы (рис. 12.12).

Разность амплитуд принятых сигналов ука-

зывает на величину отклонения цели от равносигнального направления, а ее знак — на направление смещения цели (справа или слева от РСН). Таким образом, в моноимпульсных антеннах с суммарно-разностной обработкой сигналов используются фидерные элементы, на входы которых подаются два сигнала, а на выходах получают их сумму и разность. В качестве таких элементов нашли применение двойной волноводный T -мост, кольцевой волноводный мост и его разновидности и волноводно-щелевой мост.

В ФАР с пространственным питанием моноимпульсная обработка реализуется только применением облучателей моноимпульсного типа, аналогично, как и у рассмотренных выше зеркальных антенн.

В ФАР с фидерным питанием для получения четырех исходных ДН раскрыв АР разбивают на четыре подрешетки, сигналы с элементов которых суммируются. Моноимпульсную АР можно построить, используя различные схемы расположения подрешеток. В одной из них раскрыв делится на четыре симметричных квадранта, в другой — одна подрешетка как бы вставляется в другую. Это достигается схемой раздельного сложения сигналов от четных и нечетных элементов АР (рис. 12.13).

В первом случае фазовые центры подрешеток будут пространственно разнесены, во втором — совмещены. Конструктивно моноимпульсные ФАР с фидерным питанием легко реализуются по параллельной схеме питания элементов.

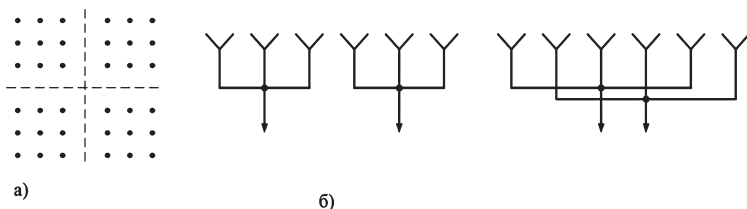


Рис. 12.13

Моноимпульсная ФАР с фидерным питанием:

a — деление на четыре квадранта; *б* — варианты сочетания двух подрешеток.

12.6.4. Адаптивные антенные решетки

Адаптивная антенная решетка (ААР) — это приемная или приемопередающая АР, характеристики которой управляются принимаемым радиосигналом. Такая АР, помимо собственно излучающих элементов, содержит и систему обработки (процессор), управляющую ее характеристиками по некоторому алгоритму. Алгоритм обработки сигналов определяется задачей, решаемой РТС, выбранным критерием оптимальности, а также параметрами алгоритма (скорость сходимости к оптимальному значению, устойчивость и др.). Немаловажным фактором является и простота его реализации, особенно в реальном масштабе времени.

ААР позволяет увеличить отношение сигнал/шум на входе приемника путем формирования в ДН провалов в направлении на источник помех.

Таким образом, достоинствами ААР являются:

- расширение функциональных возможностей РТС;
- повышение электромагнитной совместимости;
- повышение помехозащищенности РТС.

Основное свойство РТС, использующих адаптивные антенны, заключается в том, что пространственная обработка принимаемых ЭМВ, определяемая направленными свойствами антенны, автоматически видоизменяется, наилучшим образом приспособляясь (адаптируясь) к изменяющемуся во времени и пространстве внешнему воздействию.

Большинство проблем улучшения качества работы РТС сводится к задаче повышения отношения сигнал/шум:

$$\eta = \frac{P_c}{P_0 + P_{\text{п}}}, \quad (12.7)$$

где P_c — мощность полезного сигнала на выходе приемного устройства; P_0 — мощность собственных шумов; $P_{\text{п}}$ — мощность помех внешних источников.

Если пространственное распределение напряженностей полей полезного сигнала $E_c(\theta, \varphi)$ и помехи $E_{\text{п}}(\theta, \varphi)$ известно, то соотношение (12.7) примет вид

$$\eta = \frac{G_0 \cdot \left| \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} E_c(\theta, \varphi) \cdot F(\theta, \varphi) \cdot d\varphi \cdot d\theta \right|^2}{P_0 + G_0 \cdot \left| \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} E_{\Pi}(\theta, \varphi) \cdot F(\theta, \varphi) \cdot d\varphi \cdot d\theta \right|^2}, \quad (12.8)$$

где G_0 — коэффициент усиления антенны.

Из выражения (12.8) следует, что для максимизации отношения сигнал/шум необходимо максимум ДН антенны ориентировать на источник полезного сигнала, а в направлении на источник помехи иметь минимум ДН (в пределе — нуль ДН).

Такая задача может решаться с помощью *самофокусирующейся антенны*, функциональная схема которой представлена на рисунке 12.14.

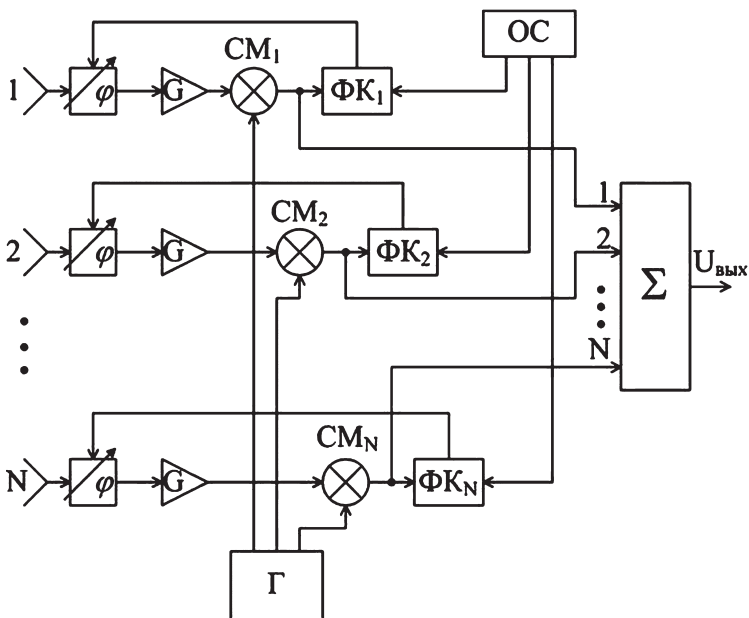


Рис. 12.14
Функциональная схема самофокусирующейся ААР

Это простейшая ААР. Она обеспечивает автоматическую ориентацию максимума своей ДН на источник полезного сигнала. Это достигается целенаправленным изменением фазовых соотношений в каналах отдельных элементов АР с целью создания в ней фазового распределения, соответствующего фазовому фронту принимаемой ЭМВ. Данная задача решается в процессе фазового компарирования, т. е. сравнения фазы сигнала i -го излучающего элемента с фазой некоторого опорного сигнала, единого для всех излучающих элементов.

В качестве опорного сигнала (ОС) может быть использован либо специальный сигнал, либо сигнал одного из каналов антенной решетки. Обычно фазовое компарирование производится на промежуточной частоте, для чего в состав АР входят смесители и общий для всех каналов гетеродин.

Принцип действия самофокусирующейся ААР

ВЧ-сигнал, принимаемый i -м элементом АР, пройдя управляемый фазовращатель, усиливается, и его частота понижается до промежуточной. После этого сигнал поступает на вход i -го фазового компаратора, на который подается также опорный сигнал. Сигнал ошибки, вырабатываемый фазовым компаратором, воздействует в виде управляющего сигнала на регулируемый ФВ i -го канала. После такой обработки сигналы во всех каналах АР на входе сумматора имеют одинаковые фазы.

Повышение отношения сигнал/шум в такой ААР происходит в \sqrt{N} раз, так как полезные сигналы складываются когерентно, а шумы — некогерентно.

Дополнительно к обычным параметрам АР в самофокусирующейся ААР имеется и специфический параметр — *время фазового захвата*. Оно определяет максимально допустимую угловую скорость перемещения источника полезного сигнала относительно антенны, при которой последняя еще успевает самофокусироваться.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Перечислите достоинства и недостатки ФАР.
2. Поясните особенности методов пространственного питания ФАР, перечислите их достоинства и недостатки.
3. Поясните особенности методов фидерного питания ФАР, перечислите их достоинства и недостатки.
4. Назовите основные методы управления ДН, поясните их сущность.
5. В чем заключается явление сброса фазы?
6. Поясните конструкцию и принцип действия параллельной ДОС.
7. Поясните конструкцию и принцип действия последовательной ДОС.
8. Поясните сущность методов подавления сигналов, принятых по боковым лепесткам ДН.
9. Поясните особенности конструкции и принцип действия моноимпульсных АР.
10. Поясните особенности конструкции и принцип действия адаптивной АР.

ОСОБЕННОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ

13.1. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ДН И ЕЕ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ

Диаграмма направленности является одной из важнейших характеристик антенны, поэтому ее знание, безусловно, необходимо в процессе разработки и испытания антенны, а также в процессе ее эксплуатации и боевого применения.

Существуют три *основных метода измерения ДН антенн*:

- 1) метод вышки в дальней зоне;
- 2) метод поля в ближней зоне;
- 3) метод облета.

Метод вышки в дальней зоне является наиболее распространенным методом измерения ДН антенн различных типов. В его основу положено использование измерительной антенны (точечного зонда), удаленного на такое расстояние от измеряемой антенны, что поле от измерительной антенны в плоскости раскрыва измеряемой антенны можно считать равномерным по амплитуде и синфазным (рис. 13.1).

Для этого расстояние между измерительной и измеряемой антеннами должно удовлетворять соотношениям:

$$r_{\min} \geq \frac{2L^2}{\lambda} \quad \text{или} \quad r_{\min} \geq \frac{5L \cdot l_3}{\lambda}, \quad (13.1)$$

где r_{\min} — минимально допустимое расстояние между измеряемой антенной и зондом; L — наибольший линейный размер измеряемой антенны; l_3 — наибольший линейный размер раскрыва зонда. При этом, как правило, измери-

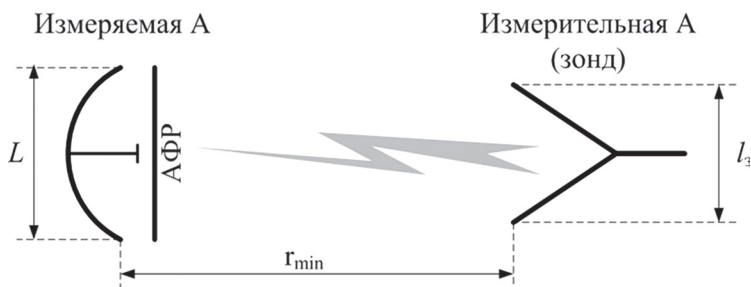


Рис. 13.1
Метод вышки в дальней зоне

тельная антенна является передающей, а измеряемая — приемной. Это необходимо для того, чтобы обеспечить относительное постоянство условий распространения ЭМВ от зонда к измеряемой антенне.

Процедура определения нормированной ДН вида $F(\theta, \varphi)$ подразумевает измерение амплитуды сигнала $A(\theta, \varphi)$ при последовательной ориентации измеряемой антенны под углами θ, φ , по направлению на зонд. После завершения измерений накапливается массив первичной измерительной информации об амплитуде сигнала для всех направлений координат в пределах сферы пространства, а затем производится операция нормирования путем деления на наибольшее значение в логарифмическом виде. Выбор интервалов $\Delta\theta$ и $\Delta\varphi$, через которые производится измерение сигналов, определяется оценкой значения крутизны ДН для текущих координат измерений. При этом в процессе измерений интервалы по углам θ и φ должны быть такими, чтобы в пределах главного лепестка ДН было бы не менее десяти отсчетов сигнала.

Метод поля в ближней зоне заключается в измерении амплитуды и фазы поля в ближней зоне измеряемой антенны или непосредственно в ее раскрыве и поэтому называется также *апертурно-зондовым* (рис. 13.2). Его используют, когда антенна имеет большие в длинах волн размеры раскрыва и расстояние r_{\min} , определяемое выражением (13.1), оказывается очень большим.

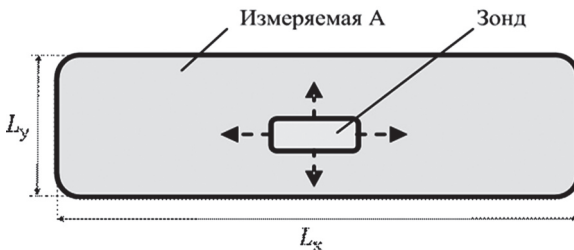


Рис. 13.2
Метод поля в ближней зоне

Теоретической основой этого метода является то, что ДН антенны может быть получена путем прямого двумерного преобразования от амплитудно-фазового распределения поля в раскрыве антенны:

$$F(U, V) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-0,5L_x}^{0,5L_x} \int_{-0,5L_y}^{0,5L_y} \dot{E}(x, y) \cdot e^{[-j \cdot 2\pi \cdot (xU - yV)]} \cdot dy \cdot dx, \quad (13.2)$$

где L_x и L_y — размеры раскрыва измеряемой антенны; U и V — обобщенные угловые координаты:

$$U = 0,5kL_x \cdot \cos(\Phi_x); \quad V = 0,5kL_y \cdot \cos(\Phi_y). \quad (13.3)$$

В процессе измерения зонд является приемной антенной и перемещается в плоскости по двум взаимно перпендикулярным направлениям (вдоль осей x и y), при этом в каждой фиксированной точке раскрыва производится измерение амплитуды и фазы поля, т. е. набирается массив данных. Затем производится обработка результатов измерений, которая подразумевает использование алгоритма быстрого преобразования Фурье на ЭВМ.

Методические погрешности, присущие методу измерения в ближней зоне, обусловлены конечной областью пространства, в которой измеряется амплитуда и фаза поля, и погрешностью вычислений. Однако данный метод получил широкое распространение, так как для его проведения и реализации необходимы небольшие объемы пространства и имеется разработанная автоматизированная аппаратура измерений и обработки данных, включающая

в себя измерительный стенд, амплифазометр с цифровым выходом и ЭВМ.

Метод облета применяется для контроля ДН антенн наземных РТС в процессе их эксплуатации. При этом измерительная аппаратура устанавливается на воздушном судне (рис. 13.3).

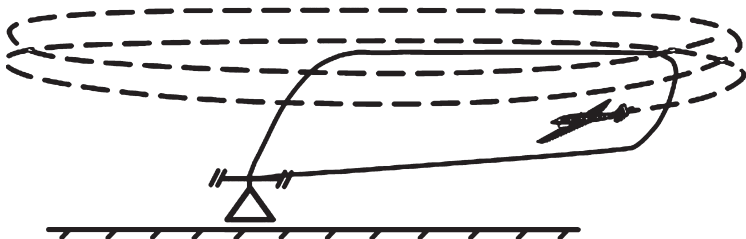


Рис. 13.3
Метод облета

В процессе реализации этого метода контролируется ДН антенн в горизонтальной и вертикальной плоскостях, причем при измерении ДН в горизонтальной плоскости необходимо выдерживать постоянство расстояния до измеряемой антенны.

Иногда для повышения точности измерений применяют коррекцию с использованием антенны опорного канала. Если она все время максимумом своей ДН ориентирована в направлении на измеряемую антенну, то сигнал на выходе опорного канала будет зависеть только от дальности до воздушного судна. Применяя измеритель отношений амплитуд сигналов на выходах основного и опорного каналов, можно устранить влияние неодинаковости расстояния до воздушного судна.

Для измерения *коэффициента усиления* антенны используется *метод замещения и сравнения с эталоном*. При этом измеряют сигнал на выходе измерительного приемника при использовании измеряемой, а затем и эталонной (опорной) антенн. При идентичности характеристик согласования обеих антенн неизвестная величина коэффициента усиления измеряемой антенны $G_{\text{на}}$ находится из соотношения

$$G_{\text{иа}} = G_{\text{эа}} \cdot \left(\frac{A_{\text{иа}}}{A_{\text{эа}}} \right)^2, \quad (13.4)$$

где $G_{\text{эа}}$ — коэффициент усиления эталонной антенны; $A_{\text{иа}}$ и $A_{\text{эа}}$ — сигналы на выходе измерительного приемника при использовании измеряемой и эталонной антенн соответственно.

КНД антенны напрямую измерить нельзя, так как проблематично измерить излучаемую мощность. Поэтому используется косвенный метод измерения КНД, основанный на численном интегрировании измеренных значений амплитуды сигнала $A(\theta, \varphi)$ или значений ДН в соответствии с выражением

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi \cdot |F(\theta, \varphi)|^2}{\sum_{i=\theta_1}^{i=\theta_2} \sum_{j=\varphi_1}^{j=\varphi_2} |F(\theta_i, \varphi_j)|^2 \cdot \sin \theta_i}. \quad (13.5)$$

Данный метод позволяет полностью автоматизировать процесс определения КНД, максимально совмещая его с измерением ДН антенны.

13.2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕННЫ

Для измерения поляризационной характеристики антенны, согласно ее определению, необходимо иметь в качестве поляризационного фильтра антенну линейной поляризации. Существуют два метода измерения поляризационной характеристики.

Первый метод предполагает использовать одну измерительную приемную антенну, которую необходимо поворачивать в картинной плоскости, производя каждый раз измерение сигнала на ее выходе. За один оборот измерительной антенны накапливается информация, позволяющая определить коэффициент эллиптичности K_e и угол наклона эллипса поляризации γ_e .

Второй метод предполагает использование двух измерительных приемных антенн, расположенных взаим-

но перпендикулярно. Тогда, измерив амплитуды и фазы сигналов на выходах каждой из приемных антенн, можно определить угол наклона поляризационного эллипса и коэффициент эллиптичности по формулам:

$$\gamma_{\vartheta} = 0,5 \cdot \operatorname{arctg} \left(\frac{2A_x \cdot A_y \cdot \cos \Phi}{A_x^2 - A_y^2} \right); \quad (13.6)$$

$$K_{\vartheta} = \sqrt{\frac{A_x^2 \cdot \sin^2 \gamma_{\vartheta} - A_x \cdot A_y \cdot \sin(2\gamma_{\vartheta}) \cdot \cos \Phi + A_y^2 \cdot \cos^2 \gamma_{\vartheta}}{A_x^2 \cdot \cos^2 \gamma_{\vartheta} - A_x \cdot A_y \cdot \sin(2\gamma_{\vartheta}) \cdot \cos \Phi + A_y^2 \cdot \sin^2 \gamma_{\vartheta}}}, \quad (13.7)$$

где A_x и A_y — амплитуды сигналов на выходах взаимно ортогональных антенн; Φ — фазовый сдвиг между сигналами, принятыми взаимно ортогональными антеннами. Для определения направления вращения вектора \vec{E} используют знак разности фаз.

13.3. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Входное сопротивление антенны в требуемом диапазоне частот необходимо знать с целью согласования ее с линией передачи.

Методы измерения входного сопротивления антенны можно разделить на две большие группы.

1. *Методы, основанные на использовании измерительных линий соответствующих диапазонов волн.*

Как известно, характер распределения напряжения вдоль линии передачи непосредственно зависит от величины комплексного сопротивления нагрузки, подключенной к этой линии. В измерительной линии имеется зонд, с помощью которого исследуется распределение напряжения вдоль линии в режиме стоячей волны (при закороченной линии) и при подключении измеряемой антенны. При этом определяется длина волны в линии передачи, смещение условного конца длинной линии и коэффициент бегущей волны в ней. Затем можно либо рассчитать величину активной и реактивной составляющей сопротивления антенны по выражениям:

$$R_A = \frac{W_{\text{Л}} \cdot \text{КБВ}}{\cos^2(k \cdot \Delta l) + \text{КБВ} \cdot \sin^2(k \cdot \Delta l)}; \quad (13.8)$$

$$X_A = -\frac{W_{\text{Л}}}{2} \cdot \frac{(1 - \text{КБВ}^2) \cdot \sin^2(k \cdot \Delta l)}{\cos^2(k \cdot \Delta l) + \text{КБВ} \cdot \sin^2(k \cdot \Delta l)}, \quad (13.9)$$

либо воспользоваться номограммой полных сопротивлений Вольперта — Смитта.

2. *Методы, основанные на использовании специальных приборов — измерителей комплексных коэффициентов передачи.*

В этом случае используется измеритель комплексных коэффициентов передачи. В состав фидерного тракта такого прибора входит специальное устройство — рефлектометр. Он обеспечивает разделение падающей и отраженной волн в тракте. Как известно, амплитудно-фазовые соотношения между падающей и отраженной волнами зависят от характера комплексного сопротивления исследуемой нагрузки. Поэтому, сравнивая их по амплитуде, получают величину активного сопротивления нагрузки, а сравнивая их по фазе — знак и величину реактивного сопротивления нагрузки. При этом в зависимости от режима работы прибора можно не только измерять входное сопротивление нагрузки, но и КБВ, КСВ, модуль и фазу коэффициента отражения в исследуемом фидерном тракте не только на фиксированной частоте, но и в требуемом диапазоне частот.

13.4. ПОКАЗАТЕЛИ НАДЕЖНОСТИ АФУ СРЕДСТВ СВЯЗИ РТО

Надежность — свойство объекта (в том числе АФУ) сохранять во времени в установленных пределах значения всех параметров, характеризующих способность выполнять требуемые функции в заданных режимах и условиях применения, технического обслуживания, хранения и транспортирования.

АФУ являются восстанавливаемыми изделиями длительного, многократного пользования, основными свой-

ствами надежности которых являются безотказность, долговечность и ремонтпригодность.

Безотказность — это свойство непрерывно сохранять работоспособность в течение некоторого времени работы, называемого наработкой.

Долговечность — это свойство сохранять работоспособность с учетом технического обслуживания, ремонтов до наступления предельного состояния, когда израсходован технический ресурс, восстановление параметров и характеристик АФУ путем ремонта становится нецелесообразным и эксплуатация его прекращается.

Ремонтпригодность — это свойство приспособленности к предупреждению и обнаружению отказов, повреждений и устранения их последствий путем проведения ремонтов и технического обслуживания.

Свойства надежности определяются по статистическим данным, полученным в процессе эксплуатации, либо по показателям надежности отдельных конструктивных элементов, образующих АФУ. АФУ состоит из многих элементов. Отказ некоторых из них может вызвать отказ всего устройства, например, пробой вращающегося соединения приводит к тому, что энергия из передатчика в антенну поступать не будет. Отказ других элементов не приводит сразу к отказу всего АФУ, а является причиной постепенного изменения (ухудшения) его характеристик и параметров, например, отказ части излучателей АР приводит к искажению ДН и снижению КНД антенны.

Показатели надежности рассчитываются и определяются при проектировании АФУ и на начальном этапе эксплуатации.

Показатели надежности

1. Интенсивность отказов — вероятностная характеристика, определяющая отношение количества отказавших элементов за интервал времени Δt к общему количеству эксплуатировавшихся элементов:

$$\lambda(t) = \frac{\Delta N}{N(t) \cdot \Delta t}. \quad (13.10)$$

2. Вероятность безотказной работы АФУ определяется по формуле

$$p(t) = \prod_{i=1}^k p_i(t), \quad (13.11)$$

где k — число элементов в устройстве; p_i — вероятность безотказной работы i -го элемента АФУ.

$$p(t) = \exp \left[\int_0^t \lambda(t) dt \right]. \quad (13.12)$$

3. Среднее время безотказной работы:

$$T \approx \frac{1}{N_0} \cdot \sum_{i=1}^{N_0} t_i. \quad (13.13)$$

4. Нарботка на отказ:

$$T_0 = \frac{1}{\lambda_0}. \quad (13.14)$$

5. Время восстановления T_B .

6. Коэффициент готовности:

$$K_r = \frac{T_0}{T_0 + T_B}. \quad (13.15)$$

7. Коэффициент простоя:

$$K_{II} = 1 - K_r. \quad (13.16)$$

По этим данным определяется перечень и периодичность проводимых регламентных работ и доработок.

13.5. ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ СРЕДСТВ СВЯЗИ И РТО

Одной из проблем, возникающих при эксплуатации радиоэлектронных средств (РЭС), является обеспечение их совместной работы с другой аппаратурой, которая создает мешающее радиоизлучение. В условиях постоянного увеличения количества РЭС, одновременно находящихся

в эксплуатации, и ограниченных возможностей использования радиочастотного диапазона эта проблема становится особенно актуальной и носит название проблемы электромагнитной совместимости (ЭМС).

Под *электромагнитной совместимостью* понимают обеспечение одновременного функционирования совокупности РЭС, при котором излучения одних средств из этой совокупности не приводят к нарушению нормальной работы других средств. При этом взаимные помехи на выходах приемных устройств не превышают допустимых пределов.

Если радиоэлектронные средства по диапазону частот, энергетическим соотношениям и условиям совместного использования могут оказывать мешающее воздействие друг на друга, то они являются *потенциально несовместимыми*. Иными словами, между этими средствами существует *электромагнитная несовместимость*. В этом случае в РЭС наводится нежелательная электромагнитная энергия через элементы связи. Различают четыре основных механизма связи: гальваническая связь, связь через излучение, наводки через корпус и связь через антенну. Причем связь через антенну для группы близко расположенных и совместно функционирующих радиоэлектронных средств, что характерно для расположенных на аэродроме средств связи и РТО, является весьма существенной.

Нежелательная электромагнитная энергия, принимаемая антенной, по отношению к полезному сигналу является помехой и может значительно снизить эффективность работы РЭС. В частности, в средствах связи из-за возникновения ошибок происходит снижение надежности связи, а в некоторых случаях связь вообще становится невозможна из-за перегрузки приемника. В средствах РТО могут возникать ошибки измерения координат, на экранах индикаторов появляются ложные цели, шумовые засветки. Снижается чувствительность приемных устройств и, как следствие, уменьшается дальность действия РЭС.

Для обеспечения ЭМС средств связи и РТО, расположенных на аэродроме, производится комплекс организационно-технических мероприятий.

В рамках организационных мероприятий производится анализ электромагнитной обстановки в районе расположения радиоэлектронных средств, в ходе которого производится оценка возможного взаимного влияния между ними. В результате для каждого РЭС устанавливаются условия и правила совместной работы с остальными средствами.

В рамках технических мероприятий еще при конструировании РЭС разрабатываются различные устройства для уменьшения влияния различных помех. К таким устройствам относятся фильтровые системы, которые обеспечивают подавление помехового сигнала по мощности в каналах приемника, а также устройства, использующие временные различия полезных и помеховых сигналов для подавления последних.

Основные технические мероприятия подавления помех:

- 1) использование фильтров;
- 2) угловая селекция;
- 3) применение устройств бланкирования;
- 4) применение дискриминаторов частоты повторения импульсов;
- 5) использование дискриминаторов длительности импульсов;
- 6) перестройка частоты РЭС по диапазону;
- 7) уменьшение уровня боковых лепестков;
- 8) компенсация помех по боковым лепесткам;
- 9) совместная синхронизация РЛС.

Использование фильтров предполагает применение в передатчике и приемнике фильтров ВЧ, НЧ и полосовых фильтров.

Угловая селекция обеспечивается устройствами угловой селекции, которые выключают приемник или передатчик на время, пока антенна ориентирована в заданном секторе пространства.

Устройства бланкирования запирают приемник на время ожидания прихода помехи. Их действие основано на априорном знании времени появления помехи.

В дискриминаторах частоты повторения (длительности) импульсов используются линия задержки и схема

совпадений для устранения всех помеховых сигналов, у которых период повторения (длительность) импульсов отличен от периода повторения импульсов РЛС.

Перестройка частоты РЭС по диапазону часто является наиболее эффективным средством достижения ЭМС в условиях высокой плотности загрузки рабочего диапазона частот.

Уменьшение уровня боковых лепестков достигается на этапе проектирования антенной системы с целью формирования оптимального амплитудно-фазового распределения поля по антенне.

Компенсация помех по боковым лепесткам обеспечивается применением компенсационных антенн, работающих совместно с основной антенной.

При синхронизации совместно работающих РЛС частота повторения импульсов одной РЛС («ведущей») задается всем остальным РЛС («ведомым»).

13.6. ВЛИЯНИЕ ПОВРЕЖДЕНИЙ АФУ НА ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ

В качестве антенн многих современных систем связи и РТО (радиорелейной, тропосферной, спутниковой связи, РСР, РСБН и др.) используются зеркальные антенны. Рассмотрим на их примере общий подход к исследованию влияния повреждений антенны на ее диаграмму направленности.

В нормальных условиях эксплуатации основные элементы зеркальной антенны — зеркало и облучатель — мало подвержены износу и отказы из-за изменения их параметров редки. Однако одной из особенностей АФУ наземных РТС военного назначения является необходимость сворачивания и разворачивания АФУ при перебазировании РТС, причем это может происходить многократно за относительно малый промежуток времени. Это обстоятельство, в свою очередь, является причиной того, что зеркальная антенна может получить различные повреждения, которые приведут к искажению амплитудно-фазового распределения поля в раскрыве зеркала. Анализ

показывает, что отклонение амплитудного распределения поля сказывается на диаграмме направленности зеркальной антенны меньше, чем изменения фазового распределения поля, поэтому рассмотрим только влияние фазовых ошибок.

В общем случае можно выделить два случая повреждений в ЗА.

1. Локальное искривление профиля зеркала.

Пусть на поверхности зеркала появилась вмятина глубиной Δh (рис. 13.4), хотя может появиться и выпуклость такой же высоты, однако эти оба случая с точки зрения анализа их влияния аналогичны.

Установлено, что для того, чтобы появившаяся несинфазность поля в раскрыве зеркала не привела бы к существенному искажению ДН антенны, необходимо, чтобы максимальная несинфазность поля (между лучами $F'M'N'$ и FMN) не превышала бы $\pi/4$, т. е. $\Delta\varphi_{\max} \leq \pi/4$. Это дает возможность установить, что максимально допустимая глубина вмятины в этом случае не должна превышать величины $\Delta h_{\max} \leq \lambda/16$.

Появление этой фазовой ошибки приводит к снижению КНД антенны, росту уровня боковых лепестков.

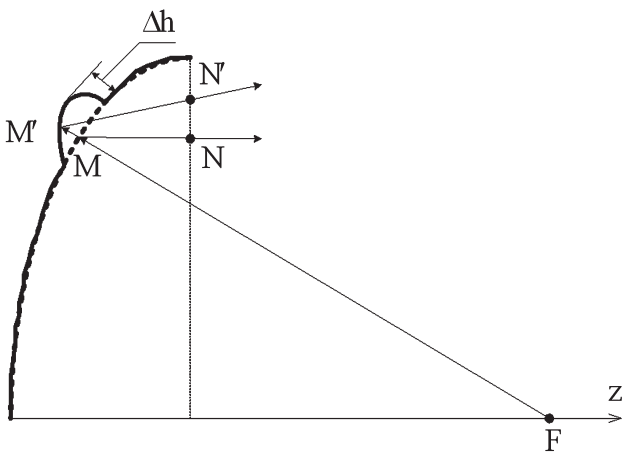


Рис. 13.4

Локальное искривление профиля зеркала

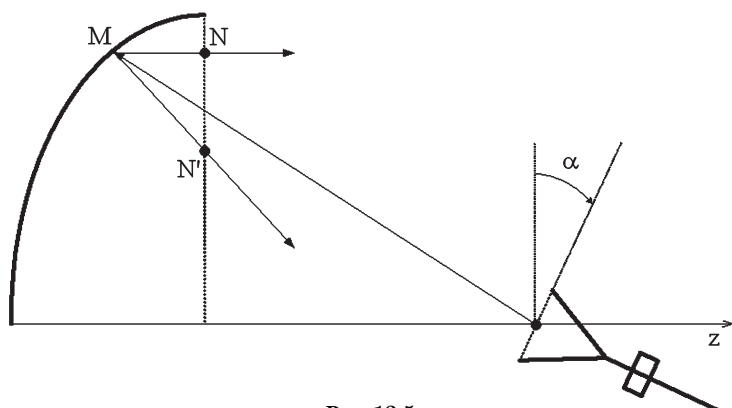


Рис. 13.5
Разворот облучателя в фокальной плоскости

Главный максимум ДН антенны своего пространственного положения не изменяет. Расчеты показывают, что если $\Delta h \leq 0,1\lambda$, то КНД уменьшается не более, чем на 20%.

2. Разворот облучателя в фокальной плоскости.

В этом случае облучатель находится в фокусе, но между плоскостью раскрыва облучателя и фокальной плоскостью образовался некоторый угол α (рис. 13.5).

Такое изменение положения облучателя приводит к асимметрии как в амплитудном, так и в фазовом распределении поля в раскрыве зеркала. Этот случай с точки зрения влияния фазовой ошибки на ДН антенны аналогичен предыдущему, т. е. для того, чтобы КНД антенны уменьшился бы не более, чем на 10%, угол разворота облучателя α не должен превышать удвоенной ширины ДН антенны.

Таким образом, влияние повреждений зеркала и изменение положения облучателя относительно фокуса зеркала приводят к искажению ДН зеркальной антенны, уменьшению КНД и к появлению ошибок в определении угловых координат целей. Особенно существенно это в зеркальной антенне ПРЛ, так как она работает в 3-сантиметровом диапазоне волны, следовательно, максимальные допуски на искривление профиля зеркала и смещение облучателя исчисляются миллиметрами.

13.7. ОСОБЕННОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ ФИДЕРНЫХ ТРАКТОВ СРЕДСТВ СВЯЗИ И РТО

Коаксиальные линии передачи благодаря своим высоким эксплуатационным свойствам, таким как надежность, ремонтпригодность, относительная простота конструкции, постоянство параметров в процессе эксплуатации, нашли широкое применение в качестве основы фидерных трактов различных средств связи и РТО. Коаксиальные линии передачи используются в диапазонах радиоволн от метровых вплоть до сантиметровых. Как показывает опыт, в процессе эксплуатации фидерных трактов на основе коаксиальной линии передачи необходимо выполнять следующие мероприятия:

- необходимо тщательно следить за тем, чтобы в высокочастотные коаксиальные разъемы не попадала влага, так как при ее попадании качество контакта в разьеме резко ухудшается. Иногда это вообще может привести к короткому замыканию в разьеме и высокочастотному пробое в нем. Это правило особенно важно для разъемов, находящихся на открытом воздухе, поэтому при повреждении защитных резиновых кожухов, уплотнителей и и тому подобного необходимо их сразу же заменять;
- при проведении регламентных работ восстанавливать качество контактов в коаксиальных разъемах, удаляя появляющиеся следы коррозии и протирая внутренние части разъемов спиртом;
- при прокладке коаксиальных кабелей сопряжения на местности не допускать их изгибов с радиусом изгиба меньше, чем указано в паспортных данных на данный тип кабеля, при этом нельзя прилагать большие продольные нагрузки к коаксиальным разъемам;
- при закручивании и откручивании накидных гаек коаксиальных разъемов необходимо пользоваться только штатным инструментом, не допуская чрезмерных усилий;
- категорически запрещается разбирать и ремонтировать различные коаксиальные устройства, в которых используются намагниченные ферриты (например,

У-циркуляторы, вентили и т. д.). Это объясняется тем, что при их настройке необходимо применение сложной высокочастотной аппаратуры (для обеспечения паспортных параметров) и специальных методик настройки, применение которых неквалифицированными специалистами может привести к поломке устройства. Подобные устройства изготавливаются индивидуально на каждый комплект РТС и не поставляются в индивидуальные и групповые комплекты ЗИП;

- при проведении регламентных работ необходимо обязательно контролировать мегомметром сопротивление изоляции коаксиальной линии передачи и при его уменьшении такую коаксиальную линию следует заменить.

Волноводные линии передачи также имеют высокие эксплуатационные свойства, такие как малое затухание, надежность, относительная простота конструкции, постоянство параметров в процессе эксплуатации, поэтому они и нашли широкое применение в качестве основных фидерных трактов различных средств связи и РТО. Волноводные линии передачи используются в диапазонах радиоволн от сантиметровых вплоть до миллиметровых. Как показывает опыт, в процессе эксплуатации фидерных трактов на основе волноводной линии передачи необходимо выполнять следующие основные правила:

- необходимо тщательно следить за тем, чтобы внутрь волноводов не попадала влага, так как при ее попадании затухание в волноводах резко увеличивается и, кроме того, электрическая прочность волновода уменьшается, что может привести к высокочастотному пробоем в нем. Это правило особенно важно для участков волноводного тракта и волноводных фланцев, находящихся на открытом воздухе, поэтому при сборке волноводного тракта необходимо обеспечить его герметичность, для чего в каждом фланце имеется специальное резиновое уплотнение;
- при разборке волноводного тракта необходимо закрывать волноводные фланцы специальными защитными крышками с целью предохранения внутренней по-

верхности волновода от попадания пыли, грязи и т. д., что так же как и влага, ведет к росту затухания в волноводе;

- при сборке волноводного тракта необходимо тщательно следить за правильностью соединения волноводных фланцев, не допуская их смещения, перекоса и т. д., так как это ведет к уменьшению КБВ в тракте, а также является причиной возбуждения высших типов волн в этом месте. По этим же причинам необходимо осторожно и бережно относиться к волноводам, не допуская резких ударов с целью избежания появления вмятин, трещин и т. д.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Перечислите основные методы измерения ДН, поясните их.
2. Перечислите основные показатели надежности средств связи и РТО.
3. Поясните основные проблемы электромагнитной совместимости средств связи и РТО.
4. Поясните, как влияет локальное повреждение профиля зеркала на характеристики ЗА.
5. Перечислите основные мероприятия, выполняемые в ходе эксплуатации фидерных трактов средств связи и РТО.

СОГЛАСОВАНИЕ АНТЕНН С ФИДЕРНЫМ ТРАКТОМ

14.1. ПРИНЦИПЫ СОГЛАСОВАНИЯ АНТЕНН С ФИДЕРНЫМ ТРАКТОМ

В технике антенно-фидерных устройств большую роль играет вопрос согласования антенны с фидерной линией. Под согласованием подразумевается преобразование сопротивления нагрузки линии в сопротивление, равное волновому сопротивлению, в результате чего в линии устанавливается бегущая волна. Практически даже на фиксированной волне, а особенно в полосе частот, коэффициент бегущей волны (КБВ) не получается в точности равным единице. Важно, чтобы КБВ не получался меньшим допустимой величины.

Режим бегущей волны обладает рядом преимуществ. Напомним главнейшие из них.

Для определенной величины мощности, передаваемой по линии без потерь (или практически с малыми потерями), отношение максимального напряжения (U_{\max}) в рассогласованной линии к напряжению (U) в согласованной линии обратно пропорционально квадратному корню из коэффициента бегущей волны. Действительно, мощность, проходящую через сечение рассогласованной линии, в котором получается максимум напряжения, можно определить как

$$P = \frac{U_{\max}^2}{R_{\max}}, \quad (14.1)$$

где R_{\max} — активное сопротивление, измеренное в указанном сечении линии (в направлении к нагрузке).

Аналогично для линии, согласованной с нагрузкой:

$$P = \frac{U_{\max}^2}{Z_0}, \quad (14.2)$$

где Z_0 — волновое сопротивление линии.

Деля (14.1) на (14.2) и учитывая, что мощность в обоих случаях одинакова, получаем

$$\frac{U_{\max}^2}{U^2} = \frac{1}{\text{КБВ}}, \quad (14.3)$$

где КБВ — коэффициент бегущей волны (КБВ) в рассогласованной линии. Следовательно,

$$\frac{U_{\max}}{U} = \frac{1}{\sqrt{\text{КБВ}}}. \quad (14.4)$$

Анализ выражения (14.4) показывает [13], что для заданной мощности P напряжение U_{\max} о рассогласованной линии может намного превосходить величину U . При передаче по линии больших мощностей вследствие опасности возникновения электрического пробоя указанное обстоятельство является одной из важных причин, которая требует согласования нагрузки с линией, а также устранения всяких неоднородностей в фидерном тракте.

Следующая причина связана с условиями нормальной работы генератора. Дело в том, что всякий генератор высокой и ультравысокой частоты рассчитывается на отдачу наибольшей мощности при вполне определенной нагрузке в заданной полосе частот. При достаточно высоком КБВ входное сопротивление линии, являющееся нагрузкой для генератора, имеет значительную активную составляющую и мало зависит от длины линии l . Это обеспечивает нормальные условия работы генератора.

Требование согласования связано также с потерями в линии, от которых зависит коэффициент затухания α . Коэффициент полезного действия (КПД) в линии, определяемый отношением мощности в конце линии к мощности в ее начале, максимален в случае согласованной линии и равен

$$\eta_{\max} = \exp(-2\alpha \cdot l). \quad (14.5)$$

Можно показать [13], что КПД рассогласованной линии η выражается через КБВ вблизи конца линии и максимальный КПД следующим образом:

$$\eta = \frac{\eta_{\max} \cdot 4\text{КБВ}}{(1 + \text{КБВ})^2 - (1 - \text{КБВ})^2 \cdot \eta_{\max}^2}. \quad (14.6)$$

Значения η в функции КБВ изображены на рисунке 14.1.

Как видно из рисунка, с ростом КБВ растет и КПД, хотя при больших КБВ не очень сильно.

Для расчета КПД рассогласованной линии с малыми потерями ($\alpha \cdot l \ll g \cdot l$), полагая $\eta_{\max} = \exp(-2 \cdot \alpha \cdot l) \approx 1 - 2 \cdot \alpha \cdot l$, из (14.6) можно получить следующее приближенное выражение:

$$\eta = \frac{1}{1 + \alpha \cdot l \cdot \left(\frac{1 + \text{КБВ}}{\text{КБВ}} \right)}. \quad (14.7)$$

Отсюда следует, что решение задачи высококачественного согласования с фидером нагрузки и других элементов фидерного тракта играет при конструировании антенно-фидерных устройств существенную роль.

На рисунке 14.2 показана модель линии, нагруженной на конце сопротивлением антенны Z_A , не равным волновому сопротивлению линии Z_0 с устройством получения бегущей волны.

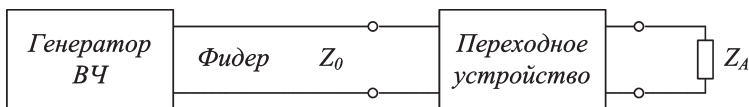


Рис. 14.2

Модель линии с устройством получения бегущей волны

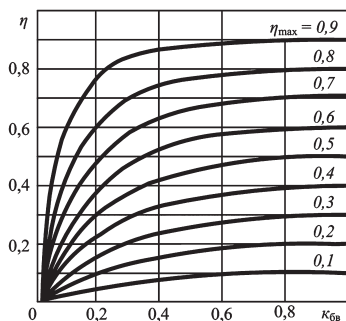


Рис. 14.1

Графики зависимости КПД от КБВ

Между нагрузкой и линией включается переходное устройство. В частности, это может быть согласующее устройство, трансформирующее сопротивление Z_A в сопротивление Z_0 . Обычно такое согласующее устройство состоит из реактивных элементов (индуктивностей, емкостей, отрезков линий и т. п.), не вызывающих заметных дополнительных потерь. Кроме того, это может быть переходное устройство, отличающееся, например, тем, что электромагнитные волны, движущиеся в направлении от генератора к нагрузке, проходят без поглощения, а волны, движущиеся в обратном направлении, полностью поглощаются. К подобным устройствам относятся ферритовые системы, используемые в технике СВЧ.

Задача согласования нагрузки с фидером на фиксированной волне решается довольно просто. Гораздо сложнее решить задачу согласования в полосе частот. Здесь принципиально невозможно с помощью реактивных элементов добиться точного согласования с $K_{ВВ} = 1$ во всей полосе частот.

14.2. СОГЛАСУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

14.2.1. Согласование антенны с фидером на фиксированной частоте

Обычно входное сопротивление антенны не соответствует волновому сопротивлению линий передачи, поэтому становится необходимым включение согласующих и трансформирующих элементов между вибратором и линией передачи. Ниже рассматриваются возможные виды согласования.

Согласование с помощью четвертьволнового трансформатора

В том случае, когда антенна имеет чисто активное сопротивление (R_A), не равное волновому сопротивлению фидера (Z_0), согласование на фиксированной частоте можно осуществить с помощью четвертьволнового трансформатора, как показано на рисунке 14.3 [3].

Между антенной и фидером включается отрезок линии длиной четверть волны с волновым сопротивлением

$$Z_{0т} = \sqrt{R_A \cdot Z_0}. \quad (14.8)$$

Очевидно, что в этом случае сопротивление нагрузки линии в сечении BB будет равняться волновому сопротивлению Z_0 и в линии установится бегущая волна.

Таким же образом можно осуществлять согласование двух фидерных линий с разными волновыми сопротивлениями. Такое согласование активных сопротивлений практически осуществляется лишь тогда, когда согласуемые сопротивления отличаются по величине не больше чем в несколько раз.

Для согласования с линией антенны, имеющей комплексное сопротивление, четвертьволновый трансформатор следует включать последовательно в линию в таком сечении, где напряжение имеет максимум или минимум (и, следовательно, сопротивление линии имеет чисто активный характер). Однако включать трансформатор в разрыв линии конструктивно неудобно. Поэтому при произвольном сопротивлении нагрузки линии для согласования применяются другие способы, рассматриваемые ниже.

Согласование с помощью реактивного шлейфа В. В. Татарина

Данный способ согласования фидера с антенной, имеющей входное сопротивление (комплексное или активное), не равное волновому сопротивлению фидера, разработал В. В. Татарин в 1931 г. Этот способ нашел широкое распространение в антенно-фидерной технике коротких и ультракоротких волн, поскольку является наиболее простым и удобным.

На рисунке 14.4 представлена схема антенны, входное сопротивление которой Z_A является комплексным

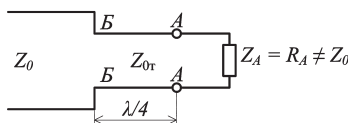


Рис. 14.3

Схема включения четвертьволнового трансформатора при согласовании антенны с чисто активным волновым сопротивлением

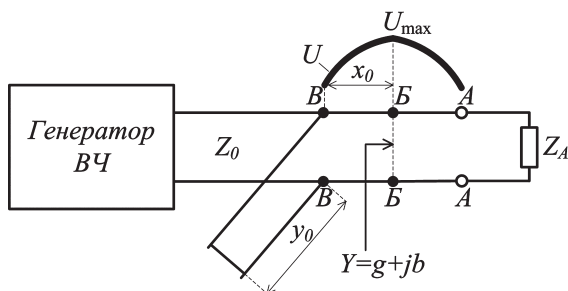


Рис. 14.4

Схема включения индуктивного шлейфа Татаринова

и не равно волновому сопротивлению фидера Z_0 . На этом же рисунке изображена кривая распределения напряжения U вдоль фидера с максимумом U_{\max} в сечении BB .

Можно найти на фидере такие точки BB , при подключении к которым реактивного шунта, например в виде короткозамкнутого на конце отрезка линии длиной y_0 , в фидере от генератора до сечения BB установится бегущая волна. Для этого расстояние x_0 от максимума напряжения (сечение BB) до точек подключения шлейфа (сечение BB) должно быть таким, чтобы активная составляющая

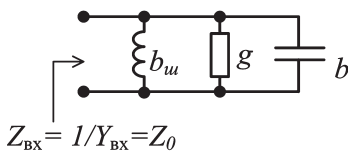


Рис. 14.5

Эквивалентная схема шлейфа, включенного в сечение фидера

проводимости линии g равнялась величине, обратной волновому сопротивлению фидера $1/Z_0$. При этом реактивная составляющая проводимости b компенсируется соответствующей реактивной проводимостью шлейфа $b_{\text{ш}}$ (рис. 14.5).

В результате сопротивление линии $Z_{\text{вх}}$ в сечении BB (измеренное в сторону антенны) становится равным волновому сопротивлению фидера Z_0 и таким образом антенна оказывается в точности согласованной с фидером.

Для определения параметров схемы согласования (расстояния вдоль фидера x_0 и длины индуктивного шлейфа y_0) можно воспользоваться следующими формулами [13]:

$$\operatorname{ctg}(k \cdot x_0) = \sqrt{\text{КБВ}}; \quad (14.9)$$

$$\operatorname{tg}(k \cdot y_0) = \frac{Z_0 \cdot \sqrt{\text{КБВ}}}{Z_{0\text{ш}} \cdot (1 - \text{КБВ})}, \quad (14.10)$$

где $k = 2\pi/\lambda$; Z_0 , $Z_{0\text{ш}}$ — волновые сопротивления фидера и шлейфа соответственно.

В частном случае равенства волновых сопротивлений шлейфа $Z_{0\text{ш}}$ и основного фидера Z_0 :

$$\operatorname{tg}(k \cdot y_0) = \frac{\sqrt{\text{КБВ}}}{1 - \text{КБВ}}. \quad (14.11)$$

Параметры схемы согласования (x_0 и y_0) можно также определить с помощью круговых диаграмм сопротивлений.

Двухшлейфное и трехшлейфное согласование

Рассмотренная выше схема согласования с помощью одиночного индуктивного шлейфа нашла широкое применение в открытых проводных линиях, в которых имеется свободный доступ к проводам линий, необходимый для уточнения места включения шлейфа.

В экранированных, например в коаксиальных, линиях, подбирать точки подключения шлейфа чрезвычайно неудобно, поэтому вместо одношлейфного согласующего устройства применяются двух- и трехшлейфные. Рассмотрим принцип действия таких согласующих устройств. На рисунке 14.6 изображена схема подключения антенны к коаксиальному фидеру.

Два короткозамкнутых на конце шлейфа присоединены к линии параллельно. Расстояние между шлейфами для простоты принято равным четверти длины волны. Это расстояние в различных схемах

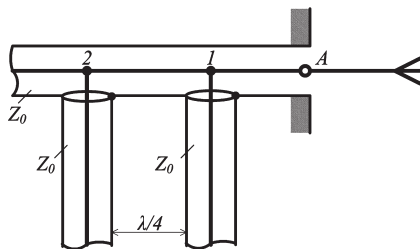


Рис. 14.6
Схема подключения антенны к коаксиальному фидеру

может несколько отличаться от указанного значения. Для увеличения предельных значений сопротивлений, которые возможно согласовать с фидером, указанное расстояние часто берется равным $\lambda/8$ или $3\lambda/8$. Волновые сопротивления шлейфов и основной коаксиальной линии обычно равны между собой, хотя в принципе это и не обязательно. На рисунке 14.7 представлена эквивалентная схема подключения антенны

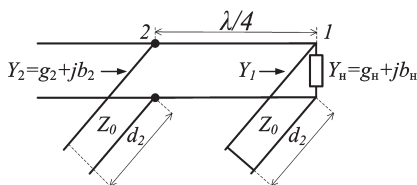


Рис. 14.7

Эквивалентная схема подключения антенны к коаксиальному фидеру в виде двухпроводной линии со шлейфами

подключения антенны к коаксиальному фидеру в виде двухпроводной линии со шлейфами.

к коаксиальному фидеру в виде двухпроводной линии со шлейфами.

На рисунке 14.7 сделаны следующие обозначения: Y_n — проводимость линии в сечении 1, измеренная в сторону антенны до присоединения шлейфов; Y_1 — полная проводимость в сечении 1 с учетом проводимости шлейфа 1; Y_2 — проводимость линии в сечении 2 до подключения шлейфа 1.

Проводимость Y_1 определяется суммой проводимостей Y_n и шлейфа 2. Поэтому, изменяя длину шлейфа d_1 , можно изменять Y_1 , а вместе с тем и проводимость Y_2 , которая является входной проводимостью четвертьволнового отрезка линии с нагрузкой Y_1 на конце. Длину шлейфа d_1 следует подбирать так, чтобы активная составляющая проводимости была равна величине, обратной волновому сопротивлению линии. После этого подбором длины d_2 шлейфа 2 (рис. 14.7) необходимо скомпенсировать реактивную составляющую проводимости так, чтобы общая входная проводимость в сечении 2 стала равной $1/Z_0$, а входное сопротивление — равным Z_0 . В результате в основной линии на участке от генератора до сечения 2 установится бегущая волна.

Из теории и опыта следует, что двухшлейфная схема согласования пригодна лишь для ограниченных значений сопротивлений нагрузки. Для расширения пределов этих

значений практически применяется трехшлейфная схема, работающая по тому же принципу, что и двухшлейфная. Все шлейфы выполняются в виде отрезков коаксиальных линий с передвижными короткозамыкающими поршнями и представляют собой единую конструкцию, включаемую последовательно в разрыв фидера, согласуемого с антенной. Необходимая настройка шлейфов осуществляется опытным путем — методом последовательных приближений.

14.2.2. Согласование антенны с фидером в полосе частот

Согласование активных сопротивлений в полосе частот

В антенно-фидерной технике иногда возникает задача согласования в некоторой полосе частот фидера с антенной, имеющей чисто активное сопротивление неизменной величины. К ней примыкает задача согласования в полосе частот фидерных линий с разными волновыми сопротивлениями. Оба указанных случая можно трактовать как задачу согласования между собой двух активных сопротивлений в полосе частот [13].

Принципиально такая задача может быть решена с помощью так называемого идеального трансформатора. В теории цепей под идеальным трансформатором подразумевают трансформатор из двух обмоток без потерь и рассеяния магнитного потока (т. е. с коэффициентом связи, равным единице). Его обмотки имеют индуктивности, реактивные сопротивления которых во много раз больше любых сопротивлений, включаемых в трансформатор. На рисунке 14.8 показана схема трансформации сопротивления с помощью идеального трансформатора.

Для указанной схемы коэффициент трансформации n равен отношению числа витков вторичной обмотки к чис-

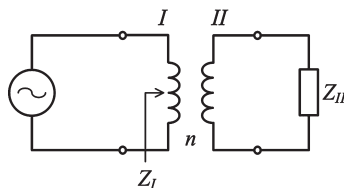


Рис. 14.8
Схема трансформации сопротивления с помощью идеального трансформатора

лу витков первичной. Сопротивление Z_{II} из вторичной обмотки независимо от частоты трансформируется в первичную по формуле

$$Z_I = \frac{Z_{II}}{n^2}. \quad (14.12)$$

Очевидно, что идеальный трансформатор практически реализовать невозможно, но некоторой полосе частот может быть реализован его приближенный эквивалент. Так, например, в некоторых случаях на коротких и более длинных волнах для согласования сопротивлений применяются трансформаторы с магнитоэлектрическими (ферритовыми) сердечниками.

Для широкополосного согласования активных сопротивлений в диапазоне УКВ чаще всего применяют отрезок линии с плавно изменяющимися погонными параметрами. Такой трансформатор применяется иногда и на коротких волнах.

Рассмотрим основы теории и свойства указанного трансформатора.

На рисунке 14.9 представлена коаксиальная линия, погонные параметры которой плавно изменяются на участке $-l/2 \leq x \leq l/2$. При этом общая длина перехода равна l . Начало координат ($x = 0$) помещено в середине.

Координата x увеличивается слева направо от генератора к нагрузке. Изменение погонных индуктивности и емкости достигается за счет изменения диаметра вну-

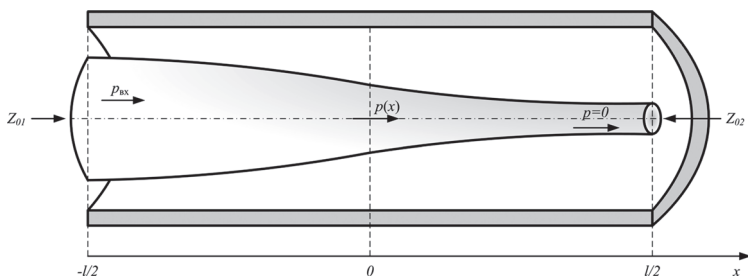


Рис. 14.9

Согласующий переход в виде отрезка коаксиальной линии с плавно изменяющимися погонными параметрами

треннего проводника при неизменном диаметре экрана линии. К входу согласующего перехода ($x = -l/2$) подключается однородная линия с активным волновым сопротивлением Z_{01} . К выходу согласующего перехода ($x = l/2$) подключается однородная линия с волновым сопротивлением Z_{02} .

Для оценки качества согласования указанных сопротивлений в полосе частот целесообразно определить коэффициент отражения в начале перехода при отсутствии отражений на его конце. Этот коэффициент называется входным собственным коэффициентом отражения трансформатора (перехода) $p_{\text{вх}}$. Чем меньше величина этого коэффициента в полосе частот, тем точнее трансформация сопротивлений и тем выше качество перехода.

Коэффициент бегущей волны связан с модулем коэффициента отражения по формуле [13]:

$$\text{КБВ} = \frac{1 - |p|}{1 + |p|}. \quad (14.13)$$

Для плавного перехода в виде экспоненциального трансформатора, у которого волновое сопротивление меняется по закону

$$Z_{0x} = \sqrt{Z_{01} \cdot Z_{02}} \cdot \exp\left(\frac{x}{l} \cdot \ln\left(\frac{Z_{02}}{Z_{01}}\right)\right), \quad (14.14)$$

можно получить [13] следующее значение входного собственного коэффициента отражения:

$$p_{\text{вх}} = \frac{1}{2} \cdot \ln\left(\frac{Z_{02}}{Z_{01}}\right) \cdot \frac{\sin kl}{kl} \cdot \exp(-j \cdot k \cdot l). \quad (14.15)$$

Модуль этого выражения

$$|p_{\text{вх}}| = \frac{1}{2} \cdot \left| \ln\left(\frac{Z_{02}}{Z_{01}}\right) \right| \cdot \left| \frac{\sin kl}{kl} \right|. \quad (14.16)$$

На рисунке 14.10 представлена кривая изменения модуля входного собственного коэффициента отражения экспоненциального перехода в зависимости от его относительной длины.

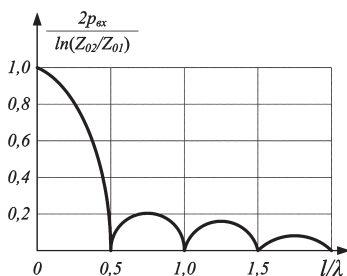


Рис. 14.10

Кривая изменения модуля входного собственного коэффициента отражения экспоненциального перехода в зависимости от его относительной длины

Как видно из рисунка, точное согласование ($p_{\text{вх}} = 0$), т. е. точная трансформация сопротивлений Z_{02} в Z_{01} , получается при длине линии, кратной целому числу полуволн, а также при длине линии, стремящейся к бесконечности. Анализируя приведенный на рисунке график, можно сделать вывод о том, в какой степени экспоненциальный переход выбранной длины в заданной полосе частот удовлетворяет требо-

ваниям, предъявленным к качеству согласования, например, по уровню КБВ.

Для практического осуществления экспоненциальной линии определенной длины необходимо определить ее поперечные размеры. С этой целью можно найти значение параметра ($Z_{0,x}$) в нескольких сечениях линии по формуле (14.14). По найденному значению $Z_{0,x}$ для линии выбранной конструкции легко определяются геометрические размеры сечения.

На рисунке 14.11 показан примерный эскиз экспоненциального трансформатора в виде отрезка коаксиальной линии с воздушным диэлектриком и наружным экраном неизменного диаметра.

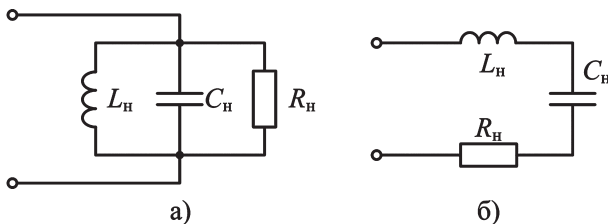


Рис. 14.11

Эквивалентная схема нагрузки:

a — нагрузка в виде параллельного колебательного контура; *b* — нагрузка в виде последовательного колебательного контура.

Следует отметить, что экспоненциальный переход не является оптимальным для согласования активных сопротивлений в полосе частот. Лучшие результаты могут быть получены с помощью так называемого «вероятностного» перехода — отрезка линии, волновое сопротивление которого изменяется по «вероятностному» закону [13].

Следует отметить, что для широкополосного согласования наряду с трансформаторами в виде плавных переходов применяются так называемые ступенчатые трансформаторы — системы из отрезков линий, волновое сопротивление которых изменяется скачком. Для получения оптимальных результатов скачкообразное изменение волнового сопротивления должно происходить по вполне определенным законам.

Согласование комплексного сопротивления с активным в полосе частот

Такая задача является весьма сложной как в теоретическом отношении, так и с точки зрения практической реализации. Для получения в фидере режима, близкого к режиму бегущей волны в широкой полосе частот, в случае комплексной нагрузки разработан ряд методов, довольно сильно отличающихся друг от друга.

К этим методам относятся следующие:

1) применение пассивных четырехполюсников с малыми потерями из реактивных элементов для трансформации сопротивления нагрузки в волновое сопротивление фидера;

2) применение схем автоматического регулирования с перестраиваемыми элементами настройки антенны для получения в ней максимальной мощности;

3) использование ферритовых циркуляторов, с помощью которых отраженная волна попадает в специальную поглощающую нагрузку;

4) применение ферритовых вентиляй, основанных на использовании ферримагнитного резонанса, в которых коэффициент затухания имеет разное значение для волн, распространяющихся в противоположных направлениях;

5) использование пассивных линейных четырехполюсников со значительными потерями.

Схемы автоматического регулирования для решения задачи согласования антенны с фидером имеют ограниченное применение и могут быть использованы в тех случаях, когда конструктивно возможно осуществить перестройку элементов. До настоящего времени такие схемы разработаны для диапазона коротких волн, где в качестве перестраиваемых элементов используются переменные конденсаторы или вариометры.

Применение ферритовых циркуляторов до последнего времени практически ограничивалось диапазоном сантиметровых волн. Ферритовые вентили резонансного типа используются в диапазоне как сантиметровых, так и дециметровых волн. К недостаткам этих устройств относится то, что они работают при больших значениях напряженности постоянного магнитного поля. Кроме того, мощность отраженной волны целиком поглощается в ферритовых пластинах, и потому при больших значениях проходящей мощности устройства могут работать лишь при небольших коэффициентах отражения от нагрузки.

Пассивные четырехполосники с большими потерями целесообразно применять для решения задачи согласования лишь в тех случаях, когда другие методы не дают удовлетворительных результатов, а уменьшение КПД тракта не имеет существенного значения.

Наибольшее распространение на практике для решения задач широкополосного согласования получили схемы из реактивных элементов.

Подобная задача применительно к антенно-фидерной технике первоначально решалась следующим образом. Рассматривались вибраторы, используемые на волнах, близких к резонансным ($2l \approx \lambda/2$ или $2l \approx \lambda$). Входное сопротивление таких вибраторов в полосе частот, близких к резонансной, изменяется так же, как у последовательного или параллельного колебательного контура с потерями. На одной, например резонансной, частоте согласовать такую нагрузку с фидером не представляет затруднений. Но при изменении частоты (при расстройке) в сопротивлении нагрузки появляется реактивная составляющая и согласование ухудшается. Основная идея расширения

полосы частот согласования заключается в компенсации указанной реактивной составляющей сопротивления.

Для этой цели вблизи нагрузки включается реактивное сопротивление, которое должно изменяться с частотой по такому закону, чтобы обеспечить компенсацию реактивной составляющей сопротивления нагрузки.

Рассмотрим нагрузку, эквивалентную параллельному соединению индуктивности L , емкости C и активного сопротивления R (рис. 14.11а).

Законы изменения активной $R_{вх}$ и реактивной $X_{вх}$ составляющих входного сопротивления такой нагрузки в зависимости от частоты представлены на рисунке 14.12.

Вблизи резонансной частоты ω_0 реактивная составляющая сопротивления $X_{вх}$ имеет отрицательную производную. Для компенсации реактивного сопротивления на падающем участке последовательно с нагрузкой следует включить реактивное сопротивление X_k , которое изменяется при изменении частоты подобно сопротивлению последовательного резонансного контура (рис. 14.13а) или четвертьволнового отрезка линии, разомкнутой на

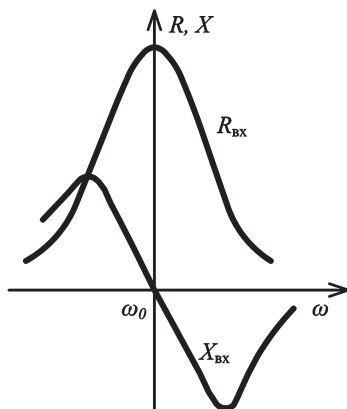


Рис. 14.12
Законы изменения активной и реактивной составляющих входного сопротивления нагрузки в зависимости от частоты

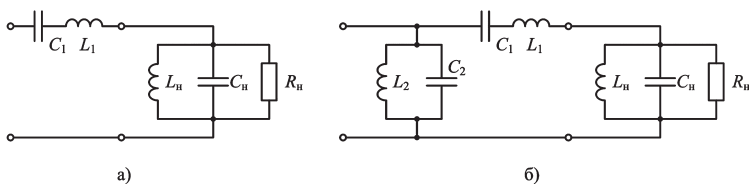


Рис. 14.13

Схема компенсации реактивного сопротивления нагрузки в виде параллельного контура:

а — один согласующий элемент; б — два согласующих элемента.

конце. В результате общее реактивное сопротивление $X_{\text{общ}}$ вблизи резонансной частоты существенно уменьшится (рис. 14.14).

Параметры согласующего контура (индуктивность и емкость) можно определить из двух условий:

- равенство резонансных частот контура и нагрузки;
- равенство по величине и противоположность по знаку реактивных сопротивлений контура и нагрузки на частотах ω_1 и ω_2 .

Как видно из рисунка 14.14, полоса частот $\Delta\omega$, в пределах которой получается существенная компенсация реактивного сопротивления нагрузки, определяется приблизительно разностью частот ω_2 и ω_1 . Эти частоты соответствуют

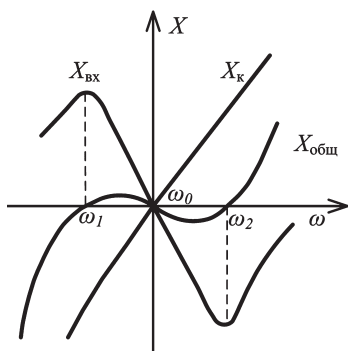


Рис. 14.14
Кривые реактивного сопротивления без компенсации ($X_{\text{вх}}$) и с компенсацией ($X_{\text{общ}}$)

точкам перегиба кривой реактивного сопротивления $X_{\text{вх}}$. За пределами этой полосы происходит резкое возрастание суммарного реактивного сопротивления $X_{\text{общ}}$ и соответственно значительное рассогласование нагрузки с фидером. Очевидно, что чем больше добротность нагрузки, тем острее резонансные кривые и тем меньше полоса частот согласования.

Для получения более высокого качества согласования рекомендуется применение двух согласующих элементов. Первый элемент, эквивалентный последовательному контуру L_1C_1 , как и в предыдущем случае, включается последовательно с нагрузкой (при этом он должен иметь несколько отличные параметры). Второй элемент, эквивалентный параллельному колебательному контуру L_2C_2 , включается параллельно в схему, как показано на рисунке 14.13б.

В результате использования двухэлементной схемы согласования в полосе частот обеспечивается как существенная компенсация реактивной составляющей сопро-

тивления нагрузки, так и уменьшение пределов изменения активной составляющей.

Аналогичным образом обеспечивается удовлетворительное согласование в полосе частот и в случае нагрузки, эквивалентной последовательному соединению элементов L , C и R (рис. 14.11б).

На рисунке 14.15 показана кривая реактивной составляющей входного сопротивления контура $X = \omega L - 1/\omega C$ в зависимости от частоты для рассмотренной выше схемы компенсации.

Если бы было возможно осуществить компенсирующее реактивное сопротивление X_k , которое изменялось по закону $X_k = -X = -\omega L + 1/\omega C$, тогда при последовательном включении X_k была бы обеспечена полная компенсация реактивного сопротивления на всех частотах и осталось бы лишь одно активное неизменное сопротивление, которое нетрудно было бы согласовать с фидером в полосе частот.

Однако никакие комбинации из реактивных элементов (индуктивностей, емкостей или трансформаторов) не могут обеспечить требуемое падение X_k с частотой. Поэтому для согласования с фидером нагрузки, входное сопротивление которой изменяется с частотой по закону $Z = R + j(\omega L - 1/\omega C)$, применяется параллельное включение параллельного колебательного контура и нагрузки (рис. 14.16а). Из теории цепей известно, что активная и реактивная составляющие проводимости последовательного контура из L , C и R изменяются с частотой так же, как активная и реактивная составляющие сопротивления параллельного контура (кривые на рис. 14.12).

Реактивная проводимость компенсирующего параллельного контура имеет характер кривой, подобной X_k на

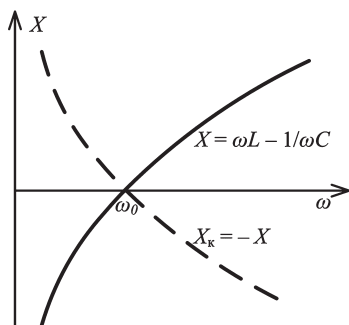


Рис. 14.15

Кривые входного сопротивления нагрузки для схемы компенсации реактивного сопротивления нагрузки в виде последовательного контура

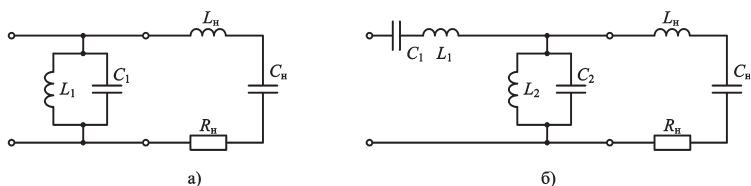


Рис. 14.16

Схема согласования для нагрузки в виде последовательного колебательного контура:

а — одноэлементная; *б* — двухэлементная.

рисунке 14.14. В результате обеспечивается компенсация реактивной составляющей проводимости последовательного контура нагрузки в полосе частот, близких к резонансной, и улучшается согласование с фидером.

В случае двухэлементной схемы согласования в качестве второго элемента, включаемого последовательно в схему, используется цепь, эквивалентная последовательному колебательному контуру. Схема согласования для этого случая представлена на рисунке 14.16б.

Теория использования схем, подобных рассмотренным, в более общей постановке задачи основывается на известной работе Фано (1950), который установил, что для определенной нагрузки при любой самой сложной схеме согласования в заданной полосе частот модуль коэффициента отражения не может быть сделан меньше некоторого минимального значения и, наоборот, заданный уровень согласования может быть получен лишь в полосе, не большей некоторой максимальной величины. Другими словами, приближение к идеальному согласованию, соответствующее малому значению коэффициента отражения на одной или нескольких частотах, осуществляется сужением полосы частот, в пределах которой обеспечивается допустимое значение коэффициента отражения, либо приводит к его возрастанию в пределах рассматриваемой полосы. На основании работы Фано были разработаны различные схемы и методы расчета устройств из реактивных элементов для широкополосного согласования в фидерных трактах коротких, метровых и дециметровых волн, а также в волноводах.

14.3. СИММЕТРИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

14.3.1. Проблема симметрирования при питании вибраторных антенн

Проблема симметрирования возникает в случаях, когда необходимо соединить между собой электрически симметричные и несимметричные элементы: электрически симметричную нагрузку (вибраторную антенну) с несимметричной линией передачи (коаксиальной ЛП) или наоборот.

Электрически симметричным или просто симметричным называют такой двухполюсный элемент, потенциалы на входных (выходных) клеммах которого равны по величине и противоположны по знаку по отношению к поверхности (точке) нулевого потенциала (экрану). Примером симметричного элемента может являться симметричный вибратор, расположенный параллельно плоской металлической поверхности. У несимметричного элемента одна из клемм соединена с экраном. Примером такого элемента является коаксиальный кабель, оплетка которого соединена с экраном.

Рассмотрим случай подключения электрически несимметричного коаксиального кабеля к электрически симметричному полуволновому вибратору. Режим работы вибратора — на передачу. При этом оплетка кабеля заземлена. Так как вибратор симметричный, то в обеих его половинах должны протекать одинаковые токи I_A (рис. 14.17). Путь тока замыкается от генератора по центральному проводнику через правую половину вибратора, распределенную емкость C_A , левую половину вибратора и через оплетку фидера на корпус. Но из-за того, что симметричный вибратор подключен к электрически несимметричному коаксиальному кабелю, он также становится электрически несимметричным: появляется распределенная емкость C_ϕ в правой половине вибратора, в результате помимо тока I_A появляется дополнительный ток фидера I_ϕ , который протекает только по правой половине вибратора и замыкается на заземленную оплетку кабеля. При этом наблюдается следующее соотношение токов:

$$I_{A \text{ лев}} = I_A; \quad I_{A \text{ прав}} = I_A + I_\phi; \quad I_{A \text{ прав}} > I_{A \text{ лев}}; \quad I_{\text{ген}} = I_A + I_\phi.$$

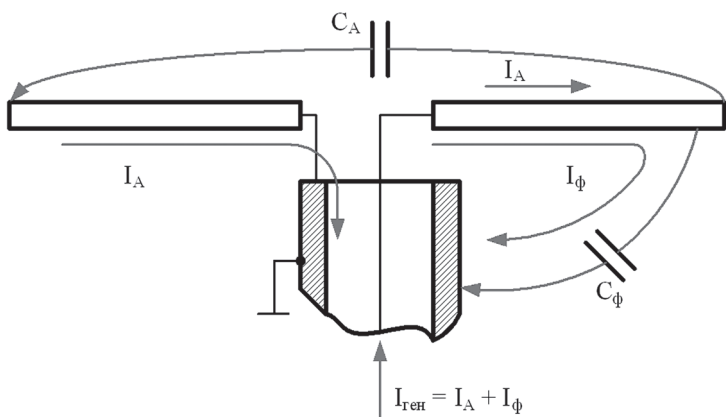


Рис. 14.17

Эквивалентная схема симметричного вибратора

Таким образом, электрическая симметрия вибратора нарушается. Картина распределения тока по вибратору имеет вид, представленный на рисунке 14.18.

Следствием такой асимметрии вибратора является ряд нежелательных явлений:

- изменяется входное сопротивление антенны, ухудшается ее согласование с линией передачи и уменьшается ее КПД;
- искажается диаграмма направленности антенны;
- имеет место антенный эффект фидера.

Антенный эффект фидера — это явление, когда оплетка кабеля сама становится излучателем. Он обуслов-

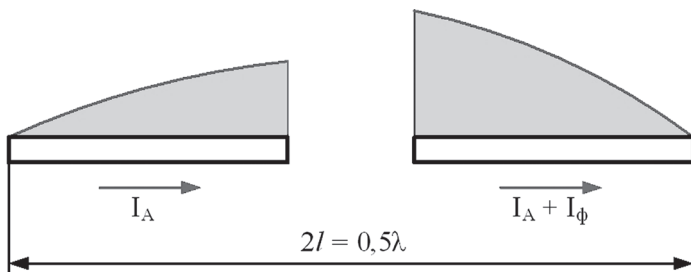


Рис. 14.18

Распределение тока по длине симметричного вибратора

лен током фидера $I_{\text{ф}}$ в правой половине вибратора, который приводит к появлению тока на внешней поверхности оплетки кабеля.

Вредные последствия этого эффекта:

- появляется электромагнитное поле с паразитной для данного случая вертикальной поляризацией;
- возрастают потери в оболочке фидера, снижается КПД антенно-фидерного устройства;
- дополнительно искажается диаграмма направленности антенны.

14.3.2. Назначение и классификация симметрирующих устройств различных типов

Симметрирующее устройство предназначено для сохранения электрической симметрии симметричного элемента при соединении его с несимметричным элементом и включается между ними (рис. 14.19).

Таким образом, применение симметрирующих устройств позволяет избежать нежелательных явлений и их вредных последствий, возникающих при питании симметричных вибраторов несимметричными линиями передачи. В качестве примера на рисунке 14.20 представлена диаграмма направленности симметричного вибратора с использованием симметрирующего устройства (рис. 14.20а) и без него (рис. 14.20б) [14].

Симметрирующие устройства классифицируются по принципу работы и могут быть компенсационного и запирающего типа.

Принцип работы симметрирующего устройства компенсационного типа основан на применении фазосдвигающих устройств, выполненных на основе отрезков длин-

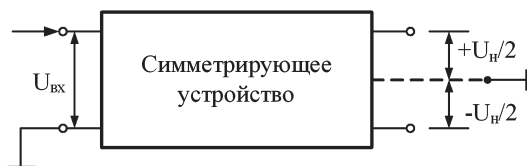


Рис. 14.19

Схема включения симметрирующего устройства

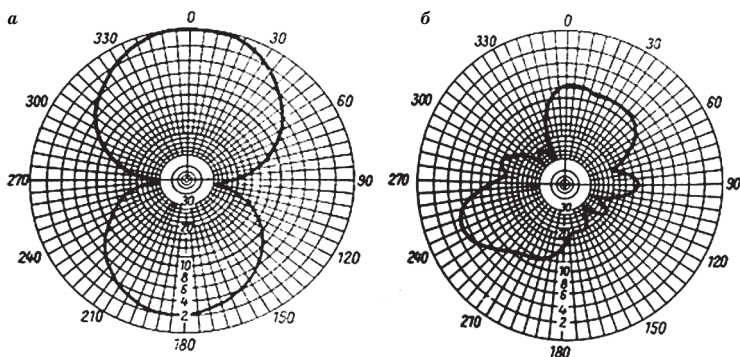


Рис. 14.20

Диаграммы направленности симметричных вибраторов:

a — с использованием симметрирующего устройства; *б* — без использования симметрирующего устройства.

ных линий, или сосредоточенных реактивных элементов в виде индуктивностей и емкостей.

Принцип работы симметрирующего устройства запирающего типа заключается в изоляции по высокой частоте входных клемм симметричного элемента по отношению к поверхности нулевого потенциала.

Основные требования, предъявляемые к симметрирующим устройствам:

- они не должны ухудшать согласование фидера с нагрузкой;
- они по возможности не должны вносить потери в фидерный тракт, т. е. должны быть выполнены из реактивных элементов.

14.3.3. Конструкция и принцип действия симметрирующих трансформаторов

Симметрирующие трансформаторы относятся к симметрирующим устройствам компенсационного типа. Они бывают двух видов: на сосредоточенных элементах и на длинных линиях.

Симметрирующие трансформаторы на сосредоточенных элементах широко используются в диапазонах длин волн от метрического до дециметрового в тех случаях, когда сопротивление нагрузки имеет преимущественно

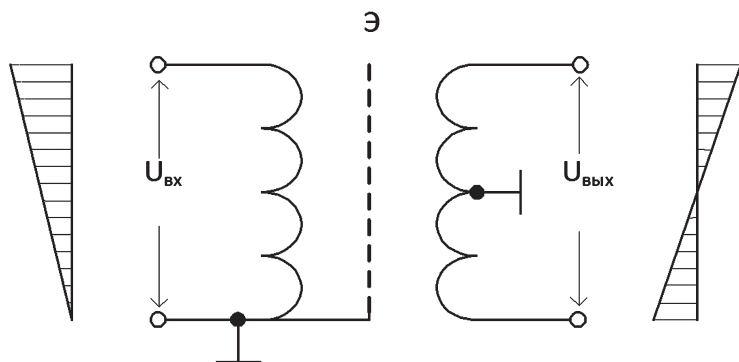


Рис. 14.21

Принципиальная схема симметрирующего трансформатора

активный характер. Помимо задачи симметрирования, они зачастую решают и задачу согласования сопротивлений элементов, подключаемых к их входным и выходным клеммам. На практике применяются симметрирующие трансформаторы различных конструкций.

На рисунке 14.21 представлена принципиальная схема симметрирующего трансформатора, состоящего из несимметричной входной 1 и симметричной выходной 2 обмоток, а также эпюры напряжений вдоль этих обмоток.

Так как величины паразитных емкостей $C_{п1}$ и $C_{п2}$ между смежными витками входной и выходной обмоток, расположенных на одинаковом удалении от центра обмоток, не равны, то это приведет к нарушению электрической симметрии выходной обмотки. Поэтому для электрической развязки между обмотками помещают электростатический (соединенный с точкой нулевого потенциала) экран в виде незамкнутого витка фольги. В этом случае связь между обмотками существует только из-за магнитной составляющей электромагнитного поля, за счет чего витки выходной обмотки, расположенные симметрично относительно ее середины, имеют одинаковую емкость по отношению к экрану. В результате выходные клеммы будут симметричны относительно экрана.

Симметрирующие трансформаторы на длинных линиях нашли широкое применение в антенной, приемопере-

дающей и измерительной технике. Помимо симметрирования, эти трансформаторы выполняют функции согласования сопротивлений, сложения и разделения мощности, а также переворота (инверсии) фазы высокочастотного напряжения. Они характеризуются следующими параметрами:

- передаваемой трансформатором мощностью P (от долей до сотен Вт);
- входным и выходным сопротивлениями $R_{вх}$, $R_{вых}$ (от единиц до сотен Ом);
- коэффициентом трансформации по напряжению $K_U = U_{вых}/U_{вх}$ или по сопротивлению $K_R = R_{вых}/R_{вх}$, причем $K_R = K_U^2$;
- КПД, который обычно составляет 90–98%;
- диапазоном рабочих частот, который характеризуется относительной полосой рабочих частот:

$$\frac{\Delta f}{f_{ср}} = \frac{f_{в} - f_{н}}{\frac{f_{в} + f_{н}}{2}} \quad (14.17)$$

или коэффициентом перекрытия диапазона:

$$K_{д} = \frac{f_{в}}{f_{н}}, \quad (14.18)$$

где $f_{в}$ и $f_{н}$ — соответственно верхняя и нижняя частоты рабочего диапазона.

Основное достоинство трансформаторов на длинных линиях — широкополосность (нетрудно выполнить $K_{д} = 100$; достижимо перекрытие и в тысячу раз).

Конструктивно трансформатор представляет собой ферритовый сердечник (кольцевой или стержневой), на который намотаны один или несколько витков проводника. Это могут быть отрезки коаксиального кабеля, половинкой линии либо два или более скрученных провода.

Трансформатор на длинных линиях сочетает свойства цепей сосредоточенного и распределенного типов. На низших частотах своего рабочего диапазона этот трансформатор работает как обычный трансформатор с индуктивной связью, а на средних и высоких — как линия с распреде-

ленным волновым сопротивлением, зависящим от геометрии линии и диэлектрической проницаемости пространства, охваченного электрическим полем линии.

На низшей частоте мощность с входа на выход передается в основном из-за магнитной связи между обмотками, т. е. через сердечник.

На высших частотах энергия передается через ЭМП линии, а не через сердечник, который служит только для увеличения индуктивности линии.

Если в обычном трансформаторе межвитковая емкость вредна, то в трансформаторе на длинных линиях емкость между проводами не только не вредна, но является принципиально необходимой для нормальной работы трансформатора. Эта емкость влияет на волновое сопротивление линии, а постоянство распределенной емкости — на высокочастотные свойства этого трансформатора.

На рисунке 14.22 показаны варианты обозначения такого трансформатора на принципиальных схемах.

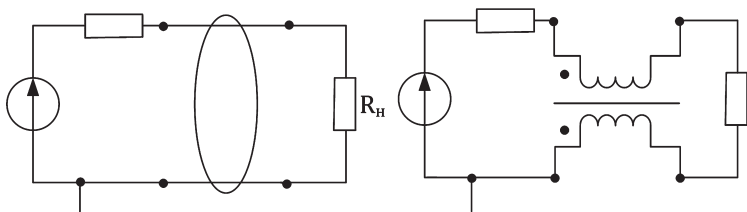


Рис. 14.22

Варианты обозначения трансформатора на длинных линиях на принципиальных схемах

14.3.4. Конструкция и принцип действия симметрирующего U-колена

Симметрирующее U-колено является симметрирующим устройством компенсационного типа и представляет собой отрезок линии передачи (чаще всего коаксиальной) длиной $\lambda/2$.

Так как входные клеммы вибратора располагаются на малом расстоянии друг от друга, то для подключения к ним симметрирующего устройства в виде отрезка коак-

сиального кабеля последний изгибают таким образом, что его конфигурация напоминает латинскую букву U. Отсюда и название — U-колени. Обычно оно изготавливается из того же типа кабеля, который используется в качестве линии передачи.

U-колени чаще всего применяется для обеспечения электрической симметрии при питании петлевого вибратора Пистолькорса. Таким образом, в данном случае в качестве симметричного элемента (нагрузки) выступает петлевой вибратор Пистолькорса с входным сопротивлением $Z_A = R_A \approx 300 \text{ Ом}$ при настройке его в резонанс, а в качестве несимметричного элемента (линии передачи) — коаксиальный кабель с волновым сопротивлением $W_{\text{л}} = 75 \text{ Ом}$ (рис. 14.23а).

К клемме 1 вибратора подключается центральный проводник одного конца U-колена, к клемме 2 — центральный проводник второго конца U-колена и центральный проводник кабеля питания. Концы оплетки U-колена и кабеля питания соединены между собой и «заземлены», т. е. точка их соединения имеет нулевой потенциал.

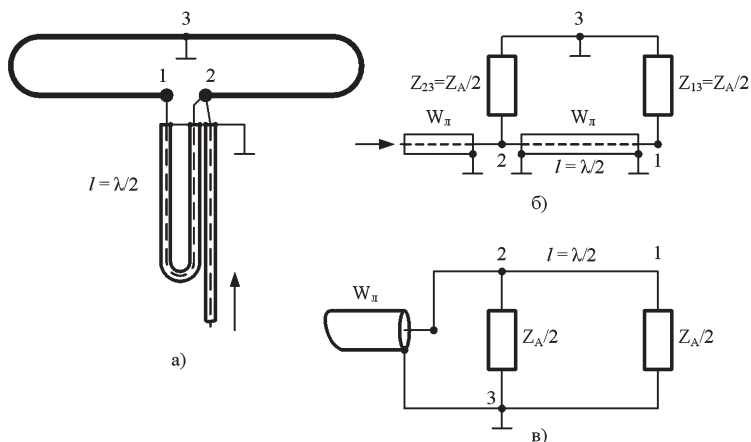


Рис. 14.23

Конструкция и эквивалентные схемы симметрирующего U-колена:

а — конструкция U-колена; б — эквивалентная схема U-колена; в — эквивалентная схема U-колена с учетом пересчета сопротивления Z_{13} через U-колени к клеммам 2–3.

Так как длина U-колена $l = \lambda/2$, то напряжения на клеммах 1 и 2 по отношению к экрану противофазны и равны по амплитуде (по свойству фазоинвертора полуволнового отрезка ЛП). То есть применение U-колена обеспечивает сохранение электрической симметрии в симметричной нагрузке при подключении к ней несимметричной линии передачи.

Помимо симметрирования, U-колени обеспечивают понижение входного сопротивления нагрузки в четыре раза. Для доказательства этого используется эквивалентная схема устройства, представленная на рисунке 14.23б. Из рисунка видно, что сопротивление правой половины вибратора относительно экрана $Z_{23} = Z_A/2$. Сопротивление левой половины вибратора $Z_{13} = Z_A/2$. Это сопротивление Z_{13} пересчитывается через U-колени к клеммам 2–3 и оказывается включенным параллельно с сопротивлением правой половины вибратора Z_{23} (рис. 14.23в). Тогда общее сопротивление нагрузки, т. е. входное сопротивление вибратора:

$$Z_A = \frac{\frac{Z_A}{2} \cdot \frac{Z_A}{2}}{\frac{Z_A}{2} + \frac{Z_A}{2}} = \frac{Z_A}{4} = \frac{300 \text{ Ом}}{4} = 75 \text{ Ом} = W_{л}. \quad (14.19)$$

Таким образом, входное сопротивление вибратора Пистолькорса при использовании U-колена становится равным волновому сопротивлению коаксиального кабеля, т. е. обеспечивается согласование ЛП с нагрузкой.

Однако при изменении длины волны длина U-колена перестает быть равной $\lambda/2$ и условия симметрии нарушаются. Поэтому U-колени являются узкополосным устройством, что считается его недостатком.

14.3.5. Конструкция и принцип действия симметрирующего стакана

Симметрирующий четвертьволновый стакан является симметрирующим устройством запирающего типа. По форме он напоминает стакан и представляет собой металлический цилиндр длиной $l_{ш} = \lambda/4$. Он охватывает с небольшим зазором внешнюю оболочку кабеля и припаян к ней с нижней стороны. Верхняя часть цилиндра не

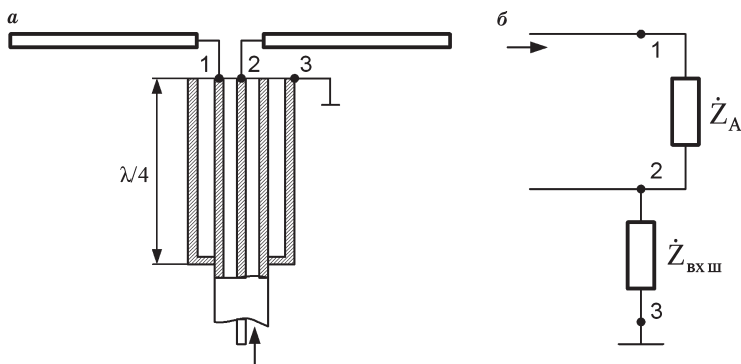


Рис. 14.24

Конструкция и эквивалентная схема симметрирующего стакана:

a — конструкция симметрирующего стакана; *б* — эквивалентная схема симметрирующего стакана.

соединена с оболочкой и может быть закрыта диэлектрической шайбой (рис. 14.24*a*). Эквивалентная схема четвертьволнового стакана представлена на рисунке 14.24*б*.

Внутренняя поверхность стакана и наружная поверхность кабеля образуют четвертьволновый отрезок коаксиальной линии (шлейф), короткозамкнутый на конце. При этом входное сопротивление этого шлейфа в точках 2, 3 очень велико (по свойству трансформации сопротивления четвертьволновым отрезком длинной линии):

$$\dot{Z}_{\text{вхш}} = \dot{Z}_{2,3} = j \cdot W_{\text{ш}} \cdot \text{tg}(k \cdot l_{\text{ш}}) \rightarrow \infty, \quad (14.20)$$

где $W_{\text{ш}}$ — волновое сопротивление отрезка коаксиальной линии, образующей шлейф.

В результате ВЧ-токи не могут затекать на внешнюю поверхность наружной оболочки коаксиального кабеля, и она, а следовательно, и клемма 2 вибратора оказываются изолированными от экрана. При этом токи через клеммы 1 и 2 вибратора будут одинаковыми (клемма 1 изолирована от наружной оболочки непосредственно, а клемма 2 изолирована большим сопротивлением). Этим обеспечивается симметрирование.

При изменении частоты входное сопротивление симметрирующего стакана изменяется и симметрия нарушается. Поэтому стакан является узкополосным устройством.

14.3.6. Конструкция и принцип действия симметрирующей приставки

Симметрирующая приставка (симметрирующий шлейф) является симметрирующим устройством запирающего типа и используется в метровом и дециметровом диапазонах волн. Конструктивно она представляет собой цилиндрический проводник (трубка, стержень, короткозамкнутый с обоих концов отрезок коаксиального кабеля) такого же диаметра, что и внешняя оболочка питающего кабеля, длиной $\lambda/4$. С одного конца этот проводник подключен к той половине вибратора, к которой подсоединена центральная жила кабеля питания, а с другого — к внешней оплетке кабеля (рис. 14.25а). Эквивалентная схема устройства представлена на рисунке 14.25б.

Проводник и внешняя часть наружной оболочки кабеля образуют четвертьволновый короткозамкнутый шлейф. Так как длина этого шлейфа $l_{ш} = \lambda/4$, то его входное сопротивление $\dot{Z}_{ш} = \dot{Z}_{12} \rightarrow \infty$ (по свойству четвертьволнового трансформатора). Поэтому ВЧ-токи не затекают на внешнюю оболочку кабеля питания, чем и обеспечивается симметрирование.

При изменении частоты величина $\dot{Z}_{ш}$ уменьшается, но симметрия питания вибратора не нарушается. Это происходит потому, что при изменении частоты в некоторой

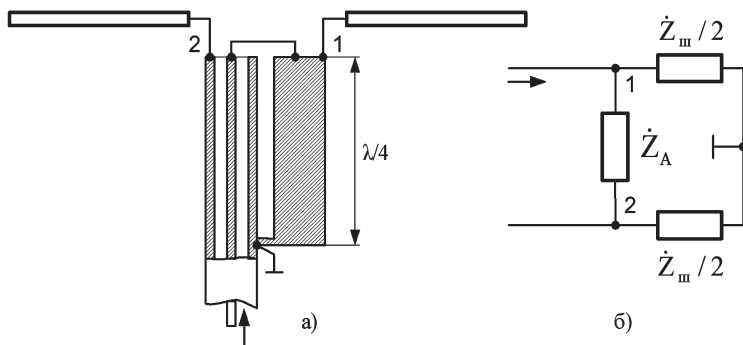


Рис. 14.25

Конструкция и эквивалентная схема симметрирующей приставки: а — конструкция симметрирующей приставки; б — эквивалентная схема симметрирующей приставки.

полосе относительно резонансной (до 12–15%) реактивные составляющие входного сопротивления вибратора Z_A и симметрирующего шлейфа $Z_{ш}$ изменяются примерно одинаково, но с противоположными знаками, поэтому частично компенсируют друг друга. Таким образом, в отличие от симметрирующего стакана, симметрирующая приставка обладает широкополосностью.

14.3.7. Конструкция и принцип действия симметрирующей щели

Симметрирующие щели применяются в сантиметровом и дециметровом диапазонах волн для питания полуволновых симметричных вибраторов и относятся к симметрирующим устройствам запирающего типа.

Конструктивно это устройство представляет собой две продольные щели длиной $\lambda/4$, прорезанные в оболочке жесткой коаксиальной линии симметрично относительно продольной оси (рис. 14.26а). В точках 1 и 2 к симметрирующему устройству подключены плечи вибратора (рис. 14.26б). Для возбуждения продольных щелей оболочка и внутренний проводник коаксиальной линии закорачиваются перемычкой. При этом в линии на участке со щелью возбуждается коаксиально-волноводная волна типа H_{11} , имеющая продольную составляющую магнит-

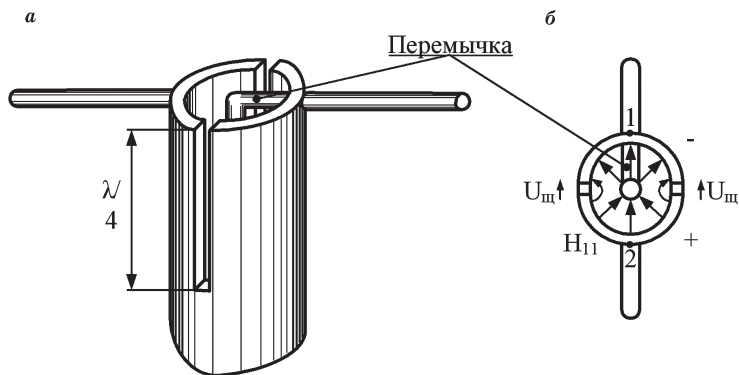


Рис. 14.26

Конструкция симметрирующей щели:

а — вид сбоку; б — вид сверху.

ного поля. Эта волна создает поперечные токи, возбуждающие щели. Наличие данных токов приводит к появлению между краями щелей синфазных напряжений $U_{щ}$ одинаковой амплитуды. Таким образом, потенциалы двух половин оболочки коаксиальной линии будут равны по амплитуде и противоположны по знаку относительно точки нулевого потенциала. Поэтому плечи вибратора будут запитаны противофазно с одинаковой амплитудой.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Поясните основные принципы согласования антенны с фидерным трактом.
2. Дайте определение КБВ.
3. Как влияет КБВ антенны на КПД антенно-фидерного тракта?
4. Как осуществляется согласование антенны с фидером на фиксированной частоте?
5. Приведите основные схемы включения согласующих устройств.
6. Как осуществляется согласование активных сопротивлений в заданной полосе частот?
7. Как осуществляется согласование комплексного сопротивления с активным в заданной полосе частот?
8. Дайте определение симметрирующего устройства.
9. Как осуществляется симметрирование при питании вибраторных антенн?
10. Приведите классификацию симметрирующих устройств различных типов.
11. Объясните принцип действия симметрирующих трансформаторов.
12. Объясните принцип действия симметрирующего U-колена.
13. Объясните принцип действия симметрирующего стакана.
14. Объясните принцип действия симметрирующей приставки.
15. Объясните принцип действия симметрирующей щели.

ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ И УСТРОЙСТВА СВЧ

15.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РЕГУЛЯРНЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ, ИХ ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Радиотехнические способы передачи информации основаны на использовании радиоволн, свободно распространяющихся в пространстве между пунктами передачи и приема информации. Простейшая структурная схема радиоканала представлена на рисунке 15.1.

Антенна — это устройство, предназначенное для излучения или приема электромагнитных волн.

Задачи, решаемые антенной:

- 1) преобразование энергии токов ВЧ-передатчика в энергию радиоволн, распространяющихся в пространстве (ПРДА), либо наоборот (ПРМА);
- 2) концентрация энергии излучаемых радиоволн в заданном направлении;
- 3) определение вида поляризации радиоволн.

Фидер (высокочастотный тракт) — это линия передачи от передатчика до антенны и от антенны до приемника,

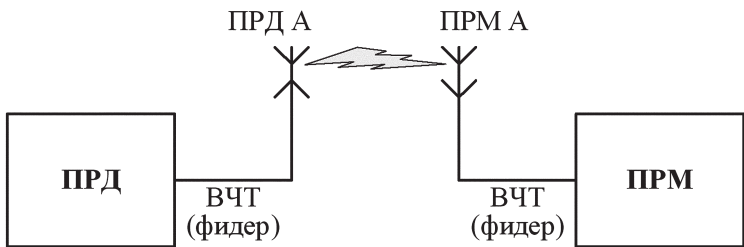


Рис. 15.1

Структурная схема радиоканала

вдоль которой распространяются направляемые электромагнитные волны (ЭМВ).

Задача фидерного тракта — передача энергии токов ВЧ от передатчика к антенне или от антенны к приемнику с минимальными потерями.

Антенна и фидер вместе представляют **антенно-фидерное устройство**.

Линии передачи (ЛП) предназначены для передачи электромагнитной энергии в виде направляемых ЭМВ. К ним предъявляются следующие требования:

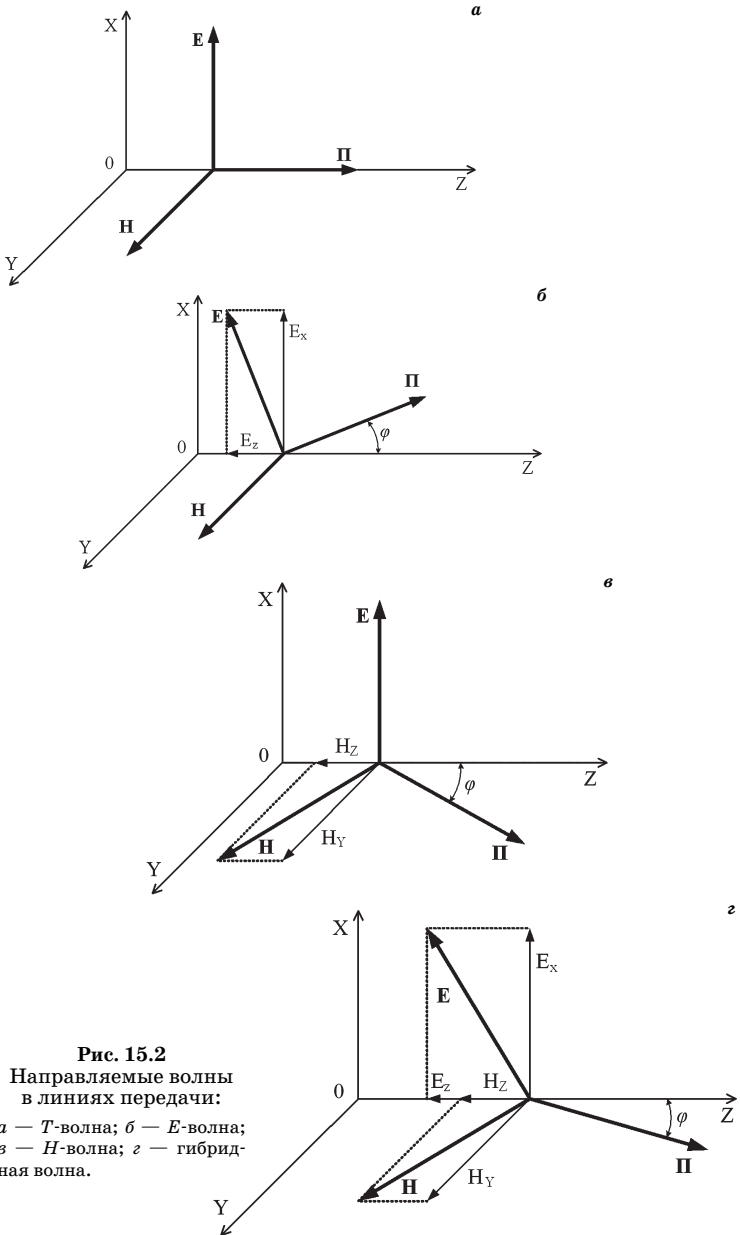
- минимальные потери в проводниках и диэлектриках самой линии передачи и на излучение;
- возможность работы в заданном диапазоне частот и с заданным уровнем мощности;
- минимальные искажения передаваемой информации.

Направляемые ЭМВ классифицируются в зависимости от наличия или отсутствия в них *продольных составляющих электрического или магнитного векторов*. При этом под продольным направлением подразумевается направление распространения ЭМВ (продольная ось линии передачи — ось Z). Различают четыре случая (рис. 15.2).

1. Оба вектора, электрический и магнитный, перпендикулярны оси ЛП и, следовательно, не имеют продольных составляющих (рис. 15.2а), т. е. $H_Z = 0$, $E_Z = 0$. Вектор Пойнтинга \vec{P} направлен вдоль оси Z . Такие волны носят название *поперечных ЭМВ* — волн *типа Т* или *ТЕМ* (Transverse Electromagnetic).

2. Электрический вектор имеет отличную от нуля продольную составляющую $E_Z \neq 0$, в то время как магнитное поле волны поперечно, т. е. $H_Z = 0$ (рис. 15.2б). Вектор Пойнтинга \vec{P} лежит в плоскости XOZ и направлен под углом φ относительно оси Z . Такие направляемые волны называются волнами *типа Е* (Electric).

3. Продольную составляющую имеет магнитный вектор ($H_Z \neq 0$), а электрическое поле поперечно ($E_Z = 0$). Вектор Пойнтинга \vec{P} лежит в плоскости YOZ и направлен под углом φ относительно оси Z . Такие направляемые волны называются волнами *типа Н* (рис. 15.2в).



4. В ЛП могут существовать волны, одновременно имеющие продольные составляющие электрического и магнитного полей ($E_z \neq 0$, $H_z \neq 0$). Вектор Пойнтинга \vec{P} не лежит в плоскости YOZ или XOZ . Такие волны получили название *смешанных* или *гибридных* (рис. 15.2г).

Классификация ЛП.

1. Если в направлении передачи энергии ЛП имеет неизменные параметры внутреннего заполнения и геометрические размеры, линия передачи называется *регулярной* (продольно однородной). В противном случае ЛП называются *нерегулярными* (продольно неоднородными). Большинство ЛП являются регулярными.

2. Различают ЛП открытого и закрытого типов. В *открытых* ЛП энергия ЭМП, хотя и сосредоточена в непосредственной близости к ее поверхности, распределена во всем пространстве, окружающем линию. В линиях *закрытого* типа энергия ЭМП заключена в пространстве, ограниченном замкнутой металлической поверхностью, представляющей собой электромагнитный экран.

3. По режиму работы ЛП бывают с *бегущей* или *стоячей* волнами. Чтобы получить режим бегущей волны, надо сопротивление нагрузки и *волновое* (характеристическое) сопротивление линии сделать равными, т. е. надо согласовать линию с нагрузкой ($R_H = Z_{\text{л}}$). В диапазоне СВЧ режим бегущей волны при коэффициенте бегущей волны (КБВ), равном единице, получить невозможно. Практически максимально достижимое значение КБВ = 0,8–0,9. Ухудшение работы линии при этом незначительно. Во многих случаях довольствуются величиной КБВ = 0,5–0,7.

4. По типу волны в ЛП различают линии с *T*-волной, ЛП с *E*- и *H*-волнами и линии с поверхностными (замедленными) волнами.

Конструктивное исполнение ЛП зависит прежде всего от типа ЭМВ в них.

Основные параметры ЭМВ в линии передачи.

1. Тип возбуждаемой волны:

- ЛП с *T*-волнами: двухпроводные, коаксиальные, полосковые;

- ЛП с E - и H -волнами: прямоугольные и круглые волноводы:

2. *Длина волны в ЛП.* Определяется фазовой скоростью ЭМВ в ЛП: $\Lambda = V_{\text{ф}} \cdot T_{\text{вч}}$.

- в ЛП с T -волнами:

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_a \cdot \mu_a}}, \quad (15.1)$$

где λ — длина волны в свободном пространстве; ϵ_a и μ_a — абсолютные диэлектрическая и магнитные проницаемости среды, заполняющей ЛП;

- в волноводах:

$$\Lambda = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_a \cdot \mu_a}} \cdot \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{\text{кр}})^2}}. \quad (15.2)$$

3. *Дисперсионная характеристика* — зависимость фазовой скорости в ЛП от частоты (длины волны).

В ЛП с T -волнами фазовая скорость от частоты не зависит.

В волноводах фазовая скорость зависит от частоты, причем с увеличением частоты фазовая скорость уменьшается, т. е. волноводы обладают нормальной дисперсией. Это означает, что различные частотные составляющие спектра сложного сигнала будут иметь различные фазовые скорости и набеги фазы при распространении через один и тот же отрезок ЛП. Следовательно, суммарный выходной сигнал с учетом различных набегов фаз для различных спектральных составляющих не будет копией входного.

4. *Максимальная пропускная мощность.* Определяется в режиме бегущих волн таким значением разности потенциалов в ЛП, при котором наблюдается электрический пробой. Допустимое значение передаваемой по ЛП мощности не должно превышать 25–30% от критической.

5. *Коэффициент затухания.* Распространение ЭМВ в ЛП сопровождается уменьшением амплитуды напряженности составляющих поля (мощности) по законам:

$$P(z) = P(z=0) \cdot e^{-2\alpha \cdot z}; \quad (15.3)$$

$$E(z) = E(z=0) \cdot e^{-\alpha \cdot z}, \quad (15.4)$$

где α — коэффициент затухания. Он выражается либо в Нп/м, либо в дБ/м.

$$\alpha = \ln \left[\frac{E(0)}{E(z=1 \text{ м})} \right] \text{ [Нп/м]}; \quad (15.5)$$

$$\alpha = 20 \lg \left[\frac{E(0)}{E(z=1 \text{ м})} \right] \text{ [дБ/м]}. \quad (15.6)$$

6. Коэффициент полезного действия (КПД). Характеризует эффективность передачи электромагнитной энергии вдоль ЛП:

$$\eta_{\text{л}} = \frac{P(z=l)}{P(z=0)} = e^{-2\alpha \cdot l} \approx 1 - 2\alpha \cdot l. \quad (15.7)$$

7. Волновое сопротивление ЛП. В ЛП с T -волнами волновое сопротивление $W_{\text{л}}$ определяется только конструкцией, размерами и электрическими параметрами материала, из которого изготовлен фидер. В волноводах волновое сопротивление зависит от типа волны, материала, заполняющего волновод, и от длины волны электромагнитных колебаний:

$$W_{\text{л}} = \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}} \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{\text{кр}})^2}. \quad (15.8)$$

8. Коэффициент бегущей волны (КБВ). Характеризует степень согласования линии передачи с нагрузкой по сопротивлению

$$\text{КБВ} = U_{\text{min}} / U_{\text{max}}, \quad (15.9)$$

где U_{min} и U_{max} — наименьшее и наибольшее напряжение в линии передачи. КБВ изменяется в пределах от нуля до единицы.

15.2. КОНСТРУКЦИЯ, ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ФИДЕРНЫХ УСТРОЙСТВ, ОСОБЕННОСТИ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ

Коаксиальная линия передачи представляет собой два соосных коаксиальных проводника, центрированных шайбами или сплошным диэлектрическим заполнением. Одножильный или многожильный внутренний проводник окружен слоем диэлектрика (полиэтилен, фторопласт и т. п.), поверх которого располагается внешний проводник. Внешний проводник может быть выполнен в виде сплошной металлической трубы, такая ЛПП называется жестким коаксиальным фидером (рис. 15.3). В другом конструктивном исполнении внешний проводник выполняется в виде металлической сетки, для предохранения от внешних воздействий покрытой защитной диэлектрической оболочкой. Такой фидер становится гибким и называется коаксиальным кабелем. Внутреннее заполнение в этом случае выполняют сплошным из высококачественного диэлектрика.

Свойства и параметры коаксиального фидера определяются его геометрическими размерами D и d , электрическими параметрами диэлектрика внутреннего заполнения, внешнего и внутреннего проводников.

Волновое сопротивление коаксиальной ЛПП определяется выражением

$$W_{\text{д}} = 138 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \lg\left(\frac{D}{d}\right), \quad (15.10)$$

где μ_r и ϵ_r — относительные магнитная и диэлектрическая проницаемости диэлектрика внутри коаксиальной ЛПП.

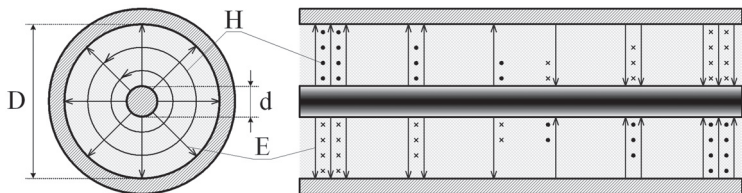


Рис. 15.3
Коаксиальная ЛПП с волной типа T

Коэффициент затухания в коаксиальной ЛП в общем случае обусловлен потерями в проводниках и диэлектрике, причем коэффициент затухания в диэлектрике не зависит от формы и поперечных размеров, а определяется только параметрами диэлектрика и рабочей длиной волны. Коэффициент затухания в проводнике зависит как от электрических свойств проводника и длины волны, так и от соотношения D/d , т. е. от геометрических размеров. Анализ показывает, что при $D/d = 3,6$ достигается минимум коэффициента затухания коаксиальной ЛП, что соответствует волновому сопротивлению $W_{\lambda} = 77$ Ом в линии с воздушным заполнением. В то же время для передачи по коаксиальному фидеру большой мощности необходимо соблюдение условия $D/d = 1,65$, что соответствует волновому сопротивлению $W_{\lambda} = 30$ Ом в линии с воздушным заполнением. Таким образом, для передачи по КФ электромагнитных колебаний большой мощности необходимо соблюдение условия $D/d = 2-3$, если же за критерий выбора КФ принять минимум потерь, то $D/d = 3-6$. Используемые стандартные значения $W_{\lambda} = 50$ Ом и $W_{\lambda} = 75$ Ом выбраны из соображений оптимальности параметров КФ. Для удобства согласования КФ с высокоомными нагрузками выполняют фидеры с $W_{\lambda} = 100$ Ом или $W_{\lambda} = 150$ Ом.

Промышленность изготавливает КФ в соответствии со стандартами. При этом стандартизируется волновое сопротивление и максимальная передаваемая мощность. Обозначения марки коаксиального кабеля имеют вид РК-75-4-2, где РК — радиочастотный кабель, 75 — волновое сопротивление (Ом), 4 — средний диаметр заполнителя (мм), 2 — порядковый номер разработки.

В коаксиальной ЛП могут существовать ЭМВ различных типов: T , E , H и гибридные. Основной является T -волна, остальные считают паразитными. Для распространения в коаксиальной ЛП только T -волны выбирают геометрические размеры фидера $\pi(D + d) < \lambda$. Для предотвращения излучения геометрические размеры ЛП должны удовлетворять условию $\pi(D - d) \ll \lambda$. Поэтому в диапазонах УВЧ и СВЧ для передачи больших мощностей коаксиальные ЛП не используются из-за опасности пробоя.

Электрическая составляющая ЭМП имеет только радиальную, а магнитная — только азимутальную компоненты в сферической системе координат r, φ, z :

$$\dot{E}_r = -i \cdot k \cdot \frac{A}{r} \cdot e^{-i \cdot k \cdot z}; \quad (15.11)$$

$$\dot{H}_\varphi = -i \cdot \omega \cdot \epsilon_a \cdot \frac{A}{r} \cdot e^{-i \cdot k \cdot z}, \quad (15.12)$$

где A — постоянная, характеризующая амплитуду поля. Коаксиальные ЛП нашли самое широкое применение в технике воздушной радиосвязи для передачи ВЧ-энергии, построения элементов ВЧ-тракта в диапазонах ДКМВ, МВ, ДМВ.

Полосковые и микрополосковые линии передачи

Недостатки коаксиальной ЛП, связанные с высоким уровнем потерь на излучение, а также в диэлектриках внутреннего заполнения с ростом частоты, ограничивают их применение диапазоном дециметровых волн. В диапазонах дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн в широкое применение получили *полосковые ЛП* (ПЛП). В большинстве случаев их изготавливают путем нанесения металлических слоев на диэлектрик с малыми потерями. ПЛП являются единственно пригодными для применения в интегральных микросхемах (пленочных и полупроводниковых). В этом случае ПЛП называют *микрополосковыми*.

Различают *симметричные* и *несимметричные* ПЛП (рис. 15.4).

В несимметричной ПЛП имеются два проводника, один из которых представляет собой металлическую поло-

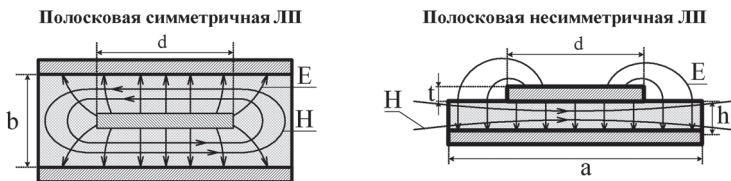


Рис. 15.4
Полосковые ЛП

ску (полосок) постоянных размеров, другой — широкую металлическую пластину (подложку). В симметричной ПЛП имеются три проводника. Полосок в большинстве случаев имеет сложную конфигурацию и наносится напылением металла сквозь маски либо выполняется фотохимическим способом. Обычно в качестве диэлектрика ПЛП применяют фторопласт с $\epsilon = 2-7$ и толщиной $h = 1,5-5$ мм. В микрополосковых ЛП используют более высококачественные твердые хрупкие диэлектрики (кварц, ситалл, кремний), для которых $\epsilon = 2-7$ и толщина $h = 0,5-1$ мм.

ПЛП в основном применяют для создания сложных разветвленных конструкций приемных и передающих СВЧ-трактов. Так как толщина диэлектрика невелика, уровень мощности, передаваемый в ПЛП, не может быть высоким из-за опасности пробоя диэлектрика. Волновое сопротивление ПЛП зависит от ее геометрических параметров и диэлектрической проницаемости диэлектрика, составляет на практике от 20 до 100 Ом и легко регулируется шириной проводника.

Волновое сопротивление несимметричной ПЛП:

$$Z_{\text{пн}} = 120\pi \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cdot \frac{h}{d}. \quad (15.13)$$

Максимальная рабочая частота в ПЛП ограничена возможностью возбуждения волн H -типа и зависит от ее геометрических параметров и диэлектрической проницаемости диэлектрика, причем критическая частота уменьшается при увеличении расстояния между проводниками или увеличении диэлектрической проницаемости подложки.

В симметричных ПЛП возбуждается и распространяется T -волна, в несимметричных — гибридная квази T -волна.

Волноводные линии передачи

Волновод представляет собой полую металлическую трубу любой формы сечения (прямоугольной, круглой, H -или Π -образной), внутри которой распространяется ЭМВ. Максимальное напряжение в волноводе наблюдает-

ся между противоположными стенками или диаметрально противоположными точками волновода, расстояние между которыми больше, чем расстояние между внутренним и внешним проводниками коаксиальной ЛП. Поэтому опасность электрического пробоя снижается. Отсутствие внутреннего провода и изоляторов снижают потери энергии по сравнению с коаксиальными ЛП.

Волноводы используют в диапазонах СВЧ и КВЧ.

Достоинства волноводов: малые потери, отсутствие излучения в окружающее пространство, возможность передачи большой мощности.

Недостатки волноводов: наличие критической длины волны, наличие дисперсии, большие габариты (сравнительно с другими ЛП) и вес.

Классифицируются волноводы по форме и размерам поперечного сечения, по типу возбуждаемой волны и по типу заполняющего диэлектрика.

Прямоугольные волноводы наиболее распространены из-за простоты конструкции и возможности возбуждения устойчивой волны. Основными в этих волноводах являются волны типов H_{10} , H_{01} , H_{20} (рис. 15.5).

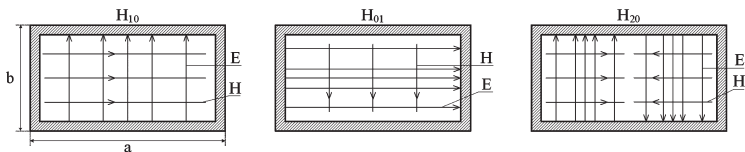


Рис. 15.5

Прямоугольные волноводы с основными типами волн

Для существования в прямоугольном волноводе только волны типа H_{10} размеры волновода должны удовлетворять условиям: $a/\lambda = 0,71$; $b/\lambda = 0,32$:

- волновое сопротивление для волны H_{10} определяется выражением

$$W_{\pi} = \frac{120\pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \cdot \frac{\pi b}{2a}; \quad (15.14)$$

- затухание в волноводе обусловлено неидеальностью проводников стенок:

$$\alpha = \frac{8,7R_S \left(1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \right)^2 \right)}{120\pi b \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \right)^2}} \left[\frac{\text{дБ}}{\text{м}} \right], \quad (15.15)$$

где R_S — поверхностное сопротивление металла стенки волновода;

- предельно допустимая для передачи мощность в прямоугольном волноводе определяется выражением

$$P_{\text{пред}} = \frac{9 \cdot 10^{12} \cdot a \cdot b}{480 \cdot \pi \cdot \text{КСВ}} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \right)^2} \quad [\text{Вт}], \quad (15.16)$$

где КСВ — коэффициент стоячей волны в волноводе.

Круглые волноводы широкого применения для передачи ЭМВ не нашли из-за неустойчивости поляризации волн. Любая неоднородность в конструкции волновода приводит к изменению плоскости поляризации или даже к ее вращению. Круглые волноводы используют, как правило, в специальных случаях, для передачи ЭМВ с круговой поляризацией. Основными в круглых волноводах являются волны типа H_{11} , H_{01} и E_{01} (рис. 15.6).

Волна H_{11} — низшая в круговом волноводе. Она по своей структуре сходна с волной в прямоугольном волноводе, но имеет неустойчивую поляризацию. Волна E_{01} — низшая из осесимметричных волн, применяется в различ-

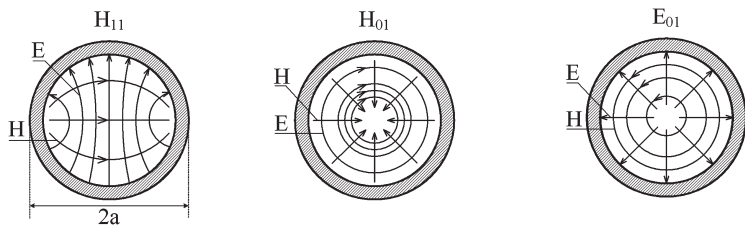


Рис. 15.6
Круглые волноводы с основными типами волн

ных вращающихся сочленениях. При этом по внутренним стенкам волновода текут только продольные токи. Волна H_{01} — поперечно-электрическая. Она обладает рядом особенностей. Магнитное поле сконцентрировано у оси волновода, с ростом частоты ЭМВ степень концентрации возрастает. Поэтому волна H_{01} в круглом волноводе менее всего затухает. Степень ее уменьшается по мере возрастания частоты ЭМВ. Поверхностные токи протекают только в поперечном направлении.

Волноводы сложных сечений и их особенности

Наибольшее распространение среди волноводов сложного сечения получили H - и P -образные волноводы (рис. 15.7). Такие волноводы используются с волнами, подобными типу H_{10} в прямоугольном волноводе. Погонная емкость таких волноводов больше, поэтому фазовая скорость ЭМВ уменьшается, что позволяет уменьшить размеры поперечного сечения для заданной частоты.

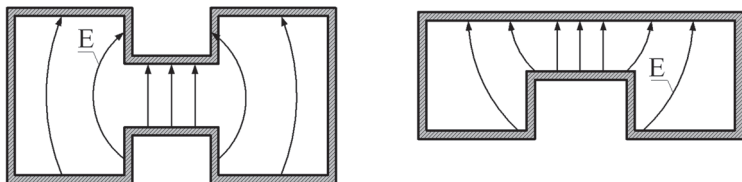


Рис. 15.7
Волноводы сложных сечений

Поэтому на заданной частоте такой волновод является более широкополосным, имеет меньший вес и размеры по сравнению с прямоугольным.

Недостатки волноводов сложных сечений: сложность изготовления; большее затухание; меньшая электрическая прочность.

15.3. СОЕДИНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Соединительные устройства (СУ) являются элементами фидерного тракта и предназначены для соединения различных по конструкции участков фидерного тракта,

а также для соединения неподвижных участков фидерного тракта с подвижными.

Основные требования, предъявляемые к СУ:

- надежный электрический контакт по высокой частоте в месте соединения;
- минимум отражений волн в местах соединения в заданной полосе частот;
- минимум потерь энергии на излучение ее в окружающее пространство;
- исключение электрического пробоя в месте соединения при передаче заданной мощности;
- герметичность для исключения проникновения в ЛП пыли, грязи и влаги, ухудшающих условия передачи энергии.

Неподвижные соединительные разъемы коаксиальных ЛП

Коаксиальный соединитель является участком коаксиальной ЛП, его конструкция и размеры определяются параметрами и размерами соединяемых ЛП.

По способу соединения ответных частей соединители подразделяются на резьбовые, байонетные и врубные.

У *резьбовых соединителей* соединение и фиксация ответных частей осуществляются с помощью резьбовой накидной гайки (рис. 15.8). Контакт между внутренними проводниками 1 создается при помощи наконечника 3, который вставляется в гнездо 2, принадлежащее ответной секции; между внешними проводниками линии 4 соединение осуществ-

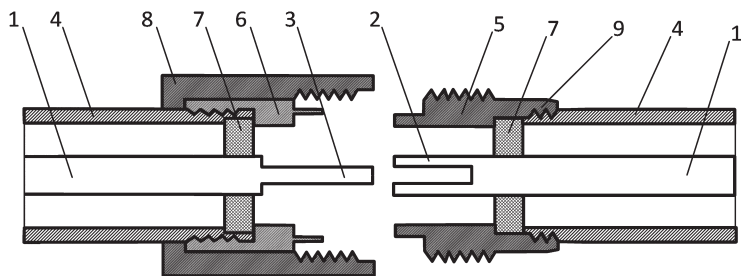


Рис. 15.8
Резьбовое соединение

вляется посредством конусной цанги 5 и конусной втулки 6. Для улучшения контактов в гнезде 2 и цанге 5 сделаны продольные прорезы. Взаимное положение внутренних и внешних проводов сочленения фиксируется опорными изоляционными шайбами 7. Разъем стягивается накладной гайкой 8, которая навинчивается на резьбу 9.

У *байонетных соединителей* соединение и фиксация ответных частей обеспечиваются с помощью замкового устройства, использующего скольжение выступов в пазах по винтовой линии.

У *врубных соединителей* фиксация обеспечивается вставлением вилки в розетку, замковое устройство отсутствует.

Каждому соединителю присваивается условное обозначение, состоящее из следующих символов: букв СР — соединитель радиочастотный или СРГ — соединитель радиочастотный герметичный; чисел, поставленных через дефис, первое из которых указывает величину волнового сопротивления, второе — порядковый номер разработки конкретной типоконструкции соединителя, характеризующий примененные материалы и значения технических характеристик, а также вид сочленения (соединителям с байонетным соединением присваивают номера с 1 по 100, с резьбовым — с 101 по 500, с врубным — с 501 по 700); буквы, обозначающей вид диэлектрического материала опорной шайбы (П — полиэтилен, С — полистирол, Ф — фторопласт, К — керамика, В — высокочастотные пресс-порошки и т. д.).

Например, соединитель радиочастотный 50-омный с резьбовым соединением и фторопластовым изолятором обозначается СРГ-50-125Ф.

Простые и дроссельно-фланцевые волноводные соединения

Простое (контактное) соединение волноводов (рис. 15.9а). В этой конструкции соединяемые отрезки волноводов 1 плотно прижимаются друг к другу при помощи плоских фланцев 2, припаянных к волноводам, которые стягиваются винтами или струбцинами (в том слу-

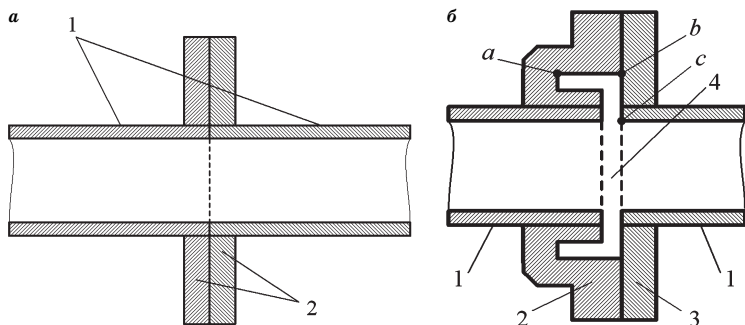


Рис. 15.9
Волноводные соединения

чае, если в соответствии с назначением предполагается частая разборка и сборка соединения). При этом поверхности фланцев должны быть плотно и точно подогнаны друг к другу, так как неточность подгонки и несовершенство контакта между фланцами вызывает потери энергии и создает опасность электрического пробоя.

Дроссельно-фланцевое соединение волноводов (рис. 15.9б) является более надежным в эксплуатации. Оно содержит дроссельный 2 и гладкий 3 фланцы, припаянные к соединяемым волноводам 1. Дроссельный фланец отличается от гладкого тем, что содержит полуволновый короткозамкнутый шлейф *abc*, образованный кольцевой канавкой *ab*, глубиной $\lambda/4$ и зазором *bc* между фланцами, длина которого тоже равна $\lambda/4$. Принцип действия его основан на свойстве трансформации сопротивлений четвертьволновыми отрезками ЛП. Согласно этому свойству, нулевое сопротивление в точке *a* трансформируется четвертьволновой линией *ab* (канавкой) в большое сопротивление в точке *b*. Затем это большое сопротивление четвертьволновым отрезком *bc* (зазором) трансформируется в нулевое сопротивление в точке *c*. Тем самым устраняется зазор 4 по току СВЧ между соединяемыми волноводами. При этом качество гальванического контакта между фланцами 2 и 3 в точке *b* значения не имеет. Однако если фланцы 2 и 3 (рис. 15.9) установлены недостаточно точно, то возрастает отражение от соединения и уменьшается полоса пропускания.

Гибкие волноводные секции

Такие секции предназначены для соединения неподвижных и подвижных участков волноводных ЛП. Они относятся к числу подвижных СУ и подразделяются на нерезонансные (гофрированный, гусеничный) и резонансные (панцирный) гибкие волноводы (рис. 15.10).

Гофрированный гибкий волновод (рис. 15.10а) представляет собой прямоугольную трубу с гофрированными стенками без швов. Глубина гофра не должна превышать $0,1\lambda$, чтобы не вносить значительной неоднородности в ЛП. Такой волновод достаточно прочен, гибок, но его нельзя скручивать.

Гусеничный гибкий волновод (рис. 15.10б) изготавливают из посеребренной латунной ленты, края которой изогнуты так, как показано на рисунке, чем обеспечивается наличие трех параллельных контактных поверхностей. Витки ленты могут скользить относительно друг друга, сохраняя контакт. Неоднородность такого волновода существенно меньше, чем неоднородность в месте припайки фланца, например. Поэтому и рассогласование в нем невелико. Однако при эксплуатации контакт между витками ленты ухудшается вследствие износа, что может вызвать искрение при передаче по волноводу большой мощности.

Панцирный гибкий волновод (рис. 15.10в) не имеет непрерывной металлической поверхности и состоит из ряда дроссельных секций, обеспечивающих замыкание по высокой частоте в местах разрывов между секциями. Зазоры между секциями обеспечивают возможность небольших взаимных смещений секций. Чем больше секций, тем больше может быть угол изгиба или скручивания вол-

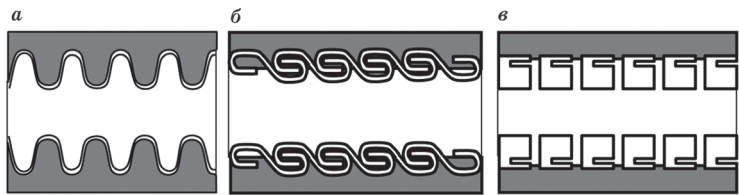


Рис. 15.10
Гибкие волноводные секции

новода. Дроссельные секции выполняются в виде шайб толщиной $\lambda/4$, поэтому отражения волн, возникающие в соседних разрывах волновода, взаимно компенсируются, так как расстояние между соседними дросселями становится равным $\lambda/2$. Для скрепления шайб используется резиновая рубашка. Она же обеспечивает необходимую гибкость волновода и его герметичность, предохраняет металлические поверхности от коррозии. По этим же причинам резиновая рубашка имеется у гофрированного и гусеничного волноводов. Наличие дросселей делает панцирный волновод более узкополосным, чем гусеничный и гофрированный.

Вращающиеся коаксиальные и волноводные сочленения

Вращающиеся сочленения предназначены для соединения неподвижных и вращающихся участков ЛП.

Коаксиальные вращающиеся сочленения (рис. 15.11а) используются в составе коаксиальных фидерных трактов в диапазонах МВ, ДМВ.

В конструкции такого сочленения имеется высокочастотный дроссель, состоящий из двух короткозамкнутых линий ce и db длиной $\lambda/2$, расположенных в месте сочленения внутреннего 1 и внешнего 2 проводников. Короткозамкнутые концы линий обозначены буквами b и c . Так как входное сопротивление короткозамкнутой полуволновой линии равно нулю, то независимо от качества трущихся контактов g и f разрыв цепи по току СВЧ в точках d и e отсутствует. Так как место трущихся контактов (точки g и f) удалено от короткозамкнутого конца линии (точки b и c) на $\lambda/4$, в точках прямого контакта находится узел тока.

Волноводные вращающиеся сочленения (рис. 15.11б). В таком сочленении в качестве исходной ЛП используется прямоугольный волновод с волной H_{10} . Для сочленения неподвижной и подвижной частей тракта используется круглый волновод с волной E_{01} , которая благодаря осевой симметрии поля позволяет сохранить неизменной поляризацию волны в любом положении вращающегося волновода. Элементами перехода от прямоугольного

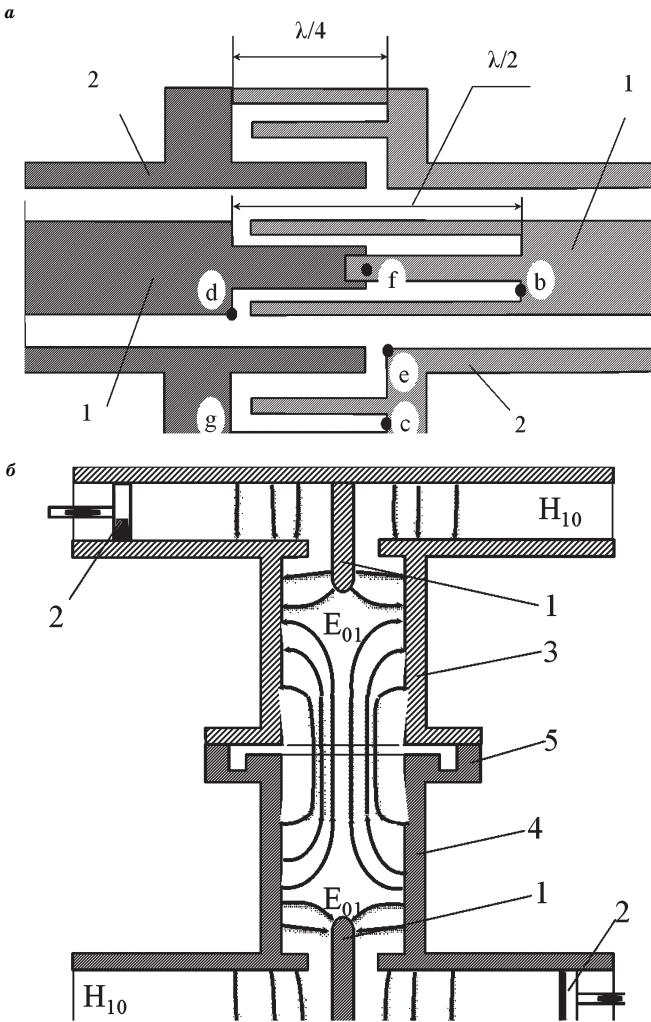


Рис. 15.11
Вращающиеся сочленения

к круглому волноводу и наоборот являются штыри 1, расположенные параллельно электрическим силовым линиям в обоих волноводах. Элемент соединения 5 снабжен дросселем для обеспечения хорошего контакта по

высокой частоте при взаимном вращении частей 3 и 4 круглого волновода. Для настройки сочленения используют подвижные поршни 2 и изменяют длину штырей.

Эскиз волноводного вращающегося сочленения представлен на рисунке 15.12.

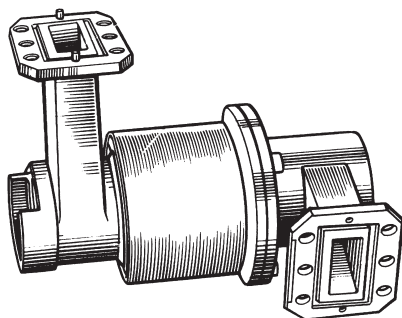


Рис. 15.12
Волноводное вращающееся сочленение

15.4. ДЕЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Назначение, классификация делителей мощности

Делители мощности (ДМ) — это устройства линий передачи, предназначенные для разделения электромагнитной энергии из одного входного канала (плеча) на несколько в заданном отношении.

Значительно реже эти же устройства используются для сложения энергии из нескольких каналов в одном. Делители мощности могут быть как с *постоянным*, так и с *переменным коэффициентом деления*. Они чаще бывают трехплечие, но используются и с большим количе-

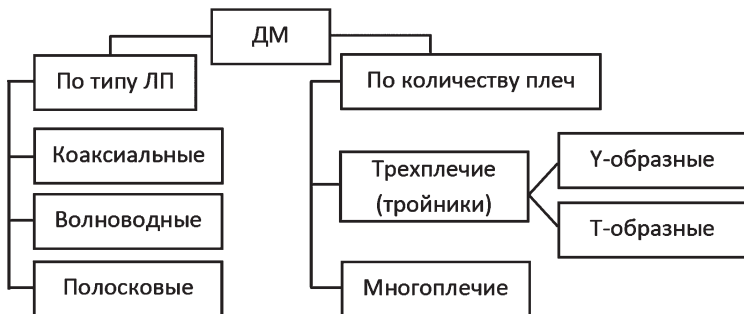


Рис. 15.13
Классификация делителей мощности

ством плеч, например делители на несколько направлений типа звездочка.

Классификация ДМ представлена на рисунке 15.13.

Тройники коаксиальные. Коаксиальные многоканальные делители мощности

Коаксиальные ДМ используются в антенно-фидерных трактах радиотехнических систем связи, радиолокации и навигации, работающих в метровом и дециметровом диапазонах волн.

Коаксиальные трехплечие делители мощности называются *тройниками*. По форме они бывают Y- и T-образными.

Y-образные коаксиальные тройники являются неразъемными несогласованными делителями и на практике используются редко. Они обычно представляют распайку трех коаксиальных кабелей,

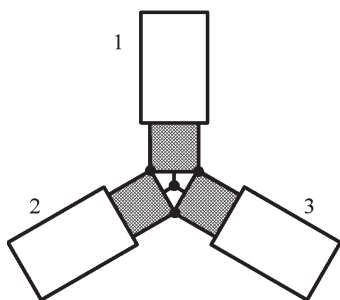


Рис. 15.14
Y-образный коаксиальный делитель мощности

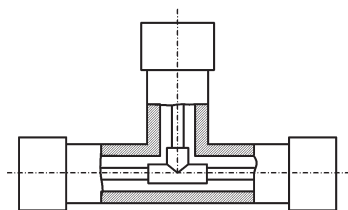


Рис. 15.15
T-образный коаксиальный тройник

плечи которых развернуты под определенными углами (чаще всего под углом 120° , как показано на рис. 15.14).

T-образные коаксиальные тройники выполняются из отрезков жестких коаксиальных линий с разъемами на концах. Они изготавливаются в виде отдельных устройств. В местах разветвления коаксиальных тройников и в местах соединения плеч с гибкими коаксиальными линиями возникают рассогласования. Реактивные рассогласования емкостного характера в точке разветвления компенсируются утолщениями центральных стержней в местах соединения (рис. 15.15).

Рассогласование по активным составляющим сопротивлений заключается в следующем. Если волновые сопротивления $W_{\text{л}}$ всех плеч тройника одинаковы и выходные плечи нагружены на согласованные нагрузки, то входное плечо оказывается нагруженным на несогласованное сопротивление $R_{\text{экв}}$, представляющее собой параллельное соединение волновых сопротивлений выходных плеч:

$$R_{\text{экв}} = \frac{W_{\text{л}} \cdot W_{\text{л}}}{W_{\text{л}} + W_{\text{л}}} = \frac{W_{\text{л}}}{2}.$$

При этом мощность, поступающая во входное плечо, делится поровну между выходными плечами. Коэффициент отражения Γ_0 и коэффициенты стоячих (КСВ) и бегущих (КБВ) волн во входном плече для рассматриваемого случая будут равны следующим значениям:

$$\Gamma_0 = \left| \frac{R_{\text{экв}} - W_{\text{л}}}{R_{\text{экв}} + W_{\text{л}}} \right| = \frac{1}{3}; \quad \text{КСВ} = \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} = 2; \quad \text{КБВ} = \frac{1}{\text{КСВ}} = \frac{1}{2}.$$

Согласование по активным составляющим сопротивлений в коаксиальных тройниках может осуществляться четвертьволновыми трансформаторами. Для этого отрезки жестких коаксиальных линий соответствующих плеч выполняются длиной $\lambda/4$ с необходимыми волновыми сопротивлениями (рис. 15.16а). Величину волновых сопротивлений плеч подбирают отношением диаметра внешнего проводника D (рис. 15.16б) к диаметру центрального стержня d исходя из формулы для волнового сопротивления коаксиальной ЛП $W_{\text{л}} = 138 \lg \frac{D}{d}$, Ом.

Если выходные плечи 2 и 3 согласованы с соответствующими нагрузками, то сопротивления на входах этих плеч (в точке разветвления) равны волновым сопротивлениям соответствующих отрезков жестких коаксиальных линий W_2 , W_3 и, следовательно, эквивалентное сопротивление в точке разветвления $R_{\text{экв}} = \frac{W_2 \cdot W_3}{W_2 + W_3}$.

Тогда волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора во входном плече 1 выбирается равным

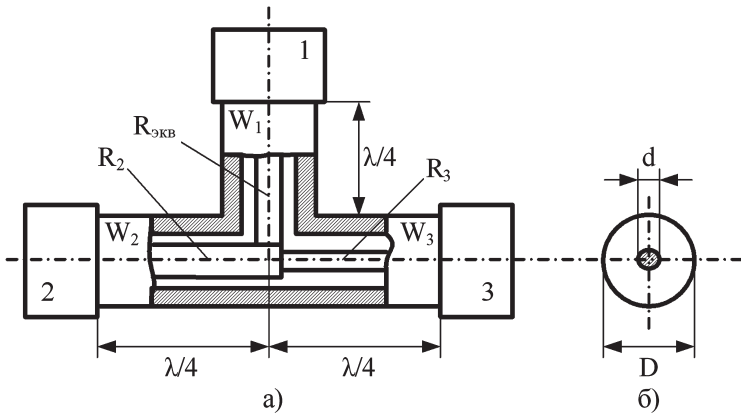


Рис. 15.16

Коаксиальный Т-образный делитель мощности на основе четвертьволнового трансформатора

среднегеометрическому из волнового сопротивления подключаемой линии на входе плеча 1 ($W_{л}$) и эквивалентного сопротивления разветвления $W_1 = \sqrt{W_{л} R_{экв}}$.

Электромагнитная энергия, поступающая во входное плечо 1, делится таким тройником между выходными плечами 2 и 3 обратно пропорционально квадратам их волновых сопротивлений, поэтому для отношения мощностей будет справедлива формула $\frac{P_2}{P_3} = \left(\frac{W_3}{W_2}\right)^2$.

Коаксиальный многоканальный ДМ предназначен для деления электромагнитной энергии более чем на два направления. Например, для синфазного равноамплитудного деления электромагнитной энергии на восемь направлений используется ДМ типа звездочка. Его внешний вид представлен на рисунке 15.17б.

Восемь выходных коаксиальных разъемов расположены по периметру отрезка жесткой коаксиальной линии (рис. 15.17а). Внутренние проводники этих разъемов соединяются с центральным стержнем жесткой коаксиальной линии в одном сечении. К входному и ко всем выходным коаксиальным разъемам подсоединяются коаксиальные кабели с волновым сопротивлением $W_{л} = 75$ Ом. Поэтому без согласующего устройства КБВ

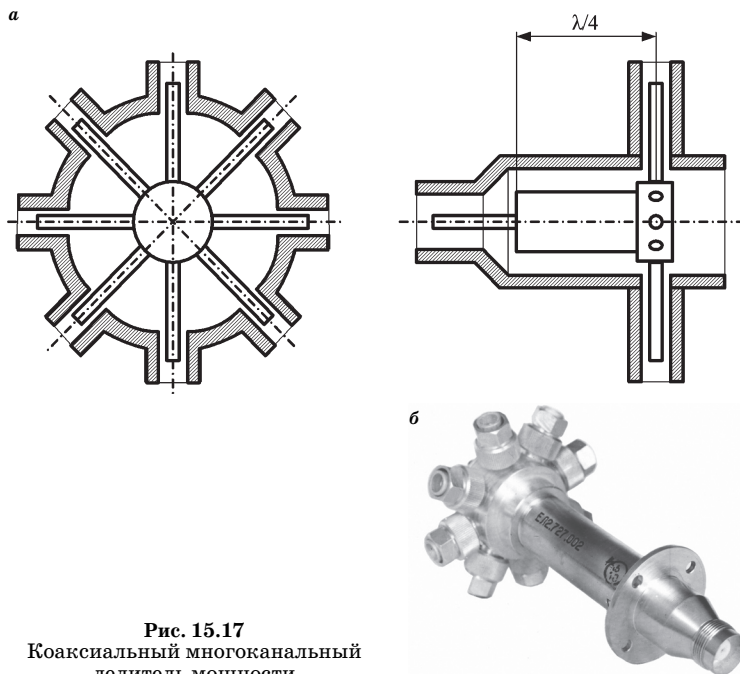


Рис. 15.17
Коаксиальный многоканальный
делитель мощности

во входном фидере был бы низким (около $1/8$). Согласование выполняется четвертьволновым трансформатором, волновое сопротивление которого определяется выражением

$$W_{\text{тр}} = \sqrt{W_{\text{л}} R_{\text{экв}}},$$

где $R_{\text{экв}} = W_{\text{л}}/8 = 75/8 \text{ Ом}$.

Следовательно, $W_{\text{тр}} \approx 26,5 \text{ Ом}$. Волновое сопротивление такой величины достигается утолщением внутреннего стержня.

Волноводные тройники *E*- и *H*-типов

Волноводные трехплечие ДМ (тройники) используются в антенно-волноводных трактах радиолокационных станций, работающих в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн.

Волноводный тройник состоит из трех плеч, представляющих собой отрезки волноводов одинакового поперечного сечения.

В зависимости от плоскости разветвления для прямоугольных волноводов с волной типа H_{10} различают E - и H -плоскостные волноводные тройники Y - и T -образной формы.

E -плоскостной волноводный тройник (рис. 15.18а) эквивалентен последовательному соединению плеч основного волновода 2, 3 с E -плечом 1.

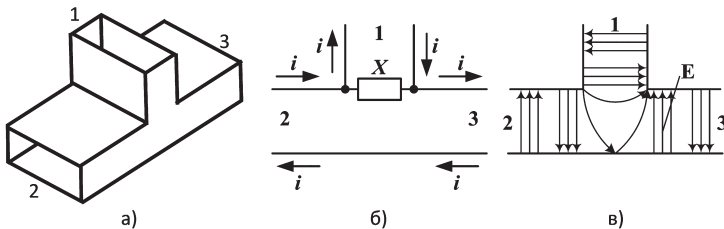


Рис. 15.18
 E -плоскостной волноводный тройник

Так как все плечи тройника имеют одинаковые размеры поперечного сечения и, следовательно, их волновые сопротивления одинаковы, то это свидетельствует о рассогласовании плеч в точке разветвления по активному сопротивлению. При этом КБВ во входном E -плече равен 0,5. Кроме этого, волны, подаваемые в E -плечо, будут испытывать отражение от противоположной стенки, что эквивалентно рассогласованию по реактивной составляющей сопротивления. Отражение компенсируется реактивными согласующими элементами, расположенными в области возникновения отраженной волны (показано в виде реактивного сопротивления X на эквивалентной схеме, рис. 15.18б).

Основные свойства E -плоскостного тройника.

1. Электромагнитная волна, поступающая в E -плечо 1, делится между плечами 2 и 3 основного волновода в противофазе (см. ориентацию электрических силовых линий на рис. 15.18в) и поровну, если выходные плечи согласованы с нагрузками.

2. Если электромагнитные волны одинаковой амплитуды, поступающие в плечи 2 и 3 основного волновода, подойдут к E -плечу в противофазе, то они сложатся и пройдут в него, а если подойдут в фазе, то не пройдут.

H -плоскостной волноводный тройник (рис. 15.19а) эквивалентен параллельному соединению плеч основного волновода 2, 3 с H -плечом 1.

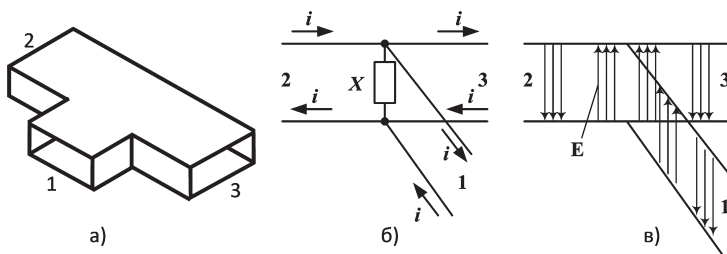


Рис. 15.19
 H -плоскостной волноводный тройник

Волноводы всех плеч имеют одинаковые размеры поперечного сечения. Это приводит к рассогласованию входного плеча, нагрузкой которого являются два выходных волновода с такими же волновыми сопротивлениями, как и входное плечо. КБВ во входном плече равно 0,5, если выходные плечи согласованы с соответствующими нагрузками. Кроме этого, в месте разветвления присутствует рассогласование, как и на любой неоднородности, которое можно отнести к рассогласованию по реактивной составляющей сопротивления. Компенсация реактивного сопротивления осуществляется сосредоточенными согласующими элементами, устанавливаемыми в области возникновения отраженной волны. Компенсирующее реактивное сопротивление X показано на эквивалентной схеме H -плоскостного тройника (рис. 15.19б).

Основные свойства H -плоскостного тройника.

1. Электромагнитная волна, поступающая в H -плечо 1, делится между плечами 2 и 3 основного волновода в фазе (см. ориентацию электрических силовых линий на рис. 15.19в) и поровну, если выходные плечи согласованы с нагрузками.

2. Если электромагнитные волны одинаковой амплитуды, поступающие в плечи 2 и 3 основного волновода, подойдут к H -плечу в фазе, то они сложатся и пройдут в него, а если подойдут в противофазе, то не пройдут.

Указанные свойства волноводных тройников представляют большой практический интерес и лежат в основе работы двойного волноводного T -моста.

Сравнивая E - и H -плоскостные волноводные тройники, можно отметить, что H -плоскостной тройник может пропустить большую мощность, а E -плоскостной является более широкополосным, так как у него меньше меняется реактивность в диапазоне частот. Однако полоса пропускания обоих тройников не превышает 7–10% при КБВ = 0,75–0,8.

Y-образные волноводные разветвления. На практике применяются только E -плоскостные Y-образные разветвления (рис. 15.19), так как в H -плоскостных в месте разветвления могут не выполняться условия распространения волны в волноводе ($\lambda < \lambda_{кр}$) и, следовательно, в выходные плечи электромагнитные волны могут не пройти или претерпеть сильное ослабление (как в запредельном волноводе).

Y-образные разветвления могут быть с постоянным (рис. 15.19а) или регулируемым коэффициентом деления (рис. 15.20б). Деление мощности происходит пропорционально высоте волноводов в разветвлении:

$$P_2 = \frac{P_1 b_1}{b}; \quad P_3 = \frac{P_1 b_2}{b},$$

где P_1 — величина мощности электромагнитной волны во входном плече.

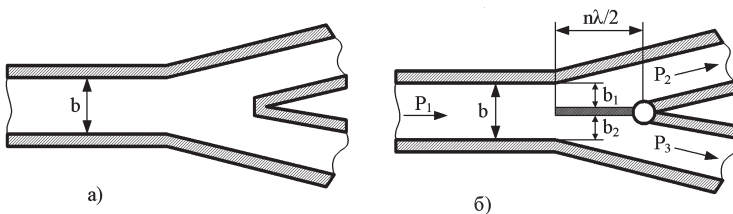


Рис. 15.20
Y-образный волноводный разветвитель

Высота волноводов в разветвлении b_1 и b_2 регулируется тонкой подвижной пластиной. Y-образные волноводные ДМ имеют более широкую полосу пропускания, чем T-образные.

Турникетное соединение волноводов

Турникетное соединение — это разделительное устройство, состоящее из двух пересекающихся в H -плоскости под прямым углом прямоугольных волноводов с волной типа H_{10} и перпендикулярного им круглого волновода с волной типа H_{11} или волной с вращающейся поляризацией (E_{01}, H_{01}).

Для возбуждения волн в круглом волноводе при переходе их из прямоугольного используется специальное переходное устройство. Внешний вид турникетного соединения изображен на рисунке 15.21.

Каждый из прямоугольных волноводов и круглый волновод образуют разветвление, аналогичное E -плоскостному тройнику (плечи 5–1–2 и 6–3–4).

Основные свойства турникетного соединения

1. Если в круглый волновод волна H_{11} поступает с поляризацией, соответствующей E_x (плечо 5 на рис. 15.21), то она делится поровну в противофазе между плечами 1 и 2 и не поступает в плечи 3 и 4.

2. Если в круглый волновод волна H_{11} поступает с поляризацией, соответствующей E_y (плечо 6 на рис. 15.21), то она делится поровну в противофазе между плечами 3 и 4 и не поступает в плечи 1 и 2.

3. Если в круглый волновод подается волна круговой поляризации, то она делится поровну между всеми плечами прямоугольных волноводов 1–4, но со сдвигом фаз на $\pi/2$ в каждом из них.

4. Если в плечи 1 и 3 поступят равноамплитудные синфазные волны, то в круглом волноводе возбудится волна с линейной поляризацией под углом 45° к осям x и y .

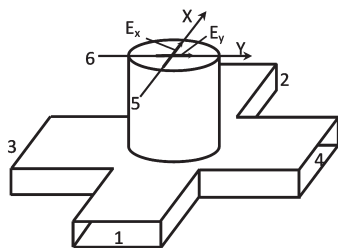


Рис. 15.21
Турникетное соединение
волноводов

5. Если волна поступает в одно из плеч прямоугольных волноводов, например в плечо *1*, то половина ее мощности ответвится в плечо *5* и по $1/4$ — в плечи *3*, *4* (в последние синфазно), не попадая в плечи *2* и *6*.

6. Если волна поступает в плечо *1*, а плечи *3* и *4* короткозамкнуты на расстояниях от оси симметрии, отличающихся на $\lambda/4$, то отраженные волны в плечах *3* и *4* противофазны и не пройдут в плечо *6*; таким образом, волна из плеча *1* поровну делится между плечами *5* и *6*, не попадая в плечо *2*; волны в круглом волноводе могут иметь линейную поляризацию (волна H_{11}) под углом 45° к осям x и y или круговую, что зависит от удаления короткозамыкателей от оси симметрии.

Благодаря перечисленным свойствам, турникетное соединение может использоваться для различных целей, в том числе и для создания поля вращающейся поляризации с переменной эллиптичностью, а также для анализа поляризационных характеристик принимаемого электромагнитного поля.

Делители мощности на полосковых линиях передачи

Существуют Т- и Y-образные полосковые ДМ (рис. 15.22). Они практически не изготавливаются в виде отдельных полосковых тройников, а являются элемента-

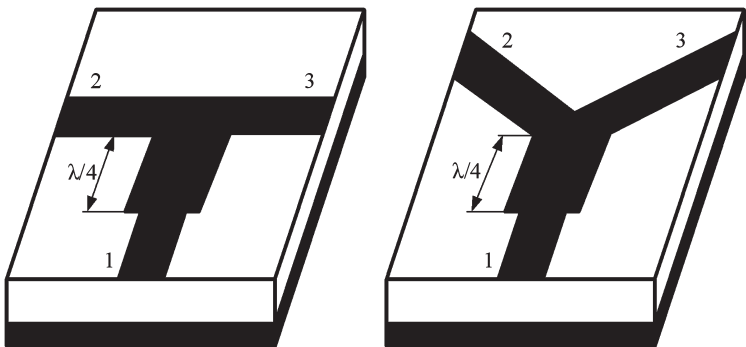


Рис. 15.22

Делители мощности на полосковых линиях передачи

ми более сложных устройств, выполненных на основе плосковых ЛП.

Деление мощности электромагнитных волн, поступающих во входное плечо 1, в заданном соотношении осуществляется подбором волновых сопротивлений плосковых линий выходных плеч 2 и 3 в соответствии с отношением мощностей. Волновое сопротивление необходимой величины подбирается поперечными размерами плосковых линий.

Для определения волнового трансформатора находят коэффициенты отражения на входе и выходе трансформатора:

$$\Gamma_{\text{вх}} = \frac{W_{\text{л}} - R_{\text{тр}}}{W_{\text{л}} + R_{\text{тр}}}; \quad \Gamma_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{экв}} - W_{\text{л}}}{R_{\text{экв}} + W_{\text{л}}}.$$

15.5. МОСТОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Назначение, классификация мостовых устройств

Мостовое устройство (мост) — это многоплечее устройство, предназначенное для деления энергии, поступающей в одно из плеч, между некоторыми другими или для суммирования энергии, поступающей в какие-то из плеч при условии развязки между ними.

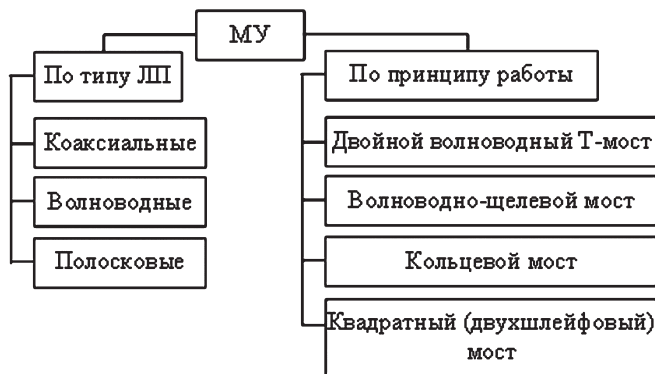


Рис. 15.23

Классификация мостовых устройств

Плечи мостового устройства считаются *развязанными*, если при подаче энергии в одно из них она не проходит в другое.

Классификация мостовых устройств (МУ) представлена на рисунке 15.23.

Мостовые устройства применяются в качестве элементов фильтров, балансных детекторов и смесителей, модуляторов, фазовых циркуляторов, делителей мощности, антенных переключателей, а также в устройствах суммарно-разностной обработки сигналов в моноимпульсных радиолокационных станциях.

Двойной волноводный T -мост

Двойной волноводный T -мост представляет собой сочетание E - и H -плоскостного тройников, поэтому его свойства определяются свойствами этих тройников. Он относится к синфазно-противофазным устройствам.

Конструкция данного моста представлена на рисунке 15.24.

Если в плечи 3 и 4 основного волновода (рис. 15.24) подаются волны одинаковой амплитуды и к разветвлению они подходят в фазе, то они складываются и проходят в H -плечо 2 (по свойству H -плоскостного тройника),

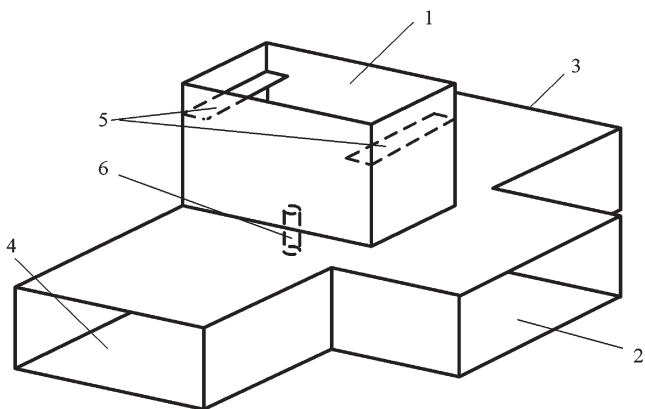


Рис. 15.24
Двойной волноводный T -мост

а если к разветвлению волны подходят в противофазе, то они также складываются, но проходят в E -плечо 1 (по свойству E -плоскостного тройника).

Отсюда вытекает **основное свойство двойного волноводного T -моста**: к какому бы плечу моста ни подводилась волна, она не проходит в противоположное плечо, а делится поровну между двумя другими, если эти плечи симметричны и согласованы.

При возбуждении со стороны E - и H -плеч двойной T -мост характеризуется значительным рассогласованием этих входов. Для согласования H -плеча устанавливается настроечный емкостный штырь 6 в плоскости симметрии, а для согласования E -плеча — индуктивные диафрагмы 5. Вследствие развязки E - и H -плеч оба настроечных элемента действуют совершенно независимо и подбором их положения и размеров удается идеально согласовать плечи E и H при согласовании с нагрузкой плеч 3 и 4.

Существует конструктивная модификация двойного T -моста, в которой плечи 3 и 4 основного волновода развернуты на 90° и соосны с H -плечом 2 (рис. 15.25). Такие мосты имеют меньшие габариты и хорошо стыкуются с другими волноводными линиями.

Двойные T -мосты широкополосны, но имеют недостаточно высокую электрическую прочность. Развязка плеч двойных T -мостов составляет 35–50 дБ при полосе частот около 10% от центральной частоты.

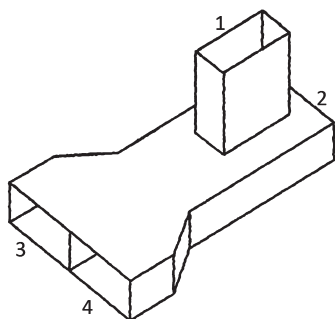


Рис. 15.25
Модификация двойного T -моста

Кольцевой мост

Кольцевой мост (гибридное кольцо) представляет собой сочетание четырех T -тройников, плечи которых изогнуты и соединены между собой в замкнутое кольцо (рис. 15.26а).

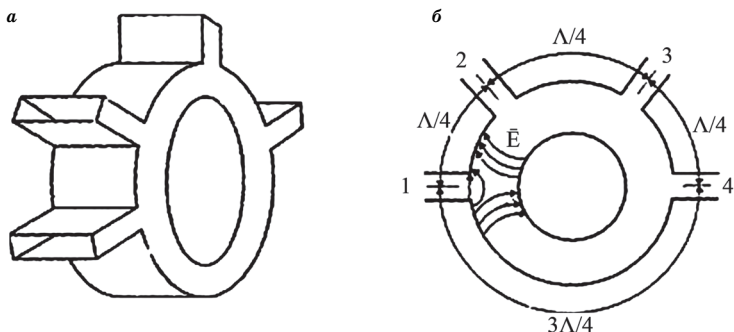


Рис. 15.26
Кольцевой мост

Длина средней окружности кольца обычно равна $3\Lambda/2$, расстояние между ближайшими соседними плечами составляет $\Lambda/4$, между крайними — $3\Lambda/4$.

В зависимости от типа линии передачи различают коаксиальные, полосковые, волноводные кольцевые мосты. На рисунке 15.26б представлен волноводный кольцевой мост с ответвлениями в плоскости E , что чаще всего встречается.

Принцип действия и основные свойства этого устройства рассматриваются с использованием рисунка 15.26б.

При поступлении электромагнитной волны в плечо 1 энергия поля волны делится на равные части, распространяющиеся по кольцу в виде электромагнитных волн типа H_{10} (по и против часовой стрелки), сдвиг фаз между которыми равен π (по свойству E -плоскостного тройника). Эти две волны подходят к каждому из плеч 2–4 с фазовыми соотношениями, учитывающими как начальный сдвиг фаз между ними (равный π), так и запаздывание каждой из волн на пути от плеча 1 до соответствующего плеча. Эти фазовые соотношения определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_2 &= \varphi_{\text{лев}} - \varphi_{\text{прав}} = (\varphi_{0\text{лев}} + k l_{12\text{лев}}) - (\varphi_{0\text{прав}} + k l_{12\text{прав}}) = \\ &= \left(0 + \frac{2\pi}{\Lambda} \frac{5\Lambda}{4}\right) - \left(\pi + \frac{2\pi}{\Lambda} \frac{\Lambda}{4}\right) = \pi. \end{aligned}$$

Здесь принято, что начальная фаза волны, движущейся против часовой стрелки от плеча 1 к плечу 2, $\varphi_{0\text{лев}} = 0$, а волны, движущейся по часовой стрелке, $\varphi_{0\text{прав}} = \pi$; длина пути, пройденного волной от плеча 1 к плечу 2 против часовой стрелки, $l_{12\text{лев}} = 3\Lambda/4 + \Lambda/4 + \Lambda/4 = 5\Lambda/4$, а длина пути, пройденного волной от плеча 1 к плечу 2 по часовой стрелке, $l_{12\text{прав}} = \Lambda/4$. Так как $\Delta\varphi_2 = \pi$, это означает, что две волны от плеча 1 подойдут к плечу 2 в противофазе, т. е. плечо 2 возбудится по свойству E -плоскостного тройника.

Аналогично рассматриваются фазовые соотношения волн в плечах 3 и 4, определяющие условия их возбуждения:

$$\begin{aligned}\Delta\varphi_3 &= (\varphi_{0\text{лев}} + kl_{13\text{лев}}) - (\varphi_{0\text{прав}} + kl_{13\text{прав}}) = \\ &= \left(0 + \frac{2\pi}{\Lambda} \Lambda\right) - \left(\pi + \frac{2\pi}{\Lambda} \frac{\Lambda}{2}\right) = 0; \\ \Delta\varphi_4 &= (\varphi_{0\text{лев}} + kl_{14\text{лев}}) - (\varphi_{0\text{прав}} + kl_{14\text{прав}}) = \\ &= \left(0 + \frac{2\pi}{\Lambda} \frac{3\Lambda}{4}\right) - \left(\pi + \frac{2\pi}{\Lambda} \frac{3\Lambda}{4}\right) = -\pi.\end{aligned}$$

Следовательно, волна, поступающая в плечо 1, распространяется в плечи 2 и 4 и не распространяется в плечо 3.

Таким образом, исходя из принципа работы, можно сформулировать следующие **основные свойства кольцевого моста**.

1. При полном согласовании плеч моста с нагрузками противоположные плечи 1, 3 и 2, 4 развязаны между собой.

2. Волны, поступающие в плечи 1 и 3, складываются в плече 2 и вычитаются в плече 4; волны, поступающие в плечи 2 и 4, складываются в плече 3 и вычитаются в плече 1. Отсюда следует, что кольцевой мост является синфазно-противофазным устройством.

3. У кольцевого моста волновое сопротивление кольцевой линии в $\sqrt{2}$ раз больше волновых сопротивлений плеч. Получение заданных величин волновых сопротивлений обеспечивается выбором необходимых поперечных размеров линий передачи.

Волноводно-щелевой мост

Волноводно-щелевой мост (ВЩМ) представляет собой два прямоугольных волновода, соединенных по общей узкой стенке прямоугольной щелью, и содержит четыре плеча 1–4 (рис. 15.27).

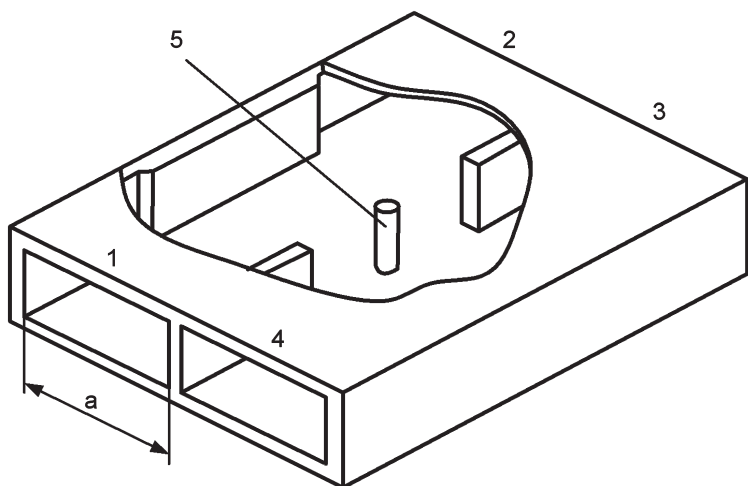


Рис. 15.27
Волноводно-щелевой мост

Участок со щелью длины l образует отрезок общего сдвоенного волновода с широкой стенкой a' , несколько меньшей, чем $2a$ (рис. 15.28):

$$\lambda < a' < 3\lambda/2,$$

где a — размер широкой стенки каждого из двух волноводов; λ — рабочая длина волны.

Принцип действия ВЩМ поясняется с помощью рисунка 15.28. Электромагнитная волна H_{10} , поступающая в плечо 1, в сдвоенном волноводе возбуждает волны H'_{10} и H_{20} в связи с нарушением однородности волновода. Здесь же возбуждаются волны и более высоких порядков, однако размер a' выбирается таким, чтобы условие $\lambda < \lambda_{кр}$ было выполнено только для волн H'_{10} и H_{20} . Из этого рисунка видно, что на входе плеча 4 амплитуды полей волн

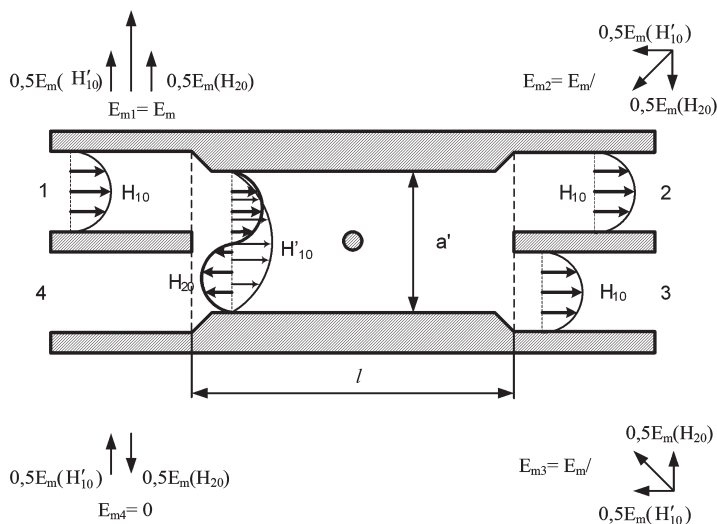


Рис. 15.28
К пояснению принципа действия ВЦМ

H'_{10} и H_{20} примерно одинаковы, а фазы — противоположны, поэтому плечо 4 не возбуждается ($E_{m4} = 0$). Далее волны H'_{10} и H_{20} распространяются по сдвоенному волноводу с различными фазовыми скоростями, так как у них различные $\lambda_{кр}$ ($\lambda_{крH'_{10}} = 2a'$, $\lambda_{крH_{20}} = 2a'$). При этом фазовая скорость волны H_{20} больше, а следовательно, она приобретает меньший фазовый набег, чем волна H'_{10} . Длина щели l подбирается такой, чтобы на ней укладывалось $3\lambda/4$ для волны H'_{10} и $\lambda/2$ для волны H_{20} . В этом случае фазовый набег волны H'_{10} на длине l составляет 270° , а волны H_{20} — 180° . В результате фазовый сдвиг между волнами H'_{10} и H_{20} будет равен 90° при равенстве их амплитуд. Тогда сдвиг фаз между результирующими векторами напряженности электрического поля волн в плечах 2 и 3 будет равен 90° , что видно из векторной диаграммы.

Основные свойства волноводно-щелевого моста

1. В силу абсолютной симметрии моста относительно смежной стенки волна, поступающая в одно из плеч, не проходит в смежное плечо, а делится поровну между

остальными плечами. Фазовый сдвиг колебаний электромагнитных волн в этих плечах составляет при этом 90° .

2. Если начальная фаза колебаний исходной волны H_{10} поворачивается на какой-либо угол φ , то фазы колебаний во всех остальных плечах изменяются на такую же величину φ .

К достоинствам ВЦМ можно отнести компактность, простоту устройства, высокую развязку входных плеч. Развязка входных плеч, а также выравнивание мощностей в выходных плечах производится с помощью емкостного подстроечного винта 5 (рис. 15.27), расположенного в середине щели связи, и составляет 30–35 дБ [1].

Деление и суммирование энергии в мостовых устройствах

Деление и суммирование высокочастотной энергии в мостовых устройствах определяются фазовыми соотношениями электромагнитных волн в плечах моста.

Принцип деления и суммирования высокочастотной энергии рассматривается на примере волноводно-щелевого моста. На рисунке 15.29 представлены векторные диаграммы, описывающие фазовые соотношения колебаний в плечах 1–4 в случае, когда одновременно возбуждаются входные плечи 1 и 4, при этом колебания в плече 1 отстают по фазе от колебаний в плече 4 на $\pi/2$. На этом рисунке для каждого плеча левее изображены векторные диаграммы для волны, поступающей в плечо 4.

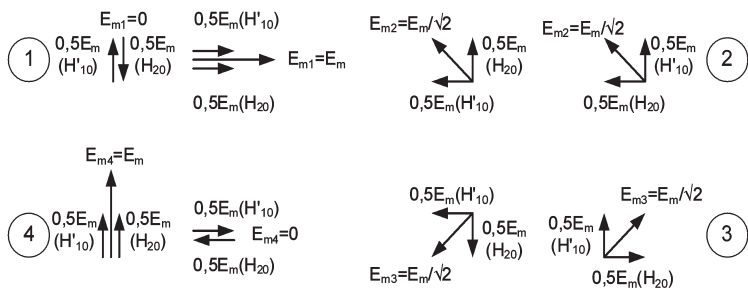


Рис. 15.29

Векторные диаграммы, описывающие фазовые соотношения колебаний в соответствующих плечах мостовых устройств

Совмещая векторные диаграммы колебаний в выходных плечах 2 и 3, можно получить:

$$E_{m2} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} + \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \sqrt{2}E_m; \quad E_{m3} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} - \frac{E_m}{\sqrt{2}} = 0.$$

Таким образом, в данном случае плечо 2 является суммирующим, а на выходе плеча 3 колебания отсутствуют. Иными словами, на выходе плеча 2 наблюдается сумма, а на выходе плеча 3 — разность колебаний, поступающих во входные плечи 1 и 4.

В случае когда колебания в плече 1 опережают колебания в плече 4 на $\pi/2$, векторные диаграммы имеют вид, представленный на рисунке 15.30.

В этом случае:

$$E_{m2} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} - \frac{E_m}{\sqrt{2}} = 0; \quad E_{m3} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} + \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \sqrt{2}E_m.$$

То есть суммирующим является плечо 3, а на выходе плеча 2 колебания отсутствуют.

Таким образом, в зависимости от соотношения фаз колебаний во входных плечах 1 и 4, в выходных плечах 2 и 3 происходит либо суммирование, либо деление электромагнитной энергии. Это позволяет использовать ВЦМ в качестве устройства суммарно-разностной обработки сигналов для реализации моноимпульсного метода измерения угловых координат в РЛС.

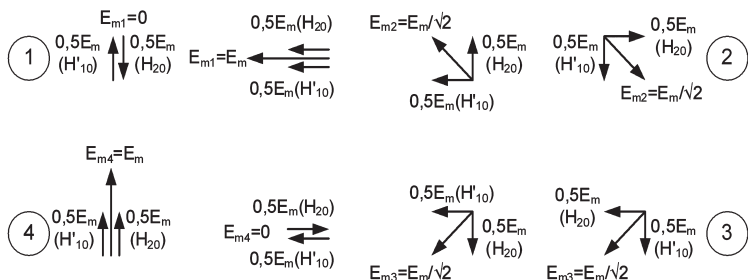


Рис. 15.30

Векторные диаграммы, описывающие фазовые соотношения колебаний в соответствующих плечах мостовых устройств с учетом опережения колебаний $\pi/2$

15.6. РАЗВЯЗЫВАЮЩИЕ И ФАЗИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Назначение, классификация развязывающих устройств

Развязывающие устройства — это двух-, трех-, четырёхплечие устройства в СВЧ-линиях передачи, частично или полностью изолирующие один канал (плечо) линии передачи от другого.

Классификация развязывающих устройств может быть проведена по следующим признакам:

1) *по типу линии передачи*: коаксиальные, полосковые, волноводные;

2) *по принципу действия и назначению*: вентили, аттенюаторы, мосты, направленные ответвители, циркуляторы.

Работа развязывающих устройств основывается на следующих принципах:

- ослаблении электромагнитной энергии в двухплечих устройствах (вентили, аттенюаторы);
- направленном ответвлении части электромагнитной энергии из основной линии во вторичную в четырёхплечих устройствах (направленные ответвители, мосты);
- циркуляции (передаче) всей электромагнитной энергии из одного канала в другой в строго определенной последовательности (циркуляторы).

Обозначение конкретных типов развязывающих устройств на принципиальных схемах рассматривается при их изучении в соответствующих разделах.

Аттенюаторы поглотительные и предельные коаксиальные и волноводные

Аттенюаторы — двухплечие устройства, предназначенные для ослабления интенсивности электромагнитных волн в линиях передачи (рис. 15.31).

Основным параметром, характеризующим аттенюаторы, является **ослабление**:

$$A_{12} = 10 \cdot \lg \frac{P_1}{P_2} \text{ [дБ]},$$

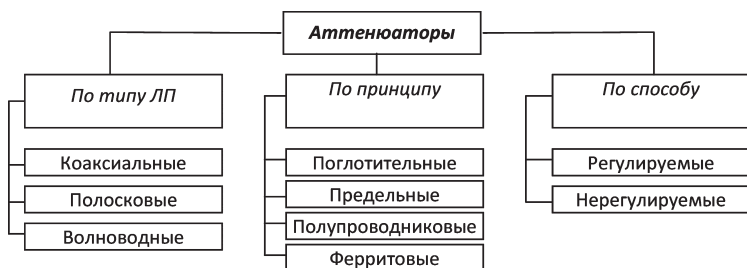


Рис. 15.31
Классификация аттенюаторов

где P_1 и P_2 — мощности электромагнитных волн на входе и выходе аттенюатора соответственно.

Поглотительные аттенюаторы представляют собой отрезки коаксиальных, волноводных и полосковых линий передачи с поглотительными элементами различных размеров и формы.

В поглотительных элементах, выполненных из материалов с большими поверхностными или объемными удельными сопротивлениями, наводятся большие высокочастотные токи. При этом происходит преобразование части энергии электромагнитной волны в тепловую и, следовательно, ее ослабление.

Поглотительные элементы (поглотители) бывают пленочные (поверхностные) и объемные. Пленочные поглотители — это диэлектрические пластины (гетинакс, керамика, слюда) с тонким поглотительным слоем из проводящего материала большого удельного сопротивления. Поглотительный слой наносится напылением и имеет толщину меньше «скин»-слоя. Объемные поглотители — смолы или керамика со значительной примесью проводящих или полупроводящих материалов (окислы металлов, графит).

Величина поглощения энергии и качество согласования линии передачи зависят от материала, формы и геометрических размеров поглотительных элементов.

На рисунке 15.32а, б представлены примеры нерегулируемых коаксиальных поглотительных аттенюаторов с поглотительными элементами в виде цилиндров из объ-

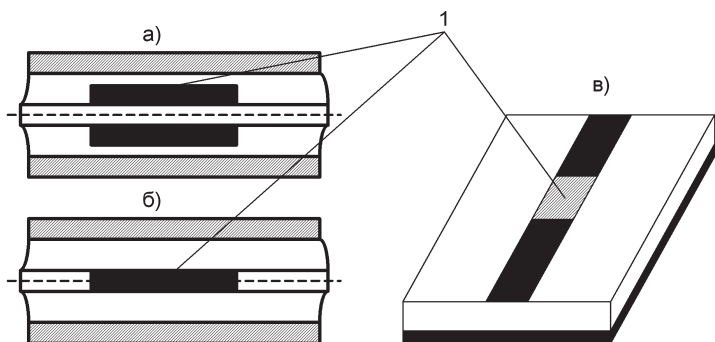


Рис. 15.32

Нерегулируемые коаксиальные поглотительные аттенюаторы

емного поглотителя или керамики с напылением поглотительного слоя 1.

В полосковых линиях передачи резисторный слой наносится на поверхность полосковой линии или в ее разрыве (рис. 15.32в).

Примеры конструктивного исполнения регулируемых поглотительных аттенюаторов приведены на рисунке 15.33.

В регулируемых поглотительных аттенюаторах ослабление увеличивается, если поглотительная пластинка перемещается в область волновода с большей напряженностью поля E (рис. 15.33а), ориентируется параллельно электрическим силовым линиям в поляризованных аттенюаторах (рис. 15.33б), опускается на большую величину в полость волноводной и коаксиальной линии передачи (рис. 15.33в, г).

Форма поглотительных пластин подбирается такой, чтобы имело место минимальное отражение, а градуировочная кривая имела зависимость величины ослабления от глубины погружения, близкую к линейному закону.

Обозначение поглотительных регулируемых и нерегулируемых аттенюаторов на принципиальных схемах показано на рисунке 15.33д.

Достоинства поглотительных аттенюаторов: малые отражения электромагнитных волн, простота конструкции, малая зависимость величины ослабления от частоты.

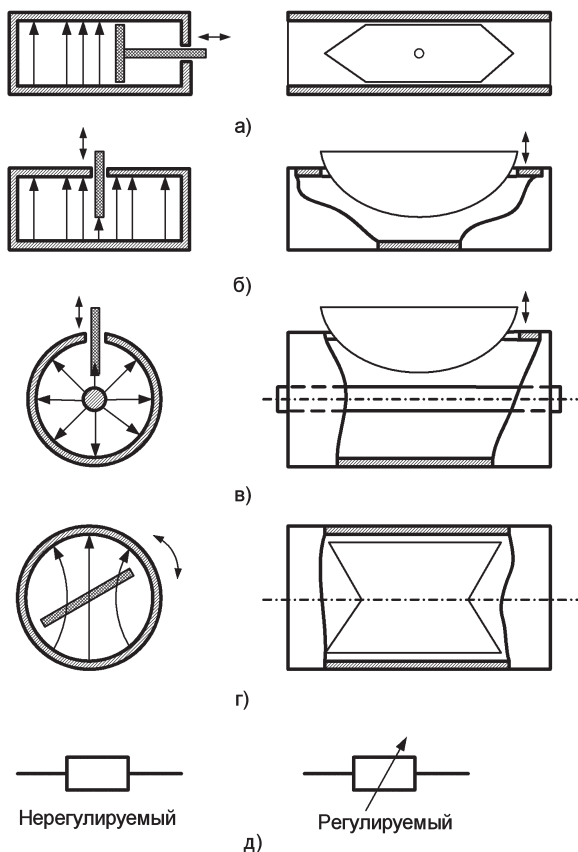


Рис. 15.33
Конструктивное исполнение регулируемых поглотительных аттенуаторов

Ослабление в поглотительных аттенуаторах составляет

$$A_{12} = 0-40 \text{ дБ при КСВ} = 1,02-1,2.$$

Предельные аттенуаторы

Ослабление электромагнитной энергии в предельных аттенуаторах основано на свойстве отражения электромагнитных волн в предельных (запредельных) волноводах (при $\lambda > \lambda_{кр}$). На рисунке 15.34 представлены примеры кон-

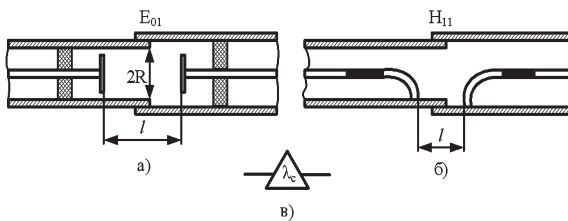


Рис. 15.34

Примеры конструкции коаксиальных предельных аттенуаторов

струкции коаксиальных предельных аттенуаторов. Они представляют собой коаксиальную линию передачи, в разрыве которой располагается отрезок круглого запредельного волновода. Элементами связи коаксиальной линии с волноводом являются диски или петли связи, которые возбуждают в круглом волноводе электромагнитные волны типа E_{01} (рис. 15.34а) или H_{11} (рис. 15.34б) соответственно. Длина запредельного волновода определяет величину ослабления и может быть постоянной или регулируемой.

Обозначение предельных аттенуаторов на принципиальных схемах представлено на рисунке 15.33в.

Ослабление предельного аттенуатора A_{12} в децибелах может быть определено из условия

$$E_{\text{ВЫХ}} = E_{\text{ВХ}} e^{-k'l},$$

где $E_{\text{ВХ}}$, $E_{\text{ВЫХ}}$ — амплитуды напряженности электрического поля на входе и выходе аттенуатора соответственно;

$$k' = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2 - 1}$$

— коэффициент распространения волн в запредельном волноводе; l — длина запредельного волновода. Отсюда

$$A_{12} = 10 \cdot \lg \left(\frac{E_{\text{ВХ}}}{E_{\text{ВЫХ}}} \right)^2 = k' \cdot l \cdot 20 \cdot \lg e = 8,68 \cdot k' \cdot l.$$

Недостатки предельных аттенуаторов:

1) невозможность получить ослабление менее 20 дБ из-за наличия согласующих элементов (шайб или цилиндров);

2) невозможность получить ослабление предельных аттенюаторов более 120–160 дБ из-за наличия внешних связей входа и выхода вследствие недостаточной их экранировки;

3) зависимость ослабления предельных аттенюаторов от частоты.

Достоинства предельных аттенюаторов:

1) достаточно большие ослабления;

2) линейная градуировочная зависимость ослабления от длины запредельного волновода.

Электронно-управляемые аттенюаторы на $p-i-n$ -диодах

Принцип работы таких аттенюаторов основан на использовании $p-i-n$ -диодов с электрически управляемым внутренним активным сопротивлением.

Эквивалентная схема $p-i-n$ -диода представлена на рисунке 15.35.

Введение диода в регулярную линию передачи и подача на него управляющего электрического воздействия позволяют изменять его внутреннее активное сопротивление и, как следствие, коэффициент ослабления аттенюатора A_{12} .

Достоинство таких аттенюаторов — высокое быстродействие, так как изменение внутреннего сопротивления $p-i-n$ -диода происходит практически мгновенно.

Конструктивно многозвенные управляемые аттенюаторы, как правило, выполняются по полосковой технологии. В разрывы проводника, а также между проводником и подложкой включают управляемые $p-i-n$ -диоды. Отрезки полосковой линии между такими секциями выбирают определенной длины $l < \Lambda/8$ и с требуемыми значениями волнового сопротивления.

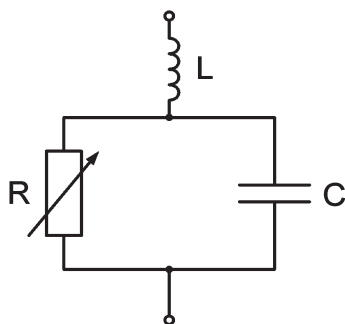


Рис. 15.35
Эквивалентная схема $p-i-n$ -диода:

R — резистивное сопротивление диода; C — емкость $p-i-n$ -структуры; L — индуктивность контактной проволоки и выводов диода.

Направленные ответвители коаксиальные, волноводные и полосковые

Направленный ответвитель (НО) — это четырехплечее устройство, предназначенное для направленного отщепления части электромагнитной энергии из первичной (основной) линии передачи в одно из плеч вторичной (вспомогательной) линии.

Различают *сонаправленные* и *противонаправленные* ответвители (рис. 15.36).

Направленный ответвитель, осуществляющий равное деление мощности между выходными плечами первичной и вторичной линии, называется *трехдецибелльным направленным ответвителем*.

Основные характеристики НО:

- рабочее затухание в первичной линии;
- переходное ослабление;
- развязка;
- направленность;
- фазовые соотношения волн в выходных плечах.

Рабочее затухание — отношение мощностей на входе и выходе первичной линии $C_{13} = 10 \cdot \lg \cdot (P_1/P_3)$, дБ (рис. 15.36а, б).

Переходное ослабление — отношение мощностей на входе первичной линии и связанном с ним выходе вторичной линии $C_{14} = 10 \cdot \lg \cdot (P_1/P_4)$, дБ (рис. 15.36а).

Развязка — отношение мощностей на входе первичной линии и на развязанном выходе вторичной линии $C_{12} = 10 \cdot \lg \cdot (P_1/P_2)$, дБ (рис. 15.36а).

Направленность — отношение мощностей на выходах связанного и развязанного плеч вторичной линии $C_{42} = 10 \cdot \lg \cdot (P_4/P_2)$, дБ (рис. 15.36а, б).

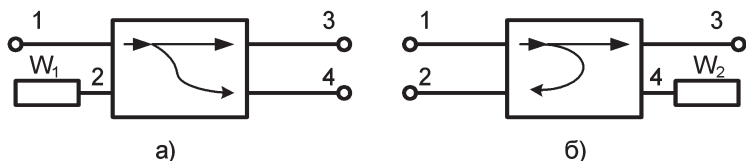


Рис. 15.36

Сонаправленные (а) и противонаправленные (б) ответвители

Фазовые соотношения характеризуют разность фаз полей в выходных плечах. Наибольшее распространение получили квадратурные направленные ответвители ($\Delta\varphi = 90^\circ$) и синфазно-противофазные ($\Delta\varphi = 0^\circ$ или $\Delta\varphi = 180^\circ$).

Направленные ответвители используются в измерительных цепях радиотехнических систем для контроля параметров высокочастотных сигналов (мощности, частоты и т. д.).

Коаксиальные и полосковые направленные ответвители

В коаксиальных и полосковых направленных ответвителях используются элементы связи с распределенными параметрами. Они представляют собой устройства, в которых вблизи первичной линии 7 на некотором участке l (рис. 15.37) располагается вторичная линия 6. Между первичной и вторичной линиями ввиду их близкого расположения возникает электромагнитная связь. На рисунке 15.37а представлен коаксиальный направленный ответвитель, а на рисунке 15.37б — полосковый. Их конструкция и принцип действия аналогичны. В развязанном плече вторичной линии обычно устанавливается оконечная поглотительная нагрузка 5.

Коаксиальные и полосковые направленные ответвители обладают большой широкополосностью, что является их достоинством. Например, полосковые направленные ответвители имеют полосу от 1 до 18 ГГц при направленности в этой полосе 20 дБ.

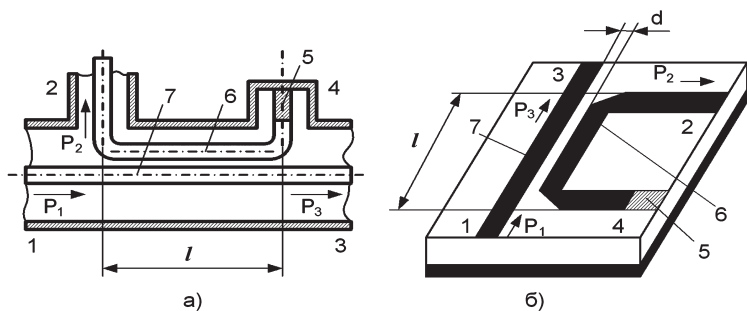


Рис. 15.37

Коаксиальные (а) и полосковые (б) направленные ответвители

Волноводные однодырочные направленные ответвители

Волноводный однодырочный направленный ответвитель представляет собой два прямоугольных волновода, имеющих на некотором участке общую стенку с одним элементом связи в виде круглого отверстия или крестообразной щели.

Отверстие связи может размещаться на оси симметрии (позиция 6 на рисунке 15.38а) или может быть смещено по одной из диагоналей общей части широких стенок волноводов (позиции 7 и 8 на рис. 15.38а).

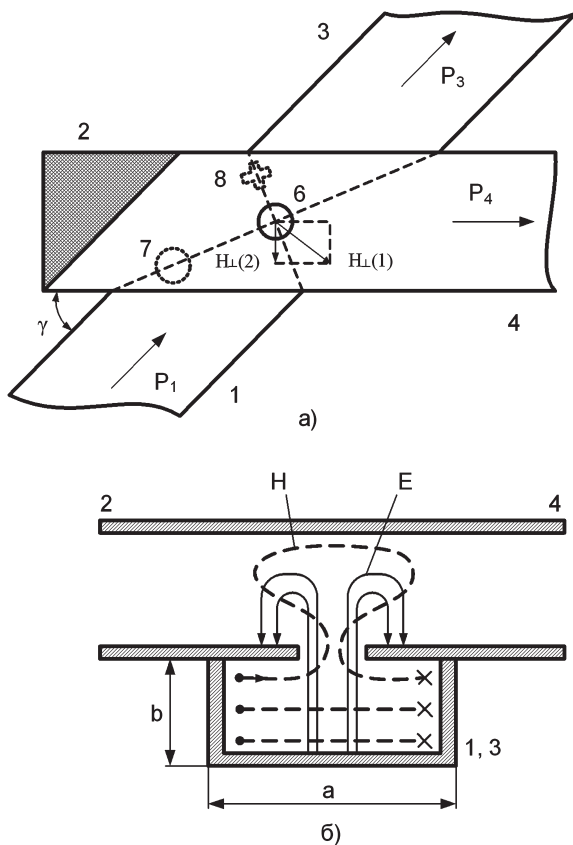


Рис. 15.38

Волноводный однодырочный направленный ответвитель

Оси волноводов развернуты под углом γ , который в некоторых направленных ответвителях может быть равным 90° . При $\gamma = 90^\circ$ отверстия связи чаще всего смещаются на некоторое расстояние от оси симметрии (позиции 7, 8 на рис. 15.38а).

Рассматривая электрические и магнитные силовые линии полей (E и H на рис. 15.38б), можно убедиться, что *отверстие является элементом электрической и магнитной связи между волноводами.*

Если отверстие связи смещено по диагонали от оси симметрии в место с меньшей напряженностью электрического поля в первичном волноводе (позиция 7 или 8 на рис. 15.38а), то связь преимущественно становится магнитной. При этом возбуждение осуществляется как поперечными, так и продольными составляющими магнитного поля.

Если отверстие размещается на оси симметрии, то присутствует сильная электрическая связь (из-за максимума амплитуды электрической составляющей поля посередине волновода), а также магнитная связь за счет поперечной составляющей магнитного поля. При этом величина магнитной связи зависит от угла γ , увеличение которого от 0 до 90° уменьшает магнитную связь до нуля. Действительно, поперечная составляющая магнитного поля первичного волновода (вектор $\vec{H}_\perp(1)$ на рис. 15.38а) имеет поперечную проекцию во вторичном волноводе $\vec{H}_\perp(2) = \vec{H}_\perp(1)\cos\gamma$.

Электромагнитные волны, возбуждаемые во вторичном волноводе за счет электрической и магнитной связи, в одном из его плеч складываются синфазно, а в другом — противофазно. Поэтому ответвление электромагнитных волн во вторичный волновод направлено.

Изменяя размер отверстия связи, величину его смещения относительно оси симметрии, а также угол между осями волноводов γ , можно добиться получения нужных величин переходного ослабления, развязки, направленности.

Волноводные многодырочные направленные ответвители

Волноводный многодырочный направленный ответвитель состоит из двух параллельных волноводов со смежной широкой или узкой стенкой, с двумя или более

отверстиями связи в ней. Отверстия связи, чаще всего круглой формы, располагаются вдоль оси симметрии.

Направленные ответвители со связью через отверстия в узких стенках волновода используются при передаче больших уровней мощности в первичном волноводе.

В *двухдырочном направленном ответвителе* отверстия связи располагаются на расстоянии $\lambda/4$ друг от друга (рис. 15.39а).

У *многodyрочных* направленных ответвителей расстояние между отверстиями связи d может быть любым, однако наилучшие результаты по направленности и согласованию получаются при $d = \lambda/4$.

Электромагнитные волны, проходя по первичному волноводу, возбуждают отверстия связи, которые, в свою очередь, создают электромагнитные волны, направленно распространяющиеся в одно из плеч вторичного волновода.

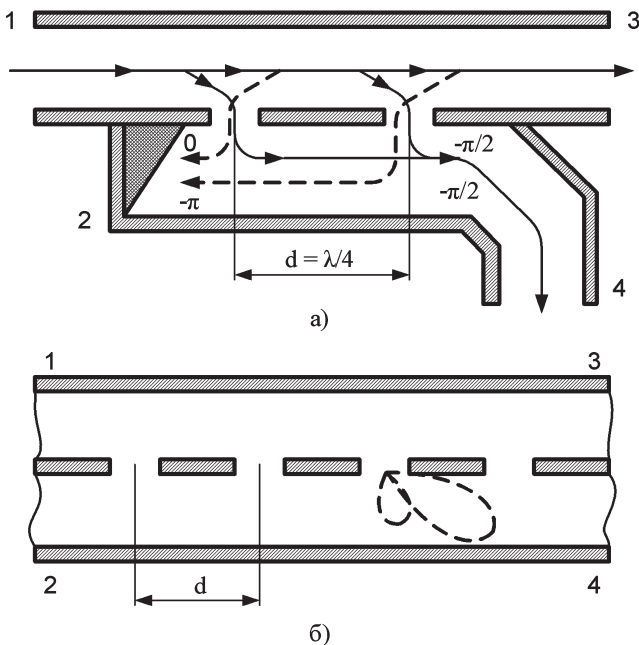


Рис. 15.39

Двухдырочный направленный ответвитель

В другое плечо вторичного волновода волны практически не поступают, и оно оказывается развязанным с входным. В развязанном плече направленного ответвителя обычно устанавливается оконечная поглотительная нагрузка. В ней поглощаются некомпенсированные волны, а также волны, создаваемые во вторичном волноводе отраженными волнами от несогласованной нагрузки первичного волновода.

Направленность двух- и многодырочных НО можно пояснить следующим образом. Возбуждение отверстий связи электромагнитной волной, проходящей по первичному волноводу, осуществляется с запаздыванием по фазе полей в последующих отверстиях по отношению к предыдущим на величину $\Delta\varphi = k' \cdot d = (2\pi/\lambda) \cdot d$. Для двухдырочного НО она составляет $\Delta\varphi = (2\pi/\lambda) \cdot \lambda/4 = \pi/2$. Тогда в двухдырочном НО в выходном плече 4 вторичного волновода (рис 15.38а) поля, созданные отверстиями связи, будут синфазны, а в развязанном плече 2 — противофазны.

В многодырочном НО отверстия, как элементы возбуждения вторичного волновода, можно считать антенной решеткой. Так как каждое последующее отверстие возбуждается с некоторым запаздыванием по фазе относительно предыдущего отверстия, то рассматриваемая антенная решетка будет представлять собой систему осевого излучения. Если рассматривать диаграмму направленности такой решетки (рис. 15.39б), то максимум ее главного лепестка ориентирован в направлении одного из плеч вторичного волновода, другое плечо практически не возбуждается и развязано с входным.

Двухдырочные направленные ответвители обладают высокой направленностью (более 35 дБ), но имеют узкую полосу пропускания (несколько процентов) из-за того, что расстояние между отверстиями связи не остается четвертьволновым при изменении длины волны.

Многодырочные волноводные направленные ответвители обеспечивают направленность более 35 дБ в широкой полосе частот (10–30%), практически равной полосе пропускания прямоугольного волновода. Направленность таких ответвителей возрастает с увеличением количества отверстий. У широкополосных направленных ответви-

телей количество отверстий может достигать 10–20. Несмотря на достаточно большие габариты, многоручные направленные ответвители нашли широкое применение в измерительных рефлектометрах.

Назначение, виды фазирующих устройств

Фазирующие устройства предназначены для выполнения следующих функций:

1) плавное или дискретное изменение фазы ЭМВ в одном канале или сечении фидерного тракта относительно фазы ЭМВ в другом канале или сечении (такие устройства называются **фазовращателями**);

2) создание фиксированного или изменяемого разностного сдвига фаз ЭМВ, распространяющихся в ЛП в противоположных направлениях, или для ЭМВ с взаимно ортогональной поляризацией (такие устройства называются **секциями дифференциального фазового сдвига**).

Классификация фазирующих устройств может быть проведена по следующим признакам:

1) *по типу линии передачи*: коаксиальные, полосковые, волноводные;

2) *по способу изменения фазы*: механические, электрически управляемые;

3) *по виду фазового сдвига*: плавные, дискретные;

4) *по способу создания фазового сдвига*: проходные, отражательные;

5) *по наличию фазового сдвига для ЭМВ встречных направлений*: взаимные, невзаимные.

Принципы работы фазирующих устройств основаны на известном свойстве электромагнитной волны приобретать фазовый набег при прохождении ею некоторого расстояния в среде с определенными электрическими и геометрическими параметрами.

Фазовый набег $\Delta\varphi$, приобретаемый электромагнитной волной при ее распространении в линии передачи на отрезке длиной l , может быть определен из следующего выражения:

$$\Delta\varphi = k' \cdot l = \frac{2\pi}{\Lambda} \cdot l,$$

где $k' = 2\pi/\Lambda$ — коэффициент распространения ЭМВ в линии передачи; Λ — длина волны в линии передачи.

Как известно, длина волны в линии передачи зависит от длины волны генератора и типа линии передачи (ее конструкции, геометрических размеров, электрических параметров диэлектрика, заполняющего внутреннее пространство линии передачи).

Следовательно, изменить фазовый набег ЭМВ при ее распространении в линии передачи можно следующими способами:

1) изменить геометрическую длину отрезка линии передачи l ;

2) включить в отрезок линии передачи сосредоточенную реактивность, которая, являясь неоднородностью, изменяет амплитудное распределение электромагнитного поля (ЭМП) вдоль линии передачи, что в итоге эквивалентно изменению геометрической длины отрезка линии передачи;

3) изменить геометрические размеры поперечного сечения линии передачи, например размер широкой стенки прямоугольного волновода, что ведет к изменению критической длины волны $\lambda_{кр}$ в нем и, как следствие, к изменению длины волны в волноводе Λ ;

4) изменить электрические параметры диэлектрика (относительную диэлектрическую и магнитную проницаемости), заполняющего линию передачи, что ведет к изменению длины волны в линии передачи.

На основе этих способов созданы различные конструкции фазирующих устройств.

Обозначение фазирующих устройств на принципиальных схемах представлено на рисунке 15.40.

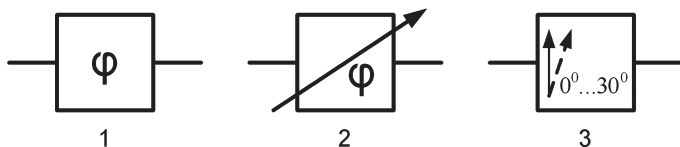


Рис. 15.40

Обозначение фазирующих устройств:

1 — нерегулируемый фазовращатель (ФВ); 2 — регулируемый ФВ; 3 — секция дифференциального фазового сдвига (СДФС).

Механический коаксиальный фазовращатель тромбонного типа

Механический коаксиальный фазовращатель тромбонного типа представляет собой отрезок коаксиальной ЛП, в котором для управления сдвигом фазы ЭМВ используется *изменение геометрической длины*.

Конструкция такого ФВ представлена на рисунке 15.41.

Изменяя положение подвижной секции 1 относительно неподвижной 2 (рис. 15.41), можно плавно изменять

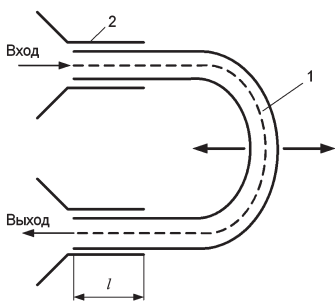


Рис. 15.41

Механический коаксиальный фазовращатель тромбонного типа

длину отрезка l коаксиальной ЛП, а следовательно, и величину фазового сдвига ЭМВ.

Такой фазовращатель является *проходным*.

Он нашел применение в фидерном тракте диспетчерского радиолокатора в качестве элемента, обеспечивающего подбор оптимальной нагрузки на магнетрон передающего устройства. Кроме того, он используется в тракте

питания антенной решетки радионавигационного маяка РСБН-4Н для регулирования фазовых соотношений токов возбуждения ее элементов при перестройке рабочей частоты.

Фазовращатели на основе мостовых устройств и направленных ответвителей

Такие фазовращатели являются *отражательными*. Принцип их действия основан на отражении ЭМВ от короткозамкнутого отрезка линии передачи. Они могут быть реализованы на основе волноводно-щелевого моста (рис. 15.42а) или трехдецибелного направленного ответвителя (рис. 15.42б).

В таких устройствах в выходных плечах установлены короткозамкнутые подвижные поршни 5 или плунжеры 6

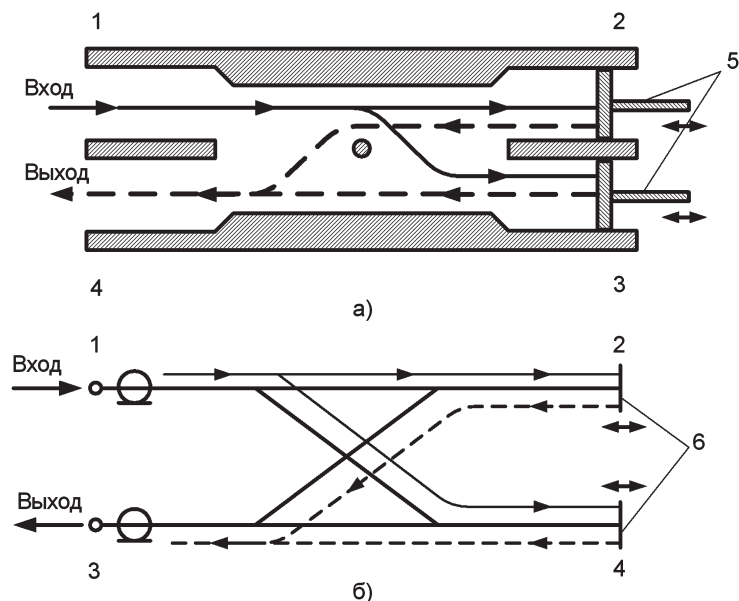


Рис. 15.42
Фазовращатели:

a — волноводно-щелевой мост; *б* — трехдецибелный направленный ответвитель.

(рис. 15.42). Изменяя их положение, можно в нужных пределах изменять длину l отрезка ЛП и, как следствие, величину фазового сдвига ЭМВ на выходе фазовращателя.

Принцип работы отражательного ФВ поясняется на примере ФВ на основе волноводно-щелевого моста (рис. 15.42*a*).

ЭМВ, поступающая во входное плечо 1 моста, делится поровну между плечами 2 и 3 и не попадает в плечо 4. Отраженные от короткозамкнутых поршней волны проходят через сдвоенный волновод (участок со щелью) в обратном направлении и складываются в плече 4 по свойству волноводно-щелевого моста. Фаза волны на выходе (в плече 4) определяется пройденным расстоянием, т. е. положением короткозамкнутых поршней.

Принцип работы ФВ на основе трехдецибелного направленного ответвителя аналогичен рассмотренному.

Данные фазовращатели нашли применение в высокочастотных трактах в качестве элементов их настройки, а также как элементы более сложных устройств.

Волноводные фазовращатели с диэлектрическими пластинами и металлическими вставками

Механический волноводный ФВ с диэлектрической пластиной представляет собой отрезок прямоугольного волновода с волной H_{10} либо круглого волновода с волной H_{11} , в полости которого располагается пластина из диэлектрика с малыми потерями и диэлектрической проницаемостью $\epsilon > 1$.

Существуют следующие виды конструкции таких фазовращателей.

1. Диэлектрическая пластина располагается внутри прямоугольного волновода параллельно электрическим силовым линиям (рис. 15.43).

Если пластина находится вблизи узкой стенки волновода, она практически не влияет на распространение ЭМВ в нем, так как в этом месте напряженность электрического поля мала. Если пластину передвигать к середине волновода (к пучности электрического поля), то это приводит к уменьшению напряженности поля. В свою очередь, это эквивалентно тому, что все внутреннее пространство волновода на участке с пластиной оказывается заполненным сплошной диэлектрической средой с некоторой эффективной проницаемостью $\epsilon_{\text{эфф}}$:

$$1 < \epsilon_{\text{эфф}} < \epsilon.$$

Таким образом, при перемещении пластины от узкой стенки к середине волновода величина $\epsilon_{\text{эфф}}$ меняется от

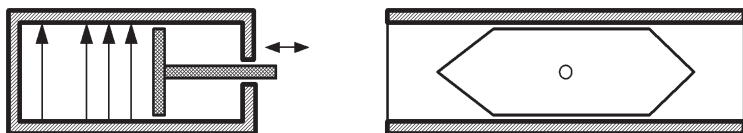


Рис. 15.43

Волноводный фазовращатель с диэлектрическими пластинами (при расположении пластин внутри)

единицы до некоторой максимальной величины, что приводит к уменьшению длины волны в волноводе Λ и возрастанию величины фазового сдвига ЭМВ.

Для уменьшения отражений от торцов пластины ее края срезают на клин, а длину выбирают равной целому числу полуволн $l_{пл} = n\Lambda/2$, $n = 1, 2, 3$, что обеспечивает противофазное сложение ЭМВ, отраженных от входного и выходного торцов пластины. Эти меры улучшают согласование фазовращателя с волноводным трактом.

2. Диэлектрическая пластина вдвигается в прямоугольный волновод через продольную щель, прорезанную посередине широкой стенки, и находится при этом всегда в пучности напряженности электрического поля (рис. 15.44).

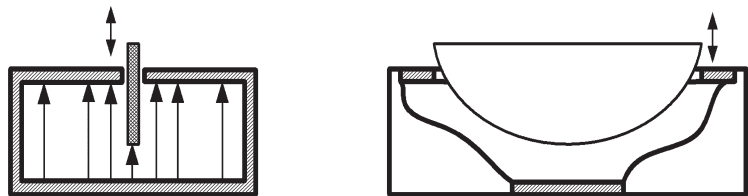


Рис. 15.44

Волноводный фазовращатель с диэлектрическими пластинами (при вдвигении в волновод)

При изменении глубины погружения пластины в волновод изменяется $\epsilon_{эфф}$, и, следовательно, фазовый набег ЭМВ. В частности, чем глубже погружена пластина в волновод, тем больше величина $\epsilon_{эфф}$ и тем больший фазовый набег приобретает распространяющаяся в волноводе электромагнитная волна. Для уменьшения отражений ЭМВ от пластины ей придают форму сегмента круга.

3. Диэлектрическая пластина располагается внутри круглого волновода с волной H_{11} и может доворачиваться относительно продольной оси волновода (рис. 15.45).

Если пластина перпендикулярна линиям напряженности электрического поля волны H_{11} , ее влияние на проходящую ЭМВ незначительно. Если же диэлектрическая пластина располагается параллельно силовым линиям вектора \vec{E} , то эффективная диэлектрическая проницае-

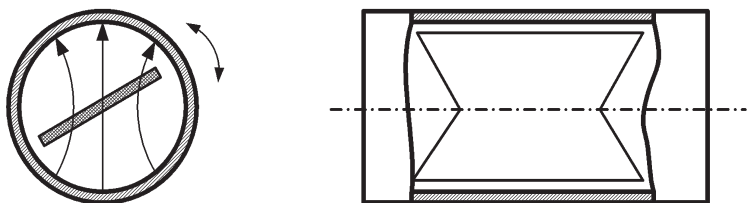


Рис. 15.45

Волноводный фазовращатель с диэлектрическими пластинами (внутри круглого волновода)

мость возрастает и величина фазового сдвига увеличивается. Как и в фазовращателе в прямоугольном волноводе, для улучшения согласования длину пластины выбирают равной целому числу полуволн, а ее края срезают на клин.

Механический волноводный ФВ с металлической вставкой представляет собой отрезок прямоугольного волновода, в полость которого через щель, прорезанную посередине широкой стенки, вдвигается металлическая пластина (рис. 15.46).

Изменение фазы ЭМВ в этом случае объясняется тем, что в волноводе в пространстве, где присутствует металлическая пластина, возбуждается волна типа H_{20} , критическая длина волны которой $\lambda_{кр} = a$ и отличается от критической длины волны H_{10} , которая равна $\lambda_{кр} = 2a$. В результате на выходе фазовращателя появляется фазовый сдвиг, обусловленный суперпозицией двух электромагнитных волн с различными критическими длинами волн. Очевидно, что и в этом случае чем глубже погружена металлическая пластина в полость волновода, тем больше результирующий фазовый сдвиг ЭМВ на выходе фазовращателя.

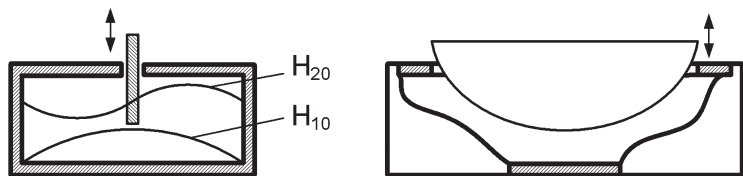


Рис. 15.46

Механический волноводный ФВ с металлической вставкой

Электронно-управляемые диодные аналоговые и дискретные фазовращатели

Рассмотренные выше фазовращатели являются *механическими*. Их достоинством является *простота конструкции*. Вместе с тем они не позволяют изменять фазу электромагнитных колебаний с высокой скоростью, т. е. *обладают значительной инерционностью*. Вследствие этого недостатка они нашли применение в качестве элементов настройки высокочастотных трактов радиотехнических систем.

В тех случаях, когда необходимы большие скорости изменения фазы ЭМВ, используются **электронно-управляемые фазовращатели**, в которых применяются полупроводниковые высокочастотные диоды. По виду фазового сдвига такие ФВ могут быть как аналоговыми, так и дискретными. Практическая реализация электронно-управляемых фазовращателей может выполняться на схемах с варикапами либо на схемах с *p-i-n*-диодами.

Схема ФВ на варикапах представлена на рисунке 15.47.

Варикап представляет собой полупроводниковый диод с электрически управляемой емкостью. Как правило, он включается в волновод параллельно, как это показано на рисунке 15.47.

В зависимости от полярности и величины управляющего напряжения $U_{упр}$ в таком фазовращателе могут быть реализованы следующие режимы работы.

1. *Режим запирания волновода*. Он создается путем подачи на варикап положительного управляющего напряжения. При этом варикап представляет собой на эквивалентной схеме короткое замыкание в месте его включения. Этот режим используется в дискретных фазовращателях отражательного типа, в которых применяются несколько таких диодов, обеспечивающих дискретное из-

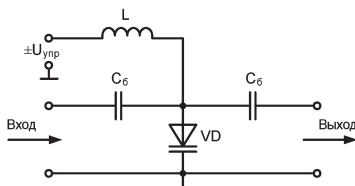


Рис. 15.47
Электронно-управляемый
фазовращатель с использованием
p-i-n-диода

менение фазы за счет изменения длины пути, проходящего электромагнитной волной от входа до места отражения и обратно.

2. *Режим плавного изменения фазы.* Он создается путем подачи на варикап отрицательного управляющего напряжения. В этом случае варикап представляет собой на эквивалентной схеме сосредоточенную реактивность емкостного характера, влияние которой эквивалентно изменению геометрической длины отрезка линии передачи. Такой режим используется в проходных аналоговых фазовращателях. Одним варикапом можно изменить фазу до 45° . Для создания большого фазового сдвига используют несколько включенных в волновод диодов (6–8 шт.).

Достоинство ФВ на варикапах — малая мощность управляющих цепей, которая составляет милливатты при величине управляющего напряжения единицы вольт. Недостатки таких ФВ — невысокая точность изменения фазы ЭМВ и ограничение на величину мощности ЭМВ, которую можно передать по волноводу. Поэтому ФВ на варикапах применяются в основном в приемных схемах.

Дискретные фазовращатели отражательного типа реализуются на схемах с $p-i-n$ -диодами. Они лишены недостатков, присущих фазовращателям на варикапах, и обеспечивают возможность работы на больших высокочастотных мощностях (ватты — киловатты). В таких фазовращателях используется следующее свойство $p-i-n$ -диода.

$p-i-n$ -диод состоит из p - и n -областей, между которыми находится слой практически чистого полупроводника — i -область (рис. 15.48а).

При отрицательном смещении $p-i-n$ -диод представляет собой небольшую емкость и практически не оказывает влияния на распространение ЭМВ. При положительном смещении из p - и n -областей интенсивно инжектируются дырки и электроны в i -область, в результате чего ее сопротивление резко уменьшается и диод является короткозамыкателем. Такие диоды включают в резонансную диафрагму, помещенную внутрь волновода (рис. 15.48б).

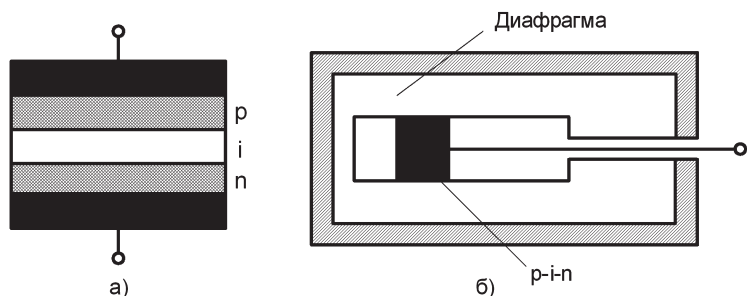


Рис. 15.48
Структура $p-i-n$ -диода

При этом, в зависимости от поданного на диод смещения, ЭМВ либо проходит, либо отражается от диафрагмы, что позволяет построить дискретный отражательный фазовращатель (рис. 15.49).

При отрицательном смещении всех диодов ЭМВ отражается от торцевой короткозамкнутой стенки волновода. Если же на первый диод подано положительное смещение, то отражение ЭМВ происходит от этой диафрагмы и фаза выходящей ЭМВ по сравнению с предыдущим случаем изменится на величину $\Delta\varphi$, равную

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi l}{\lambda}.$$

Очевидно, что при положительном включении любого диода изменение фазы будет определяться выражением

$$\Delta\varphi_n = \frac{4\pi l n}{\lambda},$$

где n — номер положительно включенного диода.

Если выбрать расстояние между диафрагмами $l = \lambda/16$, то с помощью трех диодов и торцевой стенки можно изменить фазу с дискретом, равным 45° [1].

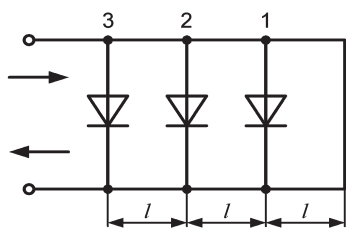


Рис. 15.49
Дискретный ФВ

Волноводные секции дифференциального фазового сдвига

Секции дифференциального фазового сдвига (СДФС) для волн с ортогональной поляризацией могут быть построены в виде отрезков квадратного, квазиквадратного или круглого волноводов.

СДФС на отрезке квадратного волновода представляет собой отрезок квадратного волновода с помещенной внутрь него посередине стенки диэлектрической пластиной с $\epsilon > 1$ (рис. 15.50а).

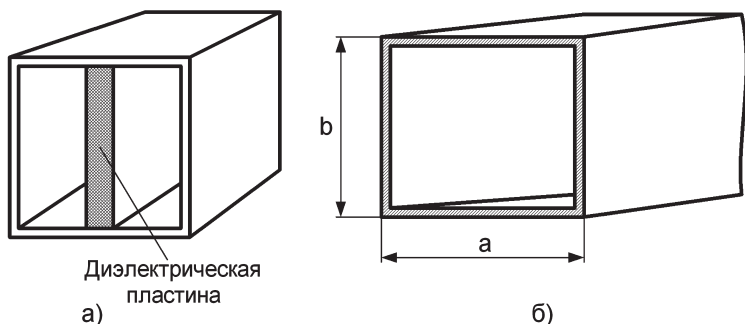


Рис. 15.50
Волноводные секции дифференциального фазового сдвига

В квадратном волноводе возможно одновременное распространение электромагнитных волн типа H_{10} и H_{01} , векторы напряженности электрического поля \vec{E} которых в волноводе располагаются взаимно перпендикулярно. Диэлектрическая пластина не оказывает существенного влияния на процесс распространения электромагнитной волны, у которой силовые линии вектора \vec{E} перпендикулярны ей. Для волны же с ориентацией вектора \vec{E} , параллельной пластине, она, находясь в пучности поля, увеличивает эффективную диэлектрическую проницаемость, что приводит к увеличению набега фазы этой волны. В итоге на выходе секции создается дифференциальный фазовый сдвиг между волнами H_{10} и H_{01} .

СДФС на отрезке квазиквадратного волновода представляет собой отрезок волновода, у которого размеры сте-

нок a и b почти одинаковы (рис. 15.50б). В практических конструкциях соотношение размеров стенок следующее:

$$b \approx 0,95a.$$

В такой секции дифференциальный фазовый сдвиг волн с взаимной ортогональной поляризацией образуется за счет неодинаковости размеров a и b и, следовательно, различий между критическими длинами волн H_{10} ($\lambda_{кр} = 2a$) и H_{01} ($\lambda_{кр} = 2b$):

$$\begin{aligned} \Delta\varphi &= \Delta\varphi_{H_{10}} - \Delta\varphi_{H_{01}} = \frac{2\pi}{\Lambda_{H_{10}}} l - \frac{2\pi}{\Lambda_{H_{01}}} l = \\ &= 2\pi \frac{1}{\lambda} \left[\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} - \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2b}\right)^2} \right]. \end{aligned}$$

Поэтому, подбирая длину отрезка квазиквадратного волновода, можно добиться требуемого фазового сдвига.

СДФС на отрезке круглого волновода представляет собой отрезок круглого волновода, в котором, например, установлены продольные металлические вставки с четвертьволновыми выступами для согласования (рис. 15.51а).

В круглом волноводе возможно распространение двух волн типа H_{11} взаимно ортогональной поляриза-

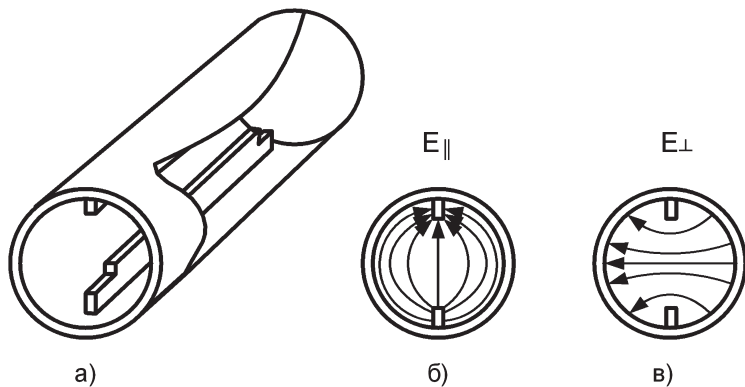


Рис. 15.51

СДФС на отрезке круглого волновода

ции. Вставки увеличивают критическую длину волны, вектор \vec{E} которой параллелен вставкам (рис. 15.51б). На распространение ЭМВ, вектор \vec{E} которой перпендикулярен вставкам, они практически не влияют (рис. 15.51в). В силу неодинаковости критических длин волн неодинаковыми оказываются и коэффициенты распространения:

$$k'_{\parallel} = (2\pi / \lambda) \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{\text{кр}\parallel})^2}; \quad k'_{\perp} = (2\pi / \lambda) \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{\text{кр}\perp})^2}.$$

Поэтому волна с вектором \vec{E} , параллельным вставке, получит больший фазовый набег, чем волна с вектором \vec{E} , перпендикулярным вставкам. Подбирая длину секции, добиваются требуемого фазового сдвига.

Вместо металлических вставок возможно применение диэлектрической пластины, влияние которой было рассмотрено ранее.

15.7. АНТЕННЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ

Назначение и классификация антенных переключателей

Антенный переключатель — это устройство, обеспечивающее автоматическое и с высоким быстродействием подключение антенны к передатчику в момент излучения зондирующего импульса и к приемнику — в момент приема отраженных от цели радиоволн.

Антенные переключатели используются в фидерных трактах РЛС, работающих в импульсном режиме, при котором одна и та же антенна в момент излучения зондирующего импульса должна подключиться к выходу передающего устройства, а в момент приема отраженного от цели сигнала — к входу приемного устройства. Применение одной и той же антенны дает экономию в массе и габаритных размерах РЛС и исключает трудности синхронизации лучей передающей и приемной антенн при обзоре пространства.

К антенному переключателю предъявляются следующие требования:

- минимальные потери ВЧ-энергии и максимальная развязка (не хуже 60–70 дБ) между передатчиком и приемником в режиме передачи;
- минимальные потери сигнала в режиме приема, не превышающие 1,5 дБ;
- время перехода антенного переключателя с передачи на прием должно быть на порядок меньше периода повторения РЛС, т. е. оно должно быть не более нескольких микросекунд;
- антенный переключатель не должен существенно повышать КСВ в фидерном тракте.

Классификация антенных переключателей:

1) *по типу линии передачи*: коаксиальные, волноводные;

2) *по конструкции*: на отрезках линии передачи, на основе мостовых устройств (балансные), с применением циркуляторов.

Выбор типа линии передачи для реализации антенного переключателя определяется диапазоном рабочих частот РЛС. В диапазоне УВЧ (дециметровых волн), как правило, применяются жесткие коаксиальные линии, а в диапазоне СВЧ (сантиметровые волны) — волноводы.

Конструкция и принцип действия газовых разрядников

Газовый разрядник является основным элементом большинства конструкций антенных переключателей, используемых в современных РЛС.

Существуют две разновидности конструкции газовых разрядников.

1. *В виде стеклянного баллона*, заполненного смесью водорода или аргона с парами воды при низком давлении (10^2 – 10^4 Па). В баллон помещаются два конусообразных электрода с дисковыми выводами для подключения к фидерному тракту. Также в некоторых разрядниках для ускорения возникновения разряда в баллон помещают дополнительный электрод поджига (рис. 15.52а). К этому электроду подводится постоянное отрицательное напряжение поджига (–700...–1000 В), благодаря чему вблизи конусов всегда поддерживается слабый тлеющий разряд,

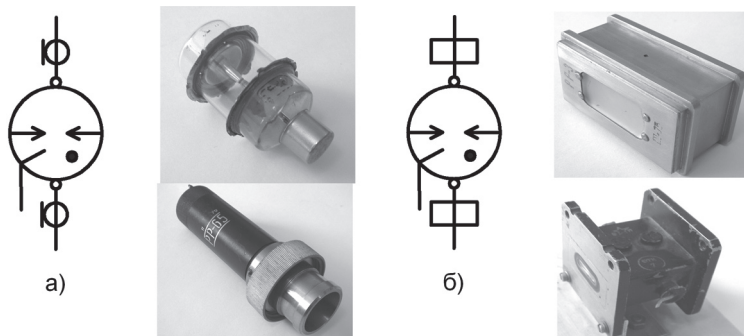


Рис. 15.52
Конструкция газовых разрядников

создающий резерв свободных электронов внутри разрядника, за счет которых ускоряется возникновение разряда между основными электродами.

2. В виде герметичного отрезка прямоугольного волновода, заполненного той же смесью газов (рис. 15.52б). На входе и выходе разрядника установлены резонансные диафрагмы, герметизированные пластинками из стекла или керамики (так называемые окна). Внутри разрядника на средней линии широкой стенки волновода на расстоянии $\Lambda/4$ от входного и выходного фланцев с окнами связи располагаются конусообразные разрядные электроды.

В обычном состоянии (режим приема) разрядник представляет собой полосовой фильтр, имеющий относительную полосу пропускания $\pm 5-10\%$, и на прохождение ЭМВ существенного влияния не оказывает. При поступлении на его вход ЭМВ с большим уровнем мощности (в режиме передачи) он зажигается, его внутреннее сопротивление становится очень малым, что соответствует возникновению короткого замыкания в линии передачи в месте его включения.

Для уменьшения порога срабатывания разрядник может конструктивно помещаться в объемном резонаторе, связь которого с ответвлением линии передачи осуществляется при помощи петли связи или щели. В резонаторе для его подстройки используются подстроечные винты, что увеличивает полосу пропускания. Благодаря высокой

собственной добротности Q объемного резонатора (она исчисляется тысячами — десятками тысяч), в режиме передачи он зажигается при напряжении импульсов передатчика в Q раз меньшем, а в режиме приема потери принимаемого сигнала невелики и не превышают 0,5–1 дБ.

Антенные переключатели на отрезках двухпроводной или коаксиальной линии передачи (шлейфовые антенные переключатели)

Шлейфовый антенный переключатель выполняется на отрезках коаксиальной или двухпроводной линии передачи в зависимости от рабочего диапазона волн. В диапазоне дециметровых волн используются антенные переключатели на отрезках жестких коаксиальных фидеров, а в метровом диапазоне — на основе двухпроводных длинных линий.

В конструкции шлейфового антенного переключателя в отрезки (шлейфы) жесткого коаксиального фидера или двухпроводной линии, присоединенные параллельно основному фидерному тракту, включены газовые разрядники (рис. 15.53).

Разрядник FV_1 включен в ответвление к приемнику на расстоянии $\lambda/4$ от места присоединения к главному фиде-

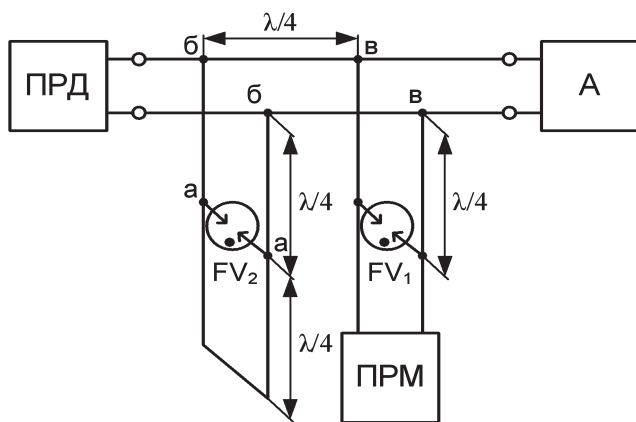


Рис. 15.53
Шлейфовый антенный переключатель

ру и называется разрядником защиты приемника (РЗП). Разрядник FV_2 включен в замкнутое на конце ответвление (в полуволновой шлейф) на расстоянии $\lambda/4$ от места присоединения к главному фидеру и называется разрядником блокировки передатчика (РБП). Расстояние между местами присоединения обоих ответвлений также равно $\lambda/4$.

Принцип действия шлейфового антенного переключателя рассматривается на примере упрощенного варианта его конструкции, представленного на рисунке 15.53, отдельно в режиме передачи и в режиме приема.

Режим передачи: при поступлении в антенный переключатель мощного импульса от передатчика в разрядниках наступает газовый разряд, их сопротивление резко уменьшается, практически до нуля. Так как разрядники подключены к главному фидеру через отрезки длиной $\lambda/4$, то малое сопротивление зажженных разрядников трансформируется этими отрезками в бесконечно большое сопротивление. Таким образом, в сечениях bb и $вв$ входное сопротивление шлейфов практически равно бесконечности, поэтому они по высокой частоте оказываются отключенными от основного фидерного тракта и не влияют на прохождение импульса от передатчика к антенне.

Режим приема: от антенны в антенный переключатель поступает слабый по мощности отраженный от цели сигнал. Газового разряда в разрядниках не наступает. Короткое замыкание на конце шлейфа, в который включен РБП, находящееся на расстоянии $\lambda/2 + \lambda/4$ от точек $вв$, трансформируется в очень большое сопротивление, которое отключает цепи передатчика в этих точках от антенны.

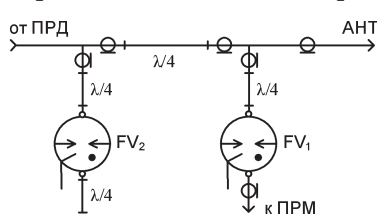


Рис. 15.54
Шлейфовый антенный переключатель на отрезках жесткого коаксиального фидера

В результате этого слабый отраженный от цели сигнал поступает на вход приемного устройства с минимальными потерями, не превышающими 0,5–1 дБ.

На рисунке 15.54 представлена принципиальная схема шлейфового антен-

ного переключателя на отрезках жесткого коаксиального фидера, работающего в диапазоне дециметровых волн. Такой антенный переключатель используется, например, в фидерном тракте диспетчерского радиолокатора.

Антенный переключатель на основе T -моста

Такой антенный переключатель широко используется в РЛС, работающих в сантиметровом диапазоне волн. Конструкция его представлена на рисунке 15.55а.

Из основного волноводного тракта выходят H - и E -плечи двойного T -моста, разнесенные между собой на расстояние $\lambda/2$. H -плечо представляет собой цилиндрический объемный резонатор, связанный с основным волноводным трактом через щель в узкой стенке волновода. В объемный резонатор включается разрядник блокировки передатчика (РБП). В E -плечо моста на расстоянии $\lambda/2$ от места его подключения к основному тракту включается разрядник защиты приемника (РЗП), выполненный в виде четвертьволновой секции волновода, имеющей с обеих сторон резонансные диафрагмы, герметизированные пластинами из кварцевого стекла. Поскольку H -плечо волноводного T -моста представляет собой ответвление параллельного типа, а E -плечо — последовательного, то эквивалентная схема такого антенного переключателя будет иметь вид, представленный на рисунке 15.55б.

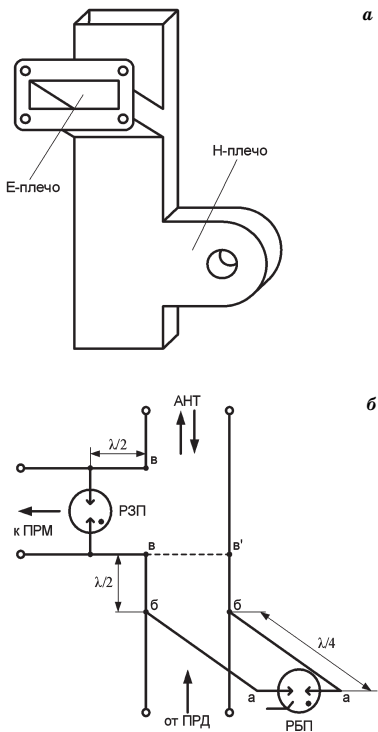


Рис. 15.55
Антенный переключатель на основе T -моста

Работа антенного переключателя рассматривается в режиме передачи и в режиме приема.

Режим передачи: под воздействием мощного СВЧ-импульса передатчика оба разрядника зажигаются, их эквивалентные сопротивления уменьшаются практически до нуля. Следовательно, $R_{aa} \rightarrow 0$, $R_{zz} \rightarrow 0$. Короткое замыкание в точках aa трансформируется четвертьволновым отрезком в бесконечно большое сопротивление в точках bb ($R_{bb} \rightarrow 0$). Следовательно, H -плечо моста оказывается по высокой частоте отключенным от основного тракта и не влияет на прохождение ЭМВ в антенну. Короткое замыкание в точках zz трансформируется полуволновым отрезком в короткое замыкание в точках vv , следовательно, E -плечо моста оказывается по высокой частоте закороченным и СВЧ-энергия поступает в антенну.

Режим приема: от антенны в антенный переключатель поступает слабый по мощности отраженный сигнал, не вызывающий газового разряда в разрядниках. Эквивалентные сопротивления обоих разрядников бесконечно велики ($R_{aa} \rightarrow 0$, $R_{zz} \rightarrow 0$). Бесконечно большое сопротивление РБП трансформируется отрезком длиной $\lambda/4 + \lambda/2 = 3\lambda/4$ в короткое замыкание в точках vv' , т. е. в этом сечении основного волноводного тракта по высокой частоте образуется короткозамыкающая перемычка, преграждающая путь отраженному от цели сигналу в цепи передатчика. Незажженный РЗП практически не влияет на прохождение отраженного сигнала на вход приемного устройства.

Антенный переключатель на основе фазового циркулятора с двойным T -мостом и волноводно-щелевым мостом

Такой антенный переключатель применяется в антенно-волноводном тракте посадочного радиолокатора. Конструктивно он представляет собой фазовый циркулятор с двойным T -мостом и волноводно-щелевым мостом. К плечу 1 его, являющемуся H -плечом T -моста, подключается передатчик. К плечу 3, являющемуся E -плечом

T -моста, на расстоянии $\lambda/2$ от его начала включается разрядник защиты приемника (РЗП) в виде четвертьволновой секции прямоугольного волновода с резонансными окнами. К плечам 2 и 4, являющимся выходными плечами волноводно-щелевого моста, подключаются антенна и согласованная нагрузка соответственно (рис. 15.56).

Принцип действия антенного переключателя рассматривается отдельно для режимов передачи и приема.

Режим передачи: при поступлении в плечо 1 переключателя мощного СВЧ-импульса в силу свойств циркулятора он проходит в плечо 2 и далее поступает в антенну. Поскольку развязка между плечами 1 и 3 двойного волноводного T -моста составляет приблизительно -30 дБ, то еще значительный уровень мощности проходит к разряднику (РЗП) и зажигает его. Так как он включается на расстоянии $\lambda/2$ от начала плеча 3, то его малое эквивалентное сопротивление трансформируется в такое же малое сопротивление и плечо 3 оказывается по высокой частоте замкорочено, поэтому в дальнейшем энергия СВЧ-импульса в него не проходит. Отразившаяся в первоначальный момент от зажженного разрядника часть мощности из плеча 3 по свойству циркулятора поступает в плечо 4, где поглощается в согласованной нагрузке.

Режим приема: от антенны в плечо 2 циркулятора поступает слабый по мощности отраженный сигнал. По свой-

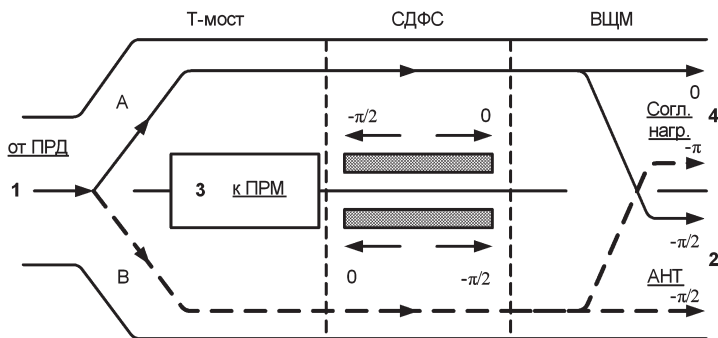


Рис. 15.56

Антенный переключатель на основе фазового циркулятора с двойным T -мостом и волноводно-щелевым мостом

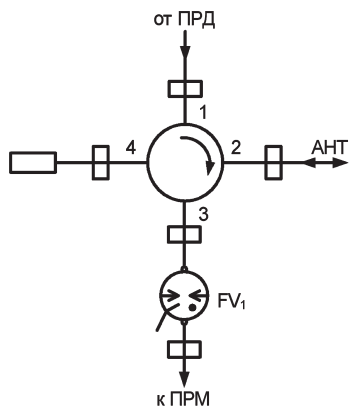


Рис. 15.57
Принципиальная схема антенного переключателя на основе фазового циркулятора с двойным Т-мостом и волноводно-щелевым мостом

ству циркулятора из этого плеча он поступает в плечо 3. При этом РЗП не зажигается и не влияет на прохождение сигнала, поэтому вся мощность принятого антенной сигнала поступает в плечо 3 циркулятора и далее — во входные цепи приемника.

Принципиальная схема рассматриваемого антенного переключателя представлена на рисунке 15.57. На схеме в плечо 3 циркулятора включен газовый разрядник FV_1 , являющийся разрядником защиты приемника.

Антенный переключатель на основе ферритовых Y-циркуляторов

Конструктивно такой антенный переключатель состоит из двух Y-циркуляторов с поперечно-подмагничиваемыми ферритовыми пластинами. Циркулятор I рассчитан на прохождение большой мощности и обеспечивает передачу энергии между плечами в следующей последовательности: $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 1$ (по часовой стрелке). Направление передачи энергии в нем не изменяется. Циркулятор II рассчитан на прохождение малой мощности, а направление прохождения энергии в нем может изменяться на правое и левое в зависимости от направления тока в катушке подмагничивания. Принципиальная схема рассматриваемого антенного переключателя представлена на рисунке 15.58.

Работа антенного переключателя рассматривается в режимах передачи и приема.

Режим передачи: в антенный переключатель в плечо 1 циркулятора I поступает мощный зондирующий импульс. В соответствии с принципом действия Y-циркулятора энергия, двигаясь по циркулятору по

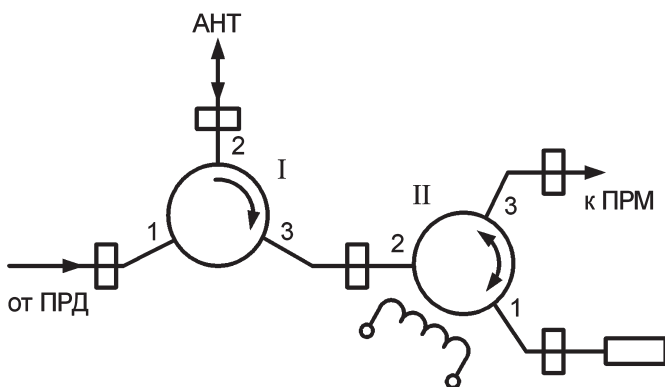


Рис. 15.58

Антенный переключатель на основе ферритовых Y-циркуляторов

часовой стрелке, поступает в плечо 2 и далее проходит в антенну. Вследствие неидеальности циркулятора малая часть энергии СВЧ-импульса передатчика проходит в плечо 3 циркулятора I и поступает в плечо 2 циркулятора II. В момент излучения зондирующего импульса на подмагничивающую катушку циркулятора II подается обратное управляющее напряжение, и прохождение энергии меняется на обратное, т. е. прошедшая в циркулятор II часть энергии импульса передатчика поступает с плеча 2 этого циркулятора в его плечо 1 и поглощается в согласованной нагрузке, не поступая во входные цепи приемника.

Режим приема: отраженный от цели сигнал малой мощности поступает от антенны на вход 2 циркулятора I. Проходя в нем, энергия из его плеча 3 поступает в плечо 2 циркулятора II. В момент приема на подмагничивающую катушку подается прямое управляющее напряжение, что обеспечивает передачу энергии в нем из плеча 2 в плечо 3 и далее — во входные цепи приемника.

Данный антенный переключатель обладает меньшими потерями, чем переключатели с использованием разрядников, так как даже на незажженном разряднике вследствие наличия в нем тлеющего разряда теряется часть энергии отраженного сигнала.

15.8. ФЕРРИТОВЫЕ ФАЗОВРАЩАТЕЛИ И ВЕНТИЛИ

Ферритовые фазовращатели (ФВ) предназначены для получения нерегулируемого или регулируемого фазового сдвига ЭМВ. Управление фазой колебаний в таких устройствах осуществляется изменением амплитуды подмагничивающего поля.

Классификация ферритовых ФВ:

- 1) по типу линии передачи: коаксиальные, полосковые, волноводные;
- 2) по назначению: невзаимные, взаимные;
- 3) по скорости управления фазой: малой, средней и большой.

Во взаимных ФВ, в отличие от невзаимных, параметры среды не изменяются при изменении направления распространения ЭМВ.

Ферритовые ФВ используются в диапазоне 8–70 ГГц, способны пропускать более высокие уровни мощности, чем полупроводниковые ФВ, но обладают меньшим быстродействием.

Волноводный невзаимный ферритовый ФВ (рис. 15.59) представляет собой отрезок прямоугольного волновода, в полости которого параллельно узкой стенке

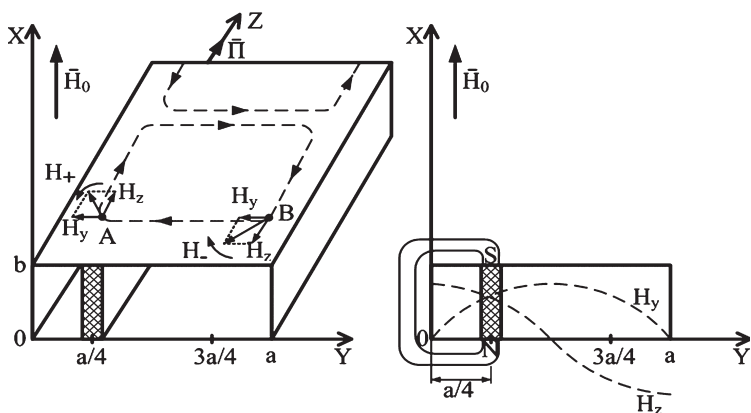


Рис. 15.59

Конструкция и распределение поля в невзаимном ферритовом ФВ

на расстоянии $a/4$ от нее расположена ферритовая пластина. При этом пластина помещается в поперечное подмагничивающее поле, создаваемое магнитом, расположенным вне полости волновода. Для минимизации потерь энергии ЭМВ в феррите величина подмагничивающего поля выбирается очень малой: $H_0 \ll H_{0\text{рез}}$.

Из рисунка видно, что линии напряженности магнитного поля волны H_{10} , распространяющейся по волноводу, замкнуты и параллельны широким стенкам волновода. По краям этих стенок имеется только продольная составляющая магнитного поля H_z , в середине — только поперечная H_y . В точках A и B имеются обе эти составляющие, и так как они равны по амплитуде и сдвинуты по фазе на 90° , то вектор результирующего поля в этих точках имеет круговую поляризацию. В зависимости от направления поля подмагничивания H_0 или направления распространения ЭМВ вектор результирующего поля в точке A может быть правого вращения (H_+), а в точке B — левого (H_-) и наоборот. В соответствии с этим волны будут называться правой (H_+) и левой (H_-).

При этом магнитная проницаемость ферритовой пластины для правой и левой волны различна: $\mu_+ < \mu_-$. Поэтому фазовые скорости этих волн в намагниченном феррите будут различны:

$$V_{\phi_+} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu_+}} > V_{\phi_-} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu_-}}, \quad (15.17)$$

а значит, будут различны и фазовые набегии этих волн: $\Delta\phi_+ < \Delta\phi_-$. На выходе ФВ появится невзаимный фазовый сдвиг:

$$\Delta\phi = \Delta\phi_+ - \Delta\phi_- = \beta_+ l - \beta_- l = \omega l \cdot (1/V_{\phi_+} - V_{\phi_-}), \quad (15.18)$$

где $\beta_+ = 2\pi/\lambda_+$, $\beta_- = 2\pi/\lambda_-$ — коэффициенты фазы волн H_+ и H_- ; l — длина ферритовой пластины. Если изменится направление подмагничивающего поля или направление распространения ЭМВ, величина фазового сдвига будет другой. В этом и заключается невзаимность ФВ.

На величину фазового сдвига влияют следующие факторы:

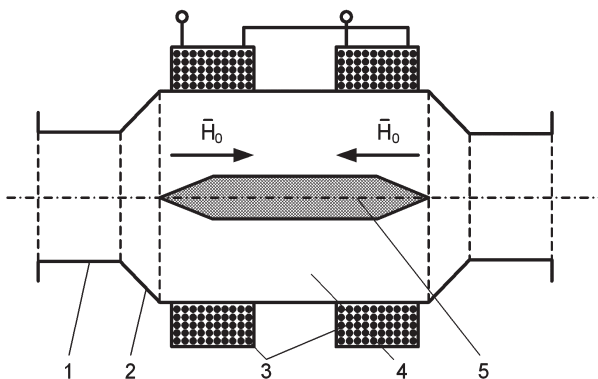


Рис. 15.60
Конструкция взаимного ферритового ФВ

- 1) величина смещения ферритовой пластины от узкой стенки волновода;
- 2) величина подмагничивающего поля H_0 ;
- 3) характеристики феррита, из которого изготовлена пластина.

Невзаимные ферритовые ФВ используются в фазированных антенных решетках, фазовых модуляторах, фазовых циркуляторах и других устройствах.

Во **взаимных фазовращателях** (рис. 15.60) используются продольно-намагниченные ферритовые стержни 5, устанавливаемые вдоль оси волновода.

Катушка подмагничивания в форме соленоида 3 располагается в месте установки феррита снаружи волновода 4. При этом волновод может быть как прямоугольным, так и круглым. Также на рисунке обозначены прямоугольный волновод 1 и переход от прямоугольного волновода к круглому 2. Величина подмагничивающего поля $H_0 \ll H_{\text{орез}}$. Линейно поляризованная волна, распространяющаяся в волноводе, может быть представлена в виде суммы волн с правой и левой круговой поляризацией, для которых составляющая магнитной проницаемости феррита, определяющая их фазовую скорость, $\mu'_+ < \mu'_-$, поэтому фазовые набеги правой и левой волн различны:

$$\Delta\varphi_+ = \beta_+ l; \quad \beta_+ = \frac{2\pi}{\lambda_+}; \quad \lambda_+ = V_{\varphi_+} T; \quad V_{\varphi_+} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu_+}};$$

$$\Delta\varphi_- = \beta_- l; \quad \beta_- = \frac{2\pi}{\lambda_-}; \quad \lambda_- = V_{\varphi_-} T; \quad V_{\varphi_-} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu_-}}.$$

При этом $\Delta\varphi_+ < \Delta\varphi_-$, а результирующий фазовый сдвиг $\Delta\varphi = \Delta\varphi_+ - \Delta\varphi_-$.

Неравенство $\Delta\varphi_+ < \Delta\varphi_-$ справедливо для ЭМВ, распространяющихся как в прямом, так и в обратном направлении, поэтому такие фазовращатели являются *взаимными*. Изменяя величину подмагничивающего поля, можно регулировать результирующий фазовый сдвиг от 0 до 2π .

Волноводные взаимные ФВ применяются в качестве элементов циркуляторов, фазовых модуляторов, фазированных антенных решеток и т. д.

Ферритовый вентиль — это устройство, пропускающее ЭМВ в прямом направлении и не пропускающее ее в обратном.

Основным свойством вентилей является зависимость величины вносимого им затухания от направления распространения волны. При этом затухание волны в прямом направлении лежит в пределах от 0,1 до 1 дБ, в обратном — 10–70 дБ. Ферритовые вентили используют в качестве широкополосных согласующих устройств, обеспечивающих КВВ в фидерном тракте 0,8–0,85 в полосе частот 5–10%, что позволяет исключить влияние несогласованной нагрузки на работу генератора.

Ферритовые вентили классифицируются по следующим признакам:

1) *по типу линии передачи*: коаксиальные, полосковые, волноводные;

2) *по эффекту, положенному в основу работы*: вентили, основанные на эффекте Фарадея; вентили со смещением поля; вентили с резонансным поглощением.

В **вентилеях со смещением поля** используется явление невзаимного смещения поля в поперечном сечении ЛП прямой правополяризованной волны и обратной левополяризованной волны. В вентилеях на основе прямоугольных волноводов ферритовая пластина располагается

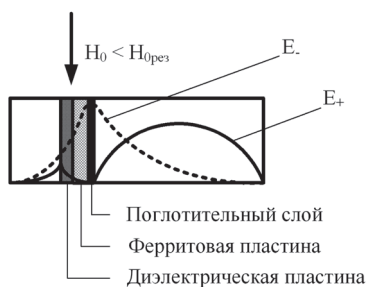


Рис. 15.61
Конструкция вентиля со
смещением поля

вдоль волновода в сечении $a/4$, т. е. там, где имеет место круговая поляризация вектора \vec{H} (рис. 15.61).

На поверхность ферритовой пластины наносится поглотительный слой из материала с большим сопротивлением.

Для увеличения диапазонаности ферритовая пластина может использоваться

совместно с диэлектрической пластиной. Направление постоянного подмагничивающего поля H_0 выбирается таким, что прямая волна в феррите — правополяризованная, а обратная — левополяризованная. Величина подмагничивающего поля выбирается меньше резонансной, при которой магнитная проницаемость для правополяризованной волны отрицательна ($\mu'_+ < 0$). В этом случае коэффициент распространения правополяризованной волны в феррите является величиной чисто мнимой, и волна распространяться в феррите не может, т. е. вытесняется из него. Распределение амплитуды поля прямой волны в поперечном сечении волновода (E_+) изменяется и приобретает вид, показанный на рисунке 15.13.

Обратная левополяризованная волна концентрируется на поверхности ферритовой пластины, так как феррит для этой волны представляет собой диэлектрическую среду с $\mu'_- \approx 1$ и $\epsilon > 10$, и, следовательно, имеет место эффект «прилипания» электромагнитной волны к поверхности феррита. Максимум амплитудного распределения поля обратной левополяризованной волны приходится на поглотительный слой. Таким образом, прямая правополяризованная волна распространяется вне феррита и поглотительного слоя и практически не ослабляется, а обратная левополяризованная волна быстро затухает в поглотительном слое.

Вентили со смещением поля имеют более легкую, чем у резонансных, магнитную систему, так как $H_0 < H_{0рез}$.

Они обладают большей широкополосностью, но могут работать при сравнительно невысоких уровнях мощности.

Вентили с резонансным поглощением можно заполнить на основе продольно-намагниченного феррита, но чаще предпочтение отдают вентилям с поперечно-намагниченным ферритом, так как в этом случае амплитуда требуемого подмагничивающего поля оказывается несколько меньшей. Конструкция такого вентиля аналогична конструкции невзаимного фазовращателя, и принцип его работы основан на тех же особенностях поля волны H_{10} в прямоугольном волноводе, что и в ФВ. Учитывая эти особенности, подобрав амплитуду подмагничивающего поля H_0 до величины, соответствующей резонансной $H_{0рез}$, можно получить, что энергия правополяризованной волны будет поглощаться ферритом, а левополяризованной — проходить сквозь феррит практически без потерь. Естественно, что прямая и обратная волны в одной и той же точке волновода имеют противоположные направления вращения вектора \vec{H} . Поэтому поперечно-намагниченный феррит помещают в том месте волновода, где прямая волна имеет левую круговую поляризацию, а обратная — правую круговую. И для прямой волны феррит — просто диэлектрик со сравнительно малым поглощением, а обратная волна испытывает в феррите резонансное поглощение. Этим и обеспечивается решение задачи согласования ЛП.

Общие недостатки вентиля с резонансным поглощением:

- большое подмагничивающее поле $H_{0рез}$, поэтому системы подмагничивания достаточно массивны;
- мощность обратной волны не должна быть слишком большой, так как она практически полностью расходуется на разогрев ферритовой пластины.

15.9. ФЕРРИТОВЫЕ ЦИРКУЛЯТОРЫ

Циркулятором называется многоканальное развязывающее устройство, в котором ЭМВ распространяются из одного канала в другие только в определенной последовательности.

Классификация циркуляторов:

1) по количеству плеч: трехплечие (Y-циркуляторы), четырехплечие (X-циркуляторы);

2) по конструкции и принципу действия: поляризационные и фазовые.

Поляризационные циркуляторы используют в работе эффект Фарадея, а фазовые — мостовые схемы с ферритовыми пластинами.

Поляризационный циркулятор — это четырехплечее устройство, работа которого основана на эффекте Фарадея и поляризационной избирательности выходных плеч (рис. 15.62).

Круглый волновод 8 соединен плавными переходами с прямоугольными волноводами 1 и 2, широкие стенки которых повернуты друг относительно друга на 45° . Прямоугольные волноводы являются плечами 1 и 2 циркулятора. В них могут распространяться ЭМВ типа H_{10} . На оси круглого волновода укреплен с помощью пенополистиролового держателя 6 ферритовый стержень 5, который помещается в продольное подмагничивающее поле H_0 . Источником этого поля служит соленоид 7, напряженность поля которого подобрана такой, что ЭМВ, проходящая через стержень, вследствие эффекта Фарадея претерпевает поворот плоскости поляризации на 45° против часовой стрелки, если смотреть по направлению вектора \vec{H}_0 . Плечи 3 и 4 представляют собой прямоугольные волноводы с волной типа H_{10} . Они также повернуты друг относительно друга на 45° и перпендикулярны широким стенкам

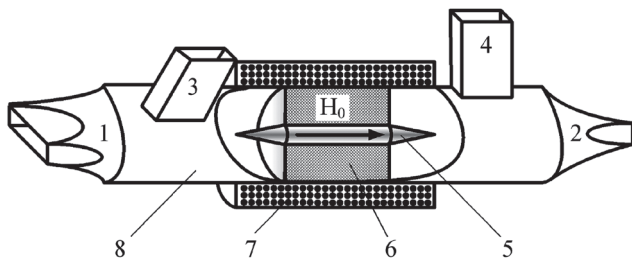


Рис. 15.62

Конструкция поляризационного циркулятора

волноводов 1 и 2 соответственно. Плечи 1–4 могут возбуждать в круглом волноводе 8 волну типа H_{11} .

Принцип действия поляризационного циркулятора. Распространяющаяся по циркулятору линейно поляризованная волна может быть представлена в виде суммы двух волн одинаковой амплитуды с круговой поляризацией правого и левого вращения (E_+ и E_-). Магнитная проницаемость продольно-намагниченного феррита для этих волн различная ($\mu_+ < \mu_-$). Следовательно, различны и их фазовые скорости ($V_{\phi+} > V_{\phi-}$), а результирующий вектор напряженности электрического поля (а следовательно, и плоскость поляризации) волны, прошедшей феррит, поворачивается на угол $\Delta\varphi = \Delta\varphi_+ - \Delta\varphi_- = (k_+ - k_-) \cdot l$. Длина ферритового стержня l , его диаметр и величина напряженности подмагничивающего поля H_0 выбираются такими, чтобы после прохождения стержня плоскость поляризации волны поворачивалась бы на 45° . Схема работы циркулятора при подключении генератора к одному из плеч представлена на рисунке 15.63.

Поступающая в виде волны H_{10} в прямоугольном волноводе в плечо 1 энергия преобразуется плавным переходом в волну H_{11} в круглом волноводе. Дойдя до плеча 3 циркулятора, волна H_{11} его не возбуждает, так как вектор напряженности электрического поля волны H_{11} оказывается параллельным широким стенкам прямоугольного волновода плеча 3 и это плечо, следовательно, представляет собой запердельный волновод. После прохождения ферритового стержня плоскость поляризации волны H_{11} повернется на угол 45° против часовой стрелки. Подойдя к плечу 4 циркулятора, волна H_{11} также его не возбуждает, поскольку широкие стенки его прямоугольного волновода также оказываются параллельными силовым линиям напряженности электрического поля, поскольку это плечо повернуто (если смотреть со стороны плеча 1) также на угол 45° против часовой стрелки и поэтому является запердельным. Далее ЭМВ типа H_{11} в круглом волноводе преобразуется плавным переходом в волну H_{10} в прямоугольном волноводе, причем ориентация плоскости поляризации в пространстве сохраняется. Таким образом, си-

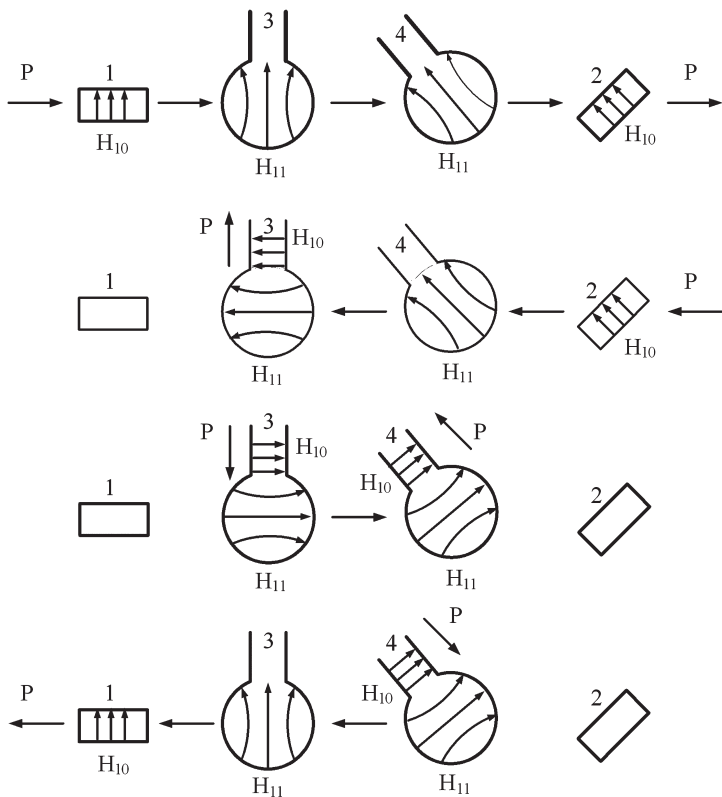


Рис. 15.63

Схема прохождения ЭМВ в поляризационном циркуляторе

ловые линии вектора \vec{E} волны H_{10} у плеча 2 циркулятора оказываются перпендикулярными широким стенкам волновода этого плеча (оно же развернуто на 45° против часовой стрелки, если смотреть со стороны плеча 1), следовательно, это плечо не является запредельным и энергия проходит в него. Таким образом, энергия из плеча 1 проходит в плечо 2. При подключении генератора к плечу 2 энергия поступит в плечо 3, аналогично при подключении генератора к плечу 3 энергия проходит в плечо 4 и, наконец, при подключении генератора к плечу 4 энергия поступает в плечо 1. В этом нетрудно убедиться,

если учесть то обстоятельство, что эффект Фарадея носит взаимный характер, т. е. независимо от направления движения ЭМВ плоскость поляризации поворачивается всегда против часовой стрелки, если смотреть по направлению подмагничивающего поля.

Таким образом, при выбранной ориентации вектора напряженности подмагничивающего поля циркулятор реализует последовательность передачи энергии вида $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 1$. При изменении ориентации вектора \vec{H}_0 на противоположную последовательность прохождения энергии между плечами примет вид: $1 \rightarrow 4 \rightarrow 3 \rightarrow 2 \rightarrow 1$.

Достоинства поляризационного циркулятора — малая величина напряженности подмагничивающего поля H_0 и высокое быстродействие ($t_{\text{перекл.}} < 15$ мкс). Недостатки — сравнительно большие габаритные размеры и невысокая (около -20 дБ) развязка между каналами.

Y-циркуляторы — это трехплечие фазовые циркуляторы, которые изготавливаются в волноводном, коаксиальном и полосковом исполнении. Они нашли широкое применение в диапазоне СВЧ из-за простоты конструкции и компактности.

Волноводный Y-циркулятор — это симметричный H -плоскостной волноводный тройник с ферритовой шайбой в месте разветвления (рис. 15.64).

Феррит помещен в поперечное подмагничивающее поле H_0 , перпендикулярное широким стенкам волновода. Поле создается постоянным магнитом, расположенным снаружи волновода. Величина напряженности подмагничивающего поля значительно меньше резонансной $H_0 \ll H_{\text{рез}}$. При поступлении ЭМВ в плечо 1 циркулятора волны в плечах 2 и 3 являются результатом суперпозиции двух волн — первичной и вторичной. Первичная волна обусловлена

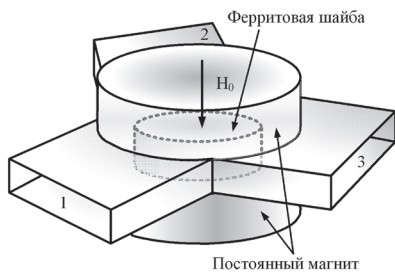


Рис. 15.64

Конструкция фазового Y -циркулятора

непосредственно тройником, а вторичная — переизлучением ферритовой шайбы. Первичная волна на входе плеч 2 и 3 имеет одинаковые амплитуды и фазы вследствие симметричности схемы. Амплитуды и фазы вторичных волн на входе этих плеч зависят от размеров и электрических параметров подмагниченной ферритовой шайбы. Эти параметры подбираются так, чтобы первичные и вторичные волны имели бы одинаковые амплитуды и были бы на входе плеча 2 синфазны, а на входе плеча 3 — противофазны. Тогда энергия из плеча 1 поступает в плечо 2. Вследствие симметрии устройства работа циркулятора происходит по схеме $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 1$. При изменении ориентации вектора подмагничивающего поля на противоположную в циркуляторе будет реализовываться последовательность передачи энергии вида $1 \rightarrow 3 \rightarrow 2 \rightarrow 1$.

Достоинства: низкие потери ($< 0,5$ дБ); развязка между каналами не менее -20 дБ; КБВ = $0,9-0,95$.

У-циркуляторы нашли широкое применение в антенных переключателях средств воздушной радиосвязи диапазона СВЧ.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы основные характеристики и параметры линий передачи?
2. Как классифицируются соединительные устройства?
3. Назначение соединительных устройств.
4. Как классифицируются делители мощности?
5. Назначение делителей мощности.
6. Как классифицируются мостовые устройства?
7. Назначение мостовых устройств.
8. Классификация антенных переключателей.
9. Назначение антенных переключателей.

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ АНТЕННЫ И АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ

16.1. ИЗЛУЧАТЕЛИ ВИВАЛЬДИ

В последние годы в антенной технике возникают задачи по разработке сканирующих антенн, работающих в широкой полосе. Сверхширокополосные антенны с электрическим управлением луча необходимы в системах радиоэлектронной борьбы (РЭБ) и для построения интегрированных антенных систем летательных аппаратов. Построение такой системы решает проблемы негармонической локации (радиоразведка, РЭБ, РЛС на самолете). Решение этой задачи связано с разработкой отдельного излучающего элемента и построением конфигурации антенной решетки, а также устройства возбуждения и фазирования обеспечивающих работ в широкой полосе [1].

Излучатель широкополосной антенной решетки должен обладать малыми массо-габаритными параметрами и обеспечивать требуемое изменение характеристик направленности в рабочей полосе частот. Этим требованиям удовлетворяют излучатели на основе симметричных щелевых линий.

Щелевой излучатель Вивальди представляет собой экспоненциально расширяющуюся щель в тонком слое металла на диэлектрической подложке или в свободном пространстве (рис. 16.1).

Благодаря конструктивной простоте и широкой рабочей полосе антенны Вивальди нашли применение в радиоастрономии, системах мобильной спутниковой связи, широкополосных компьютерных сетях для интерактивных игр и телевизионных системах с высоким разрешением.

Излучатели Вивальди относятся к классу антенн бегущей волны.

На рисунке 16.3 приведен график зависимости КСВ от частоты излучателя Вивальди, возбуждаемого полосковой линией [1]. На рисунке 16.4 представлены ДН излучателей Вивальди в E - и H -плоскости на частотах 4 и 6 ГГц.

Практическое применение находят также антенны с линейно расширяющимися щелями и щелями постоянной ширины (рис. 16.5) [20].

Для совмещения излучателя Вивальди с устройствами, работающими в миллиметровом диапазоне волн, была предложена конструкция V-образного излучателя Вивальди (рис. 16.6) [20]. Такой излучатель может возбуждаться собственной щелевой линией.

Щелевой излучатель Вивальди имеет высокое входное сопротивление, что затрудняет его согласование с полосковой линией. Этот недостаток преодолен в двухстороннем излучателе Вивальди (рис. 16.7а-г), который имеет низкое входное сопротивление

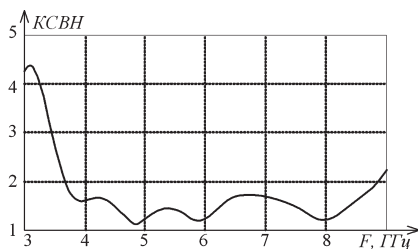
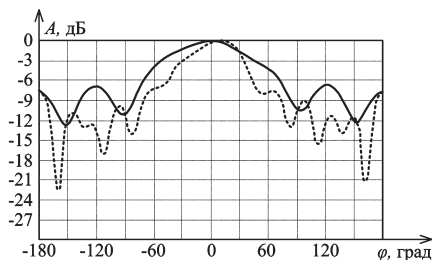
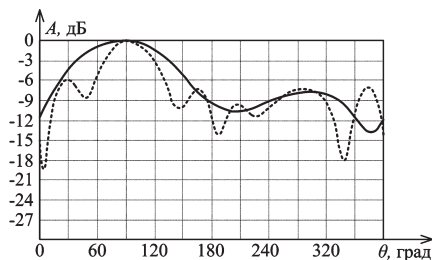


Рис. 16.3
График зависимости КСВ от частоты излучателя Вивальди, возбуждаемого полосковой линией [1]



а)



б)

— 1
- - - 2

Рис. 16.4
Диаграммы направленности излучателей Вивальди:

а — в E -плоскости; б — в H -плоскости: 1 — на частоте 4 ГГц; 2 — на частоте 6 ГГц.

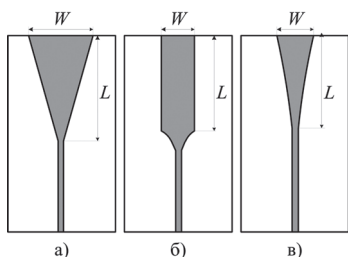


Рис. 16.5
Щелевые антенны:

a — с линейно расширяющейся щелью; *b* — с щелью постоянной величины; *в* — с экспоненциально расширяющейся щелью.

Однако излучатели вида, представленного на рисунке 16.7*a, б*, имеют большую кроссполяризационную составляющую. Для ее уменьшения предложена конструкция с тремя слоями металлизации (рис. 16.7*в, г*). Такая антенна уменьшает кроссполяризационную составляющую до 15 дБ.

Двухполяризационные излучатели Вивальди находят широкое применение в измерительных системах, так как позволяют проводить измерения для ортогональной поляризации, не меняя ориентации измерительной антенны,

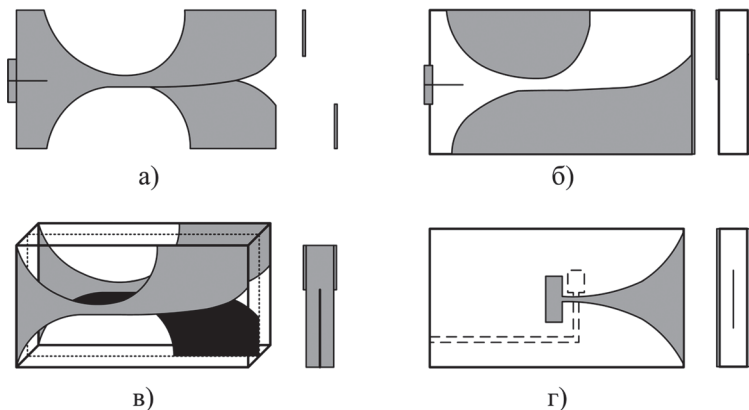


Рис. 16.7
Двухсторонние излучатели Вивальди:

a — без диэлектрика; *б-г* — с диэлектриком.

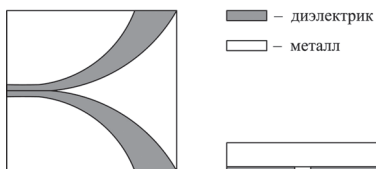


Рис. 16.6
V-образный излучатель Вивальди

ние и возбуждается полосковой линией, размещенной с двух сторон диэлектрической подложки [1].

Однако излучатели вида, представленного на рисунке

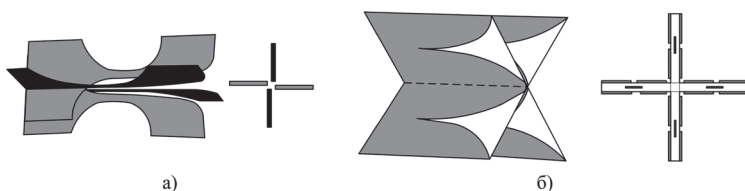


Рис. 16.8

Двухсторонние двухполяризационные излучатели Вивальди:
a — клиновидный; *b* — печатный.

что примерно в два раза сокращает время, затрачиваемое на одно измерение.

Широкополосные антенны с управляемой или круговой поляризацией необходимы в радиолокационных системах [1]. На рисунке 16.8*a* представлен клиновидный излучатель Вивальди. Кроме него, применяются печатные двухполяризационные излучатели Вивальди, состоящие из четырех двухсторонних излучателей (рис. 16.8*b*).

Применение двухсторонних излучателей позволяет экранировать питающую микрополосковую линию, излучение которой приводит к изменению формы ДН решетки. Излучатели Вивальди могут иметь различную форму раскрытия. Наиболее простая форма получается при изгибе щелевой линии по дуге окружности, но более широкая рабочая полоса частот получается при экспоненциальном изгибе. Два элемента антенной системы возбуждаются без фазового сдвига и обеспечивают излучение линейной горизонтальной (вертикальной) поляризации. Достоинство конструкции состоит в том, что фазовый центр решетки будет в центре, независимо от того, какая пара элементов будет активна.

16.2. ФРАКТАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

Методы фрактального анализа излучателей

В последние годы прошлого столетия усилия многих ученых были направлены на исследования в области фрактальной геометрии и ее применению в различных областях физики, радиофизики, антенной техники. Результаты этих исследований были основаны на фрактальной

геометрии [19]–[25]. Например, введение фракталов при решении задач антенной техники [26]–[29] обеспечило следующие пути их исследования: изучение самих фрактальных элементов антенны и использование фракталов в разработке антенных решеток.

Фрактальные антенны — относительно новый класс электрически малых антенн (ЭМА), принципиально отличающийся своей геометрией от известных решений. По сути, традиционная эволюция антенн базировалась на евклидовой геометрии, оперирующей объектами целочисленной размерности (линия, круг, эллипс, параболоид и т. п.). Главное отличие фрактальных геометрических форм — их дробная размерность, что внешне проявляется в рекурсивном повторении в возрастающем либо уменьшаемом масштабах исходных детерминированных или случайных шаблонов. В результате имитационного моделирования и экспериментов установлено, что фрактальные антенны позволяют получить практически тот же коэффициент усиления, что и обычные, но при меньших габаритах, что важно для мобильных приложений.

Термин фрактал (от *лат.* *frangere* — ломать и *fractus* — дробный) был введен в 1975 г. Бенуа Б. Мандельбротом и основан на теории фрактальной (дробной) размерности Хаусдорфа [10], предложенной в 1919 г.

Фракталы можно подразделить на детерминированные (созданные с помощью детерминированных правил), случайные (созданные с помощью комбинации порождающих правил, выбранных наугад в разных масштабах) [25], а также полученные методами детерминированного хаоса. Во фрактальной статистике говорят о фрактальных распределениях (Парето, Леви и т. д.).

Идеи Мандельброта послужили также началом систематического изучения фракталов в различных прикладных задачах. Сегодня известны применения фракталов в теории электромагнитного поля, обнаружении мало-контрастных (скрытых) целей в радиолокации и теории антенн. Фрактальные модели обычно строятся на основе различных математических алгоритмов с использованием современной компьютерной графики [21], [22]. Рас-

смотрим наиболее известные классические фрактальные функции. Приведем формальные определения для таких топологических понятий, как, например, «линия».

Определение Урысона. Линия — одномерный континуум (связанное компактное метрическое пространство C , каждая точка которого обладает сколь угодно малой окрестностью с границей размерности нуль), т. е. для $\forall a > 0$ пространство C может быть представлено в виде суммы конечного числа множеств диаметра меньшего a , при этом никакие три из этих множеств не имеют общей точки. На сегодняшний день определение линии Урысона является наиболее общим. Этому определению удовлетворяют привычные кривые, канторовы множества, а также универсальная кривая Менгена и др.

Определение Кантора. Канторовской кривой на плоскости называется континуум, в окрестности каждой точки которого имеются точки плоскости, не принадлежащие континууму.

Это определение линии на плоскости было дано Кантором в 1870 г. и является обобщением предыдущего. Под это определение подпадает такой класс линий, как ковер Серпинского, который может быть получен как непрерывный образ отрезка. Примером непрерывной функции, которая не имеет ни в одной точке ни конечной, ни бесконечной односторонней производной, является функция Безиковича [7]. Для построения данной функции существует эффективный итерационный процесс, состоящий из следующих этапов. На первом этапе строится отрезок длиной $2a$ на прямой. Далее, так как функция симметрична относительно точки a , необходимо провести ее построение на интервале $(0, a)$. Затем в центральной части этого интервала строится отрезок длиной $l_1 = a/4$. Интервал $(0, a)$ делится отрезком l_1 на две равные части, а в центре каждого из них располагаются соответственно новые отрезки $l_3 = a/2^4$. Таким образом, получаем четыре равных интервала, в середине которых размещаются отрезки длиной $l_3 = a/2^6$ и т. д. Общее выражение для длины отрезка на i -й итерации $l_i = a/2^{3i}$. В итоге на отрезке OC построено бесконечное множество отрезков l_1, l_2, l_3, \dots , объединение которых L — всюду плот-

ное множество с суммарной длиной $a/2$. В итоге получаем функцию Безиковича, график которой приведен для первых четырех итераций на рисунке 16.9. Непрерывная функция, построенная таким образом, не имеет ни в одной точке ни правой, ни левой производной.

Построение начинается с выбрасывания средней трети отрезка, т. е. из исходного множества $[-1, 1]$ удаляется открытый интервал $[-1/3, 1/3]$. На следующем и всех последующих шагах удаляем среднюю треть всех отрезков текущего уровня. По приведенной процедуре легко построить итерационную процедуру. Другими словами, части множества подобны целому множеству. Это свойство самоподобия называют также масштабной инвариантностью, или скейлингом. Построение, аналогичное проведенному выше, можно проделать, осуществляя деление отрезка не на три, а на большее число частей n . Длина выброшенной части отрезка по-прежнему равна единице,

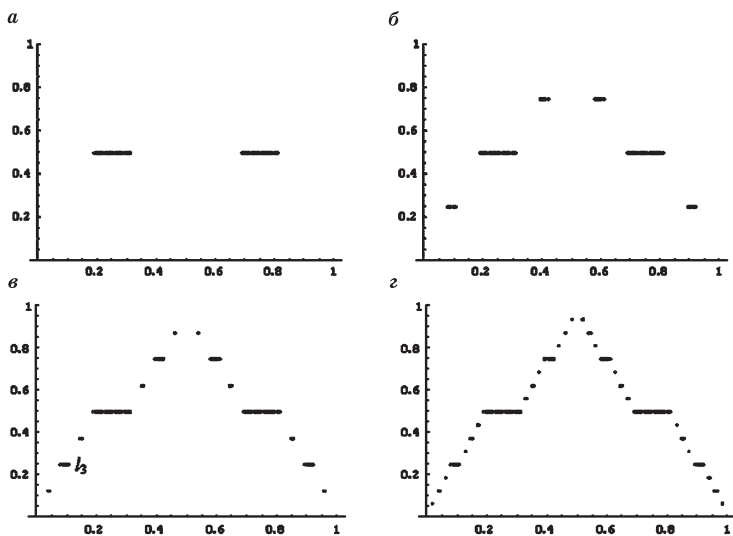


Рис. 16.9

График функции Безиковича:

a — первая итерация; $б$ — вторая итерация; $в$ — третья итерация; $г$ — четвертая итерация.

а остающееся множество не содержит ни одного целого интервала. Свойство самоподобия сохраняется.

Про все такие множества говорят, что они обладают канторовой структурой.

Двумерным аналогом функции Кантора является ковер Серпинского [22]. Рассмотрим вначале этапы построения треугольного ковра Серпинского. Пусть T — заданный правильный треугольник, A, B, C — его вершины: левая, верхняя и правая. Соединяя середины сторон треугольника, можно получить четыре новых правильных треугольника, три из которых — T_0, T_1, T_2 , содержат вершины A, B, C , расположенные параллельно T , и четвертый треугольник U находится в центре треугольника T ; исключаем внутреннюю область треугольника U .

Если произвести над каждым треугольником T_0, T_1, T_2 те же операции как и для треугольника, то получим девять треугольников, расположенных параллельно треугольнику T . На n -м шаге имеем $T_{\lambda_1 \dots \lambda_n}, T_{\lambda_1 \dots \lambda_{n0}}, T_{\lambda_1 \dots \lambda_{n1}}, T_{\lambda_1 \dots \lambda_{n2}}$ — новые треугольники. На рисунке 16.10 приведен ковер Серпинского при $n = 10$.

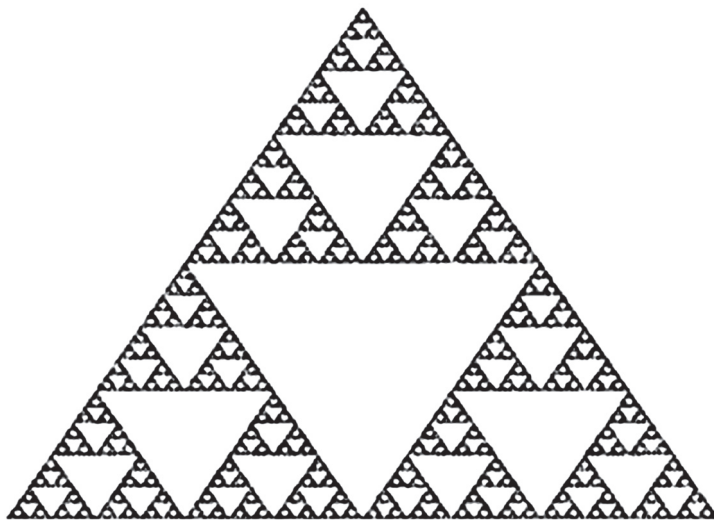


Рис. 16.10
Треугольный ковер Серпинского

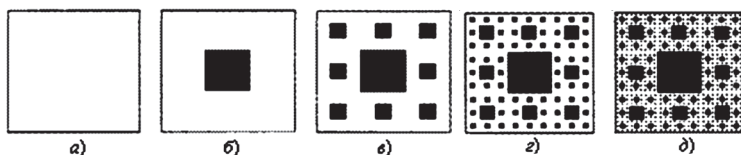


Рис. 16.11
Этапы построения ковра Серпинского

Аналогично можно построить прямоугольный ковер Серпинского, представленный на рисунке 16.11. Берем квадрат со стороной, равной единице. На первом шаге делим его на 9 равных квадратов (со стороной $1/3$), и все внутренние точки центрального квадрата удаляем (на рис. 16.11 эта часть выделена черным цветом). На втором шаге также поступаем с оставшимися 8 квадратами, причем возникают уже 64 квадрата (со стороной $1/9$). Далее процесс повторяем на все более и более мелких масштабах. Оставшееся множество точек называется ковром Серпинского.

Отметим, что до сих пор рассматривалось построение фрактала с помощью какого-либо детерминированного алгоритма, однако может использоваться и вероятностный алгоритм. При этом свойство самоподобия у таких фракталов сохраняется «в среднем», т. е. после серии реализаций или серии масштабных преобразований.

Рассмотрим общий метод получения аналогичных отображений. В отличие от рассмотренных ранее нелинейных точечных отображений, рассмотрим теперь системы линейных функций (отображений), задающих аффинные преобразования плоскости. Каждое из преобразований T_i системы можно записать в виде $T_i(x) = A_i(x) + b_i$, где

$$\begin{cases} A_i = \begin{pmatrix} a_i & b_i \\ c_i & d_i \end{pmatrix}; \\ b_i = \begin{pmatrix} e_i \\ f_i \end{pmatrix}; \\ x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}. \end{cases} \quad (16.1)$$

Здесь матрица A осуществляет масштабирование исходного множества, а вектор \vec{b} — сдвиг. Отображения должны быть сжимающими: $s_i = \det A_i < 1$.

Систему функций получим, рассматривая совместно набор n отображений $T = \{T_1, T_2, \dots, T_n\}$.

Алгоритм действия отображения T состоит в следующем. Задается некоторое компактное начальное множество точек E_0 на плоскости. Первое применение T к этому множеству (т. е. первая итерация) дает множество

$$E_1 = T(E_0) = T_1(E_0) \cup T_2(E_0) \cup T_3(E_0), \quad (16.2)$$

т. е. каждое из отображений T_i должно быть применено к исходному множеству, а затем требуется объединить получившиеся множества. Следующие итерации можно записать в виде:

$$E_{n+1} = T(E_n) = T_1(E_n) \cup T_2(E_n) \cup T_3(E_n). \quad (16.3)$$

Системой итерированных функций (СИФ) называется совокупность отображений T_i , описываемая (2.1)–(2.3) согласно приведенной итерационной схеме.

В качестве примера рассмотрим систему из отображений для салфетки Серпинского (E_0 — треугольник с вершинами $(0, 0)$, $(1, 0)$, $(1/2, \sqrt{3}/2)$,

$$\begin{aligned} T_1 &= \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}; \\ T_2 &= \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/2 \\ 0 \end{pmatrix}; \\ T_3 &= \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/4 \\ \sqrt{3}/4 \end{pmatrix}. \end{aligned}$$

Каждое из этих отображений — сжимающее, со степенью сжатия $s = 1/4$.

Виды нелинейных фрактальных рассеивателей

Излучатели на основе фрактала Коха

Первой конструкцией фрактальной антенны с наиболее полно изученными электромагнитными и направленными свойствами стала антенна на основе префракталь-

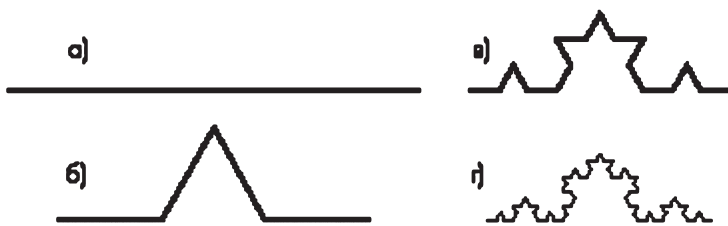


Рис. 16.12
Кривая Коха:

a — первая итерация; *b* — вторая итерация; *в* — третья итерация; *г* — четвертая итерация.

ной кривой Коха. При построении линии Коха исходный отрезок длиной z , именуемый инициатором фрактала, делится на три равные части. Центральный участок заменяют равносторонним треугольником со стороной $z/3$. В результате образуется ломаная, состоящая из четырех звеньев длиной $z/3$ каждый. На рисунке 16.12 приведено построение кривой Коха: а) первая; б) вторая; в) третья и г) четвертая итерации.

Этот процесс повторяется для каждого отдельного сегмента ломаной линии: во второй итерации на отрезках $z/3$ строятся треугольники со сторонами $z/9$, на них — треугольники со сторонами $z/27$ (третья итерация) и т. д. Предельная кривая и есть кривая Коха. Каждый шаг синтеза увеличивает длину результирующей кривой в соответствии с выражением $L = z \left(\frac{4}{3}\right)^n$, где n — число итераций; z — высота образующего шаблона (длина сходного отрезка).

Этот эффект миниатюризации антенн является существенным лишь при пяти-шести первых итерациях фрактала. Строго говоря, в антенных решениях используются не подлинные фракталы, а лишь несколько первых их итерационных форм, получивших в геометрии название кривых, заполняющих пространство или плоскость (Plane-Filling Curves, PFC). Реже используется термин «префракталы». Все эти понятия применительно к антенным конструкциям могут употребляться как синонимы. Такова исторически сложившаяся терминология теории

фрактальных антенн, хотя она и не соответствует принятым математическим определениям. SFC могут применяться в качестве шаблонов для изготовления монополей и плеч диполей, формирования топологии печатных антенн, частотно-селективных поверхностей (Frequency Selection Surfaces, FSS) или обечаек зеркальных рефлекторов, построения контуров рамочных антенн и профилей апертуры рупоров, а также фрезеровки пазов в щелевых антеннах. В англоязычной литературе соответствующие антенны нередко называют space-filling antenna (SFA) (антенны, заполняющие пространство). В случае проводочных антенн самопересечение SFC допускается только в начальном (или конечном) пункте. Иначе говоря, фрактальная линия может иметь вид замкнутого контура, но ни одна из ее частей не может быть замкнутым фрагментом. Отсутствие точек самоконтакта в SFC-объектах позволяет говорить о них как о «самоизбегающих» кривых. Отсюда, кстати, происходит еще одно название этих ломаных линий — FASS-кривые (space-Filling self-Avoidance Simplicity Similarity — самоуклоняющиеся кривые подобных сегментов, заполняющих пространство). Существует и другое ограничение всех типов фрактальных антенн: сегменты используемых в них SFC-линий должны быть короче одной десятой рабочей длины волны антенны в свободном пространстве. При этом желательно, чтобы общее число связанных SFC-сегментов в антенных топологиях превышало 10.

Диполь Минковского

Весьма близким по своим свойствам к антенне на основе фрактала Коха является диполь, сформированный по закону ломаной Германа Минковского (1864–1909). При построении этой антенны вместо системы треугольников на прямой формируются меандры убывающих размеров. При первом изгибе прямолинейного диполя в виде прямоугольного солитона (рис. 16.13) его усиление возрастает.

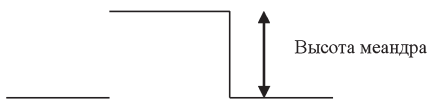


Рис. 16.13
Диполь Минковского

Последующие итерации практически не изменяют коэффициент усиления, но диапазон рабочих частот диполя расширяется, а сама антенна становится гораздо компактнее. Как и в случае кривой Коха, эффективными являются лишь первые 5–6 шагов: чтобы сгибать провод дальше, придется уменьшить его диаметр, а это повысит сопротивление антенны и приведет к потере усиления.

Древоподобные диполи

Другой тип фрактала, который может использоваться в качестве диполя, — двумерное рекурсивное дерево, чьи варианты геометрии приведены на рисунке 16.14.

Фрактал генерируется из простого монополя путем последовательного разбиения его вершин на две ветви под заданным углом (до 60°). Полная электрическая длина такой антенны может быть определена как самая короткая длина от ядра фрактала к любому его концу. Каждая новая итерация увеличивает количество проводящих путей на краях антенны и при неизменной высоте дерева понижает резонансную частоту. Характеристика направленности древоподобного диполя в данной зоне очень близка к таковой для прямого диполя.

Дальнейшим развитием антенн типа двумерное дерево являются трехмерные деревья, получаемые, например, путем последовательного разбиения вершин прямого монополя на четверки ветвей в двух ортогональных плоскостях. Соотношения размеров каждой из ветвей для разных итераций при угле разбиения 60° приведены в таблице 16.1.

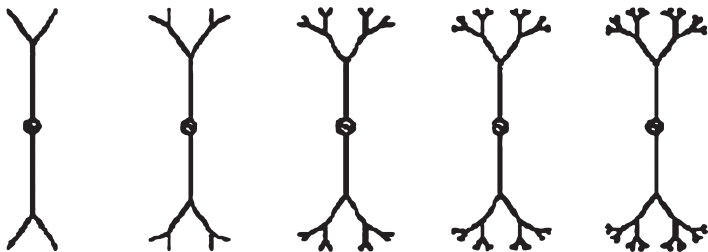


Рис. 16.14
Древоподобные диполи

Таблица 16.1

Соотношения размеров ветвей для пяти итераций

	Номер итерации					
	0	1	2	3	4	5
Относительные размеры ветвей	1	1/3	1/7	1/15	1/31	1/63
		2/3	2/7	2/15	2/31	2/63
			4/7	4/15	4/31	4/63
				8/15	8/31	8/63
					16/31	16/63
						32/63

Как видно, наряду с минимизацией габаритов при использовании такого типа антенн становятся излишними дополнительные меры по маскировке их под естественные деревья, как это нередко делалось до сих пор в случае традиционных антенных систем.

В целом выигрыш от миниатюризации дипольных структур существенно зависит от типа используемого при их формировании фрактала. Обладая наибольшей компактностью, трехмерные фрактальные деревья имеют значительно меньшее входное сопротивление по сравнению с двумерными аналогами.

Таким образом, при ориентации на трехмерную фрактальную антенну древовидного типа необходимо искать разумный компромисс между достижимой компактностью антенны и снижением величины ее входного напряжения, приводящим к проблемам согласования с питающим фильтром.

В настоящее время еще не изучены свойства антенн, представляющих собой комбинацию нескольких различных фракталов, например Коха и трехмерного дерева, не исключено, что рекурсия Минковского либо Коха в древовидных ветвях может уменьшить потери входного сопротивления, что сделает трехмерные фрактальные антенны еще более привлекательными. Нуждаются в более детальном изучении и поляризационные свойства антенн.

Рамочные антенны Коха и Минковского

Помимо дипольных структур, в качестве узкополосных антенн могут использоваться фрактальные рамки, построенные на основе рассмотренных ранее кривых Коха и Минковского. На рисунке 16.15 показаны фрактальные рамки на основе кривых Минковского (слева) и Коха (справа).

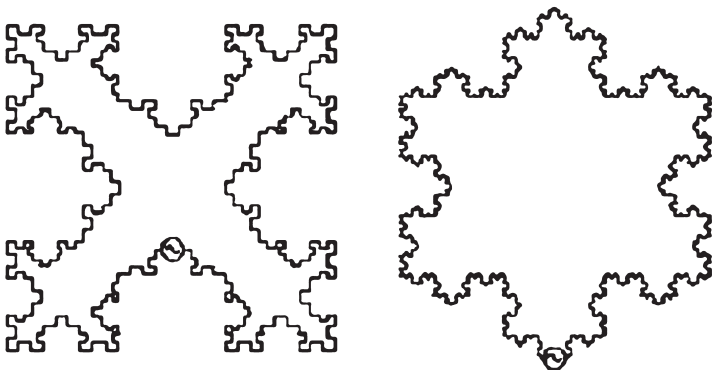


Рис. 16.15

Фрактальные рамки на основе кривых Минковского и Коха

Как известно, традиционные рамочные антенны при малых размерах имеют малое входное сопротивление, что усложняет их согласование с 50-омным питающим фильтром. Фрактальные же технологии позволяют заметно увеличить сопротивление рамочной антенны на частотах, ниже резонансной, упрощая решение задачи ее согласования для нужд радиопеленгации и частотного мониторинга, а так же апертурную эффективность.

Чтобы проиллюстрировать выигрыш, предоставляемый фрактальным подходом, сопоставим круглую рамку и петлю Коха четвертой итерации, относительные размеры которых приведены на рисунке 16.16.

Основные соотношения для расчетов следующие:

а) площадь, ограниченная фракталом Коха четвертой итерации:

$$S_{\text{Коха}} = 2,05r^2; \quad (16.4)$$

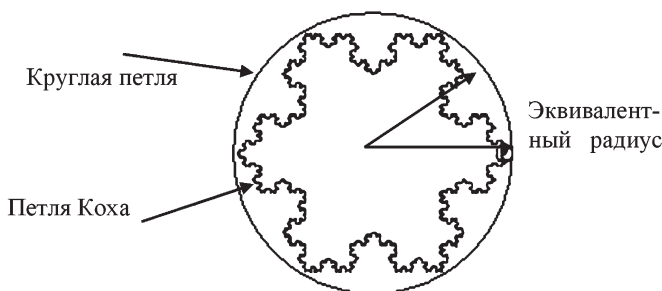


Рис. 16.16
Круглая рамка и петля Коха четвертой итерации

б) периметр петли Коха:

$$P_{\text{Коха}} = 3\sqrt{3}\left(\frac{4}{3}\right)^n, \quad (16.5)$$

где n — номер итерации (при $n = 4P_{\text{Коха}} = 16,42r^2$).

Следует отметить, что площадь, охваченная данной разновидностью фрактала, на 35% меньше площади описанного круга. В то же время фрактальный периметр превышает периметр круговой петли в 2,614 раза. Согласно (16.4), (16.5), такие соотношения геометрических параметров приводят к тому, что при диаметре проволоки $1,4 \cdot 10^{-5}\lambda$ и периметре петли Коха $0,68\lambda$ ее входное сопротивление равно 26,65 Ом. В то же время круговая рамка на основе описанного вокруг этого фрактала окружности имеет периметр $0,26\lambda$ и входное сопротивление всего лишь 1,17 Ом. Незначительная реактивность петли Коха теоретически может быть компенсирована добавлением параллельной контуру емкости.

Для рассмотренных размеров рамок электрическая длина петли Коха оказывается в 32,2 раза больше физической апертуры охватываемой ею площади, тогда как для круговой рамки это соотношение падает до 22,1 раза. Что касается характеристик направленности сопоставляемых рамочных антенн, то они очень похожи, но не тождественны: из-за большого периода ДН фрактальной антенны имеет более выраженный многолепестковый характер.

Монополь, ковер и куб Серпинского

Проволочные трехмерные фракталы. В дополнение к рассмотренным классам сравнительно узкополосных фрактальных конструкций следует остановиться на еще одном типе антенн, в которых самоподобие геометрии приводит к ярко выраженным широкодиапазонным свойствам. Характерным примером в этом ряду является решетка Серпинского, показанное на рисунке 16.17, на котором впервые были изучены многодиапазонные свойства антенн. Данная фигура названа по имени польского математика Вацлава Серпинского (1882–1969), который в 1916 г. впервые исследовал ее свойства. Процесс формирования такого фрактала на первом шаге состоит в удалении из исходного треугольника центрального треугольного сегмента с вдвое меньшей высотой. В образующихся в результате новых треугольничков на втором шаге вновь удаляются центральные части, и далее эта процедура последовательно повторяется требуемое количество раз. На рисунке 16.18 приведены итерации решетки Серпинского.



Рис. 16.17
Решетка Серпинского

отверстий округляют.

Свойства самоподобия фрактальных структур обусловили высокую повторяемость их электромагнитных параметров в различных частотных диапазонах. Речь идет о входном сопротивлении, распределении плотности токов, диаграммах направленности излучения



Рис. 16.18
Итерации решетки Серпинского

и других параметрах антенн. Все это существенно упрощает их компьютерный расчет и проектирование.

Вместе с тем конечность размеров, ограниченное число фрактальных итераций при формировании геометрии антенного полотна, влияние цепей питания и симметрирование антенны приводят к появлению погрешностей в реализации электромагнитных свойств фрактальных конструкций. Если соответствующее отклонение не превышает 10% -ного порога, то с ними, как правило, вынуждены мириться, поскольку фрактально обусловленные эффекты при этом продолжают иметь место. При большем уровне погрешности одним из путей их компенсации является намеренное внесение предыскажений за счет нарушения симметрии фрактала. В патенте США предложено использовать решетку Серпинского в качестве автомобильной антенны, размещенной на лобовом стекле салона (рис. 16.19).

Выполненная из тонкой, проводящей и оптически прозрачной пленки, такая конструкция позволяет при необходимости вести прием во всех известных диапазонах частот FM-вещания, осуществлять радиотелефонную и транкинговую связь, беспроводной доступ к широкополосным сетям.

В сотовых радиотелефонах получила также распространение многодиапазонная фрактальная антенна на основе прямоугольного ковра Серпинского, формируемого, в отличие от рассмотренного решета, изъятием из исходного квадрата убывающих по величине квадратных сегментов (рис. 16.20).

Такая антенна достаточно компактна и может не только устанавливаться

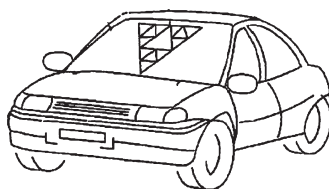


Рис. 16.19
Автомобильная антенна в виде решета Серпинского

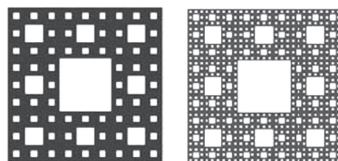


Рис. 16.20
Прямоугольный ковер Серпинского

на плате, но и напыляться на внутреннюю поверхность корпуса смартфона. Для ее изготовления, как правило, используют фаббер-технология трехмерного прототипирования, позволяющую прецизионно сформировать миниатюрные антенны любой сложности. Благодаря развитию теории фрактальных антенн серьезное продвижение наметилось и в реализации проектов создания систем на одном чипе с интеграцией на кристалл либо корпус процессора обработки сигналов компактных антенных излучателей. Такие решения довольно перспективны для стандарта HIPERLAN-2 (17,2 ГГц) и других сетей беспроводного доступа.

Как и в случае фрактальных деревьев, рассмотренные многодиапазонные антенны могут обобщаться на трехмерный случай, например, развитием ковра Серпинского является фрактальный куб, а решетка — пирамида.

16.3. ЦИФРОВЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

Интенсивное развитие цифровой техники привело к появлению цифровых методов формирования и управления лучом, так называемых цифровых антенных решеток (ЦАР). Если на первых этапах развития вычислительной техники создавались приемные ЦАР, то в настоящее время с увеличением быстродействия устройств преобразования аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей (АЦП и ЦАП), появлением цифровых программируемых линий задержки (ПЛЗ) и другой элементной базы реализуются как приемные, так и передающие антенные решетки с электрическим сканированием [28].

Возможность цифрового формирования диаграммы направленности (ДН) антенны для радиолокационной техники была доказана теоретически и практически еще в 1970-х гг. Цифровое диаграммообразование (ЦДО) — технология, позволяющая улучшить характеристики антенных систем с присущей ей гибкостью в обработке сигнала. Цифровая обработка сигналов имеет ряд преимуществ перед аналоговой, используемой в ФАР. Заметим, что наиболее полно эти преимущества проявляются

в приемных решетках, однако и в передающих системах использование цифровой обработки позволяет достичь существенных результатов [28].

1. Приемные ЦАР являются высокоинформативными системами. Они способны воспринять всю информацию, содержащуюся в структуре пространственно-временных электромагнитных полей в раскрыве решетки. После этого практически без потерь информация трансформируется в данные о параметрах объектов.

2. Только в цифровых приемных решетках возможно использование алгоритмов адаптации к воздействию широкополосных помеховых сигналов. В сочетании с расширением динамического диапазона за счет накопления в процессе пространственно-временной обработки это обеспечивает высокую помехозащищенность РЛС.

3. Использование цифровой обработки сигнала (ЦОС) дает возможность создания приемопередающих модулей с так называемой программно-конфигурируемой архитектурой, т. е. реализуется принцип интегрированной апертуры. Речь идет об интеграции систем радиолокации, спутниковой радионавигации, радиотехнической разведки, радиосвязи, радиопротиводействия и т. д. При этом возрастает эффективность всего бортового радиокомплекса.

4. В РЛС с ЦАР реализуется возможность многосигнального приема в широком телесном угле при организации многопозиционных радиолокационных комплексов. Путем использования цифрового диаграммообразования синтезируется связка примыкающих друг к другу лучей — осуществляется многолучевая работа.

Таким образом, стремление к внедрению технологии цифрового формирования луча как при излучении зондирующих сигналов, так и на приеме, вполне объяснимо. Упрощенная схема приемной узкополосной ЦАР представлена на рисунке 16.21.

В идеальном случае сразу после прихода на излучатель сигнал оцифровывается в АЦП и поступает на схему формирования ДН. Аналоговая диаграммообразующая схема заменяется на высокоточную схему ЦДО. При этом



Рис. 16.21
Структурная схема приемной ЦАР

необходимы управляемые фазовращатели, являющиеся источниками потерь и нестабильностей в традиционных ФАР. Появляется возможность цифрового управления амплитудно-фазовым распределением в раскрыве решетки. Это позволяет создать нужное число лучей антенной системы без потерь мощности, формируя «нули» диаграммы направленности в направлении помех.

В приемных ЦАР АЦП осуществляют дискретизацию и квантование колебаний, возникающих в излучателях при падении на решетку электромагнитной волны. Современный уровень технологии АЦП дает возможность проводить аналого-цифровое преобразование сигналов со скоростью 1–2 гигавыборок в секунду — это АЦП с 8–10-разрядным разрешением, при этом диапазон входных аналоговых сигналов составляет 2,2–3,3 ГГц. Модуль ЦДО может формировать ДН из поступающих на него числовых последовательностей различными способами. В узкополосных ЦАР наиболее распространенным является способ введения в числовые последовательности излучателей фазовых сдвигов с дальнейшим сложением получаемых значений, соответствующих одним и тем же моментам квантования. Это выполняется как элементарная операция дискретного преобразования Фурье (ДПФ) — комплексное умножение и сложение. Вычисление адаптивных коэффициентов и формирование ДН в реальном масштабе времени должны обеспечить цифровые сигнальные процессоры (ЦСП) со скоростью вычислений 8 млрд операций в секунду с 16-разрядными данными.

При увеличении числа лучей, формируемых ЦАР, числа модулей в решетке и ширины полосы сигнала ресурсов современных ЦСП может оказаться недостаточно для реализации алгоритма ДПФ. В таких случаях можно использовать алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ), позволяющий существенно сократить число элементарных операций, однако при этом необходимо также существенно увеличить память ЦСП.

Алгоритм цифрового формирования ДН для прямоугольной плоской решетки с излучателями, расположенными в ее узлах, выражается формулой [28]:

$$S_{kl}(\theta, \varphi) = \sum_{m,n} \vec{W}_{m,n}(\theta_k, \varphi_l) S_{m,n}(\theta, \varphi), \quad (16.6)$$

где k, l — номер выборки формируемой цифровой ДН; m, n — номер излучателя по отношению к центральному; θ, φ — углы сферической системы координат, оси которой совмещены с осями раскрыва антенны; $S_{m,n}(\theta, \varphi)$ — цифровой сигнал на выходе АЦП излучателя с номером m, n ; $\vec{W}_{m,n}(\theta_k, \varphi_l)$ — вектор весовых коэффициентов, определяющий амплитудное и фазовое распределения в раскрыве решетки.

Цифровая ДН является дискретной, состоящей в области видимых углов из k пространственных выборок в плоскости изменения угла θ и l выборок в плоскости изменения угла φ . Числа k и l зависят от выбранного режима сканирования пространства лучом ЦАР.

При адаптивном формировании ДН ЦАР вектор весовых коэффициентов \vec{W} определяется в соответствии с выбранным критерием эффективности, например максимальным отношением мощности сигнала к сумме мощностей сигнала и помехи.

Как и в аналоговых ФАР, в решетке с ЦДО происходит увеличение динамического диапазона приемных антенн. Известно, что при синфазном сложении сигналов в каждом из каналов антенной решетки в процессе ЦДО дисперсия (средняя мощность) шума растет пропорционально числу каналов антенной решетки N , а мощность сигнала (пропорциональная квадрату амплитуды) — пропорциональ-

но N^2 . Следовательно, отношение сигнал/шум после ЦДО возрастет в N раз, что повышает чувствительность системы, а значит, и динамический диапазон (отношение амплитуды максимального сигнала к минимальному). В результате «нули» ДН в направлениях источников помех формируются без «заплываний» провалов, обычных при недостаточном динамическом диапазоне приемного модуля.

В современных РЛС все чаще возникает необходимость создания приемопередающих радиоконкомплексов. С помощью ЦАР эти системы реализуются наилучшим образом. На рисунке 16.22 показана схема приемопередающего модуля ЦАР. При работе на передачу в модуле ЦДО синтезируются сигналы в цифровом виде, что позволяет реализовывать сложные виды модуляции и кодировку, ЦАП преобразует их в аналоговый радиосигнал, который после усиления поступает на излучатель.

В настоящее время узкополосные ЦАР не могут обеспечить решение всех задач, стоящих перед современными радиоэлектронными комплексами. Необходимо переходить к широкополосным системам. При этом проблемы реализации приемника с ЦДО существенно возрастают. Все элементы приемной решетки должны стать широкополосными (рис. 16.23).

В качестве излучателей можно использовать элемент на основе симметричной щелевой линии (СЩЛ) — антенну Вивальди, которая может использоваться как в качестве самостоятельной сверхширокополосной антенны, так и в качестве элемента широкополосной решетки.

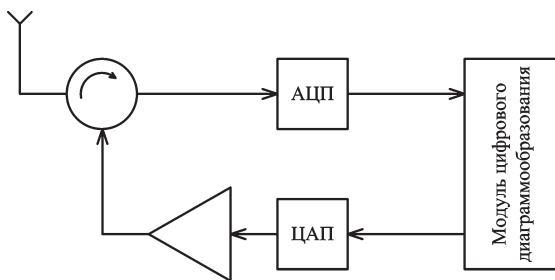


Рис. 16.22
Приемопередающий модуль ЦАР

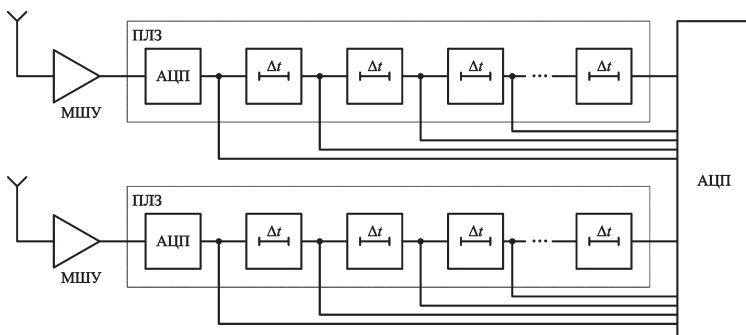


Рис. 16.23
Широкополосная ЦАР с ПЛЗ

Затруднена или даже невозможна предварительная фильтрация радиосигналов, поскольку фильтр должен быть настроен на все представляющие интерес диапазоны частот. Применение набора переключаемых фильтров приводит к чрезмерному увеличению массогабаритных показателей. В этом случае на вход малошумящего усилителя (МШУ) попадают абсолютно все сигналы из антенного элемента. Следовательно, МШУ должен иметь очень высокий линейный динамический диапазон, чтобы избежать перегрузки приемного тракта и искажений полезных сигналов помехами.

Наиболее очевидным способом широкополосной обработки входящих сигналов является использование цифровых линий задержки для формирования ДН. Сигнал с выхода каждого излучателя усиливается, преобразуется в цифровую форму и, проходя через линию задержки с программируемым временем задержки (ПЛЗ), обрабатывается в цифровом сигнальном процессоре (ЦСП). Меняя времена задержки в каналах, можно осуществлять сканирование луча в широком секторе.

Современные стандарты требуют от радиолокационного оборудования многофункциональности и высокой помехозащищенности, что может быть реализовано путем перехода к цифровым системам. Современная элементная база цифровой техники позволяет на практике реализовать технологии цифрового диаграммообразования.

16.4. СИСТЕМЫ СВЯЗИ С НЕСКОЛЬКИМИ ПЕРЕДАЮЩИМИ И ПРИЕМНЫМИ АНТЕННАМИ (MIMO)

Как известно, традиционной системой связи является система с одной передающей и одной приемной антеннами. Такая система в современной литературе получила название системы SISO (Single-Input-Single-Output). Также широко известны системы связи с одной передающей антенной и несколькими приемными антеннами SIMO (Single-Input-Multiple-Output). В этих системах несколько приемных антенн применяется для реализации известного алгоритма разнесенного приема сигналов в каналах связи с замираниями. Относительно недавно были предложены системы связи с несколькими передающими антеннами при одной приемной антенне [29]. Такие системы получили название систем MISO (Multiple-Input-Single-Output). В этих системах, так же как и в системах SIMO, реализуется идея разнесения, но разнесение применяется на передающей стороне. Таким образом, в системах MISO реализуется алгоритм разнесенной передачи.

Естественным обобщением систем SIMO и MISO являются системы связи, в которых используется несколько передающих антенн и несколько приемных антенн. Такие системы известны под названием MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output).

В системах MIMO может быть реализовано как пространственное разнесение на приеме, так и пространственное разнесение на передаче. Кроме того, существуют многопользовательские системы MIMO (MU-MIMO Multiuser MIMO), в которых базовая станция с несколькими приемопередающими антеннами взаимодействует с несколькими абонентскими станциями, каждая из которых может иметь одну или несколько приемопередающих антенн [29]. На рисунке 16.24 схематично показаны возможные конфигурации многоантенных систем.

В системах MIMO (рис. 16.25), очевидно, и на передающей стороне, и на приемной стороне используются многоэлементные антенны или антенные решетки. Многоэлементные антенны могут быть использованы таким

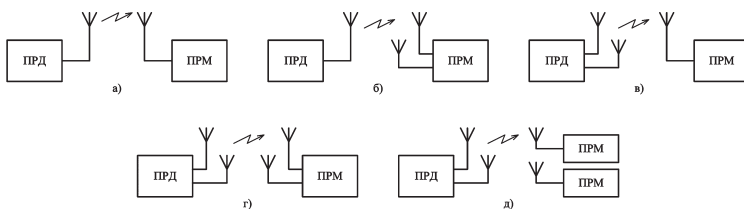


Рис. 16.24

Возможные антенные конфигурации:

a — SISO; *б* — SIMO; *в* — MISO; *г* — MIMO; *д* — MU MIMO.

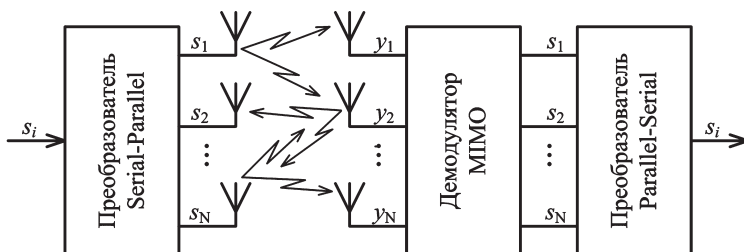


Рис. 16.25

Структурная схема системы MIMO

образом, чтобы сосредоточить энергию в направлении определенного абонента и сформировать соответствующую диаграмму направленности.

Многоэлементные антенны могут быть использованы и для формирования параллельных потоков данных (режим пространственного мультиплексирования — spatial multiplexing).

Совместное использование эффектов пространственного разнесения, пространственного мультиплексирования и формирования луча диаграммы направленности позволяет [29]:

- повысить помехоустойчивость системы (уменьшить вероятность ошибки);
- повысить скорость передачи информации в системе;
- увеличить зону покрытия;
- уменьшить требуемую мощность передатчика.

Эти четыре положительных свойства систем MIMO не могут быть реализованы одновременно. Например, увеличение скорости передачи информации приводит к увели-

чению вероятности ошибки или увеличению излучаемой мощности передатчика. При разработке конкретной системы связи необходимо находить компромисс.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что представляют собой излучатели Вивальди?
2. Основные характеристик излучателей Вивальди.
3. Какие существуют методы фрактального анализа излучателей?
4. Основные виды нелинейных фрактальных излучателей.
5. Особенности построения ЦАР.
6. Где применяется ЦАР?
7. Особенности применения технологии ММО в антенных системах.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящем учебном пособии рассмотрена общая теория антенн, принципы их построения, основные характеристики в режимах приема и передачи, приведен математический и физический анализ симметричного вибратора, рассмотрены синфазная и противофазная системы на основе двух излучателей, приведены основы теорий антенных решеток, линейных антенн, апертурных антенн, сформулирована теорема перемножения диаграммы направленности и метод наводимых ЭДС на примере вибраторных антенн. Особое внимание уделено множителю антенной решетки и его анализу, а также фазовой диаграмме направленности. Отдельный раздел учебного пособия посвящен вибраторным, многовибраторным антеннам и излучателям СВЧ, диапазона на основе рупорных. Также широко освещены вопросы, касающиеся фазированных антенных решеток, рассмотрены особенности эксплуатации антенных систем и их согласования с антенно-фидерным трактом, более подробно рассмотрены линии передачи и устройства СВЧ, применимые в антенной технике. В заключение приведены основные сведения о перспективных антенных системах на основе фрактальных излучателей и излучателей Вивальди.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Воскресенский, Д. И.* Устройства СВЧ и антенны / Д. И. Воскресенский, В. Л. Гостюхин, В. М. Максимов [и др.]; под ред. Д. И. Воскресенского. — М. : Радиотехника, 2008. — 384 с.
2. *Ерохин, Г. А.* Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн / Г. А. Ерохин, О. В. Чернышев, Н. Д. Козырев [и др.]; под ред. Г. А. Ерохина. — М. : Горячая линия — Телеком, 2004. — 492 с.
3. *Молочков, Ю. Б.* Авиационные антенно-фидерные устройства. — М. : ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1983. — 288 с.
4. *Сазонов, Д. М.* Антенны и устройства СВЧ. — М. : Высш. шк., 1988. — 432 с.
5. *Айзенберг, Г. З.* Антенны УКВ / Г. З. Айзенберг, В. Г. Ямпольский, О. Н. Терешин. — М. : Связь, 1977. — Ч. 1. — 384 с.
6. *Айзенберг, Г. З.* Антенны УКВ / Г. З. Айзенберг, В. Г. Ямпольский, О. Н. Терешин. — М. : Связь, 1977. — Ч. 2. — 288 с.
7. *Ротхаммель, К.* Антенны / К. Ротхаммель, Ф. Кришке. — Минск : ОМО «Наш город», 2001. — Т. 1. — 416 с.
8. *Ротхаммель, К.* Антенны / К. Ротхаммель, Ф. Кришке. — Минск : ОМО «Наш город», 2001. — Т. 2. — 416 с.
9. *Харин, А. Ф.* Антенные устройства / А. Ф. Харин, С. И. Старченко, В. А. Дикарев. — Тамбов : ТВАИИ, 1999. — Ч. 1. — 92 с.

10. Харин, А. Ф. Антенные устройства / А. Ф. Харин, С. И. Старченко, В. А. Дикарев. — Тамбов : ТВАИИ, 2000. — Ч. II. — 96 с.
11. Воскресенский, Д. И. Антенны с обработкой сигнала. — М. : Сайнс-пресс, 2002. — Вып. 1. — 80 с. — (Сер. «Конспекты лекций по радиотехническим дисциплинам»).
12. Петров, Б. М. Электродинамика и распространение радиоволн. — М. : Горячая линия — Телеком, 2003. — 280 с.
13. Дробкин, А. Л. Антенно-фидерные устройства / А. Л. Дробкин, В. Л. Зузенко, А. Г. Кислов. — М. : Совет. радио, 1974. — 536 с.
14. Ротхаммель, К. Антенны / под ред. А. Кришке. — М. : Данвел, 2005. — Т. 1. — 320 с.
15. Перевезенцев, Л. Т. Радиолокационные системы аэропортов / Л. Т. Перевезенцев, В. Н. Огарков. — М. : Транспорт, 1991. — 360 с.
16. Ерохин, Г. А. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн / Г. А. Ерохин, О. В. Чернышов, Н. Д. Козырев [и др.]. — М. : Горячая линия — Телеком, 2004.
17. Петров, Б. М. Электродинамика и распространение радиоволн. — М. : Горячая линия — Телеком, 2003.
18. Новокшанов, М. Н. Электродинамика и распространение радиоволн. — Рига : РВВАИУ, 1981.
19. Виноградов, А. Ю. Устройства СВЧ и малогабаритные антенны : учеб. пособие / А. Ю. Виноградов, Р. В. Кабетов, А. М. Сомов ; под ред. А. М. Сомова. — М. : Горячая линия — Телеком, 2012. — 440 с.
20. Вентцель, Е. С. Теория вероятностей. — М. : Наука, 1969.
21. Mandelbrot, B. B. Fractals: form, chance and dimension. — San Francisco : Freeman, 1977.
22. Кроновер, Р. М. Фракталы и хаос в динамических системах : пер. с англ. — М. : Постмаркет, 2000.
23. Глейк, Д. Х. Создание новой науки. — СПб. : Амфора, 2001.
24. Пайтген, Х. О. Красота фракталов. Образы комплексных динамических систем / Х. О. Пайтген, П. Х. Рихтер. — М. : Мир, 1993.

25. *Werner, D. H.* An Overview of the Fractal Antenna Engineering Research / D. H. Werner, S. Ganguly // IEEE Antennas and Propagation Magazine. — 2003. — Vol. 45, № 1. — P. 38–57.
26. *Басараб, М. А.* R -функции, атомарные функции и их применение / М. А. Басараб, В. Ф. Кравченко, В. М. Масюк // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. — 2001. — № 8.
27. *Кравченко, В. Ф.* Лекции по теории атомарных функций и некоторым их приложениям. — М. : Радиотехника, 2003.
28. Активные фазированные антенные решетки / под ред. Д. И. Воскресенского и А. И. Канащенкова. — М. : Радио и связь, 2004. — 358 с.
29. *Бакулин, М. Г.* Технология ММО: принципы и алгоритмы / М. Г. Бакулин, Л. А. Варукина, В. Б. Крейнделин. — М. : Горячая линия — Телеком, 2014. — 244 с.



ОГЛАВЛЕНИЕ

Список сокращений	5
Введение	6

Глава 1

Радиотехнические характеристики и параметры передающих антенн

1.1. Назначение передающих антенн и их функции	7
1.2. Передающая антенна как нагрузка для генератора, ее энергетические параметры.	8
1.3. Диапазонные и поляризационные свойства передающих антенн	14
1.4. Диаграммы направленности передающей антенны	17
1.5. Ширина главного лепестка и уровень боковых лепестков	22
1.6. Коэффициент направленного действия и коэффициент усиления передающей антенны . .	23
1.7. Фазовая диаграмма направленности антенны	25

Глава 2

Радиотехнические характеристики и параметры приемных антенн

2.1. Особенности функционирования антенны в режиме приема	28
2.2. Диаграмма направленности приемной антенны и ее параметры	29
2.3. Эквивалентная схема приемной антенны, ее энергетические характеристики	31
2.4. Понятие о пространственной, частотной и поляризационной согласованности передающей и приемной антенн	38

*Глава 3***Основы теории антенных решеток**

3.1. Общие сведения и типы антенных решеток	42
3.2. Теорема перемножения диаграмм направленности	43
3.3. Поле излучения прямолинейной антенной решетки	47
3.4. Множитель прямолинейной, эквидистантной, равноамплитудной, линейно-фазной антенной решетки	48
3.5. Анализ множителя антенной решетки	52
3.6. Фазовая диаграмма направленности антенной решетки	56
3.7. Множитель непрерывной линейной антенной решетки	57
3.8. Антенные решетки поперечного, осевого и наклонного излучения	59
3.9. Плоская антенная решетка	64
3.10. Влияние параметров АР на диаграмму направленности и КНД	68
3.11. Антенные решетки с неравномерным амплитудным распределением	70
3.12. Неэквидистантные антенные решетки	71

*Глава 4***Основы теории линейных антенн**

4.1. Общие сведения и типы линейных антенн	74
4.2. Поле излучения линейной антенны	75
4.3. Диаграммы направленности линейных антенн	79

*Глава 5***Основы теории апертурных антенн**

5.1. Общие сведения, методы расчета поля излучения апертурных антенн	84
5.2. Поле излучения плоского раскрыва, его электрические параметры	88
5.3. Диаграммы направленности прямоугольного синфазного раскрыва	92

- 5.4. Диаграмма направленности круглого синфазного раскрыва 95
- 5.5. Влияние фазовых искажений на форму ДН плоского раскрыва 96

Глава 6

Вибраторные антенны

- 6.1. Симметричные вибраторы 99
- 6.1.1. Общие сведения о симметричных вибраторах 99
- 6.1.2. Распределение тока по длине симметричного вибратора 100
- 6.1.3. Поле излучения симметричного вибратора 102
- 6.1.4. Основные характеристики и параметры симметричных вибраторов 104
- 6.1.5. Широкополосные вибраторы 108
- 6.2. Несимметричные вибраторные антенны 111
- 6.2.1. Общие сведения о несимметричных вибраторах 111
- 6.2.2. Метод зеркальных изображений в теории антенн и его применение 112
- 6.2.3. Основные характеристики и параметры НСВ 113
- 6.2.4. Типы несимметричных вибраторных антенн 115
- 6.2.5. Влияние экрана и земной поверхности на характеристики НСВ 119
- 6.3. Проволочные антенны 122
- 6.4. Многовибраторные антенны 125
- 6.4.1. Общие сведения о многовибраторных антеннах 125
- 6.4.2. Антенная решетка из двух вибраторов 129
- 6.4.3. Директорная антенна 131
- 6.4.4. Логопериодическая вибраторная антенна 133
- 6.4.5. Многовибраторная синфазная антенна 134

*Глава 7***Щелевые антенны**

- 7.1. Основные типы щелевых антенн и способы их возбуждения 137
- 7.2. Поле излучения прямолинейной щели в бесконечно плоском экране 139
- 7.3. Характеристики и параметры щелевых антенн 142
- 7.4. Волноводно-щелевые антенны 144
- 7.4.1. Возбуждение щелей в волноводах 145
- 7.4.2. Типы, особенности конструкции волноводно-щелевых антенн 146
- 7.4.3. Диаграмма направленности ВЩА, особенности сканирования 150

*Глава 8***Рамочные антенны**

- 8.1. Приемные рамочные антенны с электрически малыми размерами 155
- 8.2. Рамочные антенны с магнитным сердечником . . . 158
- 8.3. Рамочные антенны с размерами, соизмеримыми с длиной волны 160

*Глава 9***Рупорные антенны**

- 9.1. Типы рупорных антенн, их конструкция 164
- 9.2. *H*-секториальный рупор 166
- 9.3. *E*-секториальный рупор 169
- 9.4. Пирамидальный рупор 172
- 9.5. Конический рупор 175
- 9.6. Специальные типы рупорных антенн 176

*Глава 10***Зеркальные антенны**

- 10.1. Принцип действия и основные типы зеркальных антенн 181

10.2. Геометрические параметры параболической зеркальной антенны, уравнение профиля зеркала	182
10.3. Антенна с зеркалом в виде параболоида вращения	185
10.4. Влияние положения облучателя на ДН зеркальной антенны.	191
10.5. Антенна с зеркалом в виде параболического цилиндра	194
10.6. Зеркальные антенны с ДН специальной формы	197
10.7. Двухзеркальные антенны	201
10.8. Явления кроссполяризации и реакции зеркала на облучатель в зеркальных антеннах и меры борьбы с ними.	203

Глава 11

Антенны с круговой и управляемой поляризацией

11.1. Принципы создания поля излучения круговой или управляемой поляризации	207
11.2. Линейные антенны с круговой или управляемой поляризацией	209
11.3. Рупорные антенны с круговой или управляемой поляризацией	211
11.4. Спиральные антенны, их типы и характеристики.	212
11.5. Зеркальные антенны с круговой или управляемой поляризацией	218

Глава 12

Фазированные антенные решетки

12.1. Общие сведения о фазированных антенных решетках.	219
12.2. ФАР с пространственным и фидерным типами питания.	221
12.3. Методы управления ДН ФАР.	223
12.4. Особенности сканирования ДН в ФАР	226

12.5. Многолучевые антенные решетки	228
12.6. Антенны с пространственной обработкой сигналов	231
12.6.1. Понятие о пространственной обработке сигналов	231
12.6.2. Антенные решетки с компенсацией боковых лепестков ДН	233
12.6.3. Моноимпульсные антенные решетки	235
12.6.4. Адаптивные антенные решетки	238

Глава 13

Особенности эксплуатации антенных устройств

13.1. Методы измерения ДН и ее основных параметров	242
13.2. Методы измерения поляризационной характеристики антенны.	246
13.3. Методы измерения входного сопротивления	247
13.4. Показатели надежности АФУ средств связи РТО	248
13.5. Проблемы электромагнитной совместимости средств связи и РТО	250
13.6. Влияние повреждений АФУ на его характеристики	253
13.7. Особенности эксплуатации фидерных трактов средств связи и РТО	256

Глава 14

Согласование антенн с фидерным трактом

14.1. Принципы согласования антенн с фидерным трактом	259
14.2. Согласующие устройства	262
14.2.1. Согласование антенны с фидером на фиксированной частоте	262
14.2.2. Согласование антенны с фидером в полосе частот	267
14.3. Симметрирующие устройства	277
14.3.1. Проблема симметрирования при питании вибраторных антенн.	277

14.3.2. Назначение и классификация симметрирующих устройств различных типов	279
14.3.3. Конструкция и принцип действия симметрирующих трансформаторов	280
14.3.4. Конструкция и принцип действия симметрирующего U-колена	283
14.3.5. Конструкция и принцип действия симметрирующего стакана	285
14.3.6. Конструкция и принцип действия симметрирующей приставки	287
14.3.7. Конструкция и принцип действия симметрирующей щели	288

Глава 15

Линии передачи и устройства СВЧ

15.1. Общие сведения о регулярных линиях передачи, их основные параметры	290
15.2. Конструкция, основные характеристики и параметры фидерных устройств, особенности их применения	296
15.3. Соединительные устройства	302
15.4. Делители мощности	309
15.5. Мостовые устройства	319
15.6. Развязывающие и фазирующие устройства	328
15.7. Антенные переключатели	352
15.8. Ферритовые фазовращатели и вентили	362
15.9. Ферритовые циркуляторы	367

Глава 16

Перспективные антенны и антенные системы

16.1. Излучатели Вивальди	373
16.2. Фрактальные антенны	377
16.3. Цифровые антенные решетки	392
16.4. Системы связи с несколькими передающими и приемными антеннами (MIMO)	398
Заключение	401
Список литературы	402

*Юрий Трифонович ЗЫРЯНОВ,
Павел Александрович ФЕДЮНИН,
Олег Андреевич БЕЛОУСОВ,
Александр Вячеславович РЯБОВ,
Евгений Викторович ГОЛОВЧЕНКО*

АНТЕННЫ

Учебное пособие

Издание второе, переработанное и дополненное

Зав. редакцией
инженерно-технической литературы *Т. Ф. Гаврильева*
Ответственный редактор *С. В. Макаров*
Технический редактор *Е. Е. Егорова*
Корректор *Т. А. Кошелева*
Подготовка иллюстраций *А. П. Маркова*
Верстка *Л. Е. Голод*
Выпускающие *Т. С. Симонова, Н. А. Крылова*

ЛР № 065466 от 21.10.97
Гигиенический сертификат 78.01.07.953.П.007216.04.10
от 21.04.2010 г., выдан ЦГСЭН в СПб

Подписано в печать 23.11.15.
Бумага офсетная. Гарнитура Школьная. Формат 84×108^{1/32}.
Печать офсетная. Усл. п. л. 21,84. Тираж 100 экз.

Заказ № .

Отпечатано в полном соответствии
с качеством предоставленного оригинал-макета
в ПАО «Т8 Издательские Технологии».
109316, г. Москва, Волгоградский пр., д. 42, к. 5.