

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ  
БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ  
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С.П.КОРОЛЕВА  
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)» (СГАУ)

*Б.А. НИКОЛЬСКИЙ*

## ОТ ДЛИННОЙ ЛИНИИ К АНТЕННЕ

Рекомендовано редакционно-издательским советом федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королева (национальный исследовательский университет)» в качестве учебного пособия для студентов, обучающихся по программе высшего профессионального образования по специальности 160903 Техническая эксплуатация авиационных электросистем и пилотажно-навигационных комплексов

САМАРА  
Издательство СГАУ  
2014

УДК 621.3(075)

ББК 32.84я7

Н641

Рецензенты: вед. спец. ФГУП «НИИ «Экран» В. Г. Белозёров,  
канд. техн. наук, проф. Ю. Ф. Широков

***Никольский Б.А.***

Н641 **От длинной линии к антенне:** учеб. пособие. / *Б.А. Никольский.* – Самара: Изд-во СГАУ, 2014. – 100 с.

**ISBN 978-5-7883-0962-0**

Рассмотрены физические процессы, происходящие в различных видах длинных линий и приведены примеры их практического применения. Определены условия, при которых длинная линия становится излучающей, т.е. превращается в антенну. Рассмотрены процессы излучения и распространения электромагнитных волн. Приведены основные характеристики антенных устройств. Дано описание работы и конструкции различных типов антенн и показаны особенности размещения их на летательных аппаратах.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по специальности 160903 – Техническая эксплуатация авиационных электросистем и пилотажно-навигационных комплексов, и может быть полезным для студентов других специальностей, связанных с разработкой и эксплуатацией радиотехнических систем.

Для облегчения понимания излагаемого материала пособие иллюстрировано большим количеством рисунков. Разработано на кафедре «Радиотехнические устройства».

УДК 621.3(075)

ББК 32.84я7

**ISBN 978-5-7883-0962-0**

© Самарский государственный  
аэрокосмический университет, 2014

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Список условных сокращений.....	4
Введение.....	5
1 ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ЭНЕРГИИ.....	7
1.1 Назначение и определение длинной линии.....	7
1.2 Бегущие волны в длинной линии.....	8
1.3 Режимы работы разомкнутой длинной линии.....	12
1.4 Режимы работы короткозамкнутой длинной линии.....	20
1.5 Работа линии при различных нагрузках.....	23
1.6 Конструктивные типы длинных линий.....	26
1.7 Практическое применение длинных линий.....	28
1.8 Волноводы.....	31
Вопросы для самоконтроля.....	34
2 ИЗЛУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН.....	35
2.1 Переход от длинной линии к излучающему диполью.....	35
2.2 Излучение электромагнитных волн.....	37
2.3 Поляризация электромагнитных волн.....	39
2.4 Сопротивление излучения.....	41
2.5 Плотность потока энергии (мощности).....	42
Вопросы для самоконтроля.....	44
3 РАСПРОСТРАНЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН.....	45
3.1 Общие сведения.....	45
3.2 Диапазоны радиоволн, используемых в бортовой аппаратуре.....	46
3.3 Влияние атмосферы Земли.....	47
3.4 Влияние поверхности Земли.....	49
3.5 Прямые, поверхностные и пространственные радиоволны.....	51
Вопросы для самоконтроля.....	53
4 АНТЕННЫ.....	54
4.1 Общие сведения.....	54
4.2 Классификация антенн.....	55
4.3 Основные характеристики и параметры антенн.....	55
4.4 Вибраторные антенны.....	63
4.5 Многовибраторные антенны.....	66
4.6 Рамочные антенны.....	70
4.7 Щелевые антенны.....	72
4.8 Диэлектрические антенны.....	75
4.9 Рупорные антенны.....	77
4.10 Зеркальные антенны.....	80
4.11 Фазированные антенные решётки.....	83
4.12 Особенности конструкции и размещения самолётных антенн.....	87
Вопросы для самоконтроля.....	95
Библиографический список.....	97

## **СПИСОК УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ**

А – антенна.

АСШ – антенна самолётная штыревая.

АФАР – активная фазированная антенная решётка.

АЧ РТС – аппаратурная часть радиотехнической системы.

ГВЧ – генератор высокой частоты.

д.н.а. – диаграмма направленности антенны.

И – измеритель.

ИГ – измерительный генератор.

ИИ – источник информации.

КНД – коэффициент направленного действия.

КПД – коэффициент полезного действия.

ЛА – летательный аппарат.

ОВ – объект взаимодействия.

П – передатчик.

ПНК – пилотажно-навигационный комплекс.

Пр – приёмник.

ПТИ – потребитель информации.

РЛС – радиолокационная станция.

СВЧ – сверхвысокая частота.

СРС – среда распространения сигналов.

УКВ – ультракороткие волны.

ФАР – фазированная антенная решётка.

ФВ – фазовращатель.

ФТ – фидерный тракт.

э.д.с. – электродвижущая сила.

## ВВЕДЕНИЕ

Основу информационного обеспечения пилотажно-навигационных комплексов (ПНК) современных летательных аппаратов (ЛА) составляют бортовые радиотехнические системы (РТС), которые предназначены для передачи, приёма, измерения и преобразования информации.

Обобщённая структурная схема РТС в упрощённом виде приведена на рис. В1. На схеме приняты следующие обозначения: ИИ – источник информации; П – передатчик; ФТ – фидерный тракт;  $A_{п}$  – передающая антенна; ОВ – объект взаимодействия;  $A_{пр}$  – приёмная антенна; Пр – приёмник; ПТИ – потребитель информации; АЧ РТС – аппаратная часть РТС; СРС – среда распространения сигналов;  $S_{изл}$  – излучаемый сигнал;  $S_{отв}$  – ответный сигнал.

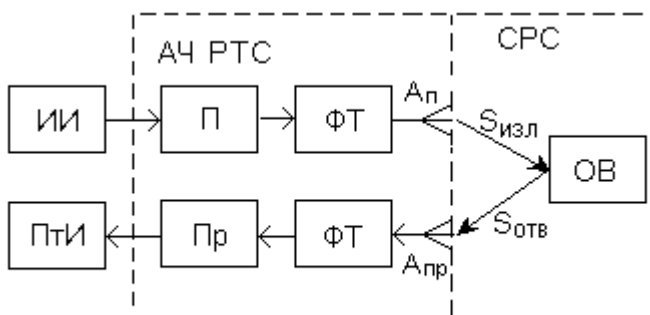


Рис. В1. Обобщённая структурная схема радиотехнической системы

Важную роль в работе любой РТС играют антенны, являющиеся преобразователями высокочастотной энергии передатчика в электромагнитную волну и осуществляющие обратное преобразование в приёмном канале, фидерные тракты (от feed – питать, кормить), соединяющие антенны с выходом передатчика и входом приёмника, а также среда распространения электромагнитных волн, от состояния которой зависят информационные параметры радиосигналов, параметры и характеристики системы в целом.

Антенны, фидерный тракт и многие высокочастотные устройства РТС по сути являются трансформированными длинными линиями, т.е. линиями, геометрические размеры которых соизмеримы с длиной волны электрических колебаний, используемых в РТС, или больше длины волны. Поэтому в данном учебном пособии рассмотрены физи-

ческие процессы, происходящие в различных видах длинных линий и приведены примеры их практического применения. Определены условия, при которых длинная линия становится излучающей, т.е. превращается в антенну.

Рассмотрены также процессы излучения и распространения электромагнитных волн. Приведены основные характеристики антенных устройств. Дано описание работы и конструкции различных типов антенн и показаны особенности размещения их на летательных аппаратах.

В тексте пособия использован относительно простой математический аппарат и главное внимание обращено на физическую сторону рассматриваемых явлений и процессов. Однако приведённые математические выражения позволяют при необходимости произвести количественную оценку ряда важных параметров элементов антенно-фидерного тракта.

Для облегчения понимания излагаемого материала учебное пособие иллюстрировано большим количеством рисунков. Многолетний педагогический опыт автора показывает, что при такой форме изложения студенты значительно глубже и прочнее усваивают теоретический материал. С этой же целью в конце каждого раздела приведены вопросы для самоконтроля.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по специальности 160903 – Техническая эксплуатация авиационных электросистем и пилотажно-навигационных комплексов, и может быть полезным для студентов других специальностей, связанных с разработкой и эксплуатацией радиотехнических систем.

Автор выражает искреннюю благодарность ведущему специалисту ФГУП «НИИ «Экран» В.Г.Белозёрову и профессору Ю.Ф.Широкову за рецензирование пособия и за полезные советы, способствовавшие его улучшению.

# 1 ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ЭНЕРГИИ

## 1.1 Назначение и определение длинной линии

Для передачи электромагнитной энергии от источника к потребителю широкое применение находят высокочастотные двухпроводные линии. В радиотехнических системах это, например, линии передачи высокочастотной энергии от генератора к передающей антенне или от приёмной антенны к приёмнику. Такие линии называют фидерными линиями.

Линия представляет собой два линейных близко расположенных проводника (рис.1.1).

Точки 1 и 2, к которым подключён источник переменной э.д.с.  $G$ , называются входом линии, а точки 3 и 4, к которым подключена нагрузка  $R_H$ , называются выходом линии. Под влиянием переменной э.д.с. на входе линии будут появляться попеременно положительные

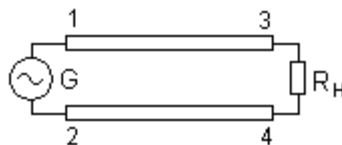


Рис. 1.1 Схема фидерной линии

и отрицательные заряды, которые приведут к возникновению электрического тока, текущего в обоих проводниках в противоположных направлениях. В моменты времени, когда э.д.с. будет иметь положительное значение, ток в верхнем проводе будет течь от источника, а в нижнем – к источнику. В течение другого полупериода, когда направление э.д.с. источника изменится на обратное, изменятся и знаки зарядов, а значит изменятся и направления токов в проводниках линии.

Если длина линии соизмерима с длиной волны электрических колебаний, передаваемых от источника э.д.с. в нагрузку, или больше длины волны, то такую линию принято называть длинной линией. С этой точки зрения линию передачи электрической энергии длиной 100 км, работающей на частоте 50 Гц, нельзя отнести к разряду длинных, так как длина волны в этом случае составляет 6000 км, а линия, имеющая длину 10 см при частоте сигнала 10 ГГц, будет считаться длинной, потому что длина волны будет равна 3 см.

Отличие физических явлений, происходящих в длинных линиях, от явлений в электрически «коротких» линиях заключается в следующем. Если в линии длиной  $L$  укладывается небольшая доля волны (на рис.1.2,а условно показано распределение амплитуды тока или напря-

жения по длине линии  $L$ ), то с некоторым приближением можно считать, что в каждый данный момент времени напряжение и ток во всех точках линии одинаковы. Это позволяет судить о явлениях, происходящих в линии, по тем процессам, которые происходят в любой её точке.

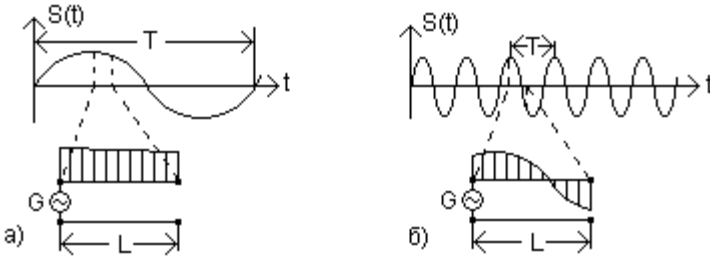


Рис. 1.2 Распределение тока (напряжения) вдоль линии

Если увеличить частоту электрических колебаний, то длина волны уменьшится и на линии такой же длины  $L$  уложится уже значительная доля волны, а может быть и несколько волн (рис.1.2,б). При этом в различных точках линии в один и тот же момент ток (или напряжение) может иметь не только различную величину, но и различное направление. Это значительно усложняет рассмотрение подобных систем. Становится невозможным говорить о процессах во всей линии в целом, не изучив процессы, происходящие в её отдельных точках.

На рис.1.2 использованы некоторые упрощения. Распределение амплитуды тока или напряжения для какого-то момента времени приведено только для верхнего провода линии. Распределение амплитуды тока или напряжения в нижнем проводе не показано.

### 1.2 Бегущие волны в длинной линии

Рассмотрим бесконечно длинную линию, на входе которой включён источник гармонической э.д.с. (рис.1.3). В линии будет распространяться волна переменного тока. Так как в любой момент времени провода линии будут иметь разноимённые заряды, то между проводами будет существовать переменное электрическое поле  $E$ .

Силовые линии этого поля начинаются на положительных зарядах одного провода и кончаются на отрицательных зарядах другого провода. Напряжённость поля тем больше, чем больше плотность зарядов. Вдоль линии в каждый момент времени электрическое поле распределено по такому же закону, что и заряды, т.е. по гармоническому закону.



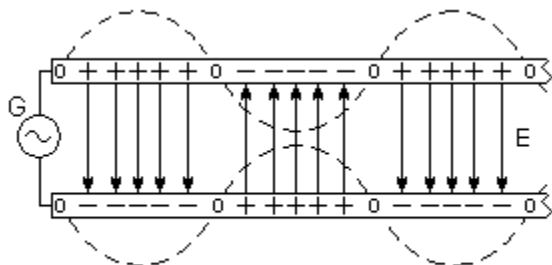


Рис. 1.3 Распределение электрического поля вдоль линии

Токи, текущие по проводам линии, создают магнитное поле  $H$ , силовые линии которого лежат в плоскостях, перпендикулярных проводам, и представляют собой концентрические окружности, охватывающие провода с током (рис.1.4). Направление силовых линий определяется по правилу буравчика. Так как токи в проводах в каждый момент времени направлены в противоположные стороны, то и направления силовых линий магнитного поля противоположны. В области между проводами силовые линии обоих полей направлены в одну и ту же сторону, а по внешним сторонам проводов – в противоположные стороны. Складываясь, эти поля будут усиливать друг друга там, где они направлены в одну сторону, и ослаблять друг друга там, где они направлены навстречу. Поэтому наиболее сильное магнитное поле получается только в области между проводами, а в других областях оно будет ослаблено.

Следовательно, как электрическое, так и магнитное поля сосредоточены главным образом в области между проводами и расположены так, как показано на рис.1.5. Эти поля взаимно перпендикулярны и изменения в них происходят по одному и тому же закону, определяемому законом изменения э.д.с. источника. Оба эти поля образуют единое электромагнитное поле, которое распространяется в направлении, перпендикулярном направлениям электрического и магнитного полей, т.е. вдоль проводов линии.

Направление движения электромагнитного поля можно определить также с помощью правила буравчика. Если мы расположим буравчик в направлении, перпендикулярном направлениям обоих полей (рис.1.6), и будем поворачивать его рукоятку от вектора  $E$  к вектору  $H$  по кратчайшему пути, то направление, в котором будет перемещаться (ввинчиваться или вывинчиваться) буравчик, укажет направление перемещения электромагнитного поля. Вектор  $p$ , определяющий на-

правление движения поля, называется вектором плотности потока энергии или вектором Умова – Пойтинга. По величине этот вектор равен количеству энергии, проходящей за одну секунду через площадку в  $1 \text{ м}^2$ , расположенную в плоскости поперечного сечения линии.

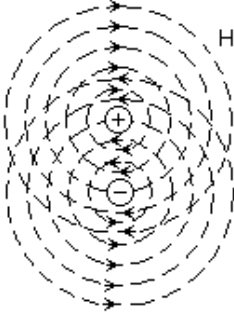


Рис. 1.4 Распределение магнитного поля в линии

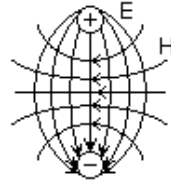


Рис. 1.5 Взаимное расположение электрического и магнитного полей в линии

Применяя это правило для линии, изображённой на рис.1.3, с учётом направления магнитного поля, показанного на рис.1.4, можно видеть, что электромагнитное поле распространяется в направлении от источника э.д.с. В течение каждого полупериода гармонического колебания направление э.д.с. изменяется на обратное, изменяются на обратные также знаки зарядов и направления токов в проводниках, а значит и направления обоих полей. Однако направление распространения электромагнитного поля, возникающего в начале линии, во все последующие моменты времени остаётся прежним – от источника.

Таким образом, в бесконечно длинной линии электромагнитная волна распространяется вдоль линии всегда в одном направлении – от источника э.д.с. Такой режим работы линии называется режимом бегущей волны.

Электромагнитная энергия, которую переносят бегущие волны вдоль линии, в каждый момент времени распределена по её длине пропорционально произведению тока на напряжение.

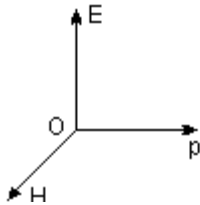


Рис. 1.6 К определению направления движения электромагнитной волны

В режиме бегущей волны изменения тока и напряжения совпадают по фазе, поэтому изменения электрического и магнитного полей также совпадают по фазе. Такие фазовые соотношения говорят о том, что в режиме бегущей волны линия представля-

ется как элемент цепи, в котором ток и напряжение совпадают по фазе.

ет для источника э.д.с. чисто активную нагрузку. Для того, чтобы найти сопротивление этой нагрузки (входное сопротивление линии), необходимо разделить амплитуду напряжения на амплитуду тока в линии

$$\frac{U}{I} = \rho = \text{const}, \quad (1.1)$$

где  $\rho$  – входное сопротивление линии в режиме бегущей волны, которое называют волновым сопротивлением.

Для любых точек бесконечно длинной линии волновое сопротивление постоянно, ибо какие бы точки линии мы ни взяли, справа будет находиться всё та же бесконечная линия, входное сопротивление которой равно её волновому сопротивлению. Волновое сопротивление целиком определяется конструктивными параметрами линии и не зависит от частоты колебаний источника э.д.с.

Режим бегущей волны можно получить в линии, имеющей относительно малые размеры. Для этого к выходу линии необходимо подключить активную нагрузку, сопротивление которой равно волновому сопротивлению линии  $R_H = \rho$  (рис.1.7). Это эквивалентно удлинению этой линии до бесконечности.

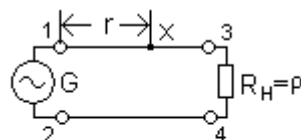


Рис. 1.7 Схема согласованной линии

Такая линия называется согласованной. Активное сопротивление нагрузки согласованной линии поглощает всю энергию, переносимую бегущей волной.

Если напряжение источника э.д.с. на входе линии изменяется по закону

$$u(t) = U \cos \omega t, \quad (1.2)$$

то в точке  $x$ , расположенной на расстоянии  $r$  от входа линии (рис.1.7), оно будет изменяться таким же образом, но с запаздыванием на промежуток времени  $\Delta t = r/c$ , за который электромагнитная волна дойдёт до данной точки

$$u_x(t) = U \cos \omega (t - r/c). \quad (1.3)$$

Полученное выражение называется уравнением бегущей волны напряжения. Часто это уравнение записывают в другой форме:

$$u_x(t) = U \cos (\omega t - mr), \quad (1.4)$$

где  $m = \omega/c = 2\pi/Tc = 2\pi/\lambda$  – волновое число, равное изменению фазы волны при перемещении её на единицу длины (нормирует фазовый сдвиг к длине волны).

Аналогично можно получить уравнение бегущей волны тока

$$i_x(t) = I \cos(\omega t - mr). \tag{1.5}$$

В каждой линии имеются потери энергии. Поэтому амплитуды тока и напряжения бегущей волны по мере удаления её от генератора уменьшаются, т.е. волна при распространении вдоль линии затухает. Это объясняется тем, что часть энергии бегущих волн расходуется на активном сопротивлении проводов и в диэлектрике. Кроме того, неэкранированные линии излучают электромагнитную энергию в пространство. Затухание обычно определяют в децибелах:

$$b = 10 \lg P_{вх}/P_{н}, \tag{1.6}$$

где  $P_{вх}$  и  $P_{н}$  – мощности на входе линии и на входе нагрузки.

Затухание на единицу длины линии называется коэффициентом затухания

$$\beta = b/L. \tag{1.7}$$

Коэффициент затухания зависит от частоты: с увеличением частоты увеличивается погонное активное сопротивление проводов и, следовательно, увеличивается коэффициент затухания. Кроме того, коэффициент затухания зависит от конструктивного выполнения линии, диаметра проводов, расстояния между ними.

### 1.3 Режимы работы разомкнутой длинной линии

Переносимая бегущей волной высокочастотная энергия полностью поглощается активной нагрузкой, равной волновому сопротивлению линии. Если сопротивление линии не равно волновому, то энергия бегущих волн потребляется только частично. Часть энергии, которую не поглотила нагрузка, отражается от конца линии и распространяется к её началу в виде отражённых бегущих волн электромагнитного поля.

Таким образом, в линии будут распространяться две бегущие волны:

одна – падающая – движется от генератора к концу линии, а другая – отражённая – движется в обратном направлении (рис.1.8). Ток отражённой волны будет равен разности тока падающей волны и тока в нагрузке:

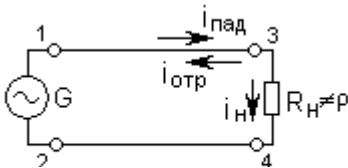


Рис. 1.8 Несогласованная линия

$$i_{отр} = i_{пад} - i_{н}, \tag{1.8}$$

откуда

$$i_{н} = i_{пад} - i_{отр}. \tag{1.9}$$

Напряжение на нагрузке равно

$$u_n = R_n i_n = R_n (i_{\text{пад}} - i_{\text{отр}}). \quad (1.10)$$

Полярность напряжения не зависит от направления движения зарядов, носителей тока, и определяется знаком заряда. Поэтому напряжение в любых точках линии, в том числе и на её конце, т.е. на нагрузке, равно сумме напряжений падающей и отражённой волн:

$$u_n = u_{\text{пад}} + u_{\text{отр}}. \quad (1.11)$$

Коэффициент, показывающий во сколько раз ток (или напряжение) отражённой волны меньше тока (или напряжения) падающей волны, называется коэффициентом отражения:

$$k_i = i_{\text{отр}} / i_{\text{пад}}; \quad k_u = u_{\text{отр}} / u_{\text{пад}}. \quad (1.12)$$

Амплитуды отражённых волн можно определить по известным амплитудам падающих волн

$$I_{\text{отр}} = k_i I_{\text{пад}}; \quad U_{\text{отр}} = k_u U_{\text{пад}}. \quad (1.13)$$

Рассмотрим далее электрические процессы, происходящие в разомкнутой длинной линии. На конце такой линии нет потребителя энергии. Электромагнитная энергия падающей волны полностью отражается от конца линии и движется к её началу. Поэтому в разомкнутой длинной линии есть две волны с равными амплитудами: падающая и отражённая.

Отражённая волна представляет собой движение электромагнитного поля от конца линии к её началу. Ток на конце разомкнутой линии равен нулю, так как сопротивление нагрузки равно бесконечности  $R_n = \infty$ . Это означает, что ток отражённой волны на конце разомкнутой линии равен по величине и противоположен по знаку току падающей волны. Из этого следует, что количество зарядов, приходящих к концу линии, в каждый момент времени равно количеству зарядов, уходящих от конца линии. Благодаря встречному движению одноимённых зарядов их плотность на конце линии равна удвоенной плотности зарядов падающей волны, т.е. напряжение на конце линии в каждый момент времени равно удвоенному напряжению падающей волны.

Из сказанного следует, что от разомкнутого конца длинной линии волна тока отражается с изменением фазы на 180 градусов, а волна напряжения – без изменения фазы.

В результате сложения падающих и отражённых волн в линии образуются так называемые стоячие волны тока и напряжения или стоячие волны электромагнитного поля.

Чтобы выяснить, как образуются и что представляют собой стоячие волны, необходимо найти результат сложения падающей и отражённой волны в различных точках линии. Найдём выражения для тока и напряжения в любом поперечном сечении линии, например в сече-

нии «а-а» (рис.1.9), находящемся на расстоянии  $L$  от конца линии. Примем конец линии за начало координат. Будем считать, что напряжение падающей волны на конце линии изменяется по закону

$$u_{к\text{ пад}}(t) = U_{\text{пад}} \sin \omega t, \quad (1.14)$$

где  $U_{\text{пад}}$  – амплитуда напряжения падающей волны.

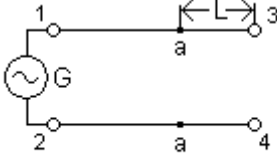


Рис. 1.9 Разомкнутая линия

Напряжение падающей волны в точке «а» опережает напряжение на конце линии на время

$$\Delta t = \frac{L}{c}, \quad (1.15)$$

где  $c$  – скорость распространения волны в линии.

$$u_{а\text{ пад}}(t) = U_{\text{пад}} \sin \omega(t + \frac{L}{c}). \quad (1.16)$$

Напряжение отражённой волны в точке «а» отстает от напряжения на конце линии на такое же время:

$$u_{а\text{ отр}}(t) = U_{\text{пад}} \sin \omega(t - \frac{L}{c}). \quad (1.17)$$

Аналогично запишем выражения для токов падающей и отражённой волн с учётом того, что ток отражённой волны противоположен по знаку току падающей волны:

$$i_{а\text{ пад}}(t) = I_{\text{пад}} \sin \omega(t + \frac{L}{c}); \quad (1.18)$$

$$i_{а\text{ отр}}(t) = - I_{\text{пад}} \sin \omega(t - \frac{L}{c}). \quad (1.19)$$

Результирующее напряжение и ток в точке «а» равны сумме падающих и отражённых волн:

$$u_a(t) = U_{\text{пад}} [\sin \omega(t + \frac{L}{c}) + \sin \omega(t - \frac{L}{c})]; \quad (1.20)$$

$$i_a(t) = I_{\text{пад}} [\sin \omega(t + \frac{L}{c}) - \sin \omega(t - \frac{L}{c})]. \quad (1.21)$$

Используя формулы преобразования суммы и разности тригонометрических функций:

$$\sin \alpha + \sin \beta = 2 \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \frac{\alpha - \beta}{2}; \quad (1.22)$$

$$\sin \alpha - \sin \beta = - 2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \sin \frac{\alpha - \beta}{2}, \quad (1.23)$$

получим

$$u_a(t) = 2U_{\text{пад.}} \cos \omega \frac{L}{c} \sin \omega t ; \quad (1.24)$$

$$i_a(t) = 2 I_{\text{пад.}} \sin \omega \frac{L}{c} \cos \omega t. \quad (1.25)$$

Учитывая, что

$$\omega = 2\pi f; \quad f = 1/T; \quad \lambda = Tc; \quad 2\pi/\lambda = m, \quad (1.26)$$

окончательно получим уравнения стоячих волн напряжения и тока для разомкнутой длинной линии:

$$u_{\text{ст}}(t) = 2U_{\text{пад}} \cos mL \sin \omega t ; \quad (1.27)$$

$$i_{\text{ст}}(t) = 2 I_{\text{пад}} \sin mL \cos \omega t . \quad (1.28)$$

Посмотрим внимательно на эти уравнения. Первые множители не зависят от времени и представляют собой амплитуды напряжения и тока колебательного процесса:

$$2U_{\text{пад.}} \cos mL = U_a; \quad (1.29)$$

$$2I_{\text{пад}} \sin mL = I_a. \quad (1.30)$$

В данном случае амплитуды изменяются от точки к точке по длине линии. Так на конце линии  $L = 0$ ,  $\cos mL = 1$  и  $U_a = 2U_{\text{пад.}}$ , т.е. амплитуда напряжения будет в два раза больше напряжения, создаваемого генератором. В точке, удалённой от конца линии на расстояние  $L = \frac{\lambda}{4}$ ,  $\cos mL = 0$  и амплитуда напряжения также будет равна нулю  $U_a = 0$  в любой момент времени. На расстоянии  $L = \frac{\lambda}{2}$  от конца линии амплитуда колебаний напряжения опять будет равна удвоенному значению напряжения генератора  $U_a = 2U_{\text{пад.}}$ . Такая картина будет повторяться через каждые полволны.

Амплитуда тока также изменяется от точки к точке по длине линии, но характер этого изменения иной, чем у напряжения. На конце линии  $L = 0$ ,  $\sin mL = 0$  и амплитуда тока равна нулю  $I_a = 0$ . На расстоянии  $L = \frac{\lambda}{4}$  от конца линии  $\sin mL = 1$  и амплитуда тока равна удвоенному значению тока генератора, а на расстоянии  $L = \frac{\lambda}{2}$  амплитуда тока вновь будет равна нулю.

Полученные выражения показывают, что ток и напряжение в любых точках линии изменяются со сдвигом по фазе друг относительно друга на четверть периода, т.е. на 90 градусов. Это говорит о том, что если в режиме бегущих волн входное сопротивление линии в любой

её точке одинаково и по своему характеру активно (ток и напряжение совпадают по фазе), то в режиме стоячих волн оно может иметь самую различную величину, а по характеру реактивно.

Другим отличием режима стоячих волн от режима бегущих волн является то, что в режиме бегущих волн амплитуды напряжения и тока во всех точках линии одинаковы, а в режиме стоячих волн они изменяются от точки к точке от удвоенного значения до нуля. Эти изменения следуют периодически через полволны, считая от конца линии.

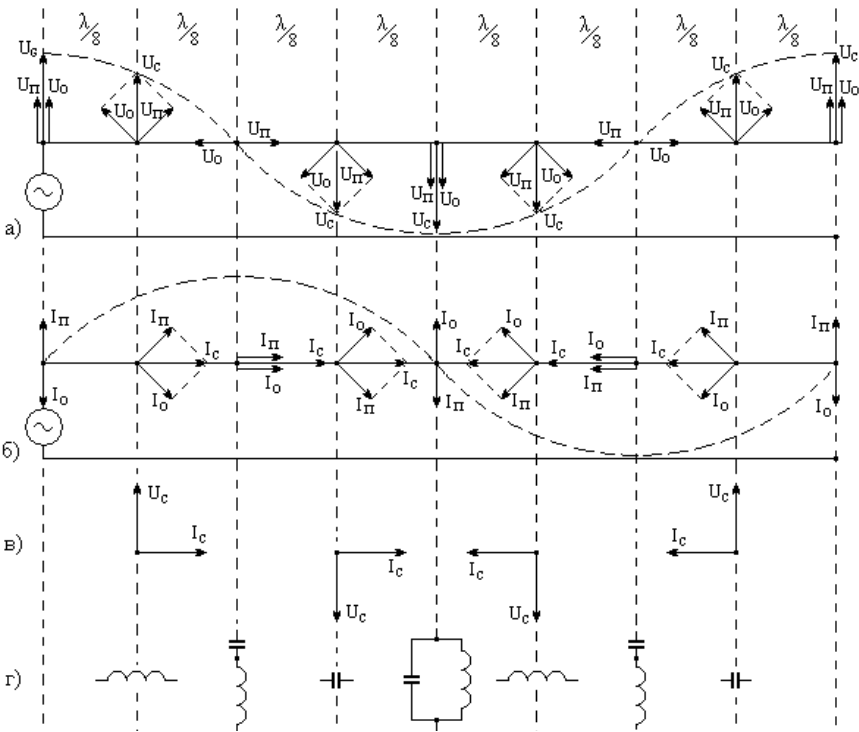


Рис. 1.10 Векторные диаграммы стоячих волн в разомкнутой линии

Рассмотрим образование стоячих волн в разомкнутой линии с помощью векторных диаграмм (рис.1.10). Для этого линию разобьём на участки, равные  $\lambda/8$ . Фазу напряжения падающей волны на конце линии примем за начальную, и относительно неё будем отсчитывать фазы падающих и отражённых волн во всех точках линии.

На конце линии падающая и отражённая волны совпадают по фазе и суммарный вектор напряжения равен удвоенному значению ампли-



туды падающей волны. В точке на расстоянии  $\lambda/8$  от конца линии эти волны сдвинуты по фазе друг относительно друга на  $90^\circ$ , так как падающая волна опережает, а отражённая отстаёт на  $45^\circ$  от фазы напряжения на конце линии. Сумма векторов падающей и отражённой волн в этой точке даёт вектор стоячей волны напряжения меньший, чем на конце линии. Аналогично построены векторы напряжения стоячей волны для других точек линии. Огибающая концов этих векторов даёт график распределения напряжения стоячей волны вдоль линии (годограф распределения).

На рис.1.10,а показано распределение напряжения, соответствующее максимальному (амплитудному) значению. Все другие значения напряжения на линии можно получить как проекции векторов стоячих волн на вертикальную линию, при их одновременном вращении против часовой стрелки с угловой скоростью  $\omega$ .

На втором графике рис.1.10,б показано образование стоячей волны тока для того же момента времени, что и на первом графике.

Векторы падающей волны тока совпадают по фазе с соответствующими векторами падающей волны напряжения. Так как ток при отражении изменяет фазу на  $180^\circ$ , то векторы отражённой волны тока противофазны соответствующим векторам отражённой волны напряжения. В результате сложения падающей и отражённой волн тока получим векторы стоячей волны тока, которые во всех точках линии занимают горизонтальное положение. Это говорит о том, что в данный момент времени ток во всей линии равен нулю, а напряжение имеет максимальную амплитуду. Все мгновенные значения тока получаются как проекции векторов стоячих волн тока на вертикальную линию, при их одновременном вращении против часовой стрелки с угловой скоростью  $\omega$ .

На линии есть точки, в которых ток всегда равен нулю, а напряжение имеет максимальную амплитуду, равную удвоенной амплитуде падающей волны. В таких точках падающая и отражённая волны тока всегда равны по величине и противоположны по знаку, а падающая и отражённая волны напряжения равны по величине и совпадают по направлению. Эти точки называются узлами тока или пучностями напряжения.

Есть также точки, в которых напряжение всегда равно нулю, а ток имеет удвоенную амплитуду по сравнению с амплитудой падающей волны. Эти точки называются узлами напряжения или пучностями тока.

Узлы тока и узлы напряжения или пучности тока и пучности напряжения расположены на расстоянии  $\lambda/4$  друг от друга и для данной частоты питающего генератора не перемещаются вдоль линии. Поэтому такие волны называются стоячими волнами.

На третьем графике рис.1.10,в показано взаимное расположение векторов стоячих волн напряжения и тока в одних и тех же точках линии. Из этого графика видно, что на одних участках линии напряжение стоячей волны опережает ток на  $90^\circ$ , а на других – отстаёт на  $90^\circ$ . В этом отношении линия подобна индуктивности или ёмкости (рис.1.10,г). В точках, в которых реактивное сопротивление линии становится равным нулю или бесконечности, линия по своим свойствам оказывается подобной колебательному контуру без потерь соответственно при последовательном или параллельном резонансе.

Напомним некоторые свойства таких контуров.

В последовательном контуре, показанном на рис.1.11, ток контура  $I_K$  равен токам, протекающим через ёмкость  $I_C$  и индуктивность  $I_L$ :

$$I_K = I_L = I_C. \tag{1.31}$$

Падение напряжения на ёмкости

$$U_C = I_K X_C, \tag{1.32}$$

а на индуктивности

$$U_L = I_K X_L, \tag{1.33}$$

где  $X_C = \frac{1}{\omega C}$ ,  $X_L = \omega L$  – реактивные сопротивления ёмкости и индуктивности.

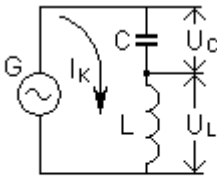


Рис. 1.11 Последовательный колебательный контур

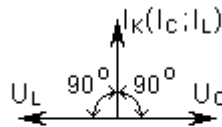


Рис. 1.12 Векторные диаграммы токов и напряжений в последовательном контуре

При изменении частоты генератора  $\omega$  наступает момент, когда

$$X_C = X_L. \tag{1.34}$$

В этом случае будут также равны и напряжения на ёмкости и индуктивности

$$U_C = U_L. \tag{1.35}$$

Ток, протекающий по ёмкости  $I_C$ , опережает напряжение  $U_C$  на  $90^\circ$  и на такую же величину ток, протекающий по индуктивности  $I_L$ , отстает от напряжения  $U_L$  (рис.1.12). Поэтому напряжения на ёмкости и индуктивности последовательного контура будут противофазны и скомпенсируют друг друга, а результирующее напряжение на контуре будет равно

$$U_C - U_L = 0. \quad (1.36)$$

Такой режим контура называют резонансом напряжений.

Если ток, протекающий по участку цепи, не создаёт на нём падения напряжения, то сопротивление такого участка равно нулю, т.е. реактивное сопротивление последовательного контура без потерь при резонансе

$$X_{к.рез.} = X_C - X_L = 0. \quad (1.37)$$

В параллельном контуре (рис.1.13) напряжение на контуре

$$U_k = U_C = U_L. \quad (1.38)$$

Ток, протекающий по ёмкости

$$I_C = \frac{U_k}{X_C}, \quad (1.39)$$

а по индуктивности

$$I_L = \frac{U_k}{X_L}. \quad (1.40)$$

При перестройке частоты генератора и равенстве реактивных сопротивлений

$$X_C = X_L. \quad (1.41)$$

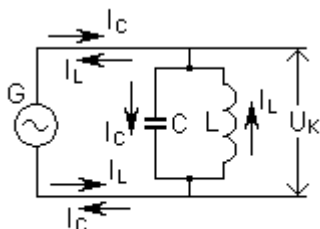


Рис. 1.13 Параллельный колебательный контур

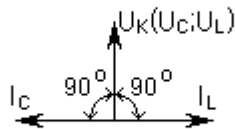


Рис. 1.14 Векторные диаграммы токов и напряжений в параллельном контуре

Токи, протекающие по ёмкости и индуктивности, будут равны по амплитуде и противофазны (рис.1.14). Результирующий ток в общей части цепи будет равен разности этих токов

$$I_C - I_L = 0. \quad (1.42)$$

Это значит, что сопротивление идеального параллельного контура при равенстве его реактивных сопротивлений бесконечно велико:

$$X_{\text{к.рез.}} = \infty. \quad (1.43)$$

Такой режим, возникающий в параллельном контуре, называют резонансом токов.

Рассмотренные режимы работы будут возникать при соответствующих длинах разомкнутой идеальной линии. Если длина линии равна нечётному числу четвертей длины волны

$$b = (2n + 1) \lambda/4, \quad (1.44)$$

то в линии возникает режим последовательного резонанса. Если длина линии равна целому числу полуволн

$$b = n \lambda/2, \quad (1.45)$$

то в линии возникает режим параллельного резонанса.

Возвращаясь к векторным диаграммам стоячих волн, можно видеть, что последовательные резонансы в линии соответствуют узлам напряжения и пучностям тока стоячих волн, а параллельные резонансы – узлам тока и пучностям напряжения.

По сравнению с обычными колебательными контурами длинная линия имеет ряд существенных особенностей. Её реактивное входное сопротивление становится равным нулю или бесконечности не на одной волне, как у обычного колебательного контура, а на бесконечной последовательности волн, целое число четвертей которых укладывается в линии, т.е. линия имеет бесконечное множество резонансных частот.

### **1.4 Режимы работы короткозамкнутой длинной линии**

Все особенности режимов работы короткозамкнутой длинной линии определяются условиями, создающимися на её конце, как и в разомкнутой линии. Когда короткозамкнутая линия подключена к генератору высокой частоты (рис.1.15), то от генератора к концу линии распространяются падающие волны. Энергия их на конце линии не потребляется, а полностью отражается. Амплитуды отражённых волн напряжения и тока равны амплитудам падающих волн, так как те и другие распространяются по одной и той же линии и переносят одинаковую мощность. В результате сложения падающих и отражённых волн образуются стоячие волны, которые имеют те же характерные признаки, что и в разомкнутой линии.

На конце короткозамкнутой линии напряжение равно нулю. Это означает, что напряжение отражённой волны в конце линии в каждый момент равно по величине напряжению падающей волны и противоположно ему по знаку. Ток на конце линии максимален, так как энергия электрического поля падающей волны переходит в энергию магнитного поля. Следовательно, от короткозамкнутого конца линии напряжение отражается с изменением фазы на  $180^\circ$ , а волна тока – без изменения фазы.

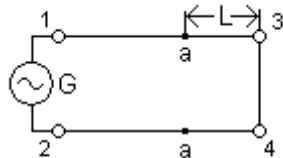


Рис. 1.15 Короткозамкнутая линия

Образование стоячих волн в короткозамкнутой линии можно пояснить с помощью векторных диаграмм стоячих волн разомкнутой линии, приведённых на рис.1.10. Разница заключается в том, что графики напряжения для разомкнутой линии будут графиками тока для короткозамкнутой линии, а графики тока разомкнутой линии будут графиками напряжения для короткозамкнутой линии.

Выведем уравнения стоячих волн в короткозамкнутой линии. Для этого найдём выражения для тока и напряжения в любом поперечном сечении линии, например в сечении «а-а» (рис.1.15), находящемся на расстоянии  $L$  от конца линии. Примем конец линии за начало координат. Будем считать, что ток падающей волны на конце линии изменяется по закону

$$i_{a \text{ пад}}(t) = I_{\text{пад}} \sin \omega t, \quad (1.46)$$

где  $I_{\text{пад}}$  – амплитуда тока падающей волны.

Ток падающей волны в точке «а» опережает ток на конце линии на время

$$\Delta t = \frac{L}{c}, \quad (1.47)$$

а ток отражённой волны в точке «а» отстаёт от тока на конце линии на такое же время:

$$i_{a \text{ пад}}(t) = I_{\text{пад}} \sin \omega(t + \frac{L}{c}); \quad (1.48)$$

$$i_{a \text{ отр}}(t) = I_{\text{пад}} \sin \omega(t - \frac{L}{c}). \quad (1.49)$$

Аналогично запишем выражения для напряжений падающей и отражённой волн с учётом того, что напряжение отражённой волны противоположно по знаку напряжению падающей волны:

$$u_{a \text{ пад}}(t) = U_{\text{пад}} \sin \omega(t + \frac{L}{c}); \quad (1.50)$$

$$u_{a \text{ отр}}(t) = - U_{\text{пад}} \sin \omega(t - \frac{L}{c}). \quad (1.51)$$

Результирующие ток и напряжение в точке «а» равны сумме падающих и отражённых волн:

$$i_a(t) = I_{\text{пад}} [\sin \omega(t + \frac{L}{c}) + \sin \omega(t - \frac{L}{c})]; \quad (1.52)$$

$$u_a(t) = U_{\text{пад}} [\sin \omega(t + \frac{L}{c}) - \sin \omega(t - \frac{L}{c})]. \quad (1.53)$$

Используя формулы преобразования суммы и разности тригонометрических функций, а также учитывая, что

$$\omega = 2\pi f; \quad f = 1/T; \quad \lambda = T c, \quad (1.54)$$

окончательно получим уравнения стоячих волн тока и напряжения для короткозамкнутой длинной линии:

$$i_{\text{ст.}}(t) = 2 I_{\text{пад}} \cos mL \sin \omega t; \quad (1.55)$$

$$u_{\text{ст.}}(t) = 2U_{\text{пад}} \sin mL \cos \omega t, \quad (1.56)$$

где  $2I_{\text{пад}} \cos mL = I_{\text{ст}}$  и  $2U_{\text{пад}} \sin mL = U_{\text{ст}}$  – амплитуды тока и напряжения стоячих волн;  $m = 2\pi / \lambda$  – волновое число.

Полученные выражения показывают, что в короткозамкнутой линии ток и напряжение стоячих волн взаимно сдвинуты по фазе на  $90^\circ$ . В чётных четвертях волн ток опережает напряжение на  $90^\circ$ , а в нечётных четвертях – отстаёт от напряжения на  $90^\circ$ . Это говорит о том, что входное сопротивление линии в режиме стоячих волн может иметь различную величину, а по характеру оно реактивно.

В табл. 1.1 показаны отрезки разомкнутых и короткозамкнутых длинных линий и их эквивалентные схемы. Последняя графа таблицы даёт представление о характере входного сопротивления линий различной длины.

Таблица 1.1

Длина разомкнутой линии		Длина короткозамкнутой линии		Эквивалентная схема линии	Входное сопротивление линии
$\lambda/4$	$\lambda/4$	$\lambda/4$	$\lambda/4$		
					$Z_{вх} = X_C$
					$Z_{вх} = 0$
					$Z_{вх} = X_L$
					$Z_{вх} = \infty$

### 1.5 Работа линии при различных нагрузках

Рассмотрим с некоторыми упрощениями работу длинной линии, нагруженную на активное сопротивление различной величины. Будем изменять нагрузку от нуля до бесконечности и построим графики распределения напряжения вдоль линии, а распределение тока рассматривать не будем. Кроме того, на графиках покажем распределение напряжения по модулю, т.е. распределение действующего значения напряжения, которое изменяется только по величине, но не меняет знака (рис.1.16). Будем считать линию идеальной, а внутреннее сопротивление генератора, питающего линию, значительно меньше волнового сопротивления линии

$$R_n \ll \rho. \quad (1.57)$$

Когда нагрузочное сопротивление равно нулю или бесконечности, то режим работы линии соответствует режиму короткозамкнутой линии (рис.1.16,а) или разомкнутой линии (рис.1.16,д). В таких линиях устанавливаются стоячие волны и вдоль линий чередуются узлы и пучности напряжения. У короткозамкнутой линии на конце находится узел напряжения, а у разомкнутой – пучность напряжения.

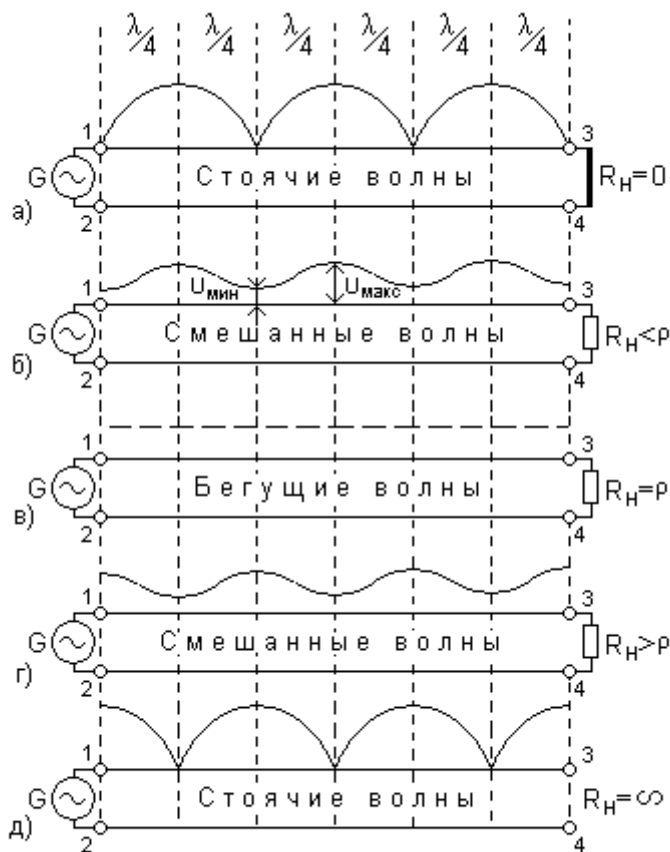


Рис. 1.16 Работа линии при различных нагрузках

Когда нагрузочное сопротивление равно волновому сопротивлению, в линии распространяется бегущая волна и напряжение вдоль линии везде одинаково (рис.1.16,в).

Когда нагрузочное сопротивление меньше или больше волнового сопротивления, но не равно нулю или бесконечности, в линии возникает режим, средний между режимом бегущей волны и режимом стоячих волн. Так как сопротивление нагрузки не равно волновому сопротивлению, то в конце линии поглощается только часть энергии падающей волны. Остальная часть энергии уходит обратно с отражённой волной, вследствие чего возникают стоячие волны. Однако в линии имеется и бегущая волна, переносящая энергию от генератора к нагрузке. Такой режим называется режимом смешанных или комбинированных волн (рис.1.16,б и г).



Распределение напряжения при таком режиме напоминает распределение в короткозамкнутой или разомкнутой линии. Однако вследствие того, что амплитуда отражённой волны меньше амплитуды падающей, в том месте, где должен быть узел, суммарное напряжение не снижается до нуля. Оно имеет некоторое минимальное значение  $U_{\min}$ , равное разности напряжений падающей и отражённой волн. В местах пучностей получается напряжение  $U_{\max}$ , равное сумме этих напряжений, но меньше, чем удвоенное напряжение падающей волны. Чем ближе нагрузочное сопротивление  $R_n$  к волновому сопротивлению линии  $\rho$ , тем ближе режим линии к режиму бегущей волны и тем меньше разница между  $U_{\max}$  и  $U_{\min}$ . И наоборот, чем больше нагрузочное сопротивление отличается от волнового сопротивления линии, тем ближе режим к случаю короткозамкнутой или разомкнутой линии и тем резче выглядят максимумы и минимумы напряжения.

Распределение токов в линии при различных сопротивлениях нагрузки будет аналогичным рассмотренному выше распределению, но со сдвигом на четверть длины волны  $\frac{\lambda}{4}$ , т.е. в местах пучности напряжения будут находиться узлы тока, а в местах узлов напряжения – пучности тока. На конце короткозамкнутой линии будет находиться пучность тока, а на конце разомкнутой – узел напряжения.

Режим смешанных волн характеризуют коэффициентом бегущей волны  $K_{б.в.}$ , равным отношению минимального напряжения или минимального тока к максимальному напряжению или максимальному току

$$K_{б.в.} = \frac{U_{\min}}{U_{\max}} = \frac{I_{\min}}{I_{\max}}. \quad (1.58)$$

При чисто бегущей волне  $K_{б.в.} = 1$ , при чисто стоячей волне  $K_{б.в.} = 0$ . В режиме смешанных волн  $K_{б.в.}$  может изменяться от нуля до единицы.

На практике часто используют обратную величину, которую называют коэффициентом стоячей волны

$$K_{с.в.} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}}. \quad (1.59)$$

После некоторых преобразований можно получить следующее выражение для коэффициента бегущей волны:

$$K_{б.в.} = \frac{\rho}{R_H}, \quad (1.60)$$

которое показывает, во сколько раз сопротивление нагрузки больше или меньше волнового сопротивления линии. Определив этот коэффициент экспериментально, можно ответить на вопрос во сколько раз нужно изменить сопротивление нагрузки или волновое сопротивление линии, чтобы получить согласование линии с нагрузкой, чтобы  $R_H = \rho$ .

Если линия согласована и работает в режиме бегущих волн, то в нагрузочное сопротивление отдаётся наибольшая полезная мощность, т.е. вся мощность бегущей волны. Если же сопротивление нагрузки не равно волновому сопротивлению линии, то полезная мощность в нагрузке будет меньше, так как часть энергии возвратится с отражённой волной к генератору.

## **1.6 Конструктивные типы длинных линий**

По конструктивному выполнению длинные линии разделяют на воздушные, экранированные и коаксиальные.

Воздушные линии (рис.1.17) применяют на частотах до 200 МГц. Типовая линия состоит из двух параллельных медных проводов 1 диаметром 1÷6 мм. Расстояние между проводами должно быть меньше четверти длины волны. Обычно это расстояние составляет 5÷30 см и поддерживается постоянным с помощью изоляторов 2.

Достоинство воздушной линии заключается в простоте её устройства. К недостаткам относят наличие потерь на излучение (так называемый антенный эффект), влияние внешних электромагнитных полей, неудобство прокладки и крепления.

Экранированная линия (рис.1.18) отличается от воздушной тем, что её провода 1 окружены высокочастотным диэлектриком 2, защищённым от механических повреждений наружной резиновой изоляцией 3 и наличием экрана 4 в виде медной гибкой оплётки или свинцовой оболочки. Пробивное напряжение диэлектрика больше, чем воздуха, поэтому по экранированной линии можно передавать более высокую мощность, чем по воздушной линии таких же размеров. Экран устраняет антенный эффект. К недостаткам относят большую сложность изготовления и высокую стоимость такой линии.

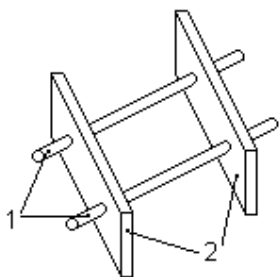


Рис. 1.17 Воздушная линия

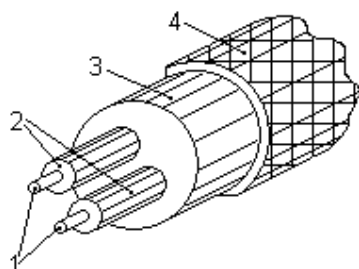


Рис. 1.18 Экранированная линия

Коаксиальная линия (рис.1.19) состоит из внутреннего 1 и внешнего 3 проводов, расположенных друг относительно друга коаксиально. Внешний провод представляет собой медную оплётку или медную трубку. Провода изолированы друг от друга высокочастотным диэлектриком 2 в виде отдельных шайб или сплошного заполнения пространства между проводами. Снаружи такую линию покрывают защитной изоляционной оболочкой 4.

В отличие от рассмотренных линий коаксиальная линия несимметрична. Несимметрия состоит в том, что электромагнитное поле, заключённое между внутренним и внешним проводами, создаётся только токами и зарядами внутреннего провода. Токи и заряды внешнего провода не создают внутри него ни магнитного, ни электрического полей. Поэтому внешний провод коаксиальной линии подключается к такому полюсу генератора, который всё время равен нулю и его можно заземлять.

Характер электрического и магнитного полей в коаксиальной линии отличается от полей в симметричной двухпроводной линии (рис.1.20).

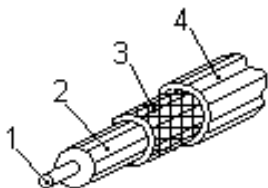


Рис.1.19 Коаксиальная линия

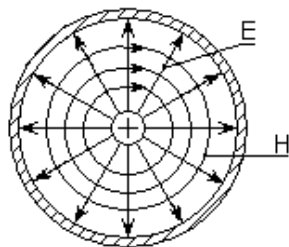


Рис. 1.20 Электрическое и магнитное поля в коаксиальной линии

Силовые линии электрического  $E$  поля между внутренним и внешним проводами направлены по радиусам. Силовые линии магнитного поля  $H$  представляют собой концентрические окружности, охватывающие центральный внутренний провод. Как видно из рисунка, конфигурация электромагнитного поля отличается от конфигурации поля в симметричной линии. Однако в том и другом случаях оба поля в каждой точке пространства направлены взаимно перпендикулярно. Поэтому электромагнитная волна вдоль коаксиальной линии распространяется так же, как вдоль двухпроводной линии.

Электромагнитное поле коаксиальной линии экранировано внешним проводом, вследствие чего отсутствует антенный эффект.

Основным недостатком коаксиальных линий является то, что они обладают относительно большими потерями в диэлектрике, которые возрастают с повышением частоты.

Выбор того или иного типа линии зависит от вида антенны, мощности передатчика, расстояния между передатчиком или приёмником и антенной, от рода работы системы и целого ряда конструктивных и эксплуатационных соображений.

## **1.7 Практическое применение длинных линий**

В СВЧ технике находят широкое применение короткие отрезки длинных линий со стоячими волнами.

Рассмотрим некоторые варианты практического использования таких линий.

Линии размером в четверть длины волны или в половину длины волны применяют в качестве резонансных контуров СВЧ генераторов, усилителей, фильтров. Наиболее удобны короткозамкнутые четверть-волновые линии, так как они имеют минимальные размеры при параллельном резонансе. Кроме того, благодаря малым потерям они обладают более высокой добротностью по сравнению с контурами, построенными на элементах со сосредоточенными параметрами.

Часто в схемах СВЧ генераторов отрезок короткозамкнутой линии используют как индуктивность колебательного контура ( $L$  на рис. 1.21). Ёмкостным элементом контура в этом случае служит выходная ёмкость  $C_{ак}$  между анодом и катодом или входная ёмкость  $C_{ск}$  между сеткой и катодом генераторной лампы (рис.1.21,а). Если активным элементом генератора является полупроводниковый прибор, то в качестве ёмкостного элемента используют выходную ёмкость  $C_{кэ}$  между коллектором и эмиттером или входную ёмкость  $C_{бэ}$  между базой и эмиттером (рис.1.21,б). Настройку контура в резонанс осуществляют

изменением длины линии с помощью подвижного плунжера, изменяя тем самым величину индуктивности  $L$ .

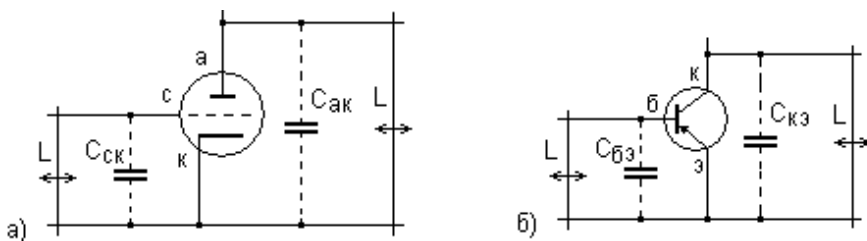


Рис. 1.21 Применение линий в генераторах СВЧ: а – ламповый генератор; б – полупроводниковый генератор

Для передачи высокочастотной энергии от генератора к антенне в передатчике или от антенны к входу приёмника применяют линии с бегущей волной. При работе в таком режиме потери энергии в линии минимальные по сравнению с режимами стоячих или смешанных волн. Объясняется это тем, что напряжения и токи у стоячих волн больше, чем у бегущей волны, особенно в пучностях токов и напряжений. Потери мощности в проводах линии пропорциональны квадрату тока

$$P = I^2 R, \quad (1.61)$$

а потери в изоляторах тем больше, чем выше напряжение. Всё это особенно важно при значительном расстоянии передаваемых сигналов. Кроме того, при меньшем напряжении в режиме бегущих волн предъявляются менее жёсткие требования к изоляции проводников линии.

Чтобы получить режим бегущей волны, надо согласовать линию с нагрузкой. Согласование заключается в изменении сопротивления нагрузки  $R_n$  до величины волнового сопротивления линии  $\rho$ . Для этого применяют согласующие устройства в виде отрезков разомкнутых или короткозамкнутых длинных линий. Существует много различных вариантов согласования. Все варианты объединяет конечный результат: компенсация отражённой волны. Рассмотрим один из вариантов, в котором в качестве согласующего устройства используют реактивный шлейф.

Пусть линия нагружена на некоторое полное сопротивление  $Z_n$ , значение которого отличается от волнового сопротивления линии  $\rho$  (рис.1.22). В этом случае часть передаваемой по линии энергии будет

поглощена нагрузкой, а часть – в виде отражённой волны – будет распространяться по линии в обратном направлении и в линии будет возникать режим смешанных волн.

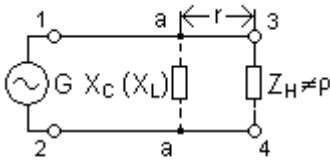


Рис. 1.22 Согласование линии с нагрузкой

Однако недалеко от нагрузки можно создать другую отражённую волну, равную по величине, но противоположную по фазе первой. В этом случае обе отражённые волны взаимно уничтожатся и в основной линии будет существовать только падающая волна, т.е. в ней установится режим бегущей волны.

Вторую отражённую волну можно получить, если на некотором расстоянии от нагрузки  $r$  (в точках «а-а» на рис.1.22) включить реактивное сопротивление ёмкостного  $X_c$  или индуктивного  $X_L$  характера. Необходимую амплитуду и фазу этой волны устанавливают выбором величины реактивного сопротивления  $X$  и изменением расстояния  $r$ , т.е. выбором точек подключения «а-а». Реактивное сопротивление не вызывает потерь энергии, но создаёт необходимое отражение падающей волны.

В диапазоне СВЧ колебаний в качестве переменного реактивного сопротивления часто применяют отрезки короткозамкнутых линий, длину которых можно изменять с помощью подвижного плунжера П (рис.1.23). Такую линию называют шлейфом. Реактивное входное сопротивление такой линии зависит от её длины  $r_{ш}$ . При  $r_{ш} < \lambda/4$  линия имеет индуктивный характер, а при  $\lambda/4 < r_{ш} < \lambda/2$  – ёмкостной характер. Для сокращения размеров шлейфа его длину обычно выбирают меньше  $\lambda/4$ , т.е. используют шлейф как индуктивное сопротивление.

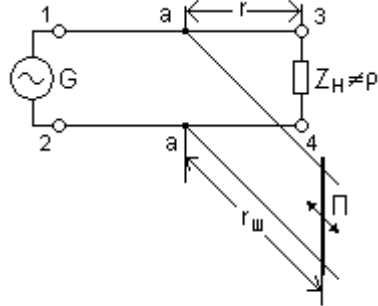


Рис. 1.23 Согласование линии с помощью шлейфа

Перемещая плунжер и изменяя положение точек «а-а», добиваются получения в основной линии (слева от точек «а-а») режима, близкого к режиму бегущих волн. В самом шлейфе будет режим стоячих волн, а в участке линии справа от точек «а-а» до нагрузки – режим смешанных волн.

Величины  $L$  и  $r_{ш}$  получают расчётным путём, однако точное согласование всегда осуществляют опытным путём.

Рассмотрим ещё одно применение короткозамкнутых длинных линий.

С повышением частоты сигналов, передаваемых по линии, возрастают потери в изоляторах из диэлектрических материалов. Особенно это сказывается в коаксиальных линиях. Поэтому в СВЧ диапазоне иногда применяют так называемые «металлические изоляторы» в виде отрезков короткозамкнутых четвертьволновых линий (рис.1.24). Входное сопротивление таких изоляторов может быть сделано очень большим и поэтому потери в них могут оказаться меньше, чем в изоляторах из диэлектрика.

Конструктивно такие изоляторы удобно использовать при относительно коротких волнах. С увеличением длины волны размеры изоляторов возрастают и в ряде случаев они становятся неприемлемыми.

Основной недостаток металлических изоляторов состоит в том, что они пригодны только для узкой полосы частот.

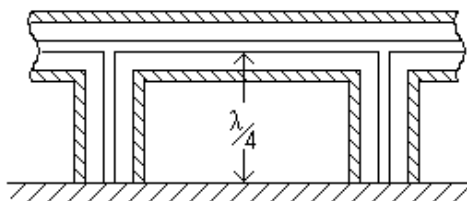


Рис. 1.24 Четвертьволновая линия в качестве металлического изолятора

## 1.8 Волноводы

Для передачи высокочастотной энергии в сантиметровом и миллиметровом диапазонах широко применяют волноводы – металлические трубы прямоугольного или круглого сечения. Электромагнитная энергия распространяется внутри волновода, вдоль его оси.

Напомним, что электромагнитную волну, распространяющуюся в свободном пространстве или вдоль двухпроводной симметричной линии, называют поперечной электромагнитной волной. У таких волн электрические и магнитные силовые линии лежат в плоскости, перпендикулярной к направлению распространения волны, т.е. в поперечной плоскости. Такие волны обозначают буквами  $TEM$ , где  $T$ -символ поперечного действия сил (transverse – поперечный).

На рис 1.25 показана двухпроводная симметричная линия. Представим, что проводники линии закреплены на заданном расстоянии друг относительно друга с помощью металлических изоляторов, представляющих собой короткозамкнутые отрезки четвертьволновой линии. Так как такие линии обладают большим входным сопротивлени-

ем, то такие изоляторы не повлияют на распространение энергии вдоль линии. В изоляторах установятся стоячие волны напряжения и тока. Если расположить такие изоляторы с двух сторон и число их взять достаточно большим, то они образуют сплошную поверхность прямоугольного волновода (рис.1.26). Широкую стенку волновода обычно обозначают буквой «а». Размеры этой стенки определяет длина короткозамкнутых изоляторов и соответственно длина волны передаваемой по волноводу энергии. Узкую стенку волновода обозначают буквой «b». Размер этой стенки в основном определяет предельное значение пробивного напряжения волны.

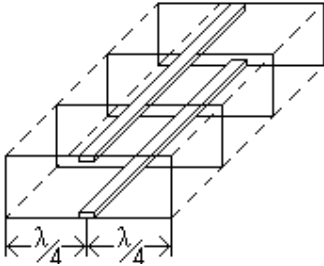


Рис. 1.25 Схема превращения двухпроводной линии в волновод

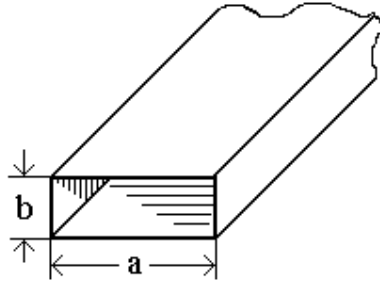


Рис.1.26 Прямоугольный волновод

При определённых соотношениях длины волны источника передаваемой энергии и геометрических размеров волновода в нём могут распространяться электромагнитные волны различных типов. Если  $\lambda \ll a$  и  $\lambda \ll b$ , то в волноводe может распространяться волна типа *TEM*, как в свободном пространстве. Если длина волны соизмерима с размерами волновода, то изменится структура электромагнитного поля и волна *TEM* будет трансформироваться в волны других типов, которые представляют собой сумму нескольких поперечных волн, распространяющихся вдоль волновода не прямолинейно, а зигзагообразно путём многократного отражения от стенок волновода.

Все эти волны разделяют на две группы. В первую группу включают электрические волны, имеющие электрическое поле, расположенное в поперечном и продольном направлениях, а магнитное поле – только в поперечной плоскости. Такие волны обозначают буквой *E*. Вторую группу составляют магнитные волны, имеющие магнитное поле, расположенное поперек и вдоль волновода, а электрическое поле – только в поперечной плоскости. Такие волны обозначают буквой *H*.

Иногда волны, распространяющиеся в волноводe, имеют другие названия. Так как у волн типа *E* магнитное поле только поперечное, то



их иногда называют поперечно-магнитными волнами и обозначают буквами  $TM$ . Волны типа  $H$ , у которых поперечное только электрическое поле, иногда называют поперечно-электрическими волнами и обозначают буквами  $TE$ .

В зависимости от соотношения длины волны и размеров волновода все волны, распространяющиеся в волноводе, обозначают дополнительными индексами, например  $E_{mn}$  или  $H_{mn}$  ( $TM_{mn}$  или  $TE_{mn}$ ). Первый индекс  $m$  указывает число стоячих полуволн, укладываемых вдоль широкой стенки волновода, а второй  $n$  – вдоль узкой стенки. Например  $H_{10}$ ,  $E_{11}$ ,  $H_{20}$  ( $TE_{10}$ ,  $TM_{11}$ ,  $TE_{20}$ ) и т.д. Волны, индекс которых не превышает единицу, называются простейшими. Волны с индексом два и более имеют более сложное поле и называются волнами высших порядков.

Волноводы с волнами типа  $E$  по ряду причин применяют редко. В большинстве практических случаев основным типом волны в прямоугольных волноводах являются магнитные волны типа  $H_{10}$ . На рис. 1.27 показано мгновенное распределение напряжённости электрического поля такой волны вдоль широкой стенки волновода. Очевидно, что размер широкой стенки должен быть не менее половины длины волны. В случае, когда размер широкой стенки волновода меньше половины длины волны, короткозамкнутые отрезки, подключённые к двухпроводной линии в качестве изоляторов, будут иметь размер меньше четверти длины волны. Входное сопротивление отрезков уменьшится и нарушится нормальная передача энергии по волноводу.

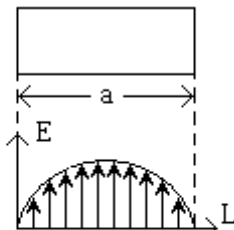


Рис. 1.27. Распределение электрического поля в волноводе

Таким образом, по волноводу заданных размеров могут распространяться только волны короче определённой длины волны, которую называют критической длиной волны  $\lambda_{кр}$  (иногда называют граничной или предельной длиной волны). В прямоугольном волноводе для волны типа  $H_{10}$

$$\lambda_{кр} = 2a, \quad (1.62)$$

а размер широкой стенки волновода соответственно

$$a = \lambda_{кр}/2. \quad (1.63)$$

Волны длиннее критической в волноводе распространяться не могут. При заданной длине волны можно подобрать волновод стан-

дартного сечения. Например в сантиметровом диапазоне длин волн наибольшее распространение получили волноводы следующих размеров: 23 мм x 4 мм; 28,5 мм x 4 мм; 35 мм x 5 мм. Ширину волновода рекомендуется выбирать исходя из неравенства:

$$0,95\lambda > a > 0,6\lambda. \quad (1.64)$$

Узкую стенку волновода выбирают меньше  $0,5\lambda$ , чтобы в волноводе не возникала волна типа  $H_{11}$ . В основном размер этой стенки определяют предельной мощностью передаваемых колебаний и допустимыми потерями энергии.

В волноводах, так же как и в двухпроводных линиях, могут возникать бегущие, стоячие и смешанные волны в зависимости от степени отражения на конце волновода. Это явление предполагает необходимость согласования волноводной линии с нагрузкой.

### Вопросы для самоконтроля

1. Какую роль выполняет антенно-фидерный тракт в работе РТС?
2. Дайте определение понятию «длинная линия».
3. В чём заключается принципиальное отличие длинной линии от электрически короткой линии?
4. Как определяют направление движения электромагнитной волны в длинной линии?
5. Какую линию называют согласованной?
6. Поясните работу длинной линии в режиме бегущей волны.
7. Поясните режим работы разомкнутой длинной линии.
8. Поясните режим работы короткозамкнутой длинной линии.
9. Какие явления характеризуют работу последовательного колебательного контура при резонансе?
10. Какие явления характеризуют работу параллельного колебательного контура при резонансе?
11. Какими свойствами может обладать длинная линия в зависимости от её размеров?
12. Поясните работу длинной линии при различных нагрузках.
13. На какие конструктивные типы разделяют длинные линии?
14. Приведите примеры практического применения длинных линий.
15. Что представляет собой волновод?
16. По каким критериям определяют необходимые размеры волноводов?

## 2 ИЗЛУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

### 2.1. Переход от длинной линии к излучающему диполю

Передача информации от источника к потребителю в радиотехнических системах осуществляется с помощью электромагнитных волн, распространяющихся в открытом пространстве или по искусственным направляющим линиям. Процесс создания электромагнитных волн в открытом пространстве называется излучением. Рассмотрим подробнее процесс излучения.

Распространяясь вдоль длинной линии, электромагнитная волна всё время остаётся связанной с проводами линии: она «скользит» вдоль проводов, как бы опираясь на них. При использовании линии для передачи высокочастотной энергии всегда стремятся сделать так, чтобы линия была не излучающей. Но можно создать и такие условия, при которых электромагнитная волна теряет свою связь с проводами линии и распространяется дальше в свободном пространстве. Такой режим возникает, например, если концы разомкнутой длинной линии разведены на  $90^\circ$  и становятся перпендикулярными к проводам линии, как это показано на рис.2.1.

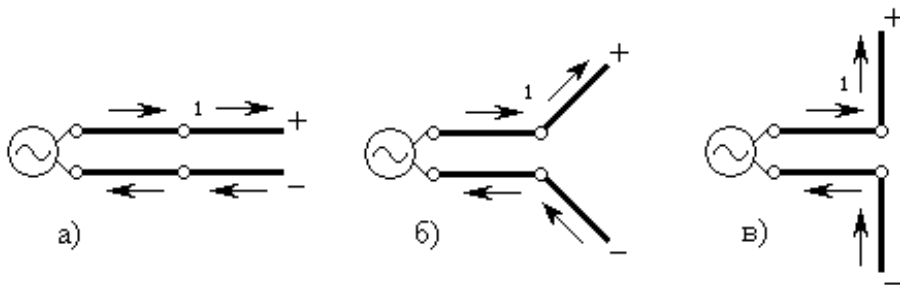


Рис. 2.1 Переход от разомкнутой длинной линии а) к диполю в)

В разведённых участках, так же как в проводах линии, будет происходить движение электрических зарядов и возникнет электрический ток. Знаки зарядов и направление тока останутся такими же, как и в проводах линии. В каждый момент времени заряды на обоих участках равны по величине и противоположны по знаку, а токи совпадают по направлению и являются как бы одним продолжением другого.

Сочетание двух связанных электрических зарядов, равных по величине и противоположных по знаку, называется диполем. Рассматриваемые участки длинной линии образуют такой диполь. В диполе происходят колебания тока и напряжения так же, как и в разомкнутой длинной линии. В зависимости от соотношения между длиной диполя  $l$  и длиной волны питающего генератора  $\lambda$  входное сопротивление диполя принимает различные значения и в нём устанавливается режим стоячих или смешанных волн. На концах диполя всегда будут формироваться узлы тока и пучности напряжения. На рис.2.2 показано распределение тока по длине диполя  $l$  для различных его размеров.

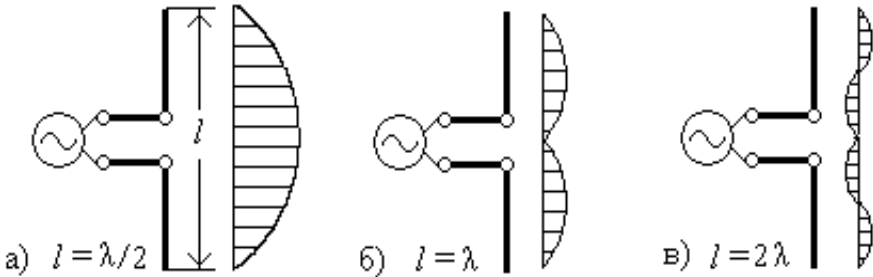


Рис. 2.2 Распределение тока в диполях различной длины

Конфигурации электрического и магнитного полей около диполя будут существенно отличаться от конфигурации соответствующих полей вокруг двухпроводной длинной линии. Так как две половины диполя в каждый момент заряжены разноимёнными зарядами, то силовые линии создаваемого ими электрического поля  $E$  начинаются на одной половине диполя и кончаются на другой (рис. 2.3), причём они будут лежать не только в плоскости рисунка, но и в любой плоскости, проходящей через диполь (рис. 2.4). Магнитные силовые линии  $H$  представляют собой концентрические окружности (рис. 2.3), расположенные в любой плоскости, перпендикулярной оси диполя (рис.2.5). Центры окружностей лежат на продольной оси диполя.

Оба поля, создаваемые движущимися зарядами, изменяются во времени по тому же закону, по которому изменяется ток, текущий в диполе. Вокруг диполя возникает переменное электромагнитное поле, которое распространяется в виде электромагнитной волны.

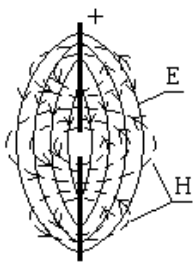


Рис. 2.3. Электрическое E и магнитное H поля около диполя

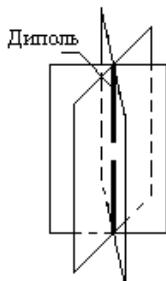


Рис.2.4. Плоскости расположения электрических силовых линий

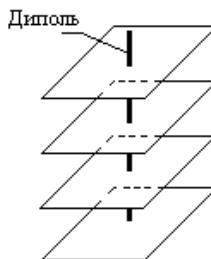


Рис.2.5. Плоскости расположения магнитных линий

## 2.2. Излучение электромагнитных волн

Эффективность излучения диполя зависит от соотношения длины волны и размеров диполя. Наиболее эффективно излучают диполи, на длине которых укладывается примерно половина стоячей волны. Поэтому такой диполь часто называют симметричным полуволновым вибратором.

Рассмотрим подробнее процесс излучения в пределах одного периода электромагнитной волны. Для упрощения рассуждений будем рассматривать в плоскости рисунка процесс образования только электрического поля, генерируемого симметричным полуволновым вибратором. Изменение амплитуды электрического поля во времени показано на рис.2.6,а. На рис.2.6,б приведены этапы формирования электромагнитной волны.

Допустим, что в момент  $t = 0$  заряд вибратора был равен нулю и электрические силовые линии не связывали половин вибратора (① на рис.2.6,б). Через четверть периода питающего тока (② на рис.2.6,б) разноимённые заряды половин вибратора достигают максимума, а электрическое поле распространяется на расстояние, равное  $\lambda / 4$ . В момент  $t = T / 2$  (③ на рис.2.6,б) заряд вибратора вновь становится равным нулю и не остаётся электрических силовых линий, связанных с вибратором. Линии поля замыкаются сами на себя. Наибольшее расстояние силовых линий от вибратора составляет  $\lambda / 2$ . В следующий момент  $t = 3T / 4$  (④ на рис.2.6,б) диполь начинает заряжаться с обратной полярностью, и вокруг него возникают новые силовые линии, которые как бы «оттесняют» линии предыдущей волны и деформируют

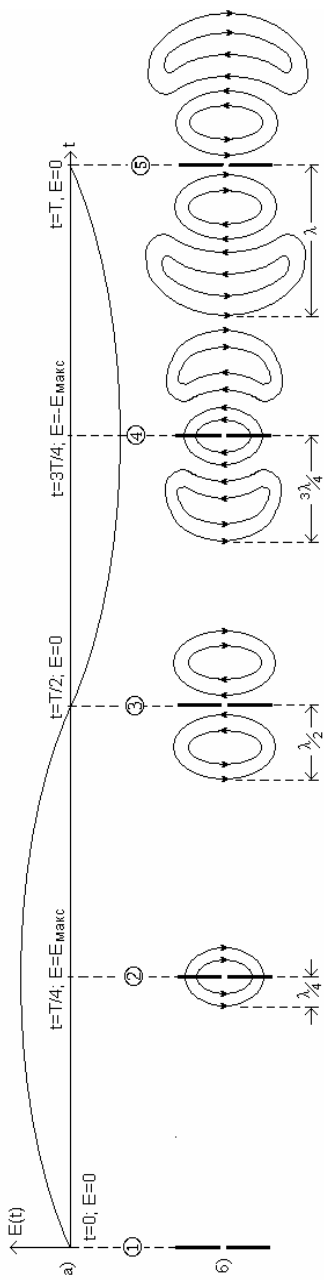


Рис. 2.6 Процесс получения электромагнитных волн

их, создавая в них выемки. К моменту  $t = T$  (⊙ на рис. 2.6,б) полностью образуется вторая полуволна излучённого поля, и далее процесс повторяется. Приведённые рисунки имеют некоторые условности:

1. Линии электрического поля располагаются не только в плоскости рисунка, но и в любой плоскости, проходящей через ось вибратора. Поэтому полное поле излучения вибратора можно представить в виде объёмной фигуры торроида с внутренним радиусом, равным радиусу вибратора (рис. 2.7).

2. Ток вибратора и движущееся электрическое поле создают магнитное поле, которое на рисунках не показано.

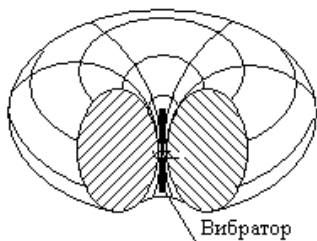


Рис. 2.7 Пространственная диаграмма излучения полуволнового вибратора (торроид)

Удаляясь от диполя, электромагнитная волна теряет связь с ним и распространяется в свободном пространстве, где нет ни токов, ни зарядов. Это движение электромагнитного поля обусловлено явлением электромагнитной индукции, законы которой обосновал замечательный английский учёный Джеймс Максвелл еще в 1862 – 1864 годах. Эти законы в несколько упрощенном варианте можно сформулировать следующим образом:

Удаляясь от диполя, электромагнитная волна теряет связь с ним и распространяется в свободном пространстве, где нет ни токов, ни зарядов. Это движение электромагнитного поля обусловлено явлением электромагнитной индукции, законы которой обосновал замечательный английский учёный Джеймс Максвелл еще в 1862 – 1864 годах. Эти законы в несколько упрощенном варианте можно сформулировать следующим образом:

- Переменное во времени электрическое поле в любой точке пространства создаёт изменяющееся магнитное поле. Силовые линии магнитного поля охватывают силовые линии вызывающего их переменного электрического поля.

- Переменное во времени магнитное поле в любой точке пространства создаёт изменяющееся электрическое поле. Силовые линии электрического поля охватывают силовые линии вызывающего их переменного магнитного поля.

### 2.3. Поляризация электромагнитных волн

Для обоих законов в каждой точке рассматриваемого пространства вектор напряжённости электрического поля  $E$  и вектор напряжённости магнитного поля  $H$  взаимно перпендикулярны и лежат в плоскости, перпендикулярной направлению распространения волны (вектору Умова – Пойтинга  $p$ ). Эту плоскость называют фронтом волны. Ориентацию всех векторов можно представить в виде комбинации из трёх пальцев правой руки, если прямые большой, указательный и средний

пальцы расположить перпендикулярно друг относительно друга. Большой палец будет указывать направление вектора  $E$ , указательный – вектора  $H$ , а средний покажет направление распространения радиоволны, т.е. направление вектора  $p$ .

Ориентацию векторов напряжённости электрического и магнитного полей определяют пространственно - временной характеристикой, которая называется поляризацией электромагнитной волны. Условно поляризацию электромагнитных волн оценивают по ориентации вектора напряжённости электрического поля  $E$ . Если вектор  $p$  направлен горизонтально, то при вертикальном направлении вектора  $E$  радиоволны называются вертикально поляризованными (рис.2.8). Такие волны излучаются вертикально ориентированными вибраторами. Для приёма радиоволн необходимо использовать антенну такой же ориентации. Если вектор  $p$  направлен горизонтально, то при горизонтальном же направлении вектора  $E$  радиоволны называются горизонтально поляризованными (рис.2.9). Для передачи и приёма таких волн используют горизонтально расположенные вибраторы.

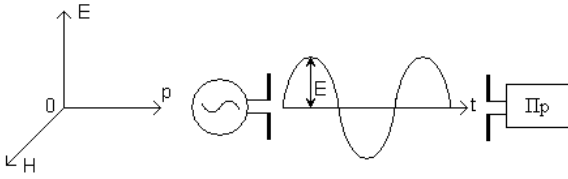


Рис. 2.8 Излучение и приём вертикально поляризованных волн

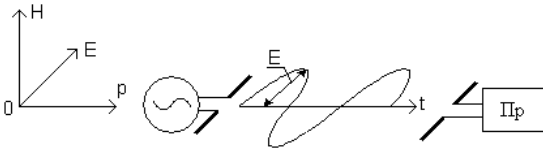


Рис. 2.9 Излучение и прием горизонтально поляризованных волн

Электрические и магнитные поля однозначно связаны в пространстве не только по фазе, но и по величине своих напряжённости, т.е. каждому значению напряжённости магнитного поля соответствует определённая напряжённость электрического поля, и наоборот. Это значит, что можно полностью характеризовать количественно электромагнитное поле излучения, указывая величину и закон изменения пространственной ориентации только одного из векторов этого поля.



Важная особенность электромагнитного поля состоит в том, что оно перемещается в пространстве во все стороны от точки, в которой возникло первоначальное возмущение. Это поле может существовать самостоятельно и после того, как источник электромагнитного возмущения перестал действовать. Изменяющиеся электрические и магнитные поля, переходя от точки к точке пространства, распространяются со скоростью света.

## 2.4. Сопротивление излучения

Переменное электромагнитное поле образуется вибратором при его питании переменным током. Энергия поля, излучаемого вибратором, отдаётся в пространство, на что расходуется мощность генератора.

Если длина диполя подобрана соответствующим образом и потери энергии в диполе малы, то почти вся мощность, которую приносит с собой распространяющаяся вдоль линии и питающая диполь электромагнитная волна, передаётся волнам, излучаемым диполем в окружающее пространство. В отношении потребления подводимой из линии мощности диполь ведет себя так же, как включённое в конец линии сопротивление, потребляющее всю подводимую мощность. Можно сказать, что диполь обладает сопротивлением излучения  $R_{\text{изл}}$ , в котором потреблялась бы такая же мощность. Это сопротивление равно

$$R_{\text{изл}} = \frac{P_{\text{изл}}}{I^2}. \quad (2.1)$$

Сопротивление излучения зависит только от относительной длины излучателя, а не от его абсолютных размеров. Так, например, все полуволновые диполи обладают сопротивлением излучения  $R_{\text{изл}} = 73,1$  Ом независимо от того, равна ли их длина сотням метров или нескольким сантиметрам. Все вибраторы длиной целую волну имеют сопротивление  $R_{\text{изл}} = 200$  Ом.

Реально провода диполя обладают некоторым активным сопротивлением, которое зависит от материала и размеров антенны, и мощность, подводимая к антенне, расходуется не только на излучение, но и на нагрев проводов, а также на другие потери. Поэтому полное активное сопротивление антенны состоит из сопротивления излучения  $R_{\text{изл}}$  и сопротивления потерь  $R_{\text{п}}$ , соединённых последовательно, т.е.

$$R_{\text{А}} = R_{\text{изл}} + R_{\text{п}}. \quad (2.2)$$

Сопротивление  $R_{\text{изл}}$  является полезным, и чем больше сопротивление излучения по сравнению с сопротивлением потерь, тем эффектив-

нее работа антенны как излучающей системы. Количественно эффективность работы антенны оценивают её коэффициентом полезного действия  $\eta$  (КПД), численно равным отношению мощности излучения антенны к полной мощности, подводимой к антенне:

$$\eta = \frac{P_{\text{изл}}}{P_A} = \frac{R_{\text{изл}}}{R_A}, \quad (2.3)$$

где

$$P_A = P_{\text{изл}} + P_{\text{п}} = I(R_{\text{изл}} + R_{\text{п}}). \quad (2.4)$$

Расчёт потерь энергии в антенне не может дать достаточно точных результатов, так как значительную долю потерь, приходящуюся на утечки через изоляторы, переходные сопротивления в соединителях, противовесах, заземлениях, подсчитать и учесть не представляется возможным. Поэтому обычно величину сопротивления излучения определяют теоретически, исходя из относительных размеров излучателя, и затем определяют сопротивление потерь.

## 2.5. Плотность потока энергии (мощности)

Электромагнитную энергию, которую переносят радиоволны, количественно характеризуют плотностью потока энергии (мощности).

Плотностью потока энергии называется количество энергии, проходящее за одну секунду через площадку в один квадратный метр, расположенную перпендикулярно направлению распространения электромагнитной волны (вектору Умова – Пойтинга), и равно

$$\Pi \text{ [Вт / м]} = E \text{ [В / м]} H \text{ [А / м]}, \quad (2.5)$$

где  $E$  и  $H$  – напряжённости электрического и магнитного полей в свободном пространстве.  $E$  и  $H$  связаны между собой следующим уравнением:

$$E = \rho_{\text{св}} H, \quad (2.6)$$

где  $\rho_{\text{св}} = 377 \text{ Ом}$  – волновое сопротивление свободного пространства. Из этого следует:

$$\begin{aligned} \Pi &= 377 H^2 \\ \text{или } \Pi &= 2,65 \cdot 10^{-3} E^2. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Плотность потока энергии зависит от расстояния до излучателя. На рис.2.10 излучатель помещён в центре двух сферических поверхностей Сф1 и Сф2 с радиусами  $r_1$  и  $r_2$ . Предположим, то сферы пересекает коническая поверхность, которая вырезает части их с площадями  $S_1$  и  $S_2$ . Эти площади, как и площади сферических поверхностей, пропорциональны квадратам радиусов  $r_1$  и  $r_2$ :

$$\frac{S_2}{S_1} = \frac{r_2^2}{r_1^2}. \quad (2.8)$$

Будем считать, что во всех точках поверхностей  $S_1$  и  $S_2$  плотности потока энергии постоянны и равны соответственно  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$ . Следовательно поток энергии через площадь  $S_1$  равен  $\Pi_1 S_1$ , а через площадь  $S_2$  поток энергии равен  $\Pi_2 S_2$ . Так как радиоволны распространяются прямолинейно, то потоки энергии через поверхности  $S_1$  и  $S_2$ , ограниченные одной конической поверхностью, равны между собой:

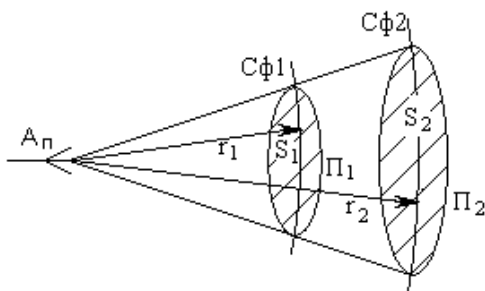


Рис. 2.10 К определению плотности потока энергии (мощности)

$$\begin{aligned} \Pi_1 S_1 &= \Pi_2 S_2 \\ \text{или } \frac{\Pi_1}{\Pi_2} &= \frac{S_2}{S_1} = \frac{r_2^2}{r_1^2}. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Таким образом, плотность потока энергии обратно пропорциональна квадрату расстояния от излучателя.

Так как

$$\begin{aligned} \Pi_1 &= 2,65 \cdot 10^{-3} E_1^2; \\ \Pi_2 &= 2,65 \cdot 10^{-3} E_2^2, \end{aligned} \quad (2.10)$$

где  $E_1$  и  $E_2$  – напряжённости электрического поля радиоволны соответственно на расстояниях  $r_1$  и  $r_2$  от излучателя, то

$$\begin{aligned} \frac{\Pi_1}{\Pi_2} &= \frac{E_1^2}{E_2^2} = \frac{r_2^2}{r_1^2} \\ \text{или } \frac{E_1}{E_2} &= \frac{r_2}{r_1}, \end{aligned} \quad (2.11)$$

т.е. напряжённость поля излучения обратно пропорциональна расстоянию до излучателя.

Аналогично можно показать зависимость магнитного поля излучения от расстояния:

$$\frac{H_1}{H_2} = \frac{r_2}{r_1}. \quad (2.12)$$

## Вопросы для самоконтроля

1. При каких условиях длинная линия становится излучающей?
2. В чём различие электрического и магнитного полей диполя и двухпроводной линии?
3. Поясните процесс излучения электромагнитных волн полуволновым вибратором.
4. Какой вид имеет пространственная диаграмма излучения полуволнового вибратора?
5. Какое явление обосновал в своих законах Джеймс Максвелл?
6. По каким критериям определяют поляризацию электромагнитных волн?
7. С какой скоростью распространяются электромагнитные волны в свободном пространстве?
8. Чему равно сопротивление излучения полуволнового вибратора?
9. Дайте определение плотности потока энергии.
10. Какова зависимость плотности потока энергии от расстояния?

## 3 РАСПРОСТРАНЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

### 3.1 Общие сведения

Значительное влияние на распространение электромагнитных волн оказывают следующие факторы: длина волны изучаемых колебаний, форма и свойства земной поверхности, состав и состояние атмосферы. Прежде чем рассмотреть степень влияния указанных факторов, приведём некоторые обобщённые положения, характеризующие распространение радиоволн.

1. Радиоволны в однородной среде распространяются прямолинейно. Фронт волны, т.е. поверхность, на которой напряжённости электрических и магнитных полей находятся в одной фазе, имеет в однородной среде сферическую форму. На достаточно большом расстоянии от излучателя и в пределах геометрических размеров приёмной антенны фронт волны можно считать плоским.

2. Радиоволны, встречая на своём пути препятствие, могут заходить в область геометрической тени. Это явление называется дифракцией (от лат. *diffraction* - разламывание). Особенно дифракция проявляется, когда геометрические размеры препятствия соизмеримы с длиной волны. В этом случае препятствие играет роль резонансного диполя, принимающего и вновь излучающего радиоволны. Возникает так называемое резонансное переизлучение.

3. При переходе из одной среды распространения в другую, в которой скорость распространения другая, радиоволны испытывают отражение и преломление (рис.3.1).

При этом угол падения равен углу отражения, а относительный показатель преломления  $n_{1,2}$  равен отношению синуса угла падения к синусу угла преломления:

$$n_{1,2} = \frac{n_2}{n_1} = \frac{\sin \alpha}{\sin \beta}, \quad (3.1)$$

где  $n_1$  и  $n_2$  – абсолютные показатели преломления двух сред.

4. В неоднородных средах, показатель преломления которых от слоя к слою изменяется, радиоволны распространяются по криволинейной траектории (рис.3.2).

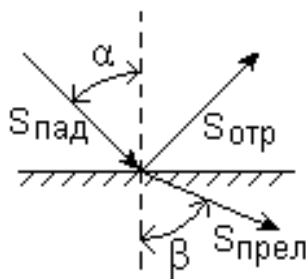


Рис.3.1 Отражение и преломление радиоволн

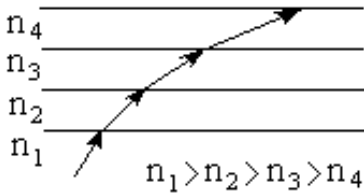


Рис. 3.2 Рефракция радиоволн

Кривизна траектории определяется степенью неоднородности среды. Такое явление получило название рефракции (от лат. refraction – преломление).

5. Если угол падения радиоволны превосходит некоторое критическое значение при переходе луча из среды оптически

более плотной в среду меньшей плотности, то луч не проникает во вторую среду, а целиком отражается от границы раздела сред. Это явление называется полным внутренним отражением лучей.

### 3.2 Диапазоны радиоволн, используемых в бортовой аппаратуре

Важнейшими характеристиками радиосистемы являются частота или длина волны несущих колебаний. Напомним, что длиной волны называют расстояние, которое проходит радиосигнал в среде распространения за время, равное одному периоду колебания  $T = 1/f$ .

$$\lambda = c T = c / f, \quad (3.2)$$

где  $c$  – скорость распространения радиоволн.

От частоты (длины волны) радиосигналов зависят особенности их распространения, отражения и рассеяния. Для излучения и приёма радиоволн приходится использовать различные типы антенн, электрические и конструктивные параметры которых в значительной степени определяются длиной волны. Кроме того, от длины радиоволн зависят электрические и масса-габаритные характеристики ряда элементов антенно-фидерного тракта.

Чтобы учесть эти особенности, весь диапазон радиочастот (радиоволн) решением международного консультативного комитета по радио (МККР) при ООН в 1975г. разделён на 12 участков (диапазонов). Большинство современных радиотехнических систем различного назначения используют восемь из этих диапазонов, которые находятся в частотных границах от 3 до 300 ГГц. Границы этих диапазонов приведены в таблице 3.1, в которой указаны также соответствующие диапазоны длин волн, официальные полные и сокращённые наименования этих диапазонов, используемые в технической документации.

Таблица 3.1

Диапазон радиочастот	Наименование радиочастот	Диапазон длин волн	Наименование вида радиоволн
3 ÷ 30 кГц	Очень низкие частоты ОНЧ	10 ÷ 100 км	Мириаметровые волны МРМВ
30 ÷ 300 кГц	Низкие частоты НЧ	1 ÷ 10 км	Километровые волны КМВ
300 кГц ÷ 3 МГц	Средние частоты СЧ	100 м ÷ 1 км	Гектометровые волны ГКМВ
3 ÷ 30 МГц	Высокие частоты ВЧ	10 ÷ 100 м	Декаметровые волны ДКМВ
30 ÷ 300 МГц	Очень высокие частоты ОВЧ	1 ÷ 10 м	Метровые волны МВ
300 МГц ÷ 3 ГГц	Ультравысокие частоты УВЧ	10 см ÷ 1 м	Дециметровые волны ДМВ
3 ÷ 30 ГГц	Сверхвысокие частоты СВЧ	1 ÷ 10 см	Сантиметровые волны СМВ
30 ÷ 300 ГГц	Крайне высокие частоты КВЧ	1 мм ÷ 1 см	Миллиметровые волны ММВ

### 3.3 Влияние атмосферы Земли

Земная атмосфера играет значительную роль при распространении электромагнитных волн.

Атмосфера (от греч. *atmos*–пар и *sphaigra*–шар) это газовая оболочка, окружающая Землю, состоящая в основном из азота, кислорода и водяного пара и вращающаяся вместе с Землёй как единое целое. Высота атмосферы достигает 2000-3000 км. Атмосферу разделяют на три основных слоя: тропосферу высотой примерно 11 км от поверхности Земли, стратосферу на высоте примерно от 11 до 80 км и ионосферу на расстоянии более 80 км до высоты 450-800 км. Слоистое строение атмосферы в сильной степени сказывается на распространение радиоволн, причём по разному в различных частотных диапазонах.

Наибольшее влияние на распространение радиоволн оказывают тропосфера и ионосфера.

Свойства и состояние тропосферы характеризуется тремя величинами: давлением воздуха, температурой и влажностью. Нормально эти

показатели по мере подъёма от Земли уменьшаются. С уменьшением давления уменьшается и плотность воздуха, т.е. число молекул в кубическом сантиметре. С изменением давления, влаги и температуры изменяются и показатели преломления слоёв тропосферы: они медленно уменьшаются при подъёме. Это приводит к изменению скорости распространения радиоволн и, как следствие, к изменению направления их движения, т.е. к рефракции радиоволн.

В тропосфере происходят основные метеорологические процессы, определяющие погоду. Это заметно влияет на распространение радиоволн. Когда размеры капель дождя, града, снега, пыли становятся соизмеримыми с длиной волны, происходит поглощение и рассеивание радиоволн. Кроме того, на сантиметровых и миллиметровых волнах наблюдается так называемое характеристическое, или резонансное, поглощение, вызываемое воздействием радиоволн на электроны, находящиеся на внешней оболочке молекул газа. Так волны длиной 1,3 см поглощаются парами воды, а волны длиной 0,5 и 0,25 см – кислородом воздуха.

Верхние слои атмосферы под действием ультрафиолетового и рентгеновского излучения Солнца подвергаются ионизации. Степень ионизации на разных высотах различна и зависит от времени суток, времени года, солнечной активности, географической широты и других факторов. Ионосфера в зависимости от частотного диапазона радиоволн может их отражать, поглощать и искривлять траекторию их распространения. Траектория распространения радиоволн в ионосфере зависит от концентрации электронов, длины волны и угла облучения. Чем больше концентрация электронов, тем больше ионосфера приближается по своим свойствам к проводнику, лучше отражает волны и меньше их поглощает.

На рисунках 3.3 показано прохождение радиоволн различной длины в ионосфере при одинаковом угле возвышения  $\theta$  (угол излучения радиоволн относительно земной поверхности). При увеличении угла возвышения длинные волны более глубоко заходят в ионосферу, а короткие волны могут проходить сквозь ионосферу.

Если установить некоторую частоту передатчика и изменять постепенно угол возвышения, то для данной электронной концентрации ионизированного слоя можно определить критическое значение угла возвышения  $\theta_{кр}$ . При углах больше критического волны данной частоты проходят сквозь ионосферу, а при углах меньше критического возвращаются на Землю, причём пологие лучи возвращаются на больших расстояниях от передатчика, чем более крутые.



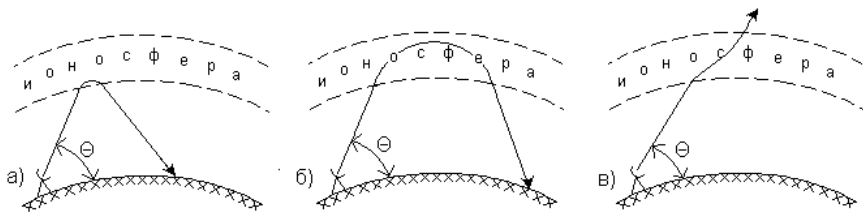


Рис.3.3 Влияние ионосферы на распространение радиоволн различной длины: а)  $\lambda \sim 100 \text{ км} \div 100 \text{ м}$ ; б)  $\lambda \sim 100 \text{ м} \div 1 \text{ м}$ ; в)  $\lambda \sim 10 \text{ м} \div 1 \text{ мм}$

Промежуточная среда – стратосфера обладает малой плотностью воздуха и небольшой концентрацией электронов и ионов. Поэтому стратосфера оказывает слабое влияние на распространение радиоволн и, по сравнению с тропосферой и ионосферой, её считают радиопрозрачной зоной.

### 3.4 Влияние поверхности Земли

Земля является почти шарообразным телом с радиусом  $R \approx 6370 \text{ км}$ . Поэтому точки А и Б, находящиеся близко к поверхности Земли (рис.3.4), будут закрыты друг от друга шаровым сегментом высотой  $d$ , что исключает возможность радиосвязи между ними при прямолинейном распространении радиоволн.

Дальность связи в этом случае зависит от высоты подъёма над поверхностью Земли передающей  $A_{\text{п}}$  и приёмной  $A_{\text{пр}}$  антенн.

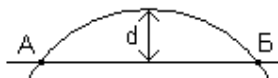


Рис. 3.4 Влияние кривизны Земли на дальность радиосвязи

Для относительно ровной поверхности дальность связи  $R_{\text{св}}$  можно определить из рис.3.5, где обозначено:  $R$  – средний радиус Земли;  $h_1$  и  $h_2$  – высоты расположения передающей  $A_{\text{п}}$  и приёмной  $A_{\text{пр}}$  антенн соседних станций. Предполагается, что прямая линия, состоящая из отрезков  $d_1$  и  $d_2$  и показывающая траекторию радиосигналов, почти касается Земли. Применяя теорему Пифагора и учитывая, что высоты антенн  $h_1$  и  $h_2$  малы по сравнению с радиусом Земли  $R$ , можно определить максимальное расстояние между антеннами, которое приблизительно равно

$$R_{\text{св}} \approx 3,57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (3.3)$$

где  $R_{\text{св}}$  – в километрах;  $h_1$  и  $h_2$  – в метрах.

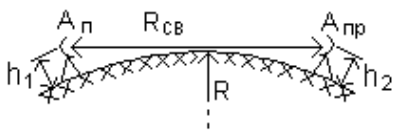


Рис. 3.5 К определению дальности радиосвязи

свойства почвы, особенно вокруг расположения антенн передающей и приёмной аппаратуры. Разные почвы характеризуются различными значениями проводимости и диэлектрической проницаемости. Поэтому энергия радиоволн, распространяющихся вдоль земной поверхности, поглощается вследствие того, что в почве создаются токи проводимости и токи смещения. Чем больше частота радиосигналов, тем больше токи смещения по сравнению с токами проводимости. Поэтому, например, почва средней влажности для длинных волн служит почти проводником, а для дециметровых и более коротких волн – почти диэлектриком. Морская вода преимущественно обладает свойствами проводника в широком диапазоне частот.

Поверхность земного шара обладает большим разнообразием находящихся на ней неровностей. Это горы, холмы, волны на водной поверхности, различные постройки, растительность и т.д. О влиянии неровной земной поверхности на процессы распространения радиоволн можно судить, только сопоставляя размеры неровностей с длиной волны. Если линейный размер, характеризующий неровность поверхности, много меньше длины волны, поверхность является для данного излучения гладкой, зеркальной и отражение от неё происходит по законам геометрической оптики: угол падения равен углу отражения (см. рис.

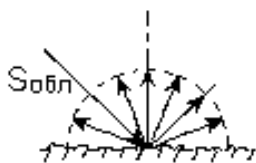


Рис. 3.6 Диффузное отражение радиоволн

3.1). Если размеры неровностей поверхности сравнимы с длиной волны, поверхность является для данного излучения шероховатой, а отражение от неё происходит диффузно, равномерно во всех направлениях, как это показано на рис. 3.6. Интенсивность отражённого сигнала не зависит от угла приёма радиоволн.

Для километровых и более длинных волн все виды земной поверхности, за исключением гор, можно считать гладкими, а для дециметровых и более коротких волн даже небольшое волнение на поверхности воды или трава являются заметными неровностями.

Так, например, подняв антенны на высоту девятиэтажного дома (примерно 30 м), мы получим дальность связи  $R_{св} \approx 40$  км.

На процесс распространения радиоволн значительное влияние оказывают электрофизические

Реальная земная или водная поверхность представляет собой весьма сложный отражающий объект, который нельзя отнести ни к одному из рассмотренных видов поверхностей. На ней имеются неровности с размерами гораздо большими длины волны, но они сами имеют неровности, сравнимые с длиной волны или меньше её. В общем случае такую поверхность можно представить в виде модели, состоящей из совокупности большого числа независимых и случайно расположенных отражающих элементов. Каждым элементом рассеивается часть падающей на него энергии. Следствием этого, а также в результате пространственной интерференции радиоволн, отражённых от различных элементов поверхности, формируется сложная многолепестковая диаграмма вторичного излучения, показанная на рис.3.7.

Форма такой диаграммы имеет случайный характер и зависит от направления облучения. Кроме того, на неё накладываются острые лепестки отражений от таких объектов, размеры которых  $s$  кратны нечётному числу полуволн:

$$s = (2n + 1) \lambda / 2; \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.4)$$

В этом случае отражающий объект может играть роль полуволнового вибратора и может возникнуть достаточно интенсивное вторичное резонансное переизлучение.



Рис. 3.7 Диаграмма отражения реальной земной или водной поверхности

### **3.5 Прямые, поверхностные и пространственные радиоволны**

Влияние атмосферы и поверхности Земли приводит к тому, что радиоволны могут распространяться между передатчиком и приёмником по различным траекториям.

Прямые волны в однородном пространстве распространяются по прямолинейным траекториям. Дальность связи в этом случае определяется радиусом оптической видимости.

Поверхностные волны распространяются в непосредственной близости от земной поверхности и частично огибают её вследствие дифракции, рефракции и рассеяния в тропосфере. Такие волны могут распространяться в пределах атмосферы на гораздо большее расстояние, чем прямые волны.

Пространственные волны достигают ионосферы, отражаются от неё и вновь попадают на поверхность Земли, от которой они также

могут отражаться. Это действие может повторяться неоднократно, и радиоволна распространяется как в естественном волноводе с двумя сферическим стенками. Такие волны могут обеспечить в пределах атмосферы наибольшую дальность радиосвязи.

Различные траектории распространения радиоволн могут при определённых условиях оказать влияние на устойчивость работы каналов связи. Так в ряде случаев при увеличении расстояния между передатчиком и приёмником принимаемый сигнал может уменьшиться до полного исчезновения, а затем при большем удалении от передатчика вновь появиться и будет осуществляться нормальный приём сигналов. В этом случае между двумя зонами приёма сигналов возникает так называемая «зона молчания».



Рис.3.8 К определению зоны молчания

Иногда при приёме возникают кратковременные замирания сигналов (фединги). Это явление возникает за счёт интерференции радиоволн, приходящих в пункт приёма различными путями (рис.3.9). Фазовые соотношения между этими сигналами могут изменяться случайным образом из-за изменения состояния ионосферы. Если сигналы в пункте приёма будут иметь одинаковую фазу, то результирующая напряжённость поля на входе приёмной антенны увеличится. Если эти сигналы окажутся в противофазе, то напряжённость поля будет уменьшаться и

Эта зона определяется максимальной дальностью поверхностных волн и минимальной дальностью пространственных волн, возвратившихся к земной поверхности после отражения от ионосферы (рис.3.8). Ширина зоны молчания непостоянна. Она зависит от длины волны, мощности передатчика, типа антенны, состояния атмосферы и ряда других факторов.

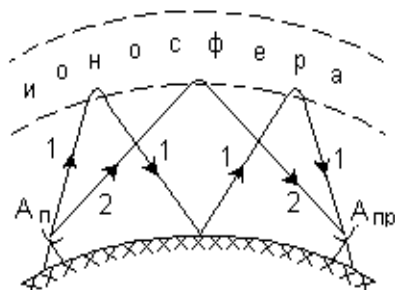


Рис. 3.9 Образование эффектов «замирания» сигналов и «радиоэхо»

сигнал может совершенно исчезнуть. Для борьбы с этим явлением применяют приём сигналов с помощью двух разнесённых на некоторое расстояние антенн, а также используют автоматическую регулировку усиления в канале приёма.

При приёме относительно коротких сигналов может возникать эффект «радиоэхо», когда один и тот же сигнал воспроизводится в приёмнике два раза или больше. Такой эффект может появиться, если запаздывание сигнала, приходящего на приёмную антенну по траектории 1 на рис.3.9, по сравнению с сигналом, принимаемым по траектории 2, будет больше его длительности. В этом случае сигнал будет принят дважды.

### **Вопросы для самоконтроля**

1. Какую форму имеет фронт электромагнитной волны точечного источника излучения?
2. Что представляет из себя дифракция радиоволн?
3. Что представляет из себя рефракция радиоволн?
4. При каких условиях возникает полное отражение радиоволн?
5. Дайте определение понятию «длина волны».
6. Какие частотные диапазоны используют большинство современных РТС?
7. Как атмосфера влияет на распространение радиоволн?
8. Поясните влияние поверхности Земли на распространение радиоволн.
9. В каких случаях объекты могут переизлучать радиосигналы?
10. По каким траекториям радиоволны могут распространяться от передатчика к приёмнику?
11. Какие факторы определяют «зону молчания»?
12. В чём заключаются эффекты фединга радиосигналов и «радиоэхо»?

## 4 АНТЕННЫ

### 4.1 Общие сведения

Антенна является одним из основных элементов любой радиотехнической системы, связанной с излучением или приёмом радиоволн. Это системы радиосвязи, телевидения, радиоуправления, радиолокации, радионавигации и др.

Термин антенна заимствован из зоологии, где латинским словом «antennae» называют длинные тонкие усики насекомых.

С помощью антенн осуществляют преобразование энергии высокочастотных электрических сигналов передатчика РТС в энергию электромагнитных волн свободного пространства или осуществляют обратное преобразование энергии электромагнитных волн свободного пространства в энергию высокочастотных электрических сигналов, подводимых ко входу приёмника РТС. В первом случае такой преобразователь называют передающей антенной, а во втором случае - приёмной антенной. Таким образом, антенна является связующим звеном РТС с окружающим пространством.

В соответствии с принципом обратимости антенн свойства антенны, работающей в режиме передачи, не изменяются при работе этой антенны в приёмном режиме. Поэтому, рассматривая общие параметры и характеристики антенных устройств, обычно не разделяют их на приёмные и передающие, а там, где это различие принципиально необходимо, специально оговаривают режим работы антенны: передача или приём сигналов.

Направленные свойства передающих антенн позволяют концентрировать излучаемую энергию в узком секторе пространства. Это увеличивает плотность потока мощности в необходимом направлении, что, в свою очередь, позволяет реализовать большую дальность действия РТС без увеличения мощности передатчика. Кроме того, это значительно уменьшает взаимные помехи одновременно работающих различных РТС.

Направленность приёмных антенн повышает пространственную избирательность РТС, улучшает помехозащищённость приёмного канала за счёт ослабления различных внешних помех и тем самым повышает качество приёма информационных сообщений.

Физические формы и геометрические размеры антенн чрезвычайно разнообразны и зависят от рабочего диапазона частот, уровня передаваемой мощности, вида поляризации сигналов, формы требуемой диаграммы направленности и ряда других факторов.

## **4.2 Классификация антенн**

По назначению антенны разделяют на передающие, приёмные и комбинированные.

Комбинированную антенну, т.е. одну и ту же антенну, работающую и в приёмном, и в передающем каналах РТС, используют в системах, в которых возможно осуществить временную развязку между режимами приёма и излучения радиосигналов. Такая возможность имеется у систем, использующих импульсный режим излучения, а также у систем, работающих в симплексном режиме радиосвязи, при котором может производиться одновременно передача (или приём) радиосигналов только в одном направлении (от simplex- простой).

По направлению излучения различают направленные и ненаправленные (изотропные) антенны (от лат. *isos tropos* – равный поворот).

По конструктивному выполнению антенны разделяют на линейные и апертурные (от лат. *aperatus* – открытый). Линейными называют антенны, поперечные размеры которых малы по сравнению с их длиной. Это проволочные, вибраторные, щелевые и некоторые другие виды антенн. Апертурные антенны характеризуются тем, что для них можно определить некоторую ограниченную поверхность, через которую проходит основной поток излучаемой или принимаемой энергии. Эта поверхность называется апертурой, или раскрытием антенны. К этому виду относят зеркальные, рупорные, линзовые и ряд других антенн.

По частотному диапазону или диапазону длин волн антенны классифицируют в соответствии с названиями этих диапазонов, например антенны километровых волн, антенны метровых волн и т.д. Иногда используют старые названия диапазонов: антенны длинноволнового диапазона, антенны коротковолнового диапазона, антенны диапазона ультракоротких волн (УКВ).

По размещению на объектах различают антенны стационарные, самолётные, судовые, автомобильные, наружные, комнатные и т.д.

## **4.3 Основные характеристики и параметры антенн**

Наиболее важной характеристикой любой антенны является диаграмма направленности антенны (д.н.а.).

Диаграммой направленности антенны называют зависимость напряжённости электромагнитного поля или плотности потока мощности, создаваемой антенной в равноудалённых от неё точках, от угловых координат, определяющих направления на эти точки.

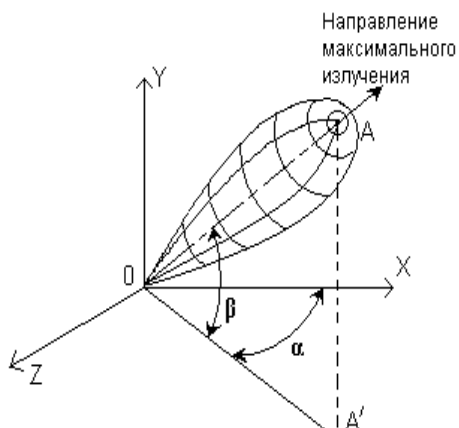


Рис. 4.1 Пространственная диаграмма направленности антенны

Равноудалённые от антенны точки лежат на сферической поверхности. Положение любой точки на такой поверхности определяется двумя углами: углом в горизонтальной плоскости – азимутом  $\alpha$  и углом в вертикальной плоскости – углом места  $\beta$ . Следовательно, диаграммой направленности антенны является некоторая пространственная функция двух независимых переменных: азимута  $\alpha$  и угла места  $\beta$  (рис.4.1).

Практически для определения ряда параметров антенны вместо пространственной д.н.а. используют сечение этой диаграммы в какой-либо плоскости. Если такое сечение проходит через направление максимального излучения, называемое главным направлением, то сечение также называют главным сечением. Тогда диаграммой направленности антенны в горизонтальной или в вертикальной плоскости будем называть зависимость напряжённости электромагнитного поля или плотности потока мощности в равноудалённых от антенны точках соответственно от азимута или от угла места. На графиках эти характеристики изображают кривыми линиями в полярной или прямоугольной (декартовой) системах координат.

Рассмотрим принцип построения д.н.а. в полярной системе координат (рис.4.2).

За начало координат принимают точку расположения антенны или, вернее, центр излучения антенны. Отрезок прямой линии, проведённый из начала координат до пересечения с характеристикой, в оп-

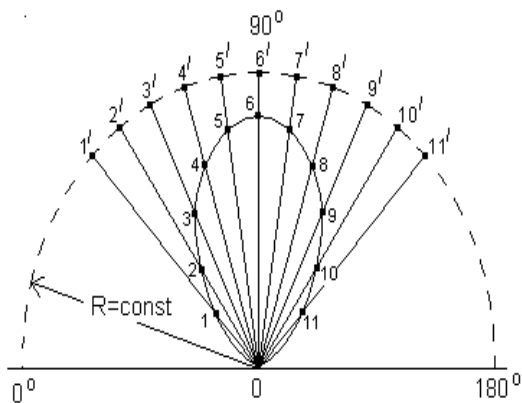


Рис. 4.2 Диаграмма направленности антенны в полярной системе координат



ределённом масштабе обозначает значение напряжённости электромагнитного поля или плотности потока мощности в соответствующей равноудалённой от антенны точке. Так, например, отрезок 0-2 обозначает значение напряжённости поля или плотности потока мощности в точке 2'; отрезок 0-3 – напряжённость поля или плотности потока мощности в точке 3' и т.д. Отрезок 0-6 определяет максимальное значение поля или плотности потока мощности в точке 6', т.е. в главном направлении излучения. Математически отрезок, определяющий вид д.н.а., можно представить следующим образом:

$$E_n = E_{\text{макс}} f(\varphi) \quad \text{или} \quad \Pi_n = \Pi_{\text{макс}} f^2(\varphi), \quad (4.1)$$

где  $n = 1, 2, 3, \dots$

Масштаб градусных делений в полярных координатах мал, поэтому в ряде случаев удобней строить д.н.а. в прямоугольных координатах, в которых масштаб градусных делений координатной оси может быть выбран любым. На рис.4.3 приведена д.н.а., построенная в прямоугольных координатах по данным характеристики рис.4.2.

Для наглядного сравнения характеристик направленности различных антенн удобно строить их в относительных единицах. В этом случае на диаграммах откладываются не абсолютные значения напряжённости электромагнитного поля или плотности потока мощности в равноудалённых точках, а относительные их значения, в качестве которых принимают отношения

$$\frac{E}{E_{\text{макс}}} = f(\varphi) \quad \text{или} \quad \frac{\Pi}{\Pi_{\text{макс}}} = f^2(\varphi). \quad (4.2)$$

В направлении максимума излучения это отношение равно единице, а во всех других направлениях – меньше единицы.

На рис.4.4 и 4.5 показаны д.н.а., построенные в относительных единицах мощности соответственно в полярных и прямоугольных координатах. По таким характеристикам можно определить важный параметр антенны, который называют шириной д.н.а.

Ширина д.н.а. – это угол  $\Theta$  между двумя прямыми, вдоль которых текущее значение плотности потока мощности

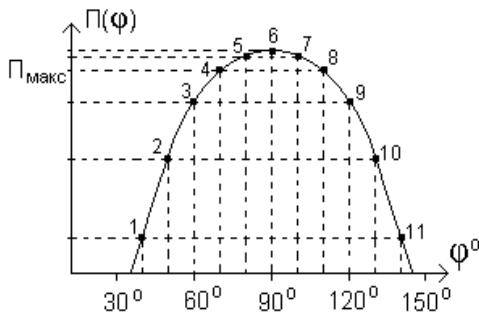


Рис. 4.3 Диаграмма направленности антенны в прямоугольной системе координат

$$\Pi(\varphi) = 0,5 \Pi_{\text{макс}} , \quad (4.3)$$

а для напряжённости электромагнитного поля

$$E(\varphi) = 0,707 E_{\text{макс}} . \quad (4.4)$$

В азимутальной плоскости этот угол обозначают  $\Theta_\alpha$ , а в угломестной плоскости –  $\Theta_\beta$ .

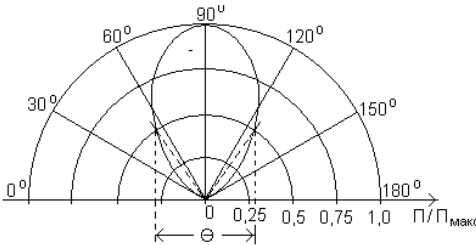


Рис. 4.4 Диаграмма направленности антенны в относительных единицах в полярной системе координат

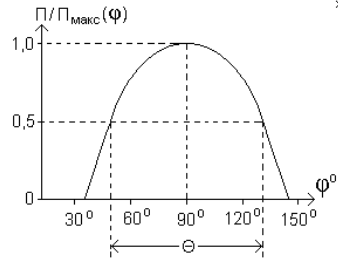


Рис. 4.5 Диаграмма направленности антенны в относительных единицах в прямоугольной системе координат

Рассмотрим варианты экспериментального снятия д.н.а. различных антенн.

Для снятия д.н.а. поворотной передающей антенны ( $A_{\text{п}}$  на рис.4.6,а) на некотором расстоянии от антенны  $R$  устанавливают прибор  $I$ , измеряющий напряжённость электромагнитного поля или плотность потока мощности, и вращают антенну вокруг её оси. Построенная графическая зависимость показаний измерительного прибора  $I$  от угла поворота антенны и будет диаграммой направленности этой антенны.

При снятии д.н.а. приёмной поворотной антенны ( $A_{\text{пр}}$  на рис.4.6,б) измеритель  $I$  принимаемого сигнала устанавливают на выходе исследуемой антенны или снимают значение какого-либо выходного параметра приёмника, на входе которого находится приёмная антенна. Сигналы на вход исследуемой антенны подают от специального измерительного генератора  $ИГ$  с помощью измерительной антенны  $A_{\text{и}}$ , расположенных на расстоянии  $R$ .

Если исследуемая антенна не поворотная, то измерения проводят аналогично, но измеритель  $I$  (для передающей антенны) или измерительный генератор  $ИГ$  (для приёмной антенны) размещают в нескольких равноудалённых от исследуемой антенны точках, находящихся на разных направлениях (рис.4.6,в).

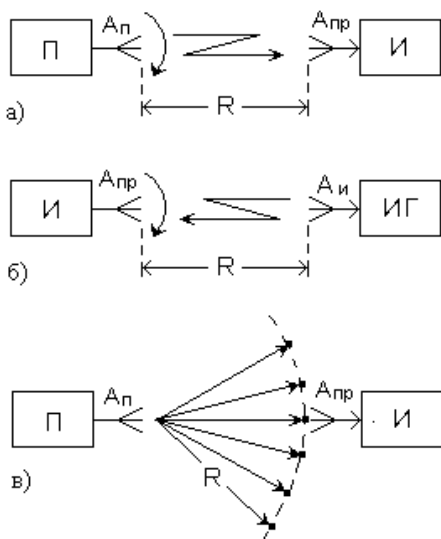


Рис. 4.6 Снятие диаграмм направленности: а – передающей антенны; б – приёмной антенны; в – неповоротной антенны

правления, проведённые из любой точки антенны на точку наблюдения, можно считать параллельными. При расстояниях меньших, чем  $R_{дз}$ , д.н.а. сильно искажается.

Диаграммы направленности реальных антенн имеют многолепестковый характер, как это показано на рис.4.8,а в полярной системе координат и на рис.4.8,б в прямоугольной системе. Наибольший лепесток, максимум которого соответствует направлению максимального излучения, называют главным, меньшие лепестки - боковыми. Относительный уровень боковых лепестков является одной из численных характеристик антенных устройств. Он определяется как отношение напряжённости электромагнитного поля  $E_{п\ макс}$  или плотности потока мощности  $\Pi_{п\ макс}$  в направлении максимума данного лепестка к напряжённости поля  $E_{макс}$  или плотности потока мощности  $\Pi_{макс}$  в направлении максимума главного лепестка.

Для уменьшения погрешностей при измерениях очень важно выбрать правильно расстояние  $R$  между исследуемой антенной и измерительными приборами. Это расстояние должно соответствовать так называемой «дальней зоне», его определяют следующим образом:

$$R_{дз} = \frac{2r^2}{\lambda}, \quad (4.5)$$

где  $r$  – наибольший размер излучающей системы;  $\lambda$  – длина волны излучаемых сигналов (рис. 4.7).

В этой зоне в окрестности точки наблюдения фронт электромагнитной волны можно считать плоским, а на-

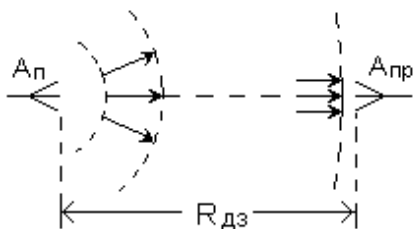


Рис.4.7 К понятию о дальней зоне поля антенны

$$\delta_n = \frac{E_{n\text{макс}}}{E_{\text{макс}}} \quad \text{или} \quad \delta_n = \frac{\Pi_{n\text{макс}}}{\Pi_{\text{макс}}}, \quad (4.6)$$

где  $n=1,2,3\dots$  – номер бокового лепестка.

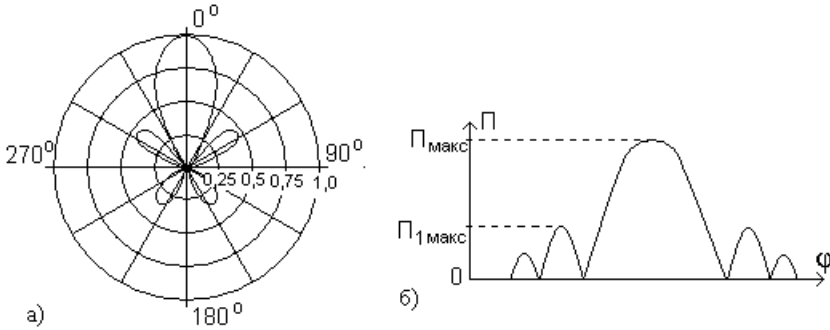


Рис.4.8 Диаграммы направленности реальной антенны: а – в полярной; и б – в прямоугольной системах координат

Важным параметром антенны, характеризующим её направленность, является коэффициент направленного действия (КНД).

Коэффициентом направленного действия  $D$  называют отношение среднего значения плотности потока мощности за период высокой частоты сигналов, излучаемых антенной в данном направлении (обычно в главном направлении)  $\Pi_{\text{макс}}(\alpha, \beta)$ , к усреднённому по всем направлениям значению плотности потока мощности  $\Pi_{\text{ср}}$ :

$$D = \frac{\Pi_{\text{макс}}(\alpha, \beta)}{\Pi_{\text{ср}}}. \quad (4.7)$$

Таким образом, при определении КНД данная антенна сравнивается с воображаемой абсолютно ненаправленной (изотропной) антенной, излучающей такую же мощность, что и данная антенна. За ненаправленную антенну условно принимают антенну, равномерно излучающую по всем направлениям.

Очевидно, что для такой антенны

$$\Pi_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{ср}}}{4\pi R^2}, \quad (4.8)$$

где  $P_{\text{ср}}$  – мощность излучения;  $R$  – радиус воображаемой сферы, охватывающей изотропную антенну. Значение  $R$  должно быть таким, чтобы поверхность сферы находилась в дальней зоне излучения антенны.

Рассмотрим пример. Если исследуемая антенна  $A_n$  (рис.4.9) создаёт в точке  $B$  плотность потока мощности  $1 \text{ Вт/м}^2$ , а ненаправленная антенна при той же мощности излучения создаёт в точке  $B$  плотность потока мощности  $1 \text{ мВт/м}^2$ , то коэффициент направленного действия антенны  $D = 1000$  или  $D = 30 \text{ дБ}$ . Из примера видно, что направленные антенны концентрируют излучаемую энергию в определённом направлении, на котором могут быть созданы большие напряжённости электромагнитного поля и плотности потока мощности при сравнительно небольшой мощности излучения. Чем уже д.н.а., тем больше значение КНД.

КНД не учитывает потерь подводимой энергии в антенне, в изоляторах, в окружающих антенну предметах и т.д. В связи с этим часто используют параметр антенны, учитывающий эти потери, который называют коэффициентом усиления антенны.

Коэффициент усиления  $G$  равен отношению плотности потока мощности, создаваемого антенной в данном направлении  $\Pi(\alpha, \beta)$ , к потоку мощности, создаваемому ненаправленным излучателем  $\Pi_{\text{ни}}$ . При этом предполагают, что мощности, подводимые к той и другой антеннам, равны и коэффициент полезного действия ненаправленной антенны  $\eta$  равен единице. Тогда

$$G = \frac{\Pi(\alpha, \beta)}{\Pi_{\text{ни}}} \quad (4.9)$$

Отличие коэффициента усиления от КНД состоит в том, что при определении коэффициента усиления исходят из равенства мощностей, подводимых к исследуемой и ненаправленной антеннам, а не из равенства мощностей излучения этих антенн.

Коэффициент усиления и КНД антенны связаны соотношением

$$G = D \eta_A, \quad (4.10)$$

где  $\eta_A$  – коэффициент полезного действия исследуемой антенны.

При одной и той же величине тока, питающего антенну, линейные антенны различной формы и размеров излучают неодинаковое количество энергии. Для того, чтобы легче можно было сравнивать между собой различные антенны, используют параметр, называемый действующей высотой антенны. Это понятие было введено на раннем этапе развития радиотехники, когда преимущественно использовались

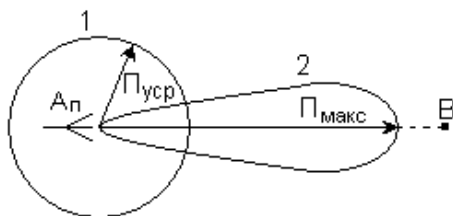


Рис.4.9 К понятию о коэффициенте направленного действия антенны

вертикальные антенны. В настоящее время этот параметр применяют для антенн, имеющих любую ориентацию в пространстве.

Действующей высотой антенны называют длину воображаемого излучателя с равномерным распределением тока, который создаёт такую же напряжённость электромагнитного поля, как и реальная антенна в главном направлении при одинаковых токах.

Определяют этот параметр приравнивая так называемые площади тока антенн – реальной и воображаемой. Для этого строят два распределения тока: распределение по длине реальной антенны (рис.4.10,а) и равномерное распределение тока вдоль воображаемой антенны (рис.4.10,б). При этом построение выполняют таким образом, чтобы площади тока у обеих антенн были одинаковыми:

$$S_{IA} = S_{IB} \tag{4.11}$$

На рис.4.10 обозначено:  $\Gamma$  – генератор высокой частоты;  $A_p$  – реальная антенна;  $A_B$  – воображаемая антенна;  $h_\Gamma$  – геометрическая высота антенны;  $h_d$  – действующая высота.

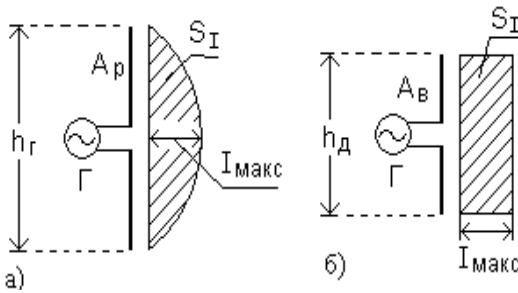


Рис. 4.10 К понятию о действующей высоте антенны

Величину тока воображаемой антенны берут равной току реальной антенны в пучности стоячей волны тока  $I_{\text{макс}}$ . Чем равномернее распределение тока вдоль реальной антенны, тем ближе действующая высота антенны к геометрической и тем лучше используется из-

лучатель. Например, действующая высота полуволнового вибратора  $h_d = 0,64 h_\Gamma$ .

Введение этого понятия позволяет получить общую для всех типов линейных антенн зависимость напряжённости электромагнитного поля, создаваемого в некоторой точке пространства, от величины тока действующей высоты антенны и расстояния до данной точки. Напряжённость поля, создаваемого антенной, пропорциональна площади тока, т.е. произведению величины тока  $I_{\text{макс}}$  на действующую высоту антенны  $h_d$ .

Приёмные апертурные антенны характеризуют эффективной (или действующей) площадью, с которой антенна поглощает энергию электромагнитной волны, пришедшей с главного направления. Эффектив-

ная площадь антенны связана с КНД и длиной волны следующим соотношением:

$$S_{\text{эф}} = \frac{D\lambda^2}{4\pi}. \quad (4.12)$$

Рабочей полосой частот антенны  $\Delta f_A$  называют область частот от максимальной  $f_{\text{макс}}$  до минимальной  $f_{\text{мин}}$ , в которой все параметры антенны не выходят из заданных пределов:

$$\Delta f_A = f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}}. \quad (4.13)$$

Обычно границы рабочей полосы частот определяют тем параметром, который с изменением частоты быстрее всех выходит из заданных пределов. В зависимости от типа антенны таким параметром может быть, например, входное сопротивление, коэффициент усиления и др. Часто полосу рабочих частот определяют коэффициентом перекрытия

$$K_f = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}}. \quad (4.14)$$

Антенны со значением  $K_f = 1,1$  называют узкополосными; при  $1,1 < K_f < 5$  – широкополосными (широкодиапазонными); при  $K_f > 5$  – частотно независимыми.

Частотный диапазон, в котором должна работать антенна, необходимо учитывать при выборе её электрических параметров и конструкции. С длиной волны связаны, прежде всего, геометрические размеры антенны. Для успешной работы антенны её размеры должны быть соизмеримы с половиной или, по крайней мере, с четвертью длины волны.

#### **4.4 Вибраторные антенны**

Вибраторные антенны относятся к классу линейных антенн. Различают два вида вибраторных антенн: симметричные и несимметричные.

Симметричные антенны состоят из двух одинаковых по размерам и форме проводников, называемых вибраторами. Каждое плечо антенны имеет длину, равную четверти длины волны, поэтому такую антенну называют симметричным полуволновым вибратором. Вибратор является резонансной системой и в нём происходят колебания тока и напряжения. Входное сопротивление такого вибратора, как и четвертьволновой разомкнутой линии, чисто активное. Сопротивление излучения  $R_{\text{изл}}$ , связывающее мощность излучения антенны  $P_{\text{изл}}$  с действующим значе-

нием тока в данной точке антенны  $I_A$ , зависит от геометрических размеров антенны и от длины волны высокочастотных колебаний питающего генератора. Его определяют следующим образом:

$$R_{\text{изл}} = \frac{P_{\text{изл}}}{I_A^2}. \quad (4.15)$$

Для полуволновой вибраторной антенны  $R_{\text{изл}} = 73,1 \text{ Ом}$ .

Пространственная диаграмма направленности, показанная на рис.2.7, представляет собой поверхность торроида с внутренним размером, равным радиусу вибратора. Такая форма диаграммы обусловлена распределением тока в вибраторе. В плоскости, перпендикулярной оси вибратора и проходящей через его середину (плоскость  $H$ ), напряжённость поля вибратора во всех равноудалённых точках одинакова и максимальна (рис.4.11, а):

$$\frac{E(\varphi)}{E_{\text{макс}}} = 1. \quad (4.16)$$

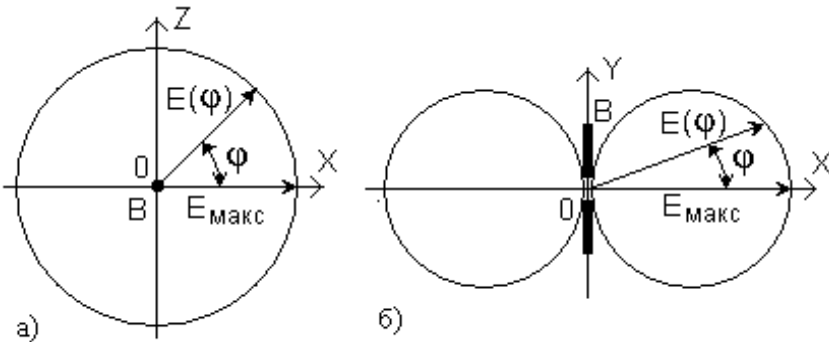


Рис. 4.11 Диаграммы направленности вибраторной антенны

Вибратор в этой плоскости не обладает направленными свойствами. Иногда эту плоскость называют экваториальной плоскостью.

В плоскости  $E$ , в которой расположен вибратор, напряжённость поля определяется выражением

$$\frac{E(\varphi)}{E_{\text{макс}}} = \cos \varphi \quad (4.17)$$

и у вибратора проявляются свойства направленного излучения (или приёма) (рис.4.11,б). Вдоль своей оси он не излучает, а в направлении, перпендикулярном оси, излучение максимальное. Ширина диаграммы направленности полуволновой вибраторной антенны  $\theta = 78,2^\circ$ , а КНД  $D = 1,65$ .



Несимметричной называют вибраторную антенну, у которой одно плечо по размерам или по форме отличается от другого. Если вертикальный вибратор длиной  $\lambda/4$  расположить близко к хорошо проводящей земной поверхности или к металлическому корпусу какого-либо объекта (например, самолёта, автомобиля, корабля и т.п.), то он вместе со своим зеркальным изображением образует подобие симметричного диполя (рис.4.12).

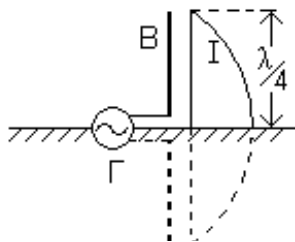


Рис. 4.12 Распределение тока в несимметричном вибраторе

Поле излучения и диаграммы направленности такой антенны в плоскости  $H$  (рис.4.13,а) и в плоскости  $E$  (рис.4.13,б) аналогичны полю и диаграммам полуволнового симметричного вибратора, нижняя половина характеристики которого срезана проводящей поверхностью. Такую антенну часто называют четвертьволновым вибратором. Нижний конец такого вибратора присоединяют к одному выходному зажиму питающего генератора  $\Gamma$ , а другой зажим генератора соединяют с проводящей поверхностью, землёй или корпусом объекта (рис.4.12).

Существенным достоинством такой антенны является её малая резонансная длина и простота устройства. Это особенно выгодно при работе на относительно длинных волнах.

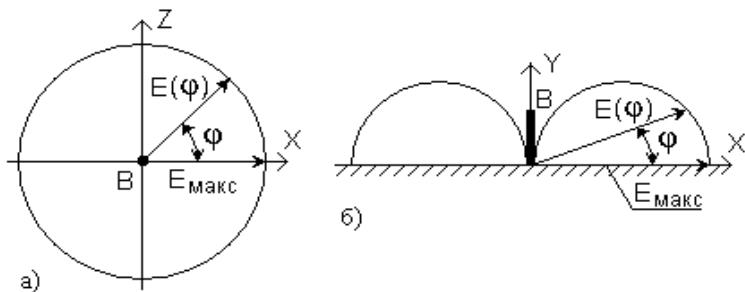


Рис. 4.13 Диаграммы направленности несимметричного вибратора

Отличие работы такой антенны от работы симметричного полуволнового вибратора заключается в том, что разность потенциалов между нижним и верхним концами антенны всегда вдвое меньше, чем у симметричного вибратора. Следовательно, сопротивление излучения четвертьволнового вибратора также будет в два раза меньше и составит  $R_{изл} \approx 37 \text{ Ом}$ .

## 4.5 Многовибраторные антенны

Для увеличения направленных свойств вибраторных антенн и для получения однонаправленного излучения применяют антенны, состоящие из двух и более вибраторов, расположенных на небольшом расстоянии друг от друга. Такие вибраторы заметно влияют друг на друга, поэтому их называют связанными. Взаимодействие связанных вибраторов аналогично взаимодействию связанных колебательных контуров с сосредоточенными параметрами. Поле одного вибратора наводит в другом некоторую ЭДС, что эквивалентно изменению входного сопротивления вибратора. Поле, создаваемое системой вибраторов, является результатом сложения полей, создаваемых отдельными вибраторами, с учётом фаз этих полей, которые определяются разностью хода лучей и разностью фаз токов в излучателях.

Вибраторы, подключённые к питающему генератору высокой частоты, называют активными, а вибраторы, в которых протекают токи под действием поля активного вибратора, но не подключённые к питающему генератору, называют пассивными.

Рассмотрим работу антенной системы, состоящей из двух активных вибраторов  $A$  и  $C$ , расположенных параллельно на расстоянии  $d$  один от другого (рис.4.14).

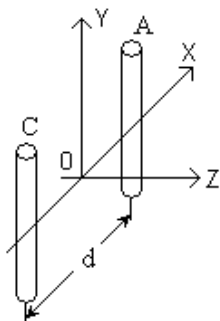


Рис. 4.14 Антенная система из двух вибраторов

Расстояние  $d$  называют базой антенны. Пусть токи в обоих вибраторах равны по величине и ток вибратора  $C$  опережает ток вибратора  $A$  на некоторый угол  $\varphi$ . Найдём характеристику направленности антенны в экваториальной плоскости (в плоскости  $H$ ). Каждый из вибраторов в этой плоскости, как это было показано ранее, является ненаправленным. Однако антенна из двух вибраторов обладает направленностью, которая обусловлена интерференцией радиоволн, излучаемых каждым вибратором.

Рассмотрим в качестве примера как будет выглядеть характеристика направленности антенной системы из двух активных вибраторов, расположенных параллельно на расстоянии  $\lambda/4$  друг от друга (рис.4.15). Питание антенны от генератора высокой частоты будем осуществлять так, чтобы ток вибратора  $A$  отставал по фазе на  $90^\circ$  от тока вибратора  $C$ . Определим суммарную напряжённость поля в равноудалённых от антенны точках, расположенных в дальней зоне.

В направлении  $OX$  волна от вибратора  $C$  проходит лишний путь, равный  $\lambda/4$ , и у неё получается отставание по фазе на  $90^\circ$  от тока вибратора  $A$ . Но так как эта волна излучается вибратором, в котором ток изначально опережает по фазе на  $90^\circ$  ток вибратора  $A$ , то волны обоих вибраторов, движущихся вдоль оси  $OX$ , совпадают по фазе и напряжённость поля удваивается:

$$E_{\text{макс}} = 2E_1, \quad (4.18)$$

где  $E_1$  – напряжённость поля одного вибратора.

В обратном направлении  $OX_1$  волна от вибратора  $A$  излучается с отставанием по фазе на  $90^\circ$  относительно тока вибратора  $C$  и дополнительно отстаёт по фазе на  $90^\circ$  из-за лишнего пути в  $\lambda/4$ . Таким образом, она отстаёт по фазе на  $180^\circ$  от волны, излучаемой вибратором  $C$ , и в результате обе волны взаимно уничтожаются. Излучение в этом направлении отсутствует и напряжённость поля равна нулю. Получается, что вибратор  $C$  как бы отражает волны, излучаемые вибратором  $A$ . Поэтому вибратор  $C$  называют рефлектором.

По другим направлениям суммарная напряжённость поля определяется как векторная сумма напряжённости  $E_A$ , создаваемой вибратором  $A$ , и напряжённости  $E_C$ , создаваемой вибратором  $C$ :

$$E_{\Sigma} = \sqrt{E_A^2 + E_C^2}. \quad (4.19)$$

В частности, по направлениям  $OZ$  и  $OZ_1$  расстояния до любой точки каждого вибратора одинаковы и суммарная напряжённость поля  $E_{\Sigma} = 1,41 E_1$ .

Диаграмма направленности такой антенны в плоскости  $H$  представляет собой кардиоиду и показывает, что имеется только один максимум излучения в том направлении, в котором расположен вибратор с током, отстающим по фазе от тока другого вибратора. Для сравнения на рис.4.15 пунктирной линией показана характеристика направленности одиночного вибратора в плоскости  $H$ .

Возбуждение каждого из двух связанных вибраторов токами, сдвинутыми по фазе, усложняет систему питания. Поэтому в большинстве случаев используют системы, в которых активным является только один вибратор. Если антенная система состоит из двух вибра-

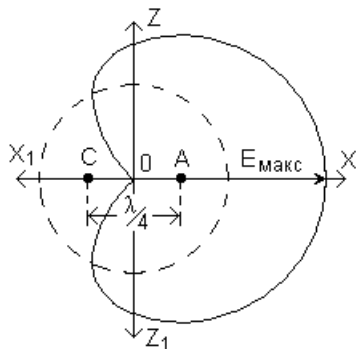


Рис. 4.15 Диаграмма направленности антенны из двух вибраторов

торов, то возможны два варианта: вибратор  $A$  – активный, а вибратор  $C$  – пассивный, и наоборот - вибратор  $A$  – пассивный, а  $C$  – активный.

Рассмотрим первый вариант. Длина пассивного вибратора  $C$  (рис.4.15) выбирается немного больше  $\lambda/2$  и поэтому его сопротивление имеет индуктивный характер подобно разомкнутой двухпроводной линии, длина которой больше  $\lambda/4$  (полуволновый вибратор имеет два плеча, каждое из которых равно  $\lambda/4$ ).

Пассивный вибратор  $C$  получает энергию от электромагнитных волн, излучаемых вибратором  $A$ . Эти волны проходят путь в  $\lambda/4$ , благодаря чему создаётся их отставание по фазе на  $90^\circ$ . ЭДС, индуцируемая в вибраторе  $C$ , отстаёт ещё на  $90^\circ$  от создающего её электромагнитного поля. Вследствие того, что сопротивление вибратора  $C$  имеет индуктивный характер, ток в нём отстаёт от ЭДС ещё на  $90^\circ$ . В результате ток в вибраторе  $C$  отстаёт от тока в активном вибраторе  $A$  примерно на  $270^\circ$ , что равносильно опережению на  $90^\circ$ . А это и есть условие получения максимума излучения в сторону вибратора  $A$  (в направлении оси  $OX$ ), как было показано в предыдущем случае. Вибратор  $C$  в данных условиях играет роль пассивного рефлектора.

Конечно, пассивный рефлектор действует несколько хуже, чем активный, так как ток в нём получается несколько меньше, чем в активном вибраторе, и сдвиг фаз не точно равен  $90^\circ$ . Поэтому характеристика направленности системы отличается от идеальной: не получается удвоенная напряжённость поля в направлении наибольшего излучения и излучение в обратную сторону полностью не уничтожается.

Во втором варианте энергия от высокочастотного генератора подводится к вибратору  $C$ , а вибратор  $A$  является пассивным и его длина выбирается немного меньше  $\lambda/2$ . В этом случае сопротивление вибратора  $A$  будет иметь ёмкостной характер.

Электромагнитная волна проходит путь  $\lambda/4$  от вибратора  $C$  до вибратора  $A$  и поэтому отстаёт по фазе на  $90^\circ$ . Индуцированная в вибраторе ЭДС отстаёт ещё на  $90^\circ$ , но ток, созданный этой ЭДС, опережает её на  $90^\circ$  в силу ёмкостного характера сопротивления вибратора  $A$ . В результате этого ток пассивного вибратора  $A$  отстаёт приблизительно на  $90^\circ$  от тока вибратора  $C$  и характеристика направленности антенной системы получается примерно такая же, как и в предыдущем случае, т.е. максимум излучения активного вибратора направлен по оси  $OX$  в сторону пассивного вибратора. Пассивный вибратор в такой системе называют директором (лат. director – направлять), а антенны с использованием таких вибраторов – директорными.

Ширина диаграммы направленности директорной антенны зависит от числа директоров: чем их больше, тем меньше угол излучения. Однако с увеличением числа директоров уменьшение угла излучения, создаваемого каждым последующим директором, становится всё меньше и меньше. Поэтому практически используют антенны с одним рефлектором и не более 4-5 директоров. Такие антенны называют антеннами типа «волновой канал» (рис.4.16). Наилучшие характеристики таких антенн получают экспериментальным подбором длины пассивных вибраторов и расстояния между ними.

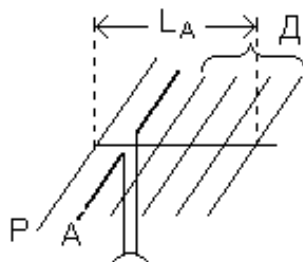


Рис. 4.16 Многовибраторная антенна типа «волновой канал»

Рефлектор Р и директоры Д в таких антеннах крепятся к металлическому стержню без изоляторов в узле напряжения стоячей волны. Активный вибратор А подключён к питающему генератору. Типовая ширина диаграммы направленности директорной антенны  $\Theta = 20^\circ \div \pm 35^\circ$ , коэффициент направленного действия равен

$$D = \frac{nL}{\lambda}, \quad (4.20)$$

где  $n$  – число вибраторов;  $L$  – длина антенны;  $\lambda$  – длина волны.

Вид диаграммы направленности директорной антенны приведен на рис.4.17.

Положительными свойствами таких антенн являются относительная простота конструкции и питания, хорошая направленность. К недостаткам относят сложность первоначальной настройки: подбор длин вибраторов и расстояний между ними. При перестройке частоты генератора антенна оказывается расстроенной и рассогласованной и требуется её перестраивать, что усложняет её эксплуатацию. Поэтому директорные антенны чаще всего применяют для работы на фиксированных частотах. Расширение час-



Рис. 4.17 Диаграмма направленности многовибраторной антенны

тотного диапазона директорной антенны возможно при применении вибраторов специальной конструкции.

### 4.6 Рамочные антенны

Такие антенны представляют собой один или несколько последовательно соединённых витков провода, имеющих круглую, квадратную или многоугольную форму. На рис.4.18 показана рамочная антенна, произвольно ориентированная в пространстве. Рассмотрим её работу в режиме приёма.

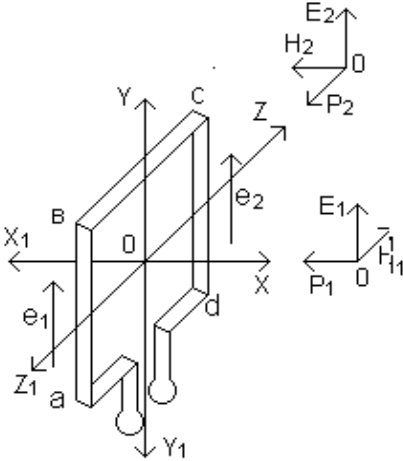


Рис. 4.18 Рамочная антенна

Если вертикально поляризованная волна  $E_1, H_1, p_1$  приходит с направления  $OX$ , перпендикулярного плоскости рамки (или с противоположного направления  $OX_1$ ), то расстояния до вертикальных сторон рамки  $ab$  и  $cd$  в любой момент времени будут одинаковыми и поле волны воздействует на эти стороны рамки в одинаковой фазе. В рамке появляются две равные ЭДС  $e_1$  и  $e_2$ , находящиеся в одинаковой фазе, но действующие навстречу друг другу. Поэтому результирующая ЭДС равна нулю и волна, пришедшая с указанных направлений, не создаёт в рамке тока.

Если же волна  $E_2, H_2, p_2$  приходит с направления  $OZ$ , лежащего в плоскости рамки (или с противоположного направления  $OZ_1$ ), то до противоположащих вертикальных сторон рамки  $ab$  и  $cd$  она приходит с некоторой разностью хода, что вызовет сдвиг по фазе между  $e_1$  и  $e_2$ . Эти ЭДС, действующие навстречу в противоположащих сторонах рамки, уже не компенсируют друг друга и в рамке возникает ток. Направление тока определяет знак разностной ЭДС.

То же самое можно сказать и о двух других направлениях  $OY$  и  $OY_1$ , лежащих в плоскости рамки. Волна, пришедшая с этих направлений, создаёт сдвинутые по фазе ЭДС в противоположащих сторонах рамки  $ad$  и  $bc$ . Если рамка имеет форму квадрата, то она одинаково принимает волны, пришедшие с направлений  $OY$  и  $OY_1$  или  $OZ$  и  $OZ_1$ , а также волны, приходящие с любого направления, лежащего в плоскости рамки. В этой плоскости рамка обладает всенаправленностью и

диаграмма направленности антенны в этой плоскости имеет форму круга (рис.4.19).

Волны, приходящие с других направлений, не лежащих в плоскости рамки, она принимает тем хуже, чем ближе направление приёма к перпендикуляру к плоскости рамки. Следовательно в этой плоскости рамка обладает направленными свойствами. Диаграмма направленности антенны в этой плоскости представляет собой две соприкасающиеся окружности в виде цифры восемь с двумя, явно выраженными направлениями нулевого приёма, совпадающими с перпендикуляром к плоскости рамки (рис.4.20). Фаза наводимой в рамке ЭДС изменяется на обратную при изменении направления приёма волны на  $180^\circ$ . ЭДС, действующая на выходе рамочной антенны, так же, как и для любых других антенн, равна произведению напряжённости поля в точке приёма  $E$  на действующую высоту приёмной антенны  $h_d$ :

$$e_\Sigma = E h_d. \quad (4.21)$$

Действующая высота рамочной антенны равна

$$h_d = \frac{2\pi N S}{\lambda}, \quad (4.22)$$

где  $N$  – количество витков антенны;  $S$  – площадь витка;  $\lambda$  – длина волны.

Так как действующая высота рамочной антенны весьма мала, то и сопротивление излучения и КПД также малы. По этой причине рамочные антенны редко применяют в качестве передающих.

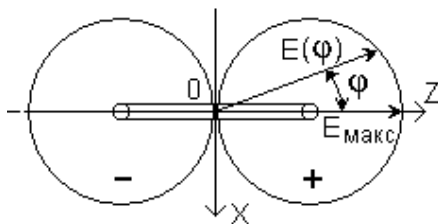


Рис. 4.20 Диаграмма направленности рамочной антенны в плоскости XOZ

Для увеличения действующей высоты рамочной антенны применяют многovitковые рамки, а также используют магнитоэлектрические сердечники. Материалы для таких сердечников обладают высокой магнитной проницаемостью и малой проводимостью (ферриты, альсифер и др.). Рамки с такими сердечниками называют магнитными антеннами. Они широко применяются в качестве внутренних антенн малогабаритных приёмников.

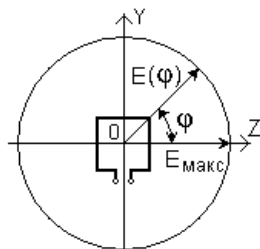


Рис.4.19 Диаграмма направленности рамочной антенны в плоскости рамки

Если сопротивления противоположных сторон рамки неодинаковы, то при приходе волны с «нулевого» направления наводимые в них одинаковые ЭДС вызывают неравные токи  $I_1$  и  $I_2$ . В связи с этим в рамке устанавливается некоторый результирующий ток

$$I_p = I_1 - I_2 \quad (4.23)$$

и на выходе рамки возникает разность потенциалов, т.е. имеет место эффект приёма. Такое явление называют антенным эффектом рамки. В результате антенного эффекта диаграмма направленности антенны искажается, исчезают направления «нулевого» приёма и вместо них появляются неглубокие минимумы. Если рамочная антенна используется для пеленгации, то антенный эффект приводит к ошибкам при определении местоположения объекта.

Для устранения антенного эффекта стороны рамки и провода линии питания должны быть совершенно симметричны относительно земли и окружающих предметов.

#### 4.7 Щелевые антенны

Щелевая или дифракционная антенна представляет собой узкую щель, прорезанную в волноводе или объёмном резонаторе.

Для пояснения принципа работы щелевой антенны представим себе, что в тонкой безграничной проводящей поверхности вырезана прямоугольная щель (рис.4.21), длина которой  $l = \lambda/2$ , а ширина  $d \ll \lambda$ .

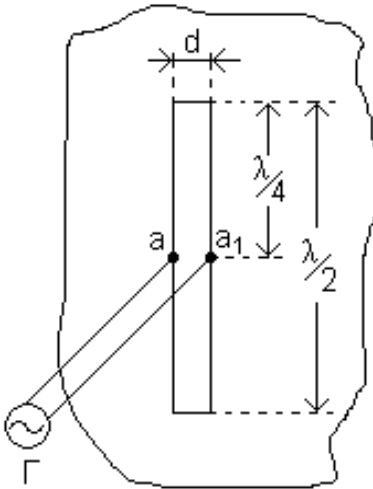


Рис. 4.21 Щелевая антенна в безграничной проводящей плоскости

К краям щели в её середине (точки «а» и «а<sub>1</sub>») подключена двухпроводная линия, соединяющая её с генератором высокой частоты. Края щели можно рассматривать как двухпроводную короткозамкнутую линию, в середине которой включён источник переменного напряжения. По краям щели, как по кратчайшему пути от точки «а» к точке «а<sub>1</sub>», потечёт ток, который имеет пучности на короткозамкнутых концах линии и узлы в точках «а» и «а<sub>1</sub>», т.е. ток будет распределён вдоль щели по синусоидальному закону (рис. 4.22,а).



Напряжение и электрическое поле будут распределены вдоль щели по косинусоидальному закону, как и вдоль двухпроводной короткозамкнутой линии длиной  $\lambda/2$  (рис.4.22,б). Токи смещения, возникающие в щели, продолжают в виде токов проводимости в металлическом экране.

Распределение магнитного поля вдоль щели отличается от распределения его вдоль двухпроводной линии. Магнитные силовые линии не могут охватить края щели, как линейные проводники с током. Этому препятствует проводящая поверхность. Поэтому в щели и около неё существует продольное магнитное поле (рис.4.23).

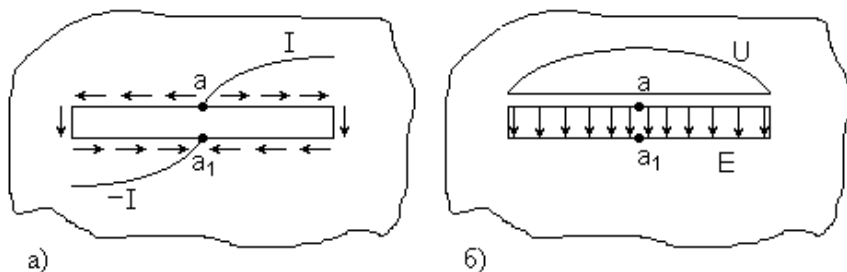


Рис. 4.22 Распределение: а – тока  $I$ ; б – напряжения  $U$  и электрического поля  $E$  вдоль щелевой антенны

Таким образом, в щели существует поперечное электрическое и продольное магнитное поля, и в пространстве, окружающем щель, возникает электромагнитное поле, т.е. щель становится излучателем.

Если сравнить по электрическим характеристикам щелевую антенну с симметричным полуволновым вибратором одинаковых со щелью размеров, то можно увидеть, что распределение электрического поля вдоль щели подобно распределению магнитного поля вдоль вибратора, а распределение магнитного поля по длине щели подобно распределению электрического поля по длине вибратора. В теории антенн это явление называется принципом двойственности. Согласно этому принципу полуволновая прямоугольная щель, подобно полуволновому вибратору, обладает способностью направленного излучения

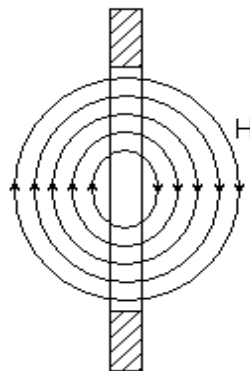


Рис. 4.23 Распределение магнитного поля в щелевой антенне

электромагнитной энергии. Нужно только иметь в виду следующее: так как электрические и магнитные поля меняются местами, то, следовательно, плоскость поляризации волн, излучаемых щелевой антенной, повернулась на  $90^\circ$  относительно плоскости поляризации волн вибраторной антенны.

Диаграммы направленности щелевой и вибраторной антенн также соответствуют друг другу (рис.4.24).

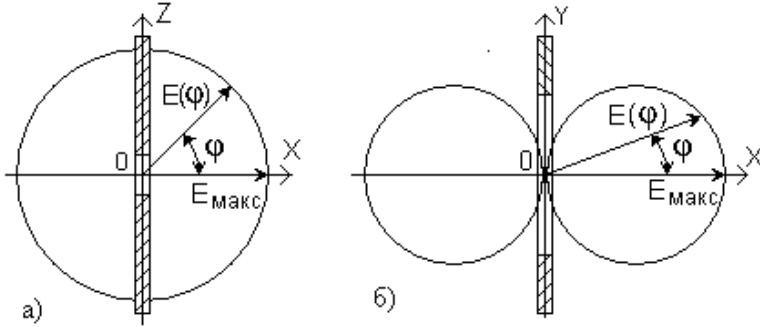


Рис. 4.24 Диаграммы направленности щелевой антенны: а – в экваториальной; б – в меридиональной плоскостях

Для щелевой антенны в экваториальной плоскости  $XOZ$ , т.е. в плоскости, в которой лежат электрические силовые линии, диаграмма направленности представляет собой окружность (рис.4.24,а) так же, как и аналогичная диаграмма направленности у вибратора. Только у вибраторной антенны в этой плоскости лежат не электрические, а магнитные силовые линии. В меридиональной плоскости диаграмма направленности антенны будет выглядеть в виде двух соприкасающихся окружностей в виде восьмёрки (рис.4.24,б).

Характеристики, показанные на рисунках, относятся к щели, вырезанной в проводящей плоскости и излучающей в обе стороны от этой плоскости. В реальных условиях щель получает энергию из внутреннего объёма, например волновода или объёмного резонатора, а излучает её во внешнее пространство, т.е. только в одну сторону от проводящей плоскости. Следовательно, у рассмотренных диаграмм направленности фактически существует только одна половина (рис.4.25).

В диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн для получения узких диаграмм направленности широко используются многощелевые волноводные антенны. Характеристика направленности такой антен-

ны подобна характеристике направленности многовибраторной антенны, т.е. имеет один главный и несколько боковых лепестков.

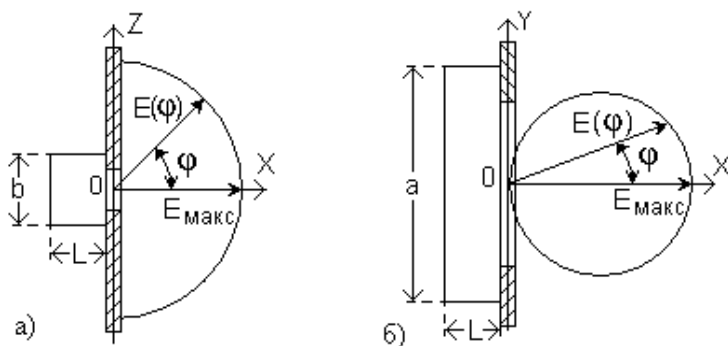


Рис. 4.25 Диаграммы направленности щелевой антенны одностороннего излучения: а – экваториальная; б – меридиональная плоскости

Щелевые антенны компактны и механически прочны и, в отличие от вибраторных, являются невыступающими антеннами. Это преимущество обуславливает, в частности, широкое применение их на самолётах и других летательных аппаратах, так как они не нарушают аэродинамик объектов, на которых эти антенны установлены. Однако прорезание щели в корпусе объекта может ослабить прочность его конструкции. Поэтому щелевые антенны используются в основном в сантиметровом и дециметровом диапазонах волн, где их длина невелика. Сама полость щели может быть заполнена диэлектриком.

К недостаткам щелевых антенн относят сложность начальной настройки антенны, так как размеры щели критичны к длине рабочей волны. Поэтому щелевая антенна может хорошо работать только в узком диапазоне волн.

#### 4.8 Диэлектрические антенны

Диэлектрические стержневые антенны относятся к антеннам поверхностных волн осевого излучения (рис.4.26). Антенна представляет собой диэлектрический стержень 1 с постепенно уменьшающимся диаметром, выполненный из высокочастотного диэлектрика с малыми потерями (полистирол, тефлон и др.).

На тонком конце стержень имеет плавное закругление, а другой его конец вставлен в металлический стакан 2, который служит отражателем электромагнитных волн. В стержень введён четвертьволно-

вый вибратор 3, являющийся продолжением внутреннего провода коаксиальной линии 4, с помощью которой подводится энергия к антенне.

Вибратор 1 излучает электромагнитные волны, которые распространяются в правую сторону от излучателя. Распространению энергии в левую сторону препятствует отражатель 2. На границе раздела

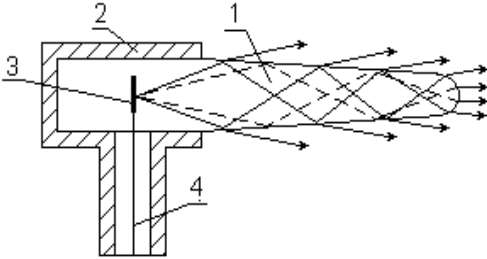


Рис. 4.26 Диэлектрическая стержневая антенна

свободного пространства и диэлектрического стержня волны отражаются и преломляются. Угол преломления больше угла падения, так как диэлектрическая проницаемость свободного пространства меньше, чем у стержня. При некотором угле падения, равном углу полного внутреннего отражения,

луч начинает скользить вдоль границы раздела. У многих лучей угол падения больше угла внутреннего отражения и поэтому почти вся энергия падающего луча отражается и распространяется вдоль диэлектрического стержня.

Такой стержень в некоторой степени подобен волноводу, в котором при определённых соотношениях между площадью поперечного сечения стержня и длиной волны большая часть электромагнитной энергии излучателя распространяется в стержне в виде бегущих волн. На конце стержня эти волны частично отражаются, а большая часть их преломляется и распространяется в свободном пространстве вдоль оси стержня. Поэтому главный лепесток излучения направлен также вдоль оси стержня.

Отражённые от свободного конца волны распространяются в обратном направлении. Это приводит к появлению боковых и задних лепестков в диаграмме направленности антенны.

Постепенное сужение стержня необходимо для лучшего согласования антенны со свободным пространством. Волновое сопротивление такого стержня меньше волнового сопротивления свободного пространства, равного 377 Ом, но оно возрастает при уменьшении сечения стержня, приближаясь к значению 377 Ом.

Длину диэлектрического стержня обычно выбирают в пределах  $(3-5)\lambda$ , а средний диаметр –  $(0,5-1)\lambda$ . При таких размерах ширина диаграммы направленности антенны составляет  $(30-50)^\circ$ .

Диэлектрическая антенна может работать в достаточно широком диапазоне длин волн. Её диаграмма направленности сохраняет свою форму при изменении длины волны в пределах  $\pm 10\%$ . Такая антенна имеет небольшие размеры и может применяться даже в нижней части дециметровых волн.

К недостаткам относят то, что такие антенны по сравнению с другими типами антенн сантиметрового диапазона имеют большие потери и меньший коэффициент полезного действия.

#### 4.9 Рупорные антенны

Одной из простейших антенн апертурного типа является открытый конец волновода. Такие антенны применяют в сантиметровом диапазоне волн, когда не требуется узкой направленности излучения. Часто их используют в качестве облучателей зеркальных антенн.

Основным недостатком таких антенн является то, что при переходе от волновода к открытому (свободному) пространству резко меняются условия распространения электромагнитной волны и значительная часть энергии, распространяющаяся по волноводу, отражается от открытого конца. Это явление эквивалентно включению какой-либо неоднородности в линию передачи. Волновод оказывается плохо согласованным со свободным пространством. Для улучшения согласования необходимо плавно увеличивать линейные размеры открытого конца волновода, т.е. перейти к рупору. Таким образом, рупорная антенна представляет собой волновод с плавно изменяющимся сечением.

Основным типом волны, распространяющейся в волноводе, является волна типа  $H_{10}$ . Структура электромагнитного поля такой волны показана на рис.4.27.

В соответствии с такой структурой при расширении узкой стенки волновода рупор называют  $E$ -секториальным (рис.4.28). При расширении широкой стенки волновода рупор называют  $H$ -секториальным (рис.4.29). Если у волновода плавно изменяются оба размера, рупор называют пирамидальным (рис.4.30). Круглый волновод при плавном увеличении сечения переходит в конический рупор (рис.4.31).

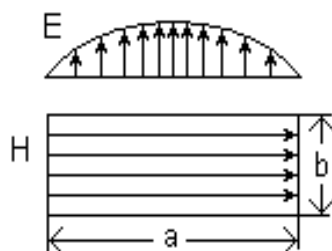


Рис. 4.27 Структура поля в прямоугольном волноводе

В рупорах возбуждаются волны того же типа, что и в волноводе. Характеристика направленности рупорной антенны зависит от её геометрических размеров: длины  $R$ , высоты  $L_E$ , ширины  $L_H$  и угла раствора  $\varphi$  (рис.4.32).

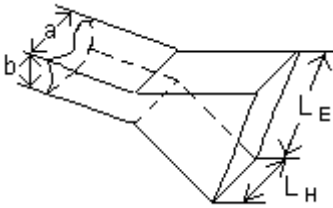


Рис. 4.28 *E*-секториальный рупор

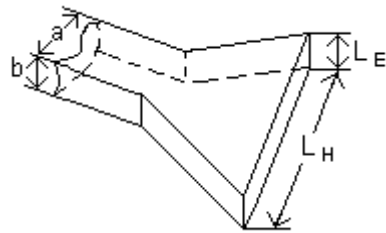


Рис. 4.29 *H*-секториальный рупор

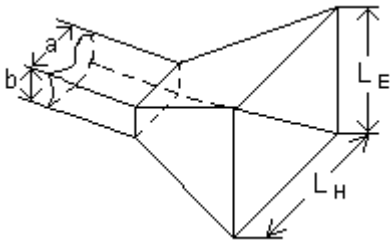


Рис. 4.30 Пирамидальный рупор

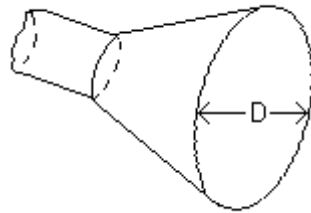


Рис. 4.31 Конический рупор

Рассмотрим, как влияет конструкция *H*-секториального рупора на его характеристику направленности в горизонтальной плоскости, т.е. в плоскости *H*. Форму характеристики определяют размеры выходного отверстия рупора и распределение в нём фаз и амплитуд поля. Распределение амплитуд поля влияет главным образом на величины максимумов главного и боковых лепестков диаграммы направленности. Ширина главного лепестка и количество лепестков определяют в основном распределение фаз и размеры выходного отверстия рупора. Характеристика будет узкой, если во всех точках плоскости выходного отверстия фаза поля одна и та же и размеры отверстия значительно превышают длину волны. Иначе говоря, фронт волны в выходном отверстии рупора должен быть плоским. В действительности фронт

волны в отверстии рупора отличается от плоского тем больше, чем больше его угол раствора  $\varphi$  и короче длина рупора (рис.4.32).

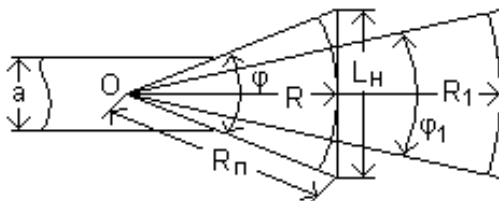


Рис. 4.32 К определению длины рупора

Так как фронт волны в рупоре имеет сферическую форму, то поле в его раскрые отличается от синфазного. Длина центрального луча равна  $R$ , а периферийного

$$R_{\text{п}} = \sqrt{R^2 + (0,5L_H)^2} . \quad (4.24)$$

Разность хода лучей  $\Delta R = R_{\text{п}} + R$  будет уменьшаться при увеличении длины рупора и фронт волны в выходном отверстии рупора будет приближаться к плоскому, а диаграмма направленности антенны будет сужаться. Следовательно, диаграмма направленности рупорной антенны будет острой лишь в том случае, если сам рупор имеет малый угол раствора и большую длину.

Влияние других размеров различных типов рупоров на их характеристики направленности будет таким же, как и в рассмотренном случае. Пирамидальный рупор можно рассмотреть в двух взаимно перпендикулярных плоскостях  $E$  и  $H$  как секториальные рупоры.

Коэффициент направленного действия рупорной антенны можно рассчитать по формуле

$$D = \frac{4\pi S_{\text{эф}}}{\lambda^2} , \quad (4.25)$$

где  $S_{\text{эф}} = S_{\Gamma} \nu$  – эффективная площадь раскрыва рупора (площадь апертуры);  $S_{\Gamma} = L_E L_H$  – геометрическая площадь раскрыва рупора;  $\nu$  – коэффициент использования площади раскрыва;  $\lambda$  – длина волны.

Основные достоинства рупорных антенн заключаются в следующем: простота устройства; широкий диапазон частот.

## 4.10 Зеркальные антенны

Зеркальными называют антенны, у которых электромагнитное поле в раскрыве формируется в результате отражения радиоволн от металлической (металлизированной) поверхности специального рефлектора (зеркала). Источником радиоволн служит какая-либо небольшая элементарная антенна, которую называют в этом случае облучателем. Таким образом, зеркальная антенна конструктивно состоит из двух основных частей: рефлектора и облучателя.

Зеркальные антенны позволяют получить достаточно узкие диаграммы направленности с большими коэффициентами усиления.

Существуют различные типы зеркальных антенн. Наибольшее распространение получили антенны с параболическим зеркалом в виде части параболоида вращения (рис.4.33) или в виде части параболического цилиндра (рис.4.34). На рисунках обозначено: 1 – рефлектор; 2 – облучатель.

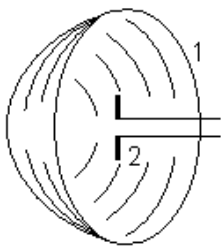


Рис. 4.33 Антенна с зеркалом в виде части параболоида вращения

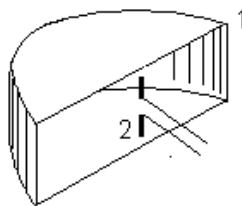


Рис. 4.34 Антенна с зеркалом в виде части параболического цилиндра

Рассмотрим физическую сущность формирования радиолуча с помощью параболической передающей антенны (рис.4.35). Облучатель 2, помещённый в фокусе такой антенны и получающий высокочастотную энергию от передатчика через фидерный тракт, создаёт сферическую волну, которая отражается от рефлектора 1 и проходит через плоскость раскрыва АБ антенны. Плоскость раскрыва это плоскость, проходящая через крайние точки поверхности зеркала и перпендикулярная его оси.

Свойства параболической формы зеркала обеспечивают одинаковую длину пути для всех лучей, идущих от облучателя до зеркала и после отражения – до плоскости раскрыва. Это приводит к тому, что



все лучи придут к плоскости раскрыва с одинаковой фазой, т.е. плоскость раскрыва будет являться синфазной плоскостью. Кроме того, все лучи после отражения будут параллельны оси зеркала.

Таким образом, в результате действия параболического рефлектора электромагнитная волна облучателя со сферическим фронтом и широкой диаграммой направленности преобразуется в волну с плоским фронтом и узкой диаграммой направленности зеркальной антенны.

При использовании такой антенны в приёмном тракте (рис.4.36) облучатель 2 является уже не источником электромагнитного излучения, а приёмником, который принимает сфокусированный рефлектором сигнал, приходящий из окружающего пространства в виде параллельного пучка лучей, и передаёт его с помощью фидерного тракта на вход приёмного канала.

Геометрические размеры рефлектора во многом определяют электрические характеристики зеркальной антенны. Чем больше соотношение между диаметром рефлектора и длиной волны, тем в меньшей степени наблюдается явление дифракции радиоволн у краёв зеркала, лучше направленность антенны, выше её коэффициент усиления и, наоборот, чем меньше это соотношение, тем сильнее радиоволны огибают края зеркала, расширяя главный лепесток диаграммы направленности и увеличивая уровень бокового и заднего излучения. Таким образом, при одних и тех же геометрических размерах на более коротких волнах зеркальная антенна может обеспечить более высокие характеристики направленности и усиления.

Искажение диаграммы направленности может происходить ещё из-за того, что облучатель, помещённый в фокусе зеркала, имеет обычно значительные размеры и волны проходят разные пути от различных точек облучателя до площади раскрыва зеркала, что нарушает синфазность электромагнитного поля на выходе антенны, расширяет диаграмму направленности, уменьшает усиление антенны. Чем мень-

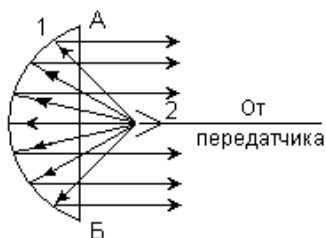


Рис. 4.35 Принцип действия передающей зеркальной антенны

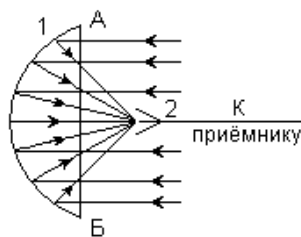


Рис. 4.36 Принцип действия приёмной зеркальной антенны

ше размеры облучателя, тем меньше разность хода волн до площади раскрыва зеркала, тем острее диаграмма направленности антенны, больше коэффициент её усиления.

Рефлекторы зеркальных антенн выполняют из материала с хорошей проводимостью: алюминия или его сплавов или из стеклопластика с металлизированной отражающей поверхностью. Для предотвращения коррозии поверхность рефлектора окрашивают.

Иногда для уменьшения массы антенны рефлектор делают перфорированным. В этом случае рефлектор представляет собой зеркало, по всей поверхности которого расположены отверстия. Если размеры отверстий много меньше длины волны, то они практически не оказывают влияния на электрические характеристики отражающей поверхности рефлектора. Кроме того, такие рефлекторы могут выдерживать большие ветровые нагрузки и в меньшей степени задерживать влагу на своей поверхности.

На электрические характеристики зеркальной антенны в значительной степени влияет отклонение реальной формы рефлектора от идеальной. Электромагнитное поле в раскрыве антенны оказывается не синфазным, вследствие чего расширяется главный лепесток диаграммы направленности, уменьшается коэффициент усиления антенны и увеличивается уровень боковых лепестков. Так для антенны, работающей в диапазоне сантиметровых волн, отклонение формы поверхности рефлектора на два миллиметра приводит к снижению коэффициента усиления антенны примерно на 10%.

В качестве облучателей в зеркальных антеннах применяют простейшие излучатели электромагнитной энергии в виде вибраторов, рупоров, щелевых антенн, открытого волновода. Чтобы облучатель не искажал характеристику направленности антенны, он должен обладать односторонней направленностью и всё его излучение должно попадать на поверхность рефлектора. Другими словами, ширина главного лепестка диаграммы направленности облучателя должна быть согласована с углом раскрыва параболического рефлектора и, в идеальном случае, они должны быть равны.

Облучатель располагают так, чтобы его фазовый центр находился в фокусе рефлектора. Важно также, чтобы облучатель создавал минимум тени на пути радиолуча, отражённого от рефлектора. Для этого размеры облучателя должны быть минимально возможными.

Смещение облучателя из фокуса перпендикулярно оси параболоида, вызывает отклонение максимума диаграммы направленности антенны в противоположную сторону.

Это явление используют при осуществлении сканирования диаграммы направленности в пространстве, а также при построении офсетных зеркальных антенн, показанных на рис.4.37. В таких антеннах облучатель не затеняет раскрыва зеркала и это увеличивает коэффициент усиления антенны. Однако такая компоновка увеличивает габаритные размеры зеркальной антенны.

Коэффициент направленного действия параболических зеркальных антенн определяют через эффективную площадь раскрыва антенны

$$D = \frac{4\pi A}{\lambda^2}, \quad (4.26)$$

где  $A = Sv$  – эффективная площадь раскрыва антенны;  $S = \pi R^2$  – геометрическая площадь раскрыва зеркала;  $R$  – радиус апертуры зеркала;  $v$  – коэффициент использования площади раскрыва;  $\lambda$  – длина волны.

Если задан коэффициент направленного действия, то необходимую площадь раскрыва зеркала можно рассчитать по формуле

$$S = \frac{D \lambda^2}{4\pi v}. \quad (4.27)$$

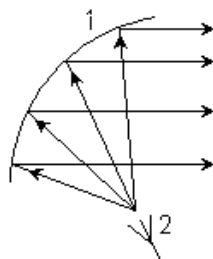


Рис. 4.37 Принцип действия офсетной антенны

#### 4.11 Фазированные антенные решётки

Высокую направленность излучения или приёма радиоволн можно получить с помощью антенны, составленной из большого числа слабонаправленных излучателей. В зависимости от частотного диапазона в качестве излучателей могут быть использованы линейные вибраторы, волноводные щели, рупоры, открытые концы волноводов и др.

Получение направленного излучения с помощью таких систем объясняется интерференцией полей, создаваемых отдельными излучателями. Вследствие этого диаграмма направленности всей антенной системы зависит как от типа излучателей, так и от их расположения, расстояния между ними, от длины волны и соотношения между амплитудами и фазами токов в излучателях. Соответствующим расположением излучателей и возбуждением в них токов определённой амплитуды и фазы можно получить синфазное сложение полей отдельных излучателей в требуемом направлении. Такие антенные системы получили название фазированных антенных решёток (ФАР).

В зависимости от расположения элементарных излучателей различают линейные, плоские и объёмные ФАР.

Линейная ФАР, схема которой приведена на рис.4.38, является простейшей антенной системой такого типа. Излучающие элементы в линейной ФАР расположены вдоль прямой  $MN$ , называемой осью решётки, на равных расстояниях друг от друга. Расстояние между фазовыми центрами излучателей  $d$  называют шагом решётки. Линейная ФАР позволяет сформировать направленное излучение только в одной плоскости, проходящей через ось решётки.

Плоская ФАР, схема которой показана на рис.4.39, даёт возможность сконцентрировать излучение в узкий пучок в двух плоскостях. Форма такой ФАР может быть прямоугольной, круглой, многоугольной и определяется как требованиями, предъявляемыми к форме диаграммы направленности, так и конструктивными особенностями системы. В ряде случаев тип решётки определяется формой элемента конструкции объекта, на котором размещается антенная система (крыло, фюзеляж, хвостовое оперение самолёта, часть поверхности космического аппарата и т.п.).



Рис. 4.38 Схема линейной ФАР

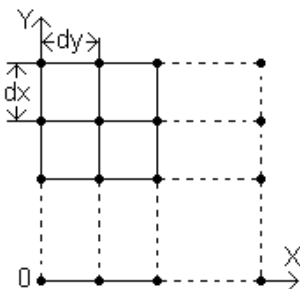


Рис. 4.39 Схема плоской прямоугольной ФАР

Излучатели в плоских ФАР располагают в узлах сетки. Примерная форма диаграммы направленности плоской ФАР показана на рис.4.40. Излучение в нежелательное полупространство устраняют либо выбором однонаправленных излучающих элементов, либо с помощью экрана, как это показано на рис.4.41. На рисунках обозначено: 1 – ФАР; 2 – главный лепесток диаграммы направленности ФАР; 3 – сечение главного лепестка; 4 – боковые лепестки диаграммы направленности; 5 – экран.

Одной из актуальных задач антенной техники является создание антенн с управляемой диаграммой направленности. При этом в боль-

шинстве практических случаев необходимо, чтобы острая направленность антенны сочеталась с высокой скоростью перемещения луча в пространстве, движением его по любой заданной программе, автоматическим управлением движения луча и т.д. Эти требования наилучшим образом выполняются в ФАР с электронным управлением диаграммой направленности. Такое управление осуществляется изменением фазовых сдвигов между токами в соседних излучателях на одну и ту же величину. Управление может быть выполнено фазовым или частотным методами.

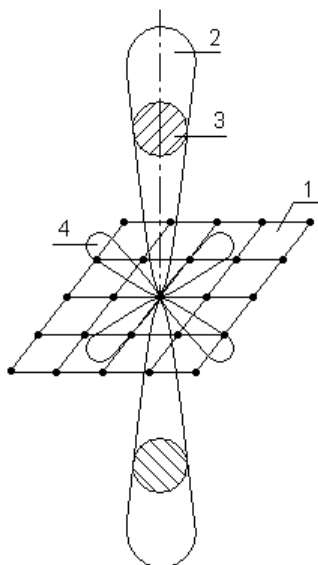


Рис. 4.40 Диаграмма направленности плоской ФАР

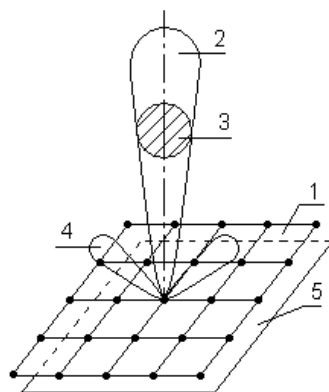


Рис. 4.41 Плоская ФАР с односторонним излучением

При фазовом методе используют электронно-управляемые фазовращатели с последовательной (рис.4.42) или параллельной (рис.4.43) схемами включения. В последовательных схемах используют идентичные фазовращатели. Если необходимо отклонить антенный луч на некоторый угол, то следует изменить электрическую длину всех фазовращателей на одну и ту же величину, соответствующую этому отклонению.

К недостаткам последовательной схемы относят достаточно высокие требования к системе управления, стабильности работы фазовращателей, большие энергетические потери, а также неравномерное распределение мощности между фазовращателями. Через ближайшие

к питающему генератору высокой частоты фазовращатели проходит почти вся мощность, подводимая к антенной решётке, а к последним – доходит лишь незначительная её часть.

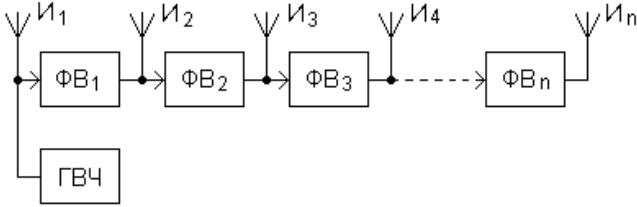


Рис. 4.42 Схема последовательного включения фазовращателей в ФАР

В параллельной схеме включения через каждый фазовращатель проходит лишь небольшая часть мощности, поэтому требования к допустимой мощности фазовращателей оказываются более низкими. Коэффициент полезного действия всей схемы примерно соответствует коэффициенту полезного действия одной параллельной ветви и, как правило, получается более высоким, чем в последовательной схеме. Кроме того, параллельная схема не требует высокой стабильности характеристик фазовращателей.

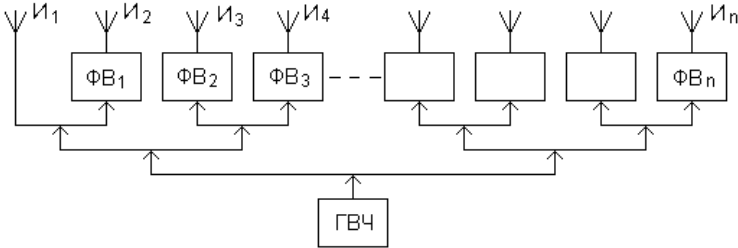


Рис. 4.43 Схема параллельного включения фазовращателей в ФАР

К недостаткам параллельной схемы можно отнести сложность системы управления, обусловленную тем, что требуется применение фазовращателей с различными диапазонами фазовых сдвигов. Например, если сдвиг по фазе между токами в соседних излучателях И1 и И2 должен быть равен  $\phi$ , то в последующих фазовращателях сдвиги должны быть равны  $2\phi, 3\phi, \dots, n\phi$ .

При частотном управлении изменяется частота питающего решётку генератора. Это приводит к изменению сдвигов по фазе между токами в излучателях решётки, в результате чего изменяется положение антенного луча в пространстве. Частотное управление является наиболее простым с точки зрения технической реализации, но требует перестройки частоты питающего генератора в достаточно широких пределах (не менее 6% от несущей частоты).

Если в тракт каждого излучателя антенной решётки включить активный элемент (генератор, усилитель), то получим активную ФАР (АФАР). Активные элементы в АФАР располагают в непосредственной близости от излучателей или встраивают в излучатели. В этом случае конструктивное объединение излучателя, активного элемента и элемента управления образует модуль АФАР. Преимуществом передающей АФАР является отсутствие общего такта, по которому передаётся суммарная мощность, и то, что сложение мощностей многих передающих модулей осуществляется в одном пространственном луче. Это снимает вопросы, связанные с возможностью электрического пробоя в тракте.

Приёмные АФАР имеют меньший уровень шума, чем пассивные ФАР.

Конструкция модулей АФАР кроме требуемых электрических характеристик должна обеспечить минимальные габариты и массу, хорошую повторяемость, низкую стоимость и т.д. Этим требованиям в наибольшей степени удовлетворяют модули, выполненные на основе полосковых линий.

#### **4.12 Особенности конструкции и размещения самолётных антенн**

Требования, предъявляемые к конструктивному выполнению и размещению самолётных антенн, обусловлены специфическими условиями их работы при значительных механических и климатических воздействиях и при наличии радиопомех.

Антенны по возможности должны быть невыступающими или слабовыступающими; занимать минимальную площадь на обшивке и малый объём внутри самолёта; не нарушать его силовую конструкцию; обладать устойчивостью против вибраций и обледенения; сохранять работоспособность при полётах на больших высотах, при повышенной влажности, высоких и низких температурах; не воспринимать радиопомехи, возникающие при электризации, при работе электрооборудования, радиотехнических систем и других источников излу-

ний, размещённых на самолёте. Конструкция и размещение антенн должны обеспечивать минимальную электромагнитную связь между ними, высокую механическую прочность и малое аэродинамическое сопротивление.

Электромагнитное поле создаётся токами, протекающими как в самой антенне, так и в элементах конструкции самолёта, т.е. корпус самолёта участвует в излучении радиоволн наравне с антенной. Вследствие этого диаграмма направленности, входное сопротивление и другие параметры самолётной антенны могут сильно отличаться от параметров такой же антенны, расположенной в свободном пространстве. Влияние самолёта на радиотехнические параметры зависит от типа антенны и места её установки, размеров, формы самолёта и рабочей длины волны. Наиболее сильно корпус самолёта влияет на слабо-направленные антенны, что связано с облучением ею значительной части корпуса. Если же антенна имеет узкую диаграмму направленности и основное излучение направлено в зону, свободную от элементов конструкции самолёта, то влияние корпуса на её параметры будет значительно меньше.

Рассмотрим несколько примеров конструктивного выполнения и размещения на летательных аппаратах некоторых типов антенн.

Для обеспечения дальней двухсторонней связи экипажа с диспетчерскими пунктами, спасательными службами и другими абонентами на пассажирских самолётах используют радиостанции декаметрового диапазона. В этих станциях в качестве антенн используют несимметричные, четвертьволновые антенны в различном конструктивном исполнении. На старых типах самолётов это могут быть проволочные антенны 1 (рис.4.43), которые размещаются сверху вдоль фюзеляжа и одним концом крепятся к килю самолёта через изолятор 2.

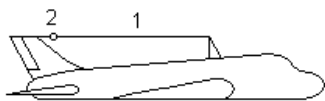


Рис. 4.43 Размещение проволочной антенны

В других случаях для этих целей применяют антенны верхнего питания с ёмкостной связью (рис.4.44). Излучателем антенны в этом случае является металлическая обшивка корпуса самолёта 2. В качестве возбудителя такой антенны используют изолированный от корпуса штырь (вibrator) 1, который установлен в передней части обтекателя стабилизатора. Вибратор имеет коническую форму. Длина вибратора зависит от типа самолёта и может достигать двух и более метров.

Антенной аварийно-спасательной станции является четвертьволновый телескопический штырь длиной 5,5 м, выполненный из металлизированного стекловолокна.



Для связных радиостанций УКВ диапазона используют антенны типа АСШ (антенна самолётная штыревая), представляющие собой четвертьволновый несимметричный вибратор (рис.4.45). Антенна состоит из собственно вибратора 1, укрепленного на основании 3, и изолированного от корпуса с помощью изолятора 2. Питание антенны осуществляется через высокочастотный разъём 4. Антенна имеет обтекаемую форму и нижней поверхностью основания крепится к фюзеляжу самолёта.

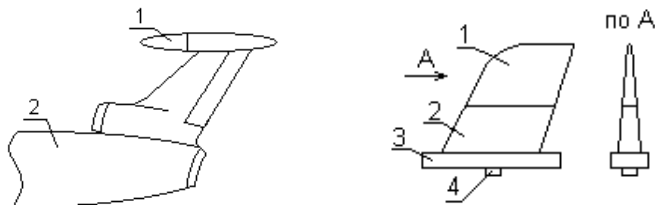


Рис. 4.44 Антенна верхнеёмкостного питания

Рис.4.45 Антенна связных радиостанций УКВ диапазона, типа АСШ

Антенные системы самолётных радиопеленгаторов состоят из комплекта направленных и ненаправленных антенн. В автоматических радиоконусах в качестве направленных антенн чаще всего применяют рамочные антенны. Размещение рамочной антенны значительно влияет на её характеристики, так как на неё кроме поля радиоволны воздействует поле, отражённое (переизлучённое) элементами конструкции летательного аппарата: фюзеляжем, плоскостями, щитками шасси и т.п. Соотношение между амплитудами, фазами и положением фронтов этих полей оказывается различным и зависит от направления прихода радиоволны, размеров и конфигурации элементов конструкции летательного аппарата, места установки рамки и ряда других факторов. В результате интерференции полей положение фронта результирующей волны не совпадает с фронтом принимаемой прямой волны. Это приводит к погрешности определения курсового угла, которую называют радиодевацией. Радиодевация может достигать значения  $15-20^\circ$ , но остаётся практически постоянной для данного самолёта и размещённого на нём радиоконуса. Это позволяет с помощью специальных компенсаторов уменьшить ошибку определения курсовых углов, используя графики радиодевации, снимаемые для каждого самолёта индивидуально.

Для уменьшения погрешностей измерений рамочные антенны рекомендуется размещать вблизи электрического центра летательного

аппарата, где поля различных переизлучателей, имеющих на летательном аппарате, частично компенсируют друг друга.

Рамочную антенну изготавливают многовитковой, с ферритовым сердечником, имеющим высокую магнитную проницаемость. Это позволяет сконструировать малогабаритные рамочные антенны с достаточной действующей высотой, не ухудшающие аэродинамические качества летательного аппарата.

В качестве ненаправленной антенны радиокompаса используют однолучевые горизонтальные шлейфовые антенны, позволяющие принимать радиосигналы с любых направлений. Конструкция такой антенны показана на рис.4.46. Она представляет собой ленту из посеребрённой латунной фольги 3, вклеенную в диэлектрический обтекатель 4. Обтекатель выполнен из стеклоткани, пропитанной эпоксидной смолой. Для уменьшения влияния электризации в полёте на наружную поверхность обтекателя нанесено неэлектризующееся покрытие. Антенна размещена на фланце 1, с помощью которого она крепится к фюзеляжу самолёта. Для предохранения антенны от эрозии в передней части обтекателя установлен защитный лобок из алюминиевого сплава 2. Радиосигналы, принятые антенной, поступают на вход приёмного устройства через высокочастотный разъём 5.

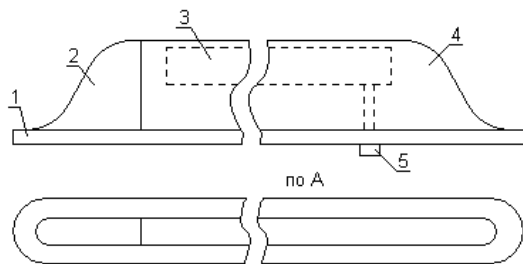


Рис. 4.46 Шлейфовая антенна радиокompаса

При размещении на летательном аппарате двух комплектов радиокompаса такая антенна содержит два ленточных шлейфа, размещенных в одном обтекателе. Каждый шлейф имеет свой выходной разъём. Длина такой комбинированной антенны может достигать двух метров.

В доплеровских измерителях скорости и угла сноса в качестве передающей и приёмной антенн используют плоские волноводнощелевые антенны, представляющие собой ряд расположенных в одной плоскости волноводов, в наружных стенках которых прорезаны щелевые отверстия. Через эти отверстия излучается (или принимается) энергия электромагнитной волны.

Конструктивно передающая и приёмная антенны выполнены одинаково и расположены рядом на одной раме моноблока измерителя. Друг от друга антенны разделены поглощающей перегородкой, которая обеспечивает развязку антенн не менее 80 дБ. Антенная система выполнена неподвижной и жёстко связанной с корпусом летательного аппарата. Размещена антенная система в вырезе обшивки фюзеляжа или крыла (в зависимости от типа летательного аппарата) и закрыта снаружи радиопрозрачным обтекателем.

Требования к размещению достаточно жёсткие: электрическая ось антенной системы должна совпадать с направлением продольной строительной оси летательного аппарата с точностью не хуже  $\pm 0,15'$ , а наружная плоскость моноблока, в котором расположена антенная система, должна совпадать с горизонтальной плоскостью летательного аппарата с точностью не хуже  $\pm 0,5^\circ$ . Столь высокие требования обусловлены тем, что эти параметры являются основой измерительной части всего устройства и относительно них ведётся отсчёт необходимой информации для определения скорости движения и угла сноса летательного аппарата.

Антенна приёмника бортовой системы ближней навигации (рис.4.47) представляет собой устройство из двух несимметричных плоских сигмаобразных вибраторов 1, размещаемых внутри носового радиопрозрачного обтекателя 2 летательного аппарата.

Конструкция антенны решётчатая. Решётка изготавливается из отрезков медной посеребрённой проволоки диаметром примерно 1,5 мм, спаянных между собой. Геометрические размеры ячеек решётки выполнены таким образом, чтобы они не являлись преградой для прохождения радиоволн метеонавигационной РЛС, антенный блок которой расположен внутри носового обтекателя. Каждый вибратор приклеен к внутренней стороне обтекателя. Для подключения высокочастотных кабелей у каждого вибратора установлена соединительная колодка.

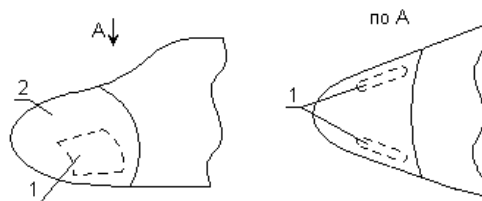


Рис. 4.47 Размещение приёмных антенн системы ближней навигации

Зеркальные антенны бортовых метеонавигационных РЛС представляют собой комбинированную конструкцию (рис.4.48), состоящую из параболического отражателя 1 и отражателя специальной формы 2.

Такая конструкция позволяет формировать две различные диаграммы направленности в зависимости от режима работы станции. Параболический отражатель в зависимости от типа летательного аппарата, на котором размещена станция, может иметь диаметр от 200 мм до 1160 мм. Выполнен такой отражатель из металлизированной стеклоткани. В фокальной плоскости отражателя находится облучатель 5, представляющий собой диэлектрическую антенну в виде конусообразного диэлектрического стержня, закреплённого в открытом конце круглого волновода 3. В волноводе перед облучателем смонтирован ферритовый вращатель плоскости поляризации излучаемого радиосигнала 4. На узком конце облучателя установлен металлический дисковый контротражатель 6, исключающий прямое излучение и направляющий всю СВЧ энергию в сторону отражателя при работе станции в режиме передачи и собирающий энергию падающей на отражатель радиоволны в режиме приёма. Отражатель специальной формы 2 выполнен из стеклоткани, армированной горизонтально расположенными металлическими нитями в виде решётки.

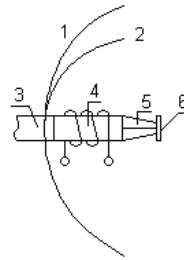


Рис. 4.48 Антенная система метеонавигационной РЛС

Если облучатель антенны создаёт горизонтально поляризованную волну, то в нитях специального отражателя возникает э.д.с., появляются токи СВЧ и он будет отражать падающую на него радиоволну. В этом случае изменяется общий профиль отражателя антенны, т.е. получается зеркало двойной кривизны (рис.4.49).

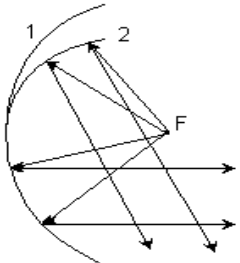


Рис. 4.49 Формирование веерной диаграммы направленности зеркальной антенны

Это позволяет сформировать верную диаграмму направленности, узкую в горизонтальной плоскости – примерно  $2-4^\circ$ , и широкую в углометной плоскости – примерно  $30-40^\circ$ , с максимумом, направленным в сторону подстилающей поверхности, над которой пролетает летательный аппарат (рис.4.50).

Кривизну зеркала подбирают таким образом, чтобы изменение ко-

эфициента усиления антенны  $G_a$  осуществлялось по закону, близкому к функции

$$G_a(\beta) = \text{cosec}^2\beta, \quad (4.28)$$

где  $\beta$  – угол в вертикальной плоскости, отсчитываемый от продольной оси симметрии летательного аппарата.

В технической литературе такую диаграмму часто называют косекансквадратной диаграммой. При такой диаграмме естественное затухание радиосигналов, вызванное изменением расстояния, компенсируется соответствующим изменением коэффициента усиления антенны. На входе приёмника уровень мощности отражённых сигналов, который определяет яркость отметок на экране индикатора РЛС, будет зависеть только от отражающих свойств объектов, находящихся на подстилающей поверхности. Объекты, имеющие одинаковую отражающую способность, но расположенные на различных расстояниях, будут на экране индикатора иметь одинаковую яркость. Это позволяет получить на экране радиолокационное изображение местности, основанное на различных градациях яркости, подобное чёрно-белому телевизионному изображению.

При вертикальной поляризации излучаемых колебаний в нитях специального отражателя никакой э.д.с. не возникает. Он оказывается радиопрозрачным для электромагнитных волн, и диаграмма направленности антенны формируется только параболическим отражателем. Это позволяет сформировать узкую диаграмму направленности примерно  $2-4^\circ$ , симметричную в её главных сечениях:  $\Theta_\alpha$  – в азимутальной плоскости;  $\Theta_\beta$  – в угломестной плоскости (рис.4.51). Такую диаграмму используют для наблюдения метеобстановки, обнаружения грозных зон и других препятствий в передней полусфере по курсу движения летательного аппарата.

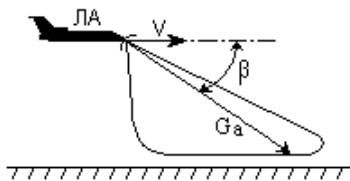


Рис.4.50 Вид косекансквадратной диаграммы направленности антенны

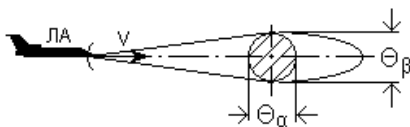


Рис.4.51 Вид узкой симметричной диаграммы направленности антенны

Поляризация излучаемых радиоволн и соответственно изменение формы диаграммы направленности антенны осуществляется с помощью ферритового вращателя плоскости поляризации, расположенного

в волноводном тракте антенны. Управляют работой поляризатора с пульта РЛС путём подачи питающего тока в катушку электромагнита, с помощью которого намагничивается ферритовый стержень и происходит поворот плоскости поляризации проходящей волны.

Антенные блоки таких РЛС размещают в негерметичном носовом отсеке летательного аппарата под радиопрозрачным обтекателем. Один из вариантов такого размещения показан на рис.4.52. Во многих случаях при размещении антенны необходимо обеспечить её работу в

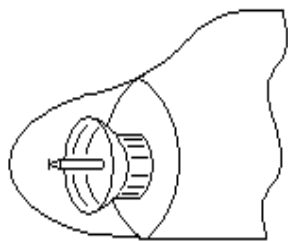


Рис. 4.52 Размещение антенного блока метеонавигационной станции на самолёте

режиме сканирования диаграммы направленности в секторе примерно  $\pm(90-100^\circ)$  относительно продольной оси летательного аппарата.

Антенная система самолётных радиовысотомеров состоит из одинаковых передающей и приёмной антенн рупорного типа с относительно широкой диаграммой направленности порядка  $40^\circ$  и коэффициентом усиления не менее 12. Антенны должны размещаться на расстоянии не менее 1м друг от друга

на нижней части фюзеляжа или крыльев летательного аппарата. При размещении должны быть приняты меры, обеспечивающие пространственную развязку передающей и приёмной антенн.

На рис.4.53 показан вид и размещение плоской фазированной антенной решётки радиолокационного прицела. От воздействия внешней среды и механических повреждений антенная решётка защищена радиопрозрачным обтекателем, который на рисунке не показан. Конусообразная форма обтекателя практически не ухудшает аэродинамические характеристики летательного аппарата.



Рис.4.53 Вид АФАР, размещённой на самолёте

### Вопросы для самоконтроля

1. В чём заключается принцип обратимости антенн?
2. По каким критериям классифицируются антенны?
3. Назовите характерные особенности симплексного режима работы РТС.
4. В чём заключаются различия линейных и апертурных антенн?
5. Дайте определение диаграмме направленности антенны.
6. Какие направления излучения антенны называются главными?
7. Поясните принцип построения диаграмм направленности антенн.
8. Как осуществляется построение диаграммы направленности антенны в относительных единицах?
9. Какие методы используют для снятия диаграмм направленности антенн?
10. Дайте определение коэффициента направленного действия антенн.
11. Дайте определение коэффициента усиления антенн.
12. Поясните различия коэффициента направленного действия и усиления антенны.
13. Как определяют действующую высоту антенны?
14. Как определяют эффективную площадь антенны?
15. Какими параметрами характеризуют частотный диапазон работы антенны?
16. Нарисуйте диаграммы направленности симметричной вибраторной антенны.
17. В чём состоит различие симметричной и несимметричной вибраторных антенн?
18. Поясните принцип действия многовибраторной антенны типа «волновой канал».
19. Как работает рамочная антенна?
20. Расскажите о принципе действия щелевой антенны.
21. Что представляет собой диэлектрическая антенна?
22. Какие виды рупорных антенн используют в РТС?
23. Поясните влияние конструкции рупорной антенны на характеристику направленности.
24. Из каких основных частей состоят зеркальные антенны?
25. Как происходит в зеркальных антеннах преобразование сферического фронта электромагнитной волны в волну с плоским фронтом?
26. По каким критериям осуществляют согласование характеристик облучателя с характеристиками рефлектора в зеркальных антеннах?

27. Вспомните характерные особенности офсетных антенн.
28. Какие виды фазированных антенных решёток вы знаете?
29. Каким образом осуществляют управление пространственным положением диаграммы направленности ФАР?
30. В чём заключается различие ФАР и АФАР?
31. Назовите основные требования, предъявляемые к конструкции и размещению самолётных антенн.
32. Что представляет собой антенна верхнеёмкостного питания?
33. Каким образом и для каких целей в РТС обзорного типа формируют косекансквадратную диаграмму направленности антенны?



## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Драбкин, А.Л.* Антенно-фидерные устройства / *А.Л. Драбкин, В.Л. Зузенко, А.Г. Кислов.* - М.: Сов. Радио, 1974. - 536 с.
2. *Вайнштейн, Л.А.* Электромагнитные волны / *Л.А. Вайнштейн.* - М.: Радио и связь, 1988. - 416 с.
3. *Никольский, В.В.* Электродинамика и распространение радиоволн / *В.В. Никольский, Т.Н. Никольская.* - М.: Наука, 1989. - 544 с.
4. *Лобкова, Л.М.* Распространение радиоволн над морской поверхностью / *Л.М. Лобкова.* - М.: Радио и связь, 1991. - 256 с.
5. *Введенский, Б.А.* Распространение ультракоротких радиоволн / *Б.А. Введенский.* - М.: Наука, 1973. - 408 с.
6. *Никольский, Б.А.* Излучение и распространение радиоволн: учеб. пособие / *Б.А. Никольский;* Самар. гос. аэрокосм. ун-т. - Самара, 1999. - 32 с.
7. *Кочержевский, Г.Н.* Антенно-фидерные устройства: учеб. для вузов / *Г.Н. Кочержевский, Г.А. Ерохин, Н.Д. Козырев.* - М.: Радио и связь, 1989. - 352 с.
8. *Софронов, Н.А.* Радиооборудование самолётов / *Н.А. Софронов.* - М.: Машиностроение, 1993.- 392 с.
9. *Ротхаммель, К.* Антенны / *К. Ротхаммель.* - М.: ЛАЙТ Лтд, 2000. - 416 с.
10. *Верещака, А.И.* Авиационная радиоэлектроника, средства связи и радионавигации: учеб. для вузов./ *А.И. Верещака, П.В. Олянюк.* - М.: Транспорт, 1993. - 343 с.
11. *Никольский, Б.А.* Самолётные антенны: учеб. пособие / *Б.А. Никольский;* Самар. гос. аэрокосм. ун-т. - Самара, 1999.- 62 с.

*Учебное издание*

***Никольский Борис Аркадьевич***

**ОТ ДЛИННОЙ ЛИНИИ К АНТЕННЕ**

*Учебное пособие*

Редактор Н.С. Куприянова  
Компьютерная верстка Т.Е. Половнева

Подписано в печать 019.05.2014. Формат 60x84 1/16.  
Бумага офсетная. Печать офсетная. Печ. л. 6,25.  
Тираж 100 экз. Заказ . Арт. 18 /2014.

Самарский государственный аэрокосмический университет.  
443086 Самара, Московское шоссе, 34.

Изд-во Самарского государственного аэрокосмического университета.  
443086 Самара, Московское шоссе, 34.



