

Антенны и распространение радиоволн

СКИФ



Кафедра «Радиоэлектроника»

Лекционный курс

Авторы

Звездина М.Ю.,

Шокова Ю.А.

Аннотация

Лекционный курс предназначен для обучения студентов направления 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи». Раскрывает основные вопросы распространения радиоволн, а также построения антенн.

Автор



**Звезда Марина
Юрьевна –**

**ДОКТОР ФИЗИКО-
МАТЕМАТИЧЕСКИХ НАУК,
ДОЦЕНТ, ЗАВ. КАФЕДРОЙ
«РАДИОЭЛЕКТРОНИКА»**



**Шокова Юлия
Александровна –**

**КАНДИДАТ ФИЗИКО-
МАТЕМАТИЧЕСКИХ НАУК,
ДОЦЕНТ КАФЕДРЫ
«РАДИОЭЛЕКТРОНИКА»**

ОГЛАВЛЕНИЕ

Модуль 1. Антенны.....	5
ЛЕКЦИЯ №1 Основные характеристики антенн	5
1.1 Введение.....	5
1.2. Основные параметры, характеризующие направленные свойства антенны	8
1.3 Основные энергетические параметры антенны	11
Лекция 2. Основные свойства линейных систем. Симметричные вибраторы	15
2.1. Линейные излучающие системы	15
2.2. Симметричные вибраторы.....	19
2.3. Системы связанных вибраторов	23
Лекция 3. Общие свойства апертурных антенн	30
3.1. Апертурный метод расчета распределения поля в раскрыве	30
3.2. Рупорные антенны	33
3.3. Зеркальные антенны	35
3.4. Линзовые антенны	39
Лекция 4. Фазированные антенные решетки	41
4.1. Классификация антенных решеток	41
4.2. Основные соотношения для фазированных антенных решеток.....	44
4.3. Сканирующие антенные решетки	47
4.4. Адаптивные антенные решетки	49
4.5. Активные фазированные антенные решетки	52
Модуль 2. Распространение радиоволн	54
ЛЕКЦИЯ 5. Общая теория распространения радиоволн	54
5.1. Распространение радиоволн в однородной среде.....	54
5.2. Отражение радиоволн от земной поверхности	61
Лекция 6. Распространение радиоволн в атмосфере Земли	72
6.1. Распространение радиоволн в тропосфере	72

Антенны и распространение радиоволн

6.2 Распространение радиоволн в ионосфере	78
Лекция 7. Особенности распространение радиоволн различных диапазонов.....	87
7.1. Особенности распространения сверхдлинных и длинных волн	87
7.2. Особенности распространения средних волн	89
7.3. Особенности распространения коротких волн	93
7.4. Особенности распространения волн УКВ диапазона	95
Лекция 8. Распространение радиоволн на участке ИСЗ-Земля.....	100
8.1. Особенности спутниковой связи	100
8.2. Потери в канале связи	101
8.3. Энергетика спутниковых линий связи.....	107
Лекция 9. Взаимные помехи и электромагнитная совместимость.....	110
9.1. Условия распространения и взаимные помехи станций: оценка уровня взаимных помех в различных диапазонах.....	110
9.2. Помехи в виде шумов естественного происхождения	112
9.3. Оценка электромагнитной обстановки вблизи мест размещения антенн	114

Модуль 1. Антенны

ЛЕКЦИЯ №1 Основные характеристики антенн

1.1 Введение

Расширение круга задач, решаемых современной радиоэлектроникой, а также их усложнение стимулировало в последнее время интенсивное развитие теории и техники антенн. Основные области использования радиоэлектроники – связь, телевидение, радиолокация, радиоуправление, радиоастрономия и т.д. невозможны без применения антенн с различными характеристиками.

По определению **антенной** называется **устройство**, осуществляющее преобразование (трансформацию) направляемых электромагнитных волн в радиоволны и, наоборот, радиоволн - в направляемые электромагнитные волны.

Из определения следует, что **преобразование волн является основным назначением антенн**. Кроме собственно излучения и приема радиоволн, **другим назначением антенн является пространственное распределение электромагнитной энергии при излучении и пространственная избирательность при приеме**. Структурная схема антенны приведена на рисунке 1.

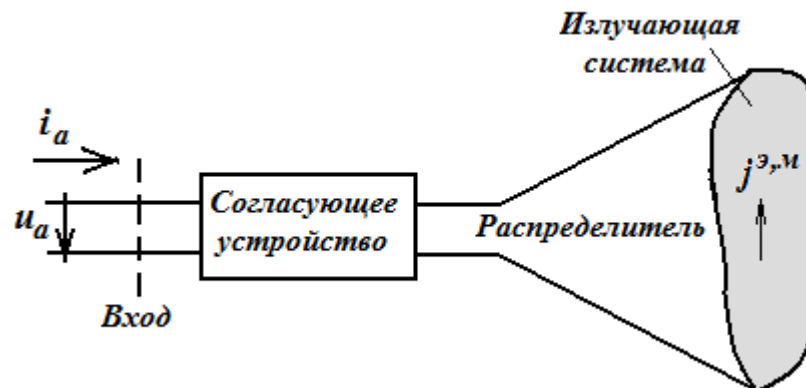


Рисунок 1 – Структурная схема антенны

В ней можно выделить следующие элементы:

- вход;
- согласующее устройство;
- распределитель;
- излучающее устройство.

Под **входом антенны** обычно понимают сечение линии передачи с волной заданного типа. Современные антенны могут иметь несколько, а иногда сотни и тысячи входов.

Согласующее устройство предназначено для обеспечения режима питающей линии, как можно более близкого к бегущей волне.

Антенны и распространение радиоволн

Распределитель антенны представляет конструкцию из проводников и диэлектриков и предназначен для создания нужного закона распределения излучающих токов, обеспечивающего формирование требуемой характеристики направленности.

Излучающая система представляет собой область, в которой протекают токи, возбуждающие электромагнитные волны. В качестве излучающей системы могут фигурировать как реальные электрические токи, текущие по металлическим поверхностям, так и эквивалентные фиктивные электрические и магнитные токи на замкнутых поверхностях, окружающих антенну, а также токи электрической и магнитной поляризации в объемах, занимаемых магнитодиэлектриками.

Антенны классифицируются по многим признакам. Основными из них являются:

1. *Направленность излучения и приема.* По этому признаку антенны подразделяются на:

- слабонаправленные антенны (линейные размеры ℓ которых меньше длины волны λ или соизмеримы с ней);
- умеренно направленные антенны (ℓ порядка единиц λ);
- остронаправленные антенны ($\ell > 10\lambda$).

2. *Принцип действия и конструктивное выполнение.* Любая антенна содержит вполне определенные конструктивные элементы (проводники, отверстия, щели, замедляющие структуры и т.п.), которые излучают электромагнитные волны при условии, что эти элементы обтекаются токами проводимости или смещения. В связи с этим различают:

- линейные антенны, к которым можно отнести проволочные, штыревые, щелевые антенны и антенны поверхностных волн;
- апертурные антенны, к которым можно отнести рупорные, линзовые и зеркальные антенны;
- многоэлементные антенны (антенные решетки), в которых излучателями являются слабонаправленные антенны.

3. *Характер сканирования.* В несканирующих антеннах луч занимает фиксированное положение, а в сканирующих можно управлять его пространственным положением. В связи с этим различают:

- механическое сканирование - вращение всей антенны;
- электромеханическое сканирование - перемещение какой-то части (менее массивной) антенны;
- электрическое сканирование - вся антенна неподвижна, а луч перемещается в результате изменения амплитудно-фазового распределения токов или полей, возбуждающих излучатели антенны.

Помимо перечисленных выше основных признаков классификации, существуют второстепенные признаки классификации антенн:

- *область применения:* связные, радиовещательные, телевизионные, радиолокационные и т.п.;
- *место размещения:* стационарный наземный объект, мобильный наземный объект, борт морского корабля, летательные аппараты (самолет, ракета, космический аппарат);

Антенны и распространение радиоволн

- *диапазон волн*: антенны СДВ, ДВ, СВ, КВ, УКВ;

- *диапазонность*: узкополосные ($\frac{\Delta f}{f_{\text{сред}}} < 10\%$), широкополосные ($10\% \leq \frac{\Delta f}{f_{\text{сред}}} < 100\%$), сверхширокополосные ($\frac{\Delta f}{f_{\text{сред}}} \geq 100\%$);

- *режим работы антенны*: передающие, приемные, приемопередающие.

В процессе развития антенн они усложнялись, появлялись принципиально новые их классы, расширялись выполняемые ими функции. Зачастую антенны из простых взаимных устройств в сложные динамические системы, содержащие в большинстве случаев сотни, тысячи различных элементов.

Конструктивно антенны в процессе развития также существенно видоизменялись. Наряду с проволочными вибраторными антеннами, созданными на первых этапах развития, широко распространены антенны апертурные, бегущей волны, фазированные антенные решетки (ФАР), активные ФАР (АФАР), антенны с обработкой сигнала и др. Разработаны щелевые, импедансные, диэлектрические, ферритовые, печатные и другие типы конструкторского исполнения антенн.

С развитием техники антенн возросла их роль в радиотехнических системах, увеличилась их стоимость и к настоящему времени в ряде областей радиоэлектроники антенны играют решающую роль. В наибольшей степени это относится к ФАР, АФАР, антенным решеткам с обработкой сигнала, радиотелескопам. Реализуемые в настоящее время характеристики антенн определяют основные параметры радиосистем. Так, в радиолокационных станциях с ФАР разрешающую способность, точность определения угловых координат объектов, время обзора и установки луча в заданную точку пространства, помехозащищенность и другие параметры определяются в основном характеристиками антенн. Многие антенные характеристики являются исходными при построении новых радиосистем, например, комплексов для дальнего космоса, в которых реализуемое усиление антенны определяет дальность действия.

Направления развития антенной техники:

- уменьшение массогабаритных размеров антенн за счет применения микроэлектроники (печатные излучатели, интегральные полосковые узлы, различные устройства СВЧ в интегральном исполнении, создание новой элементной базы на основе твердотельных микроэлектронных модулей СВЧ АР дает возможность отказа от обтекателей на носителях, и строить выпуклые электрически сканирующие антенные решетки, размещаемые на наружной поверхности носителя);

- обеспечение электромагнитной совместимости радиоэлектронных систем (антенны с диаграммами специальной формы, поляризация, пространственная и временная фильтрация сигналов в антенной системе, применение многофункциональных антенн);

- снижение стоимости вновь разрабатываемых антенн, более эффективное использование уже созданных радиосистем (применение автоматизированных

Антенны и распространение радиоволн

пакетов проектирования антенн, разработка новых методов решения краевых задач электродинамики, алгоритмов и программ решения систем интегральных уравнений или операторных уравнений с векторными или тензорными функциями Грина);

- улучшение параметров антенн (увеличение скорости сканирования, улучшение характеристик антенн, обеспечение многофункциональности – применение ФАР);

- развитие теоретической базы построения антенн (рассмотрение существующих и развивающихся направлений с единых позиций).

1.2. Основные параметры, характеризующие направленные свойства антенны

Направленные свойства антенны определяются ее **диаграммой направленности (ДН)** – зависимостью интенсивности напряженности электрического поля от угловых координат (обычно сферических: θ - угла места и φ - угла азимута), создаваемого антенной в дальней зоне излучения на некотором постоянном расстоянии. Расстояние, на котором измеряется ДН, должно быть больше граничного расстояния дальней зоны:

$$r > r_{zp} \approx D_0^2 / \lambda, \tag{1}$$

где D_0 - диаметр антенны;

λ - длина рабочей волны.

Если обозначить функцию, описывающую диаграмму направленности в виде зависимости в сферической системе координат, как $\vec{F}(\theta, \varphi)$, то амплитуда напряженности поля в точке приема определяется как

$$\vec{E} = \frac{W_0}{2\lambda} I_A^{\circ} h_{\Delta} \vec{F}(\theta, \varphi) \frac{\exp(-jkR)}{R}, \tag{2}$$

где $W_0 = 120\pi$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства;

I_A° - комплексная амплитуда электрического тока в выбранной точке A излучающей системы (обычно в максимуме излучения);

h_{Δ} - действующая длина антенны (коэффициент пропорциональности).

Функция $\vec{F}(\theta, \varphi)$ является комплексной векторной нормированной величиной, определяемой в общем случае соотношением:

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = \left| \vec{F}(\theta, \varphi) \right| \vec{p}(\theta, \varphi) \exp(\psi(\theta, \varphi)), \tag{3}$$

где $\left| \vec{F}(\theta, \varphi) \right|$, $\vec{p}(\theta, \varphi)$, $\psi(\theta, \varphi)$ - соответственно *амплитудная*,

поляризационная и фазовая диаграммы направленности.

Амплитудная характеристика (диаграмма) направленности даёт наглядное представление о распределении энергии волн в пространстве и определяется зависимостью амплитуды напряженности создаваемого антенной

Антенны и распространение радиоволн

поля от направления в пространстве при фиксированном расстоянии. Направление определяется азимутальным (φ) и меридиональным (θ) углами сферической системы координат. При этом поле измеряется (или рассчитывается) на одном и том же (достаточно большом) расстоянии r от антенны. Амплитудную диаграмму направленности часто называют просто диаграммой направленности.

Пространственная (объемная) диаграмма направленности изображается в виде поверхности $f(\theta, \varphi)$, как показано на рисунке 2.

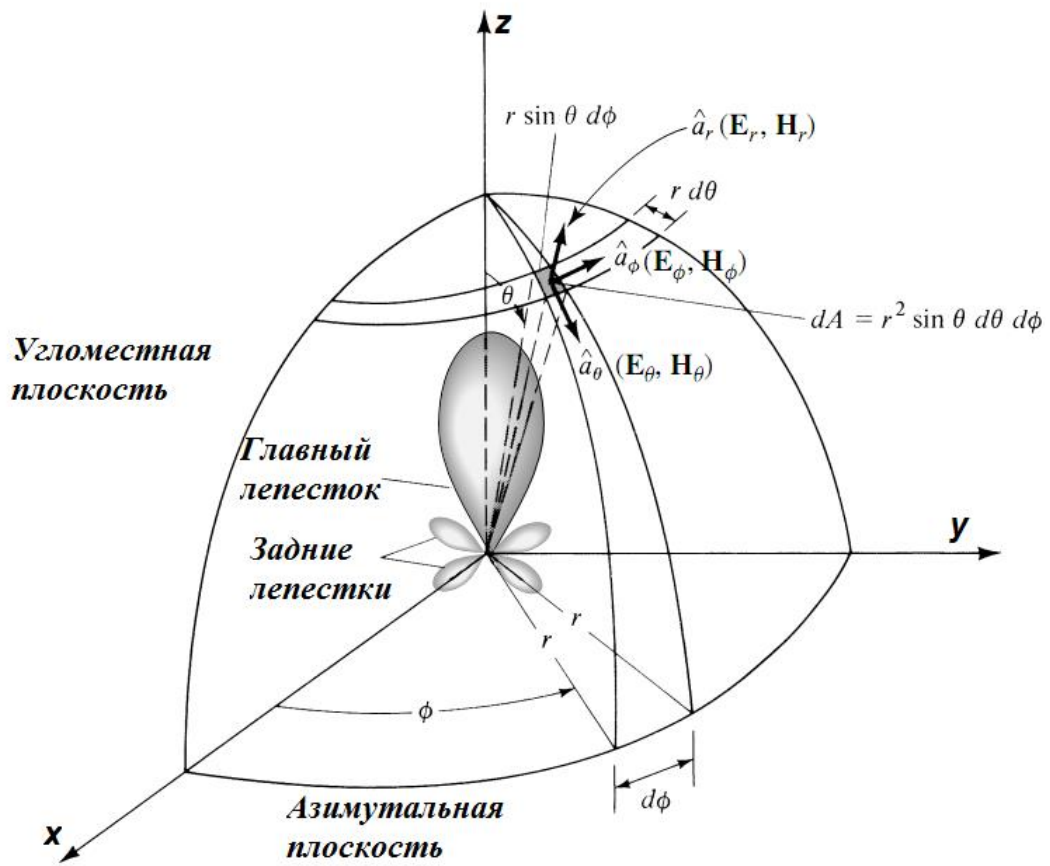


Рисунок 2 – Диаграмма направленности антенны

Пространственная диаграмма направленности, у которой максимальное значение равно единице, называется *нормированной* и обозначается как $|\vec{F}(\theta, \varphi)| = F(\theta, \varphi)$:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{f(\theta, \varphi)}{f_{\max}(\theta, \varphi)}. \tag{4}$$

В общем случае построение пространственных диаграмм направленности неудобно. В связи с этим на практике обычно строят диаграммы направленности в какой-либо одной плоскости (азимутальной или угломестной), в которой они изображаются плоской кривой $F(\varphi)$ или $F(\theta)$ в полярных или декартовых системах координат.

Антенны и распространение радиоволн

Помимо рассмотренных выше диаграмм направленности (ДН) по напряженности поля (амплитудных диаграмм направленности) $\vec{F}(\theta, \varphi)$, иногда используют **диаграммы направленности антенны по мощности** $\vec{\Phi}(\theta, \varphi)$, которые определяют зависимость плотности потока мощности излучаемого антенной поля от направления в пространстве при фиксированном расстоянии:

$$\vec{\Phi}(\theta, \varphi) = \vec{F}^2(\theta, \varphi). \quad (5)$$

По своему физическому содержанию диаграмма направленности по мощности является мощностью, излучаемой антенной в единицу телесного угла в заданном направлении. В тех случаях, когда необходимо получить изображение боковых лепестков низкого уровня, целесообразно использовать логарифмический масштаб

$$|\vec{F}_{ДБ}(\theta, \varphi)| = 10 \cdot \lg |\vec{\Phi}(\theta, \varphi)| = 20 \cdot \lg |\vec{F}(\theta, \varphi)| \text{ [дБ]}. \quad (6)$$

Каждая остронаправленная диаграмма направленности содержит, как несложно заметить из анализа рисунка 2, главный лепесток, боковые лепестки, задний лепесток и имеет определённую ширину главного лепестка и некоторый уровень боковых лепестков, которые относятся к вторичным параметрам, характеризующим направленные антенны.

Ширина главного лепестка диаграммы направленности (чаще ее называют **шириной луча**) определяется как угол между направлениями, в которых плотность потока мощности уменьшается в 2 раза ($2\theta_{0,5}$), в 10 раз ($2\theta_{0,1}$) или до нуля ($2\theta_0$). Эта ширина для диаграммы направленности по напряженности будет соответствовать уровням 0,707; 0,316 и 0 соответственно.

Ширина ДН по половинной мощности зависит от относительных размеров антенны в длинах волн, и, прежде всего, она обратно пропорциональна этой относительной длине:

$$2\theta_{0,5} \approx 65^\circ \lambda / L_{эф}, \quad (7)$$

где $L_{эф} = L \sin \theta_{эл}$ - видимая с главного направления длина антенны (**эффективная длина**), показанная на рисунке 3.

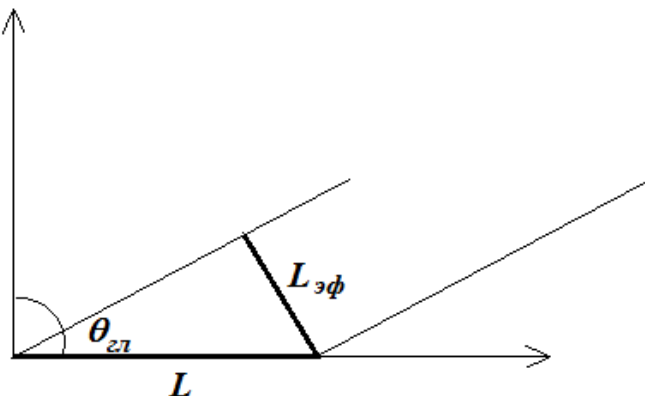


Рисунок 3. – Эффективная длина антенны

Антенны и распространение радиоволн

Для антенн осевого излучения ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности определяется соотношением:

$$2\theta_{0,5} \approx 65^\circ \sqrt{\lambda/L}. \quad (8)$$

Уровень боковых лепестков определяется отношением величины наибольшего и главного лепестков. Он может выражаться в разгах, процентах и децибелах. Иногда задаются требования на уровень боковых лепестков в некотором секторе углов либо даже на уровень задних лепестков.

Степень направленности антенны может быть выражена **коэффициентом направленного действия (КНД)**. КНД – это число, показывающее во сколько раз необходимо увеличить мощность излучения антенны при переходе от направленной антенны (P) к ненаправленной (P_0) при условии сохранения одинаковой напряженности поля в месте приема. С учетом соотношений, описывающих данные мощности, можно записать:

$$D = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^\pi |\vec{F}(\theta, \varphi)|^2 \sin\theta d\theta}. \quad (9)$$

1.3 Основные энергетические параметры антенны

Для оценки выигрыша в мощности за счет направленных свойств антенны с учетом потерь в ней вводится параметр, называемый **коэффициентом усиления** антенны. Коэффициентом усиления G антенны называется отношение мощности P_0 , излучаемой ненаправленной антенной без потерь, к мощности P_A , подводимой к направленной антенне с потерями при условии получения одинаковой напряженности поля в точке наблюдения. Наиболее часто применяют формулу:

$$G = \frac{P_0}{P} \cdot \frac{P}{P_A} = D \cdot \eta. \quad (10)$$

Наряду с величиной коэффициента усиления для оценки энергетики антенны применяется понятие **эквивалентной изотропной излучаемой мощности (ЭИИМ)**:

$$\text{ЭИИМ} = D \cdot P_0 = P_A \cdot G. \quad (11)$$

С учетом ЭИИМ несложно определить и напряженность поля в точке приема:

$$E_m = \frac{\sqrt{60 \cdot D(\theta, \varphi) \cdot P_0}}{r} = \frac{\sqrt{60 \cdot D_0 \cdot P_0}}{r} F(\theta, \varphi). \quad (12)$$

Для действующего значения амплитуды напряженности поля E_δ в главном направлении справедливо соотношение:

$$E_\delta = \frac{\sqrt{30 \cdot D_0 \cdot P_0}}{r} \text{ [В/м]}. \quad (13a)$$

После перехода к более удобным в инженерной практике единицам измерения мощности в кВт, а длины трассы в км, получаем:

Антенны и распространение радиоволн

$$E_{\partial} = \frac{173\sqrt{D_0 \cdot P_{0\text{кВт}}}}{r_{\text{км}}} \text{ [мВ/м]}. \quad (13б)$$

Для антенн проволочного типа удобнее выражать E_{∂} через амплитуду высокочастотного тока на входе антенны I_0 и действующую длину антенны ℓ_{∂} :

$$E_{\partial} = \frac{30kI_0\ell_{\partial}}{r} F(\theta, \varphi), \quad (13в)$$

где $k = 2\pi/\lambda$ - волновое число свободного пространства.

Еще одним параметром антенны является ее **электрическая прочность**. Данная величина определяется наибольшей мощностью, пропускаемой антенной, или максимальной напряженностью поля между токонесящими элементами антенны, начиная с которой происходит пробой. Эти значения называются критическими.

Критические значения ограничивают предельно допустимую мощность в антенне. Разрешенная для эксплуатации мощность выбирается обычно в 4 раза меньше допустимой, поскольку в режиме стоячей волны напряженность электрического поля в 2 раза больше напряженности поля в режиме бегущей волны.

Поляризационные свойства антенны описываются поляризационным эллипсом, показанным на рисунке 4.

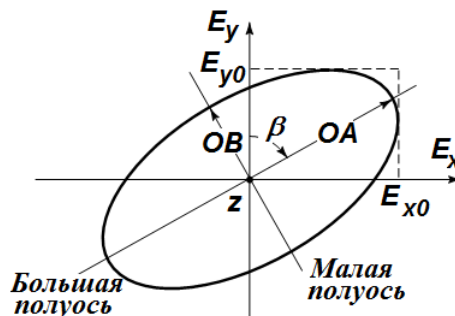


Рисунок 4 – Поляризационный эллипс

При этом поляризационный эллипс может быть определен следующими величинами:

- коэффициентом эллиптичности

$$k_e = \frac{OB}{OA} = \frac{\|E_n\| - \|E_l\|}{\|E_n\| + \|E_l\|}, \quad (14)$$

- углом наклона поляризационного эллипса

$$\beta = \frac{\arg E_n - \arg E_l}{2}, \quad (15)$$

- направлением вращения вектора E поля, которое называется правым (E_n), если вращение вектора E происходит по часовой стрелке при наблюдении вслед

Антенны и распространение радиоволн

уходящей волне (аналогия с правым винтом в механике), в противном случае направление называется левым ($E_{л}$):

$$E_n = \frac{-jE_{\theta} + E_{\varphi}}{\sqrt{2}}, \quad E_{л} = \frac{jE_{\theta} + E_{\varphi}}{\sqrt{2}}. \quad (16)$$

Известны два режима работы антенны:

- передающий, когда излучатель возбуждается сторонним источником (напряжением или током);
- приемный, когда излучатель возбуждается плоской волной, приходящей из свободного пространства.

Антенны, работающие в передающем и приемном режимах, связаны между собой принципом взаимности, являющимся одним из основных принципов электродинамики. В соответствии с ним можно утверждать, что если при приложении к одной из антенн ЭДС ε_A во второй протекает ток J , то при приложении ЭДС ε_A ко второй антенне в первой также будет протекать ток J . С помощью принципа взаимности можно доказать, что параметры антенн в режиме приёма сохраняются теми же, что и в режиме передачи, хотя некоторые параметры и меняют свой смысл. Так, поскольку приёмная антенна выступает по отношению к приёмнику как генератор, её **внутреннее сопротивление** равняется входному сопротивлению той же антенны, используемой как передающая.

Параметрами, используемыми для описания приемных антенн, являются следующие.

Действующей (эффективной) длиной приёмной антенны l_d называется отношение максимального напряжения U , которое может быть наведено на клеммах приемной антенны без потерь, к напряжённости поля E в месте её расположения:

$$l_d = \frac{U}{E}. \quad (17)$$

Действующей (эффективной) площадью приемной антенны $S_{эфф}$ называется отношение максимальной мощности P , которая может быть отдана приемной антенной (без потерь) в согласованную нагрузку, к плотности потока мощности Π в падающей волне:

$$S_{эфф} = \frac{P}{\Pi}. \quad (18)$$

Если обозначить через S геометрическую площадь раскрытия, то

$$S_{эфф} = v \cdot S, \quad (19)$$

где v - **коэффициент использования площади** (КИП) раскрытия.

Между КНД и $S_{эфф}$ существует простая связь:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{эфф} \quad (20a) \quad \text{или} \quad S_{эфф} = \frac{D\lambda^2}{4\pi}. \quad (20б)$$

Антенны и распространение радиоволн

Коэффициентом эффективности антенны, или ее **энергетической эффективностью** g_A , принято называть произведение КПД и КИП:

$$g_A = \eta \cdot \nu . \tag{21}$$

Между действующей длиной, сопротивлением излучения и КНД антенны существует простая связь ($k = 2\pi / \lambda$):

$$D = 30 \cdot k^2 \cdot l_0^2 / R_\Sigma . \tag{22}$$

Для приемной антенны максимальная величина принятой мощности, получаемая при совпадении поляризации падающей волны и антенны, определяется выражением:

$$P_{\max} = \Pi S_{\text{эфф}} \eta . \tag{23}$$

В случае несовпадения плоскостей поляризации приемной и передающей антенн в правой части (23) появляется сомножитель $\cos^2 \alpha$, где α - угол между векторами E линейно поляризованных приемной и передающей антенн.

Для оценки возможности приема слабого сигнала необходимо сопоставлять его мощность с полной мощностью различных шумов на входе приемника. Одна часть шумов связана с антенной, другая образуется в приемнике. Создаваемые антенной шумы по самой природе могут быть разделены на внешние и внутренние. Их классификация приведена на рисунке 5..



Рисунок 5 – Классификация шумов антенны

Внутренние помехи (шумы) создаются антенной, фидером и приемником. Их источником являются так называемые флуктуационные или тепловые шумы цепей радиотехнического устройства. Внешние помехи создают источники вне радиотехнического устройства - космические излучения, атмосферные помехи,

Антенны и распространение радиоволн

тепловое излучение Земли, работа промышленных, бытовых и медицинских аппаратов, работа мешающих передатчиков (непреднамеренные помехи).

Суммарная мощность шумов $P_{ш}$ на входе приемника складывается из мощности собственных шумов приемника, приведенной к его входу ($P_{ш.пр}$), мощности омических потерь в фидерном тракте ($P_{шф}$) и элементах антенны ($P_{шA}$), а также мощности шумов внешних источников (P_A), которые часто называют апертурными шумами.

Общая мощность шумов на входе приемника определяется формулой

$$P_{ш} = P_{ш.пр} + (P_{шA} + P_A \cdot \eta_A) \cdot \eta_{\phi} + P_{шф}, \quad (24)$$

где η_A и η_{ϕ} - КПД антенны и фидера соответственно.

Если известна ширина спектра частот сигнала Δf , то мощность шумов $P_{ш}$ - любого четырехполюсника может быть выражена через его эквивалентную шумовую температуру $T_{ш}$ следующим образом:

$$P_{ш} = k_B \cdot T_{ш} \cdot \Delta f, \quad (25)$$

где $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град - постоянная Больцмана.

Эквивалентная (или эффективная) шумовая температура четырехполюсника - это температура согласованного с четырехполюсником активного сопротивления, которое, будучи присоединенным ко входу идеального (не шумящего) четырехполюсника, создает на его выходе мощность шумов, равную мощности собственного шума реального четырехполюсника. С учетом сказанного выше, соотношение (24) можно преобразовать к виду

$$T_{ш} = T_{ш.пр} + (T_{шA} + T_A \eta_A) \eta_{\phi} + T_{шф}. \quad (26)$$

Шумовая температура приемника ($T_{ш.пр}$) определяется шумовой температурой его первого каскада. Для транзисторных усилителей диапазона УКВ она имеет порядок десятков градусов Кельвина, для параметрических - несколько меньше. Шумовые температуры фидера ($T_{шф}$) и элементов антенны ($T_{шA}$) обусловлены омическими потерями и потерями за счет рассогласования в соответствующих узлах и определяются их кпд и физической температурой (T_o), выраженной в Кельвинах

$$T_{шA} = T_o(1 - \eta_A), \quad T_{шф} = T_o(1 - \eta_{\phi}). \quad (27)$$

Лекция 2. Основные свойства линейных систем. Симметричные вибраторы

2.1. Линейные излучающие системы

Под **линейными антеннами** следует понимать антенны, образуемые элементарными источниками, расположенными непрерывно или дискретно вдоль

Антенны и распространение радиоволн

линии, если поперечные размеры источников много меньше продольных и длины волны.

Парциальные диаграммы направленности элементов системы предполагаются одинаковыми, что эквивалентно постулированию одинакового распределения излучающих токов внутри каждого элемента. В целом линейная излучающая система полностью определяется законом размещения центров излучателей вдоль оси и законом распределения комплексных амплитуд возбуждения по отдельным элементам, так называемым **амплитудно-фазовым распределением возбуждения**.

В настоящее время нет единой общепринятой классификации линейных антенн. Классификация, приведенная на рисунке 1, является весьма условной.

При нахождении поля системы непрерывных излучателей (излучение из отверстия) был изложен общий подход к нахождению поля системы непрерывных излучателей, каждый из которых представляет собой элемент Гюйгенса. Используем данный подход и к нахождению поля линейных антенн. При этом будем рассматривать как дискретную антенную решетку размерности N , так и систему непрерывных излучателей (в случае моделирования линейного излучателя конечных размеров). Геометрия представления линейного излучателя при нахождении поля в дальней зоне проиллюстрирована на рисунке 2.



Рисунок 1 – Классификация линейных антенн

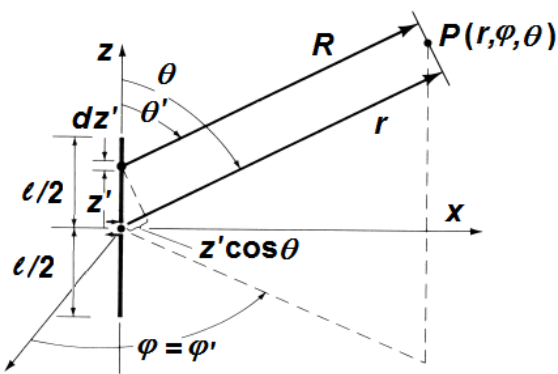


Рисунок 2 – К расчету линейного излучателя конечной длины

Антенны и распространение радиоволн

В соответствии с теоремой перемножения диаграмму направленности линейной излучающей системы $\vec{F}(\theta, \varphi)$ представим в виде:

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = \vec{F}_\mu(\theta, \varphi) F_\Sigma(\theta), \quad (1)$$

где $\vec{F}_\mu(\theta, \varphi)$ - векторная диаграмма направленности элемента (парциальная диаграмма направленности).

Множитель направленности линейной излучающей системы $F_\Sigma(\theta)$ в зависимости от представления системы в виде дискретных или непрерывных излучателей записывается в виде:

- для дискретной системы излучателей

$$F_\Sigma(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n \exp(jkz_n \sin \theta); \quad (2a)$$

- для непрерывной системы излучателей

$$F_\Sigma(\theta) = \int_{-\ell/2}^{\ell/2} I(z) \exp(jkz \cos \theta) dz, \quad (2б)$$

где I_n - комплексная амплитуда возбуждения излучателя с номером n ;

$z_n \cos \theta$ - разность хода лучей, идущих из начала общей системы координат и из точки расположения излучателя с номером n в точку наблюдения;

$I(z) = |I(z)| \exp(j\Phi(z))$ - амплитудно-фазовое распределение по длине излучателя;

$z \cos \theta$ - разность хода лучей.

Множители направленности линейных систем излучателей не зависят от азимутальной координаты и обладают симметрией вращения вокруг оси Oz . В физическом отношении данные множители описывают интерференцию сферических волн, возбуждаемых изотропными источниками. Данному сомножителю обычно уделяется основное внимание при анализе остронаправленных антенн, поскольку именно он оказывает существенное влияние на ширину главного лепестка.

Своеобразным эталоном, относительно которого оценивают свойства и параметры линейных излучателей с другими различными распределениями возбуждения является идеальный линейный излучатель, представляющий собой линейную излучающую систему с распределением возбуждения вида

$$I(z) = I_0 \exp(-j\xi kz) \quad \text{при } |z| \leq \ell/2, \quad (3)$$

где I_0 - постоянная амплитуда;

$\xi = c/v$ - коэффициент замедления фазовой скорости возбуждения v по отношению к скорости света c .

Распределение амплитуды возбуждения в идеальном излучателе равномерно, а распределение фазы подчиняется линейному закону, характерному для бегущей вдоль координаты z волны (рисунок 3).

Антенны и распространение радиоволн

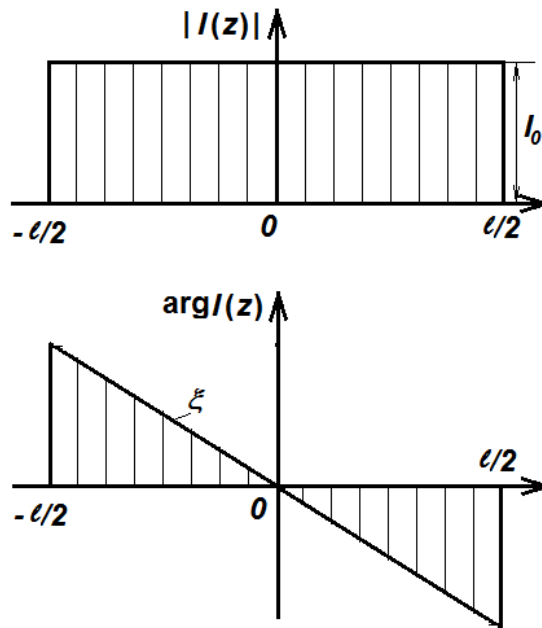


Рисунок 3 – Равномерное АФР в идеальном линейном излучателе

Подстановка распределение тока (3) в соотношение (2б) позволяет записать замкнутое выражение для множителя направленности идеального линейного излучателя:

$$F_{\Sigma}(\theta) = \frac{\sin(u - u_0)}{u - u_0} = \text{sinc}(u - u_0), \quad (4)$$

где $u = 0.5kl \cos \theta$, $u_0 = 0.5kl\xi$, $u - u_0$ - новая обобщенная угловая переменная, имеющая смысл половины разности фаз колебаний, приходящих в удаленную точку наблюдения из крайних точек излучателя, с учетом как пространственной разности хода $kl \cos \theta$, так и полной разности фаз возбуждения крайних точек излучателя.

Фазовый центр линейного идеального излучателя находится в его середине.

На рисунке 4 представлен график множителя направленности идеального излучателя для $l = 6\lambda$ и $\xi = 0$, описываемого соотношением (4).

График данной функции имеет ряд особенностей:

- ширина луча по нулям, независимо от числа излучателей, всегда равна 2π и не изменяется при отклонении луча;
- все боковые лепестки имеют одинаковую протяженность, равную π ;
- при отклонении луча его симметрия не нарушается. С увеличением l/λ увеличивается только, как это видно из (4), так называемая «область реальных углов наблюдения» или «область видимых углов», соответствующая значениям $0 \leq \theta \leq \pi$ (или $-0.5kl \leq u \leq 0.5kl$), обозначенная на рисунке 6.4 штриховой линией.

Диаграмма направленности в области реальных (видимых) углов характеризует мощность, излученную антенной. Диаграмма направленности в области мнимых углов характеризует реактивное поле антенны, запасенное в ближней зоне антенны. Анализ выражения (4) также показывает, что переменная u_0 определяет направление ориентации главного луча.

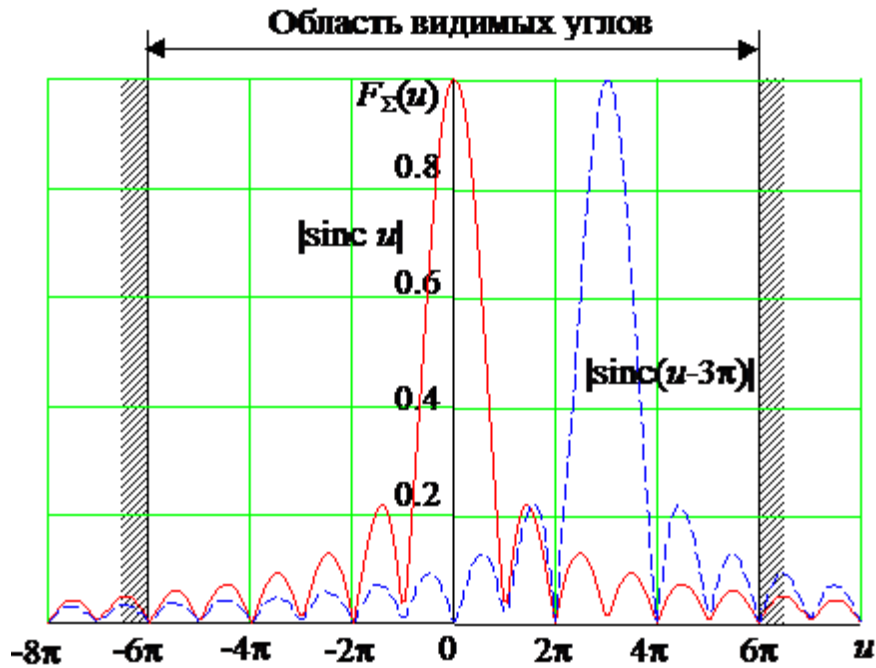


Рисунок 4 – График множителя направленности идеального линейного излучателя

Запишем выражения для сопротивления излучения R_{Σ} линейной антенны, связанного с излученной мощностью P_{Σ} и комплексной амплитудой тока на входе антенны I_A соотношением

$$R_{\Sigma} = 2P_{\Sigma} / |I_A|^2. \quad (5)$$

После несложных преобразований можно получить для $\ell/\lambda \rightarrow \infty$

$$R_{\Sigma} = 60\pi^2 \frac{\ell}{\lambda} \sin^2 \theta_0. \quad (6)$$

Анализ соотношения (6) показывает, что сопротивление излучения идеальной линейной антенны максимально в режиме поперечного излучения. В режиме наклонного излучения оно убывает пропорционально $\sin^2 \theta_0$. В режиме осевого излучения $R_{\Sigma} = 0$, что соответствует физике явления, так как в этом режиме такая антенна не излучает.

2.2. Симметричные вибраторы

Симметричным вибратором называется прямолинейная проволочная антенна, состоящая из двух зеркально симметричных по размерам и форме относительно центра половин, питаемых электрически симметричной линией.

Токи, протекающие в симметричных относительно центра точках такого вибратора, равны по величине и фазе и имеют одинаковое направление в пространстве, как показано на рисунке 5. Стрелками указано их направление для некоторого момента времени.

Антенны и распространение радиоволн

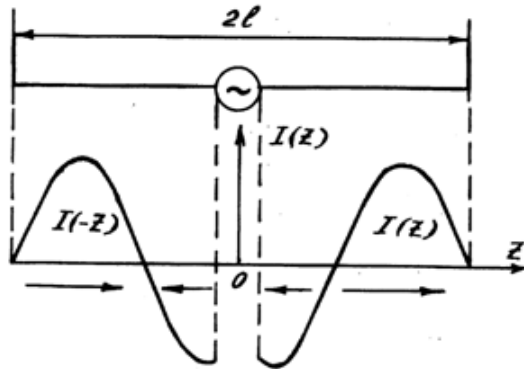


Рисунок 5 – Распределение тока в симметричном вибраторе

При теоретическом исследовании вибратора, прежде всего, следует установить закон изменения излучающих токов на его поверхности, т.е. решить внутреннюю задачу. После этого можно приступить к внешней задаче - определению ДН вибратора и других параметров.

Строгое решение внутренней задачи для вибратора сводится к решению интегральных уравнений Галлена либо Поклингтона относительно неизвестного распределения тока на нем и является весьма сложной задачей. Однако для тонких вибраторов относительно хорошую точность дает подход, основанный на теории длинных линий.

Для тонкого вибратора распределение тока вдоль его длины оказывается близким к синусоидальному и симметрично относительно центра. Это **распределение имеет вид** стоячей волны с узлами на концах вибратора и в точках, отстоящих от концов на целое число полуволн. В точках вибратора с координатой z амплитуда тока описывается выражением

$$I_m(z) = I_0 \dot{I}(z), \quad (7)$$

где I_0 - максимальное значение тока в вибраторе (ток в пучности стоячей волны);

$\dot{I}(z)$ - закон распределения тока по вибратору с длиной плеча l :

$$\dot{I}(z) = \sin[k(l - |z|)] \quad (8)$$

В точках подключения генератора к вибратору (при $z = 0$) величина тока определяется выражением

$$I_A = I_m(z = 0) = I_0 \sin(kl). \quad (9)$$

В вибраторах конечной толщины распределение поля отличается от синусоидального тем, что в этом распределении отсутствуют чистые нули тока, уменьшаются расстояния между минимумами полуволн тока, эквивалентно укорачиваются длины волн.

Получим выражение для ДН симметричного вибратора. Для этого воспользуемся выражением для поля линейной антенны:

$$E_\theta(\theta) = i \frac{30k I_0}{r} \cdot \exp(-jkr) \cdot F_\mu(\theta) \cdot F_\Sigma(\theta), \quad (10)$$

где

Антенны и распространение радиоволн

$$F_{\mu}(\theta) = \sin \theta, \quad (11a) \quad F_{\Sigma}(\theta) = \int_{-l}^l I(z) \exp(jkz \cos \theta) dz. \quad (11b)$$

После преобразования соотношения (11б), получаем

$$F_{\Sigma}(\theta) = 2 \int_0^{-l} \sin[k(l-z)] \cos(kz \cos \theta) dz. \quad (12)$$

Представив подынтегральное выражение как сумму синусов разности и суммы аргументов, имеем

$$F_{\Sigma}(\theta) = \frac{2}{k} \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos(kl)}{\sin^2(\theta)}. \quad (13)$$

Выражение для напряженности электрического поля вибратора в дальней зоне с учетом (13) принимает вид:

$$E_{\theta}(\theta) = i \frac{60I_0}{r} \cdot \exp(-jkr) \frac{[\cos(kl \cos \theta) - \cos(kl)]}{\sin \theta}. \quad (14)$$

Отсутствие в характеристике направленности угла φ свидетельствует о том, что симметричный вибратор не обладает направленными свойствами в экваториальной плоскости.

Поскольку в дальней зоне вибратора имеются лишь компоненты H_{φ} и E_{θ} полей, то в любой точке пространства порожденное вибратором поле имеет линейную поляризацию.

Нормированная ДН вибратора примет вид

$$F(\theta) = \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos(kl)}{[1 - \cos(kl)] \sin \theta}. \quad (15)$$

Максимум ДН, равный $[1 - \cos(kl)]$, достигается при $\theta = \pi/2$, что справедливо при $2l \leq 1,4\lambda$.

Сопротивление излучения симметричного вибратора, отнесенное к току в пучности, по определению равно

$$R_{\Sigma\Pi} = \frac{2P_{\Sigma}}{I_0^2}. \quad (16)$$

Для полуволнового вибратора

$$R_{\Sigma A} = \frac{R_{\Sigma\Pi}}{\sin^2(kl)} = 73,1 \text{ Ом}. \quad (17)$$

Реактивная часть входного сопротивления полуволнового вибратора равна +42,5 Ом, т.е. она носит индуктивный характер. Резонансная длина симметричного вибратора (имеется в виду первый резонанс, соответствующий наиболее низкой частоте, на которой реактивная часть входного сопротивления обращается в ноль) на несколько процентов меньше половины длины волны. Степень укорочения возрастает с увеличением толщины вибратора.

Действующая (эффективная) длина симметричного вибратора может быть найдена из выражения

Антенны и распространение радиоволн

$$l_{\partial} = \frac{1}{I_{\max}(z)} \int_{-l}^l I(z) dz. \quad (18)$$

Для вибраторов, у которых $2l < \lambda$, справедливо выражение

$$l_{\partial} = \frac{\lambda}{\pi} \operatorname{tg}\left(\frac{kl}{2}\right). \quad (19)$$

Для получения остронаправленного излучения при соответствующем увеличении КНД, как следует из анализа материалов предыдущей лекции, применяют антенные системы из нескольких излучателей.

Одним из вариантов построения антенной системы является антенная решетка из электрических вибраторов. В зависимости от способа возбуждения таких систем различают **активные вибраторы**, входы которых подсоединены к генераторам, и **пассивные вибраторы**, возбуждаемые электромагнитным полем других вибраторов. Входы пассивных вибраторов обычно подсоединяют к реактивным нагрузочным сопротивлениям, не вызывающим снижения КПД антенны.

Схема замещения простейшей антенной системы из двух одинаковых параллельных вибраторов эквивалентным четырехполюсником представлена на рисунке 6.

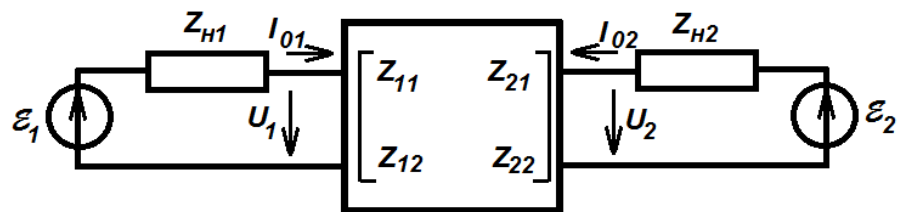


Рисунок 6 – Эквивалентная схема замещения антенной системы из двух коллинеарных электрических вибраторов

Диагональные элементы матрицы сопротивлений представляют собой собственные сопротивления вибраторов, недиагональные - взаимные сопротивления, учитывающие электромагнитную связь между вибраторами.

При не слишком малых расстояниях между тонкими вибраторами можно по-прежнему считать справедливым в первом приближении синусоидальный закон распределения тока вдоль вибраторов:

$$I_{z1,2}(z) = I_{01,2} \frac{|\sin(k(\ell_{1,2} - |z|))|}{\sin(k\ell_{1,2})}, \quad (20)$$

где координата z отсчитывается от середины каждого вибратора. Входные токи I_{01} и I_{02} определяются из решения системы линейных уравнений Кирхгофа:

$$\begin{cases} U_1 = I_{01}Z_{11} + I_{02}Z_{12} = \varepsilon_1 - I_{01}Z_{н1}, \\ U_2 = I_{01}Z_{21} + I_{02}Z_{22} = \varepsilon_2 - I_{02}Z_{н2}, \end{cases} \quad (21)$$

где $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ - эдс возбуждающих генераторов;

Антенны и распространение радиоволн

Z_{H1} , Z_{H2} - внутренние сопротивления генераторов (в пассивном вибраторе следует полагать $\varepsilon_1 = 0$ и считать Z_{H1} сопротивлением нагрузки).

Для нахождения взаимных сопротивлений вибраторов был предложен приближенный **метод наводимых эдс**. В соответствии с ним в качестве основных расчетных соотношений для определения взаимных и собственных сопротивлений используются выражения вида:

$$Z_{11} = -\frac{1}{|I_{01}|^2} \int_{-\ell}^{\ell} E_{z11} I_{z1}^* dz, \quad (22a) \quad Z_{12} = -\frac{1}{I_{01}^* I_{02}} \int_{-\ell}^{\ell} E_{z12} I_{z1}^* dz. \quad (22b)$$

Выражения для Z_{22} и $Z_{21} = Z_{12}$ получаются очевидной заменой индексов. Касательные составляющие E_{z11} и E_{z12} представляют собой эдс, приходящиеся на единицу длины вдоль боковой поверхности вибратора и порождаемые токами либо первого, либо второго вибратора, что и объясняет название «метод наводимых эдс».

Особенностью рассматриваемого метода является то, что небольшие ошибки в задании закона распределения тока (первого порядка малости) приводят к значительно меньшим ошибкам во взаимных и собственных сопротивлениях (второго порядка малости). Именно этим и объясняется широкое применение метода наводимых эдс в инженерных расчетах вибраторных антенн.

2.3. Системы связанных вибраторов

Симметричный вибратор в H -плоскости имеет всенаправленную ДН. Для формирования в этой плоскости направленного излучения вибратор применяется с плоским рефлектором (экраном). Кроме того, однонаправленное излучение можно получить и в двухвибраторной системе, состоящей из активного и пассивного вибраторов, расположенных в одной плоскости.

Рассмотрим конструкцию **симметричного вибратора с плоским рефлектором**.

Обычно рефлектор имеет прямоугольную форму и выполняется из металлического листа или сетки. Размеры рефлектора выбирают так, чтобы в его пределах укладывалась площадка, существенная для отражения волн. Например, для полуволнового вибратора, расположенного параллельно рефлектору на расстоянии $d \leq 0,2..0,3\lambda$ от него, размеры рефлектора выбирают в пределах $L \geq 0,6..0,7\lambda$. В инженерной практике при расчетах ДН и других параметров системы рефлектор указанных размеров можно считать бесконечным и таким образом пренебречь краевыми эффектами.

Вибратор с рефлектором бесконечных размеров можно представить в виде дискретной системы, состоящей из двух идентичных вибраторов: реального и его зеркального изображения. Вибраторы разнесены в пространстве на расстояние $2d$. Распределение амплитуды тока в обоих вибраторах одинаковое, а фазы отличаются на π .

Антенны и распространение радиоволн

Следует отметить, что в такой системе в отличие от одиночного вибратора направление оси Oz выбирают вдоль оси системы и от нее уже ведется отсчет угла θ .

Для нахождения множителя направленности системы учтем, что $N=2$, сдвиг фаз между излучателями по условию $\Delta\Phi = \pi$. В результате получаем:

$$F_{\Sigma}(\theta) = \left| \frac{\sin(2kd \cos \theta - \pi)}{\sin(0.5(2kd \cos \theta - \pi))} \right| = \left| \frac{\sin(kd \cos \theta)}{\sin(kd)} \right|. \quad (23)$$

Учитывая вид парциальной диаграммы направленности симметричного вибратора, несложно получить выражения для ДН в главных плоскостях:

$$F(\theta^E) = \left| \frac{\cos(kl \sin \theta) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \cos \theta} \right| \left| \frac{\sin(kd \cos \theta)}{\sin(kd)} \right|, \quad (24a)$$

$$F(\theta^H) = \left| \frac{\sin(kd \cos \theta)}{\sin(kd)} \right|. \quad (24b)$$

Анализ полученных выражений для ДН показывает, что расстояние от вибратора до рефлектора оказывает существенное влияние на форму ДН. Это объясняется тем, что поле в дальней зоне образуется в результате интерференции волн, излученных непосредственно вибратором и отраженных от рефлектора.

КНД электрического вибратора с плоским рефлектором зависит от kd и при $kd = \pi/2$ ($d = \lambda/4$) достигает своего максимального значения.

Входное сопротивление системы:

$$Z_{ex} = Z_{11} - Z_{en} = (R_{ex1} - R_{en}) + j(X_{ex1} - X_{en}), \quad (25)$$

где R_{ex1}, X_{ex1} - соответственно активная и реактивная составляющие входного сопротивления одиночного вибратора;

R_{en}, X_{en} - активная и реактивная составляющие вносимого сопротивления.

Рассмотрим конструкцию из **активного и пассивного симметричных вибраторов**. Такая антенна получила название волновой канал. Ее конструкция приведена на рисунке 7.

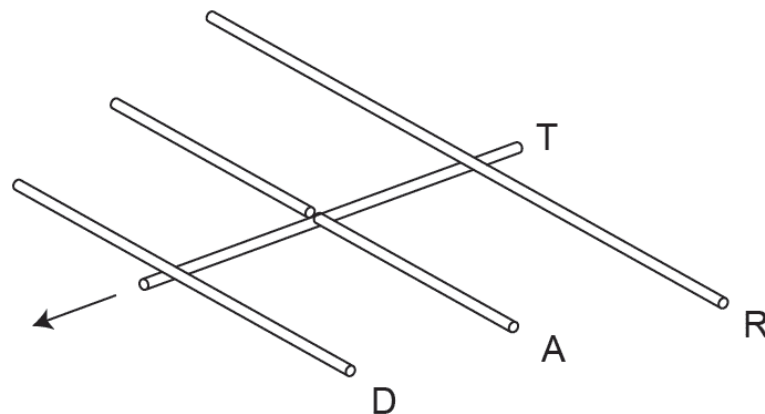


Рисунок 7 – Конструкция антенны волновой канал:
D – директор; R – рефлектор; A – активный элементы

Антенны и распространение радиоволн

Физика излучения такой антенны, показанная на рисунке 8, заключается в следующем.

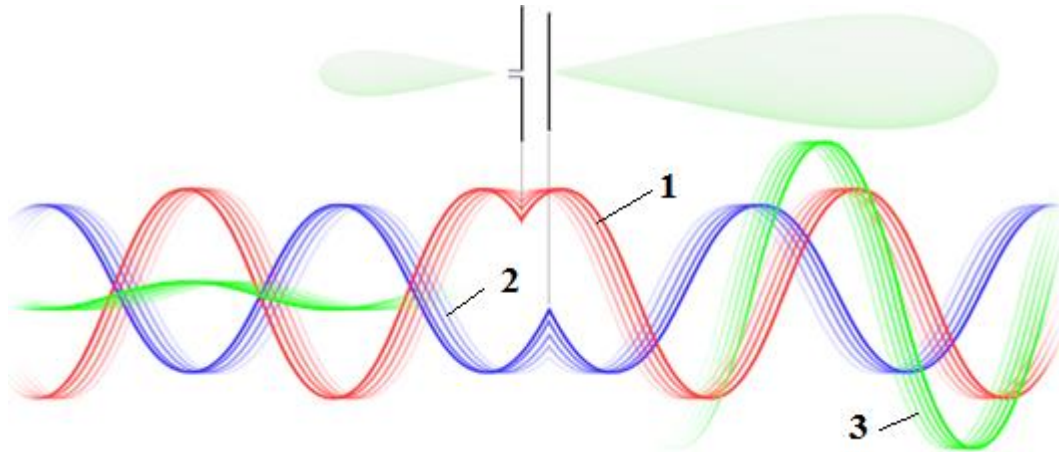


Рисунок 8 – Физика излучения антенны волновой канал:

- 1 – волна активного диполя;
- 2 – волна пассивного вибратора;
- 3 – суммарное излучение

Под воздействием электромагнитного поля активного вибратора в пассивном наводится ток I_2 , и этот вибратор сам становится источником излучения. Поле в дальней зоне является интерференцией полей активного и пассивного вибраторов. Фаза тока в пассивном вибраторе, а, следовательно, и поле в дальней зоне, определяется соотношением между длинами вибраторов и расстоянием между ними. Подбором данных параметров можно создать систему активный вибратор – пассивный вибратор с преимущественным излучением в направлении оси системы. Так, при $d = \lambda/4$, равенстве амплитуд токов активного и пассивного вибраторов и разности фаз между ними $\Delta\Phi = \pi/2$ все излучение направлено в сторону пассивного вибратора. При тех же условиях, но при разности фаз $\Delta\Phi = -\pi/2$ излучение направлено в сторону вибратора с отстающей фазой. Пассивный вибратор с отстающей фазой называется **директором**, а с опережающей фазой – **рефлектором**.

Полагая, как и в ранее рассмотренном случае $N=2$, и отсчитывая угол θ от оси системы в сторону активного вибратора, получаем следующее выражение для множителя направленности системы:

$$F_{\Sigma}(\theta) = |1 - \exp(-i\Delta\Phi) \cdot \exp(ikd \cos\theta)|, \quad (26a)$$

где $m = \frac{|\dot{I}_2|}{|\dot{I}_1|}$ - отношение модулей токов пассивного и активного вибраторов;

$\Delta\Phi = \Phi_1 - \Phi_2$ - разность фаз токов пассивного и активного вибраторов.

После преобразования выражения (26a) можно записать:

$$F_{\Sigma}(\theta) = \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos(\Delta\Phi - kd \cos\theta)}. \quad (26b)$$

Нормированная ДН системы в главных плоскостях имеет вид:

Антенны и распространение радиоволн

$$F(\theta^E) = \left| \frac{\cos(kl \sin \theta) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \cos \theta} \right| \left| \sqrt{\frac{1 + m^2 + 2m \cos(\Delta\Phi - kd \cos \theta)}{1 + m^2 + 2m \cos(\Delta\Phi - kd)}} \right|, \quad (27a)$$

$$F(\theta^H) = \sqrt{\frac{1 + m^2 + 2m \cos(\Delta\Phi - kd \cos \theta)}{1 + m^2 + 2m \cos(\Delta\Phi - kd)}}. \quad (27b)$$

Модуль отношения токов m и разность фаз $\Delta\Phi = \Phi_1 - \Phi_2$ определим из уравнения Кирхгофа, составленного для пассивного вибратора:

$$U_{ex} = \dot{I}_2 Z_{22} + \dot{I}_1 Z_{12} = 0, \quad (28)$$

где \dot{I}_2, \dot{I}_1 - комплексные значения токов пассивного и активного вибраторов;

Z_{22} - собственное сопротивление (импеданс) пассивного вибратора;

Z_{12} - взаимное сопротивление, вносимое активным вибратором в пассивный.

Из уравнения (28) имеем:

$$\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = -\frac{Z_{12}}{Z_{22}} = -\frac{R_{12} + jX_{12}}{R_{22} + j(X_{22} + X_{H2})}, \quad (29)$$

где X_{H2} - включаемое на входе пассивного вибратора реактивное сопротивление настройки, отнесенное к максимуму тока.

В результате получаем:

$$m = \frac{|\dot{I}_2|}{|\dot{I}_1|} = \sqrt{\frac{R_{12}^2 + X_{12}^2}{R_{22}^2 + (X_{22} + X_{H2})^2}}, \quad (30a)$$

$$\Delta\Phi = \pi + \arctg \frac{X_{12}}{R_{12}} - \arctg \frac{X_{22} + X_{H2}}{R_{22}}. \quad (30b)$$

Сопротивление излучения системы, отнесенное к максимуму тока в активном вибраторе, рассчитывается по формуле:

$$R_{\Sigma C} = R_{\Sigma 1} + m (R_{12} \cos(\Delta\Phi) - X_{12} \sin(\Delta\Phi)), \quad (31)$$

где $R_{\Sigma 1}$ - собственное сопротивление излучения активного вибратора, отнесенное к максимуму тока;

R_{12} - активная составляющая взаимного сопротивления вибраторов, отнесенная к максимуму тока.

Результирующий КНД системы вибраторов:

$$D_C = D_0 \frac{(1 + m)^2 R_{\Sigma 1}}{R_{\Sigma C}}, \quad (32)$$

где D_0 - КНД одиночного вибратора.

Максимальное значение КНД не превышает 5. Для его увеличения к активному вибратору добавляют рефлектор и несколько директоров, т.е. переходят к директорным антеннам.

Входное сопротивление активного вибратора в системе может быть записано в виде:

Антенны и распространение радиоволн

$$Z_{ex} = R_{ex} + jX_{ex} = Z_{11} + mZ_{21} \exp(i\Delta\Phi), \quad (33)$$

где Z_{11} - собственное сопротивление активного вибратора;

Z_{21} - взаимное сопротивление, вносимое пассивным вибратором в активный вибратор. После преобразования выражения (33) получаем:

$$R_{ex} = R_{11} + m(R_{21} \cos(\Delta\Phi) - X_{21} \sin(\Delta\Phi)), \quad (34a)$$

$$X_{ex} = X_{11} + m(X_{21} \cos(\Delta\Phi) + R_{21} \sin(\Delta\Phi)). \quad (34б)$$

Расчет укорочения вибраторов в систем производится с учетом взаимного сопротивления.

Магнитным аналогом решетки связанных электрических вибраторов является волноводно-щелевая антенная решетка. В этом случае конструкция антенны определяется поверхностными токами, протекающими по внутренним стенкам волновода. Щель, пересекающая линию распространения токов, возбуждается. Поскольку при изготовлении щелевых антенн чаще всего применяют прямоугольные волноводы, возбуждаемые волной H_{10} , то вектор напряженности магнитного поля имеет две компоненты: H_z и H_x , а, следовательно, поверхностный ток также имеет две составляющие – поперечную j_{sn} и продольную j_{sm} . При этом продольные токи текут на широких стенках волновода, а поперечные – на узких. Соответственно этим токами используют поперечные и продольные щели. Поперечные щели располагают только на широких стенках, а продольные – и на широких и на узких стенках волновода. В связи с этим существуют три основных вида щелевых антенн:

- резонансные;
- нерезонансные;
- с согласованными щелями.

Резонансные волноводно-щелевые антенны строят на основе закороченного на конце волновода, причем расстояние между соседними щелями выбирают точно равным длине волны в волноводе для щелей, синфазно связанных с полем волновода, или точно равным пол длине волны в волноводе для случая переменного-фазно связанных щелей. Геометрия конструкции таких антенн показана на рисунке 9,а,б. В обоих случаях резонансные антенны имеет синфазное возбуждение всех щелей и, следовательно, направление максимального излучения совпадает с нормалью к оси волновода.

Нерезонансные волноводно-щелевые антенны отличаются от резонансных антенн тем, что волновод нагружается в конце на согласованную нагрузку, так что в отсутствии щелей в нем устанавливается бегущая волна H_{10} . Щели располагаются на расстоянии одна от другой, несколько отличном от пол длины в волноводе. В этом случае щели возбуждаются с прогрессивным фазовым сдвигом. Пример конструкции нерезонансной волноводно-щелевой антенны из наклонных щелей в узкой стенке волновода показан на рисунке 10.

Антенны и распространение радиоволн

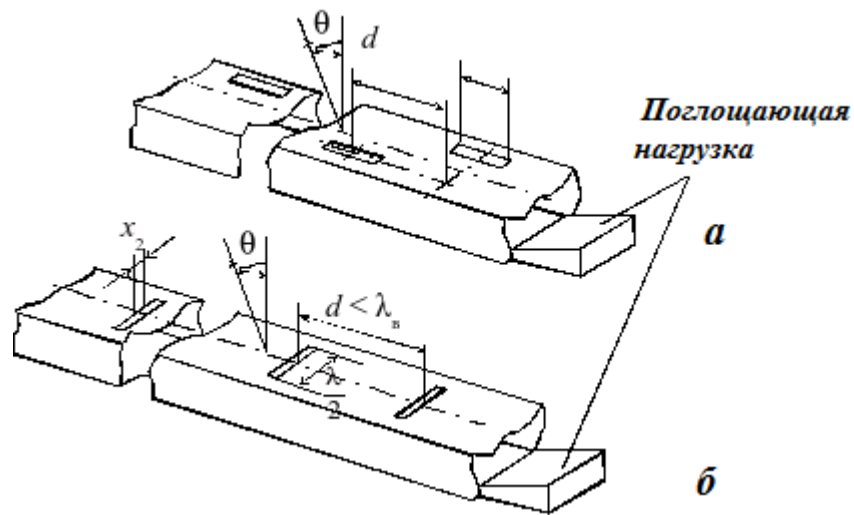


Рисунок 9 – Резонансные волноводно-щелевые антенны

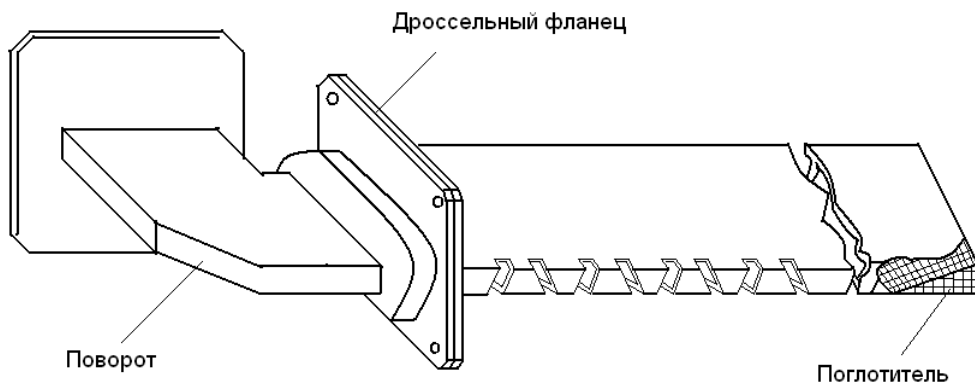


Рисунок 10 – Нерезонансная волноводно-щелевая антенна

В антеннах с согласованными щелями каждая щель (продольная, поперечная или наклонно-смещенная) согласована с волноводом при помощи реактивного вибратора или диафрагмы и не вызывает отражений. Следовательно, в таких антеннах с оконечной поглощающей нагрузкой устанавливается режим бегущей волны. Расстояние между согласованными излучателями в решетке с переменнo-фазно согласованными щелями обычно равно половине длины волны в волноводе на номинальной частоте. Направление максимального излучения во всех случаях перпендикулярно оси волновода.

Для вычисления ДН используются соотношения:

$$F(\varphi) = F_1(\varphi)F_m(\varphi), \quad (35a)$$

$$F(\theta) = F_1(\theta)F_n(\theta), \quad (35б)$$

где $F_1(\cdot)$ - нормированная парциальная диаграмма направленности;

$F_n(\cdot)$ и $F_m(\cdot)$ - множители решетки в главных плоскостях.

Приведенные выше характеристики рассчитываются с использованием соотношений:

- для резонансной ВЩАР:

Антенны и распространение радиоволн

$$F_1(\psi) = \begin{cases} 1, & \text{в } E\text{-плоскости,} \\ \frac{\cos(k\ell \sin \theta) - \cos k\ell}{(1 - \cos k\ell) \cos \theta}, & \text{в } H\text{-плоскости,} \end{cases} \quad (36a)$$

$$F_S(\psi) = \frac{\sin(0.5Skd \sin \theta)}{S \sin(0.5kd \sin \theta)}, \quad (36b)$$

- для нерезонансной ВЩАР:

$$F_1(\theta) = \begin{cases} 1, & \text{в } E\text{-плоскости,} \\ \frac{\cos(0.5\pi \sin \theta)}{\cos \theta}, & \text{в } H\text{-плоскости,} \end{cases} \quad (37a)$$

$$F_S(\theta) = \frac{\sin(0.5S[kd \sin \theta - \psi])}{S \sin(0.5[kd \sin \theta - \psi])}, \quad (37b)$$

где θ - угол, отчитываемый от нормали к плоскости щели;

$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda_g}$ или $\psi = \frac{2\pi d}{\lambda_g} - \pi$ в зависимости от способа возбуждения щелей;

$k = 2\pi/\lambda$ - волновое число свободного пространства;

S - количество рядов или количество щелей в ряду, т.е. n или m ;

d - расстояние между щелями в соответствующей плоскости.

На рисунках 11 и 12 приводятся диаграммы направленности нерезонансной синфазносвязанной и переменного-фазно согласованных волноводно-щелевых антенных решеток в частотном диапазоне.

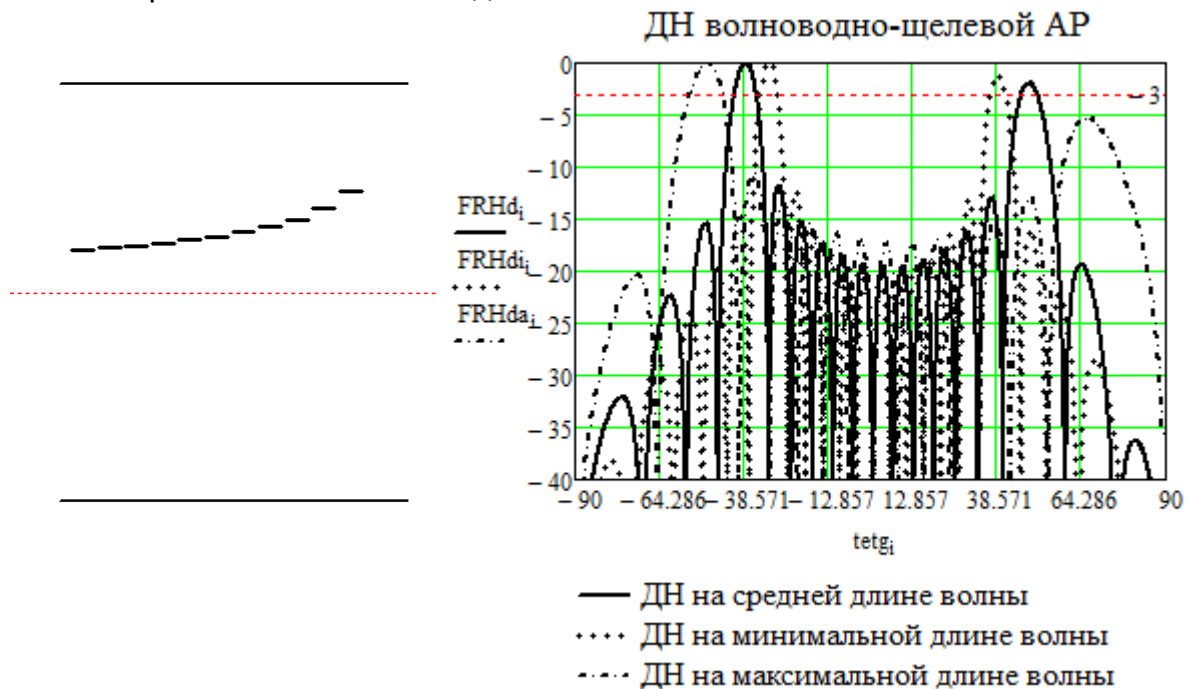


Рисунок 11 – Сечения диаграммы направленности синфазносвязанной нерезонансной ВЩАР: а – геометрия конструкции; б – ДН

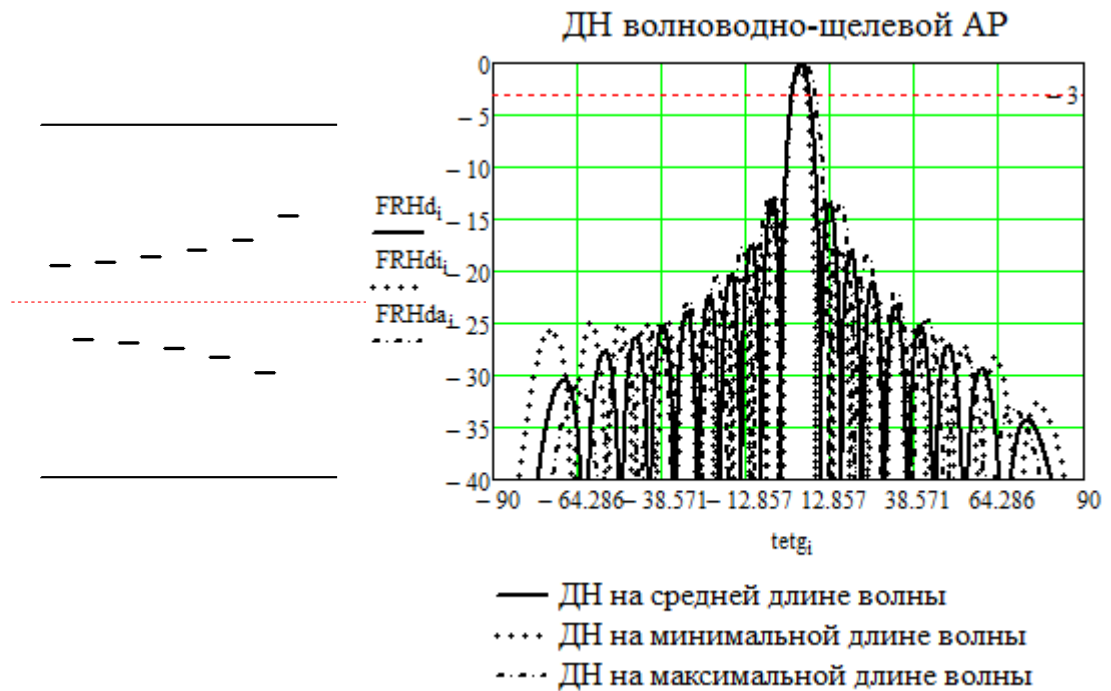


Рисунок 12 – Сечения диаграммы направленности переменного-фазно согласованной нерезонансной ВЩАР: а – геометрия конструкции; б – ДН

Лекция 3. Общие свойства апертурных антенн

3.1. Апертурный метод расчета распределения поля в раскрыве

Апертурными называются антенны, у которых излучение происходит через раскрыв, называемый апертурой.

К классу апертурных антенн относятся **рупорные, линзовые и зеркальные** антенны. По направленным свойствам близки к апертурным антеннам **плоские антенные решётки, антенны Френеля**. В апертурных антеннах разделены процессы преобразования энергии токов высокой частоты в энергию электромагнитных волн и процессы направленного излучения этих волн. Первую функцию выполняют возбудители, входящие в состав рупора либо облучателей, а вторую - рупор, линза, рефлектор, распределительная система. В результате истинные (сторонние) источники возбуждают направляемые волны в волноводах, а формирование поля излучения осуществляют так называемые эквивалентные токи в апертуре.

Апертурная антенна представляет собой металлическое тело с внешней поверхностью S_2 и внутренней поверхностью S_3 , как показано на рисунке 1.

Первичным источником электромагнитной энергии является возбудитель I . Под действием поля первичного источника на поверхностях S_2 и S_3 наводятся

Антенны и распространение радиоволн

поверхностные токи. Полное поле излучения антенны есть сумма полей излучения возбудителя и всех поверхностных токов.

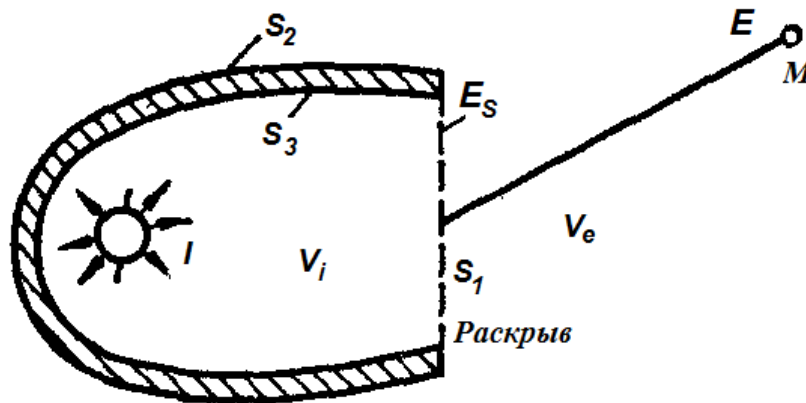


Рисунок 1 – Общий вид апертурной антенны

Для того, чтобы определить поле излучения поверхностных токов, можно, рассматривая каждый элемент поверхности как излучатель Герца, выполнить интегрирование по поверхностям S_2 и S_3 . Такой метод расчета, называемый **методом поверхностных токов**, является достаточно точным, но отличается математической сложностью и применяется сравнительно редко. Более широкое распространение в инженерной практике получил менее точный, но зато гораздо более простой **апертурный метод**, или **метод полей в раскрытии**. Сравнение данных методов показано в таблице 1.

Таблица 1 – Методы определения поля излучения поверхностных токов

Метод поверхностных токов	Апертурный метод (метод полей в раскрытии)
Каждый элемент поверхности – элемент Гюйгенса.	Поле во внешнем пространстве создается токами, обтекающими замкнутую поверхность. Токами на S_2 пренебрегают. Учитываются только токи на S_1 . Источник излучения - электрические и магнитные токи на раскрытии антенны. Поверхность раскрытия - плоская. Определение поля в раскрытии - метод геометрической оптики.
Достаточно сложен, редко применяется	Расчеты приближительны (инженерная точность)

Апертурный метод заключается в следующем. Выделим поверхность раскрытия (апертуру) S_1 , отделяющую внутренний объем V_i от внешнего

Антенны и распространение радиоволн

пространства V_e . Под действием первичного источника во внутреннем объеме, в том числе и на поверхности раскрыва, установится некоторое распределение электрического и магнитного полей. В соответствии с принципом эквивалентности касательная составляющая электрического вектора E_S в раскрыве эквивалентна магнитному току, текущему по поверхности раскрыва, а касательная составляющая магнитного вектора – электрическому току. Поверхности $S_1 + S_2 = S$ образуют замкнутую поверхность S . Вследствие этого можно считать, что поле во внешнем пространстве V_e создается за счет токов, обтекающих эту замкнутую поверхность. При этом обычно токами на поверхности S_2 пренебрегают, полагая их ничтожно малыми. Это предположение справедливо особенно для больших размеров раскрыва. Таким образом, можно в первом приближении считать, что единственным источником излучения во внешнее пространство являются электрические и магнитные токи на раскрыве антенны. Выбор поверхности раскрыва произвольный, но для упрощения расчетов его обычно полагают плоским. Поле в раскрыве определяется с помощью метода геометрической оптики.

Компоненты множителя направленности отверстия, полученные с помощью апертурного метода, будут определяться выражениями:

$$\bar{F}_\Sigma(\theta, \varphi) = F_\Sigma^\theta(\theta, \varphi)\bar{i}_\theta + F_\Sigma^\varphi(\theta, \varphi)\bar{i}_\varphi, \quad (1a)$$

$$F_\Sigma^\theta(\theta, \varphi) = \int_{-a_X/2}^{a_X/2} \int_{-a_Y/2}^{a_Y/2} [\dot{E}_X(q)\cos\varphi + \dot{E}_Y(q)\sin\varphi] \times \\ \times \exp(jk\sin\theta(x_q\cos\varphi + y_q\sin\varphi)) dx_q dy_q, \quad (1б)$$

$$F_\Sigma^\varphi(\theta, \varphi) = \int_{-a_X/2}^{a_X/2} \int_{-a_Y/2}^{a_Y/2} [\dot{E}_Y(q)\cos\varphi - \dot{E}_X(q)\sin\varphi] \times \\ \times \exp(jk\sin\theta(x_q\cos\varphi + y_q\sin\varphi)) dx_q dy_q. \quad (1в)$$

В предположении синфазности компонент $E_X(q)$ и $E_Y(q)$ и постоянства амплитуды в точках раскрыва имеем:

$$F_\Sigma^\theta(\theta, \varphi) = S_a \cdot (\dot{E}_X \cos\varphi + \dot{E}_Y \sin\varphi) \text{sinc}(u_X \cos\varphi) \text{sinc}(u_Y \sin\varphi), \quad (2a)$$

$$F_\Sigma^\varphi(\theta, \varphi) = S_a \cdot (\dot{E}_Y \cos\varphi - \dot{E}_X \sin\varphi) \text{sinc}(u_X \cos\varphi) \text{sinc}(u_Y \sin\varphi), \quad (2б)$$

где $u_X = \frac{ka_X}{2} \sin\theta$, $u_Y = \frac{ka_Y}{2} \sin\theta$, $S_a = a_X \cdot a_Y$.

Поляризация излучаемых волн, определяемая соотношением амплитуд и фаз $F_\Sigma^\theta(\theta, \varphi)$ и $F_\Sigma^\varphi(\theta, \varphi)$, зависит от амплитуд и фаз \dot{E}_X и \dot{E}_Y , а также от азимутального направления φ .

Ширина ДН прямоугольной апертуры в каждой из главных плоскостей определяется так же, как и для линейной антенны

Антенны и распространение радиоволн

$$2\theta_{0,5} = 51\lambda / a \text{ град.} \quad (3)$$

Здесь под a понимается соответствующий линейный размер (a_x для $\varphi = 0^\circ$ и a_y для $\varphi = 90^\circ$).

Величины коэффициента направленного действия апертурных антенн определяется соотношением:

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

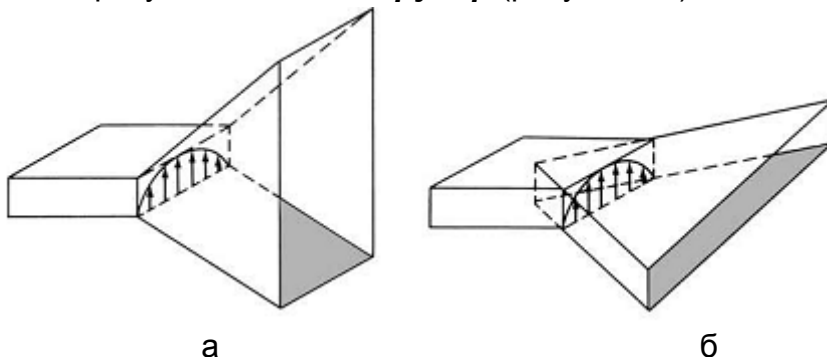
где **эффективная поверхность раскрыва** описывается выражением:

$$S_{\text{эфф}} = \frac{(A \cdot S)^2}{A^2 \cdot S} = \nu S, \quad (5)$$

ν – апертурный коэффициент использования площади раскрыва ($0 < \nu < 1$). Для равномерно и синфазно возбужденных апертур $\nu = 1$.

3.2. Рупорные антенны

Наиболее простым типом рупорных антенн является открытый конец волновода. Он обладает слабой направленностью (т. к. его размер меньше λ) и плохо согласован со свободным пространством. Плавное увеличение размеров волновода, превращающее его в рупор, позволяет устранить эти недостатки. В горле рупора, т. е. в месте соединения его с волноводом, все же возникают высшие типы волн. Однако, если угол раскрыва рупора не очень велик, то волны высших типов быстро затухают, и в рупоре распространяется только волна основного типа. Основные типы рупоров образуются в результате расширения круглого или прямоугольного волновода: **секториального рупора** (рисунок 2,а,б): **H-плоскостного** (рисунок 2,а), **E-плоскостного** (рисунок 2,б). В первых силовые линии электрического поля перпендикулярны широкой стороне раскрыва, а во-вторых – узкой. При расширении волновода сразу в двух плоскостях образуется **пирамидальный рупор** (рисунок 2,в). Расширяющийся круглый волновод образует **конический рупор** (рисунок 2,г).



Антенны и распространение радиоволн

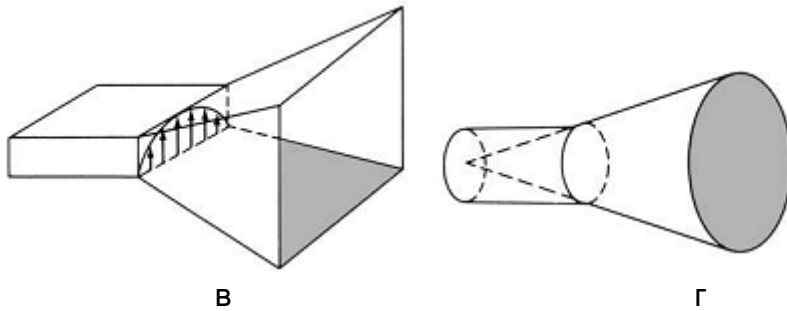


Рисунок 2 – Виды рупорных антенн: а – секториальный; б – Н-плоскостный; в – Е-плоскостной; г – конический

Структура поля в рупоре в основном сохраняется той же, что и в волноводе. Для примера на рисунке 3 показана структура поля в Н-плоскостном секториальном рупоре.

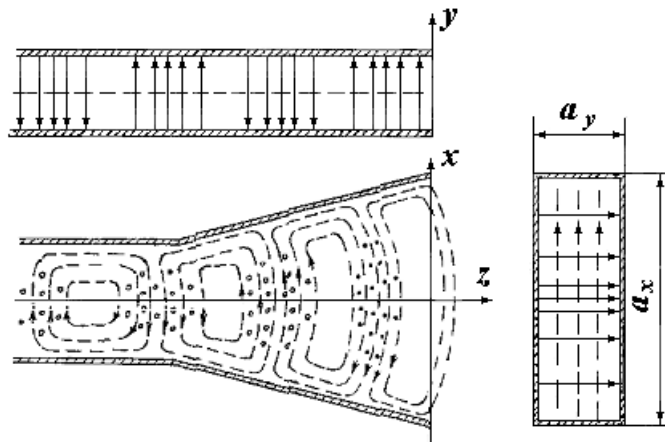


Рисунок 3 – Структура поля в Н-плоскостном секториальном рупоре

Фронт волны из плоского (в волноводе) преобразуется в цилиндрический. Амплитудное распределение поля вдоль цилиндрической поверхности фронта волны полностью совпадает с амплитудным распределением в поперечном сечении волновода. Фазовая скорость распространения волны в каждом сечении рупора равна скорости волны в волноводе с тем же сечением и убывает от значения фазовой скорости волны в волноводе до скорости света у раскрыва рупора.

Поскольку фазовый фронт волны в рупоре цилиндрический, а геометрический раскрыв плоский, поле в раскрыве оказывается несинфазным. Основные параметры Н- и Е-секториальных рупоров приводятся в таблице 2.

Таблица 2 – Основные параметры рупорных антенн

Параметр	Н-секториальный рупор	Е-секториальный рупор
Максимальная несинфазность	$\Delta\psi_{\max}^H = \frac{3\pi}{4}$	$\Delta\psi_{\max}^E = \frac{\pi}{2}$
Оптимальная длина рупора	$R_{\text{Опт.Н}} = \frac{a_x^2}{3\lambda}$	$R_{\text{Опт.Е}} = \frac{a_y^2}{2\lambda}$
КИП	0,64	0,64

Антенны и распространение радиоволн

Ширина луча	$2\theta_{0,5}^H = 80 \frac{\lambda}{a_x}$	$2\theta_{0,5}^E = 56 \frac{\lambda}{a_y}$
-------------	--	--

Пирамидальный рупор представляет собой сочетание Е- и Н-секториальных рупоров. Величина КИП для него составляет 0,5.

Величина фазовых искажений в рупорах может быть уменьшена при использовании корректирующих линз (замедляющих диэлектрических линз или ускоряющих металлопластинчатых линз).

КНД рупорной антенны сложным образом зависит от ее размеров. Для каждой длины рупора R существует определенная ширина раскрыва a , при которой КНД достигает максимального значения. Дальнейшее увеличение a при фиксированной длине R приводит к резкому росту фазовых искажений. Рупор, который при заданной длине имеет максимальный КНД и минимальную ширину луча, называется **оптимальным**.

3.3. Зеркальные антенны

Зеркальными называются **антенны**, у которых поле в раскрыве формируется за счет отражения электромагнитной волны, созданной первичным источником, от металлической поверхности специального рефлектора (зеркала). Первичный источник электромагнитной волны называется в этом случае облучателем.

Существует много разновидностей зеркальных антенн. Их можно классифицировать по количеству зеркал и по геометрии отражающей поверхности. По геометрии отражающей поверхности зеркальные антенны можно разделить на параболоиды вращения (рисунок 3,а), симметричные (рисунок 3,б,в) и несимметричные (рисунок 3,г) вырезки из них, параболические цилиндры (рисунок 3,д) и сферические зеркала (рисунок 3,е).

Помимо рассмотренных выше однозеркальных антенн, широкое распространение на практике получили **двухзеркальные** антенны. В этих антеннах для получения синфазного распределения поля в раскрыве используется две отражающие поверхности. Одна из них (большая) является основным зеркалом, которое чаще всего выполняется как **параболоид** вращения. Вторая (меньшая) может быть **гиперболоидом** (в частном случае плоскостью) или **эллипсоидом**. В первом случае (рисунок 4,а,б) антенну называют антенной **Кассегрена**, во втором (рисунок 4,в) – антенной **Грегори**. Эти названия, как и сами схемы антенн, заимствованы из оптики.

В антенне Кассегрена малое зеркало располагают так, чтобы один из фокусов гиперболы совпал с фокусом параболы F_1 . Во втором фокусе гиперболы (F_2) помещают облучатель. Исходящие из второго фокуса лучи после отражения от малого зеркала принимают такие направления, как будто они исходят из первого фокуса. Особенно наглядно это видно в случае плоского вспомогательного зеркала (рисунок 4,б). В антенне Грегори с фокусом F_1

Антенны и распространение радиоволн

параболы совмещают один из фокусов эллипса. Во втором фокусе эллипса также помещают облучатель. Излученная волна после отражения от малого зеркала фокусируется в точке F_1 , которая играет роль фиктивного облучателя параболы. В схеме Кассегрена малое зеркало помещают между параболой и ее фокусом, в то время как в схеме Грегори – за фокусом параболы. В связи с этим габаритный размер схемы Грегори больше и она используется реже.

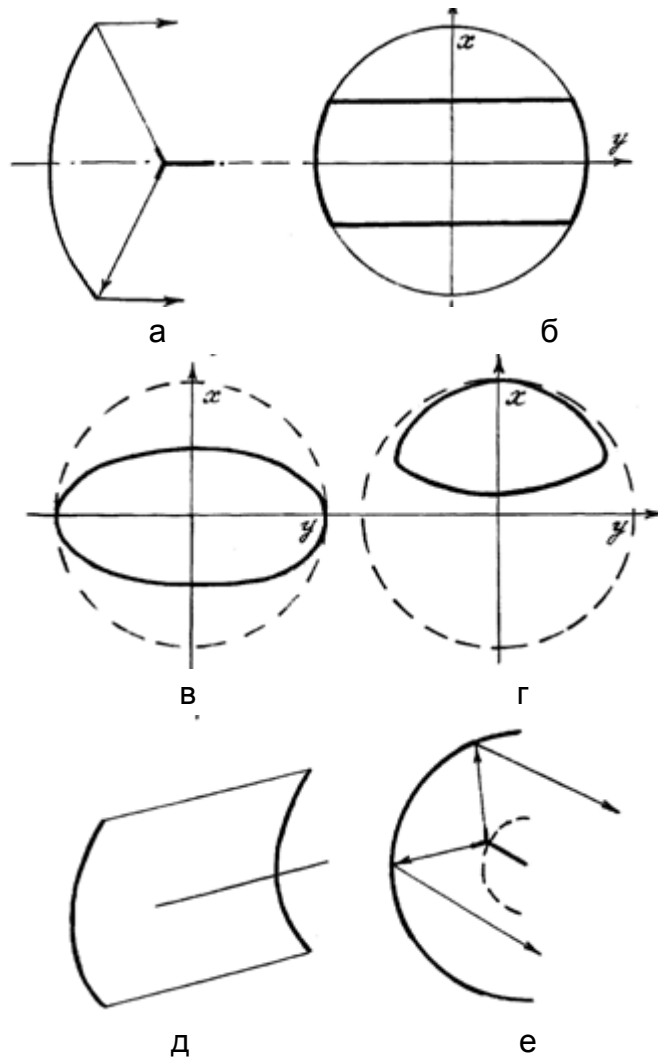


Рисунок 3 – Классификация зеркальных антенн:
 а – параболоид вращения; б, в – симметричная вырезка из параболоида;
 г - несимметричная вырезка из параболоида;
 д – параболический цилиндр; е – сферическое зеркало

Антенны и распространение радиоволн

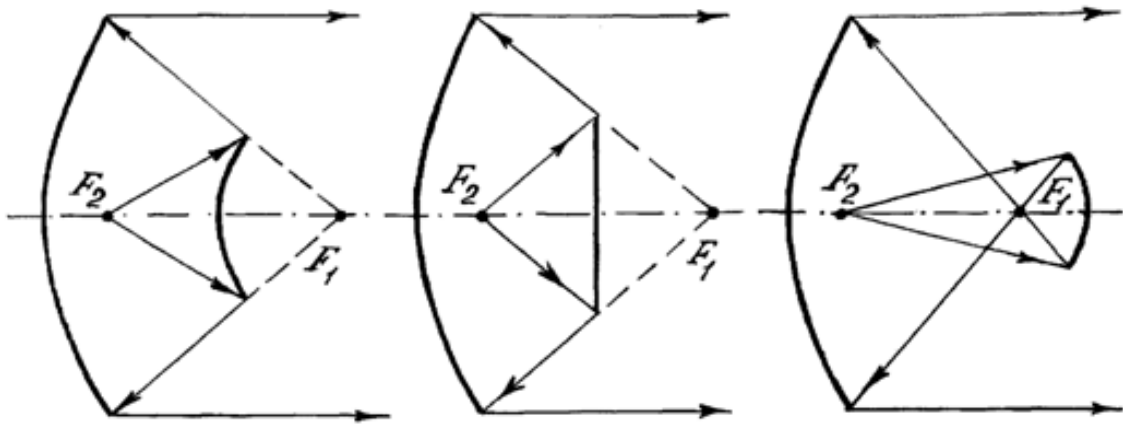
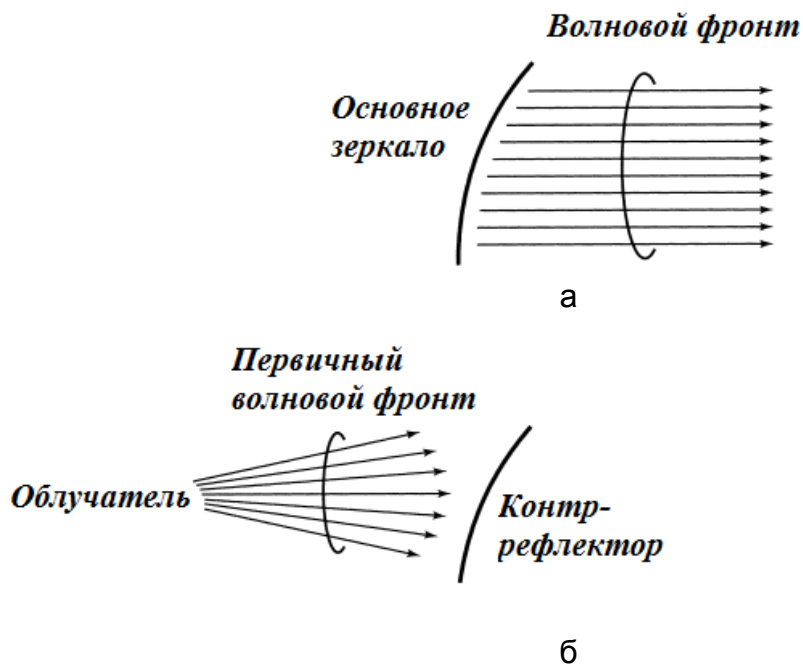


Рисунок 4 – Схемы двухзеркальных антенн

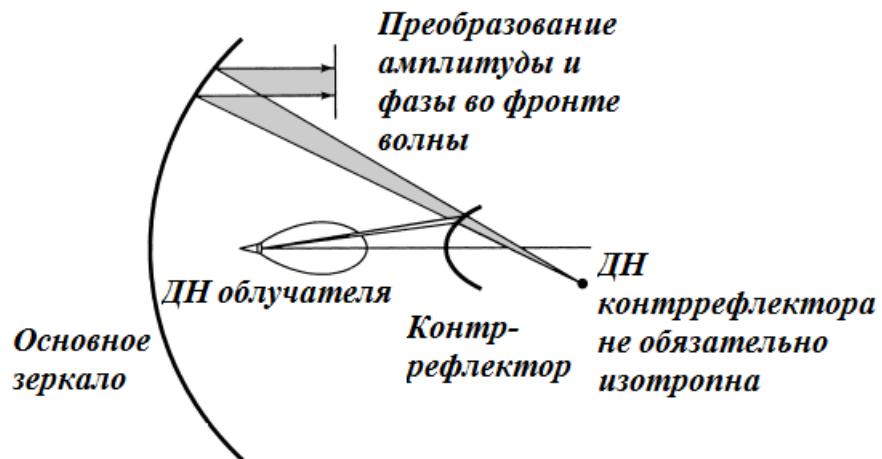
Одно из основных преимуществ двухзеркальных антенн перед однозеркальными состоит в том, что наличие двух отражающих поверхностей предоставляет дополнительную степень свободы, которая может быть использована для регулировки амплитудного распределения в раскрыве, уменьшения фазовых ошибок при качании луча и т. п. В связи с этим КИП двухзеркальных антенн выше, чем у однозеркальных, и достигает 0.6–0.65.

Другое преимущество заключается в том, что облучатель может быть размещен вблизи вершины большого зеркала, за которым находятся передатчик и элементы фидерного тракта. При этом существенно сокращается длина волновода, идущего к облучателю. Это упрощает конструкцию фидерного тракта, улучшает согласование, уменьшает потери и шумовую температуру антенно-фидерного устройства.

Основная задача антенны – трансформировать сферическое поле облучателя в поле плоской волны. На рисунке 5 даны пояснения процесса преобразования волнового фронта в зеркальных антеннах.



Антенны и распространение радиоволн



В

Рисунок 5 – Пояснения процесса преобразования волнового фронта в зеркальных антеннах:

- а - преобразование волнового фронта при использовании одного зеркала;
- б - преобразование волнового фронта при использовании двух зеркал;
- в - трансформация волнового поля в двухзеркальной антенне

Профиль отражающего зеркала можно определить, исходя из условия, что электромагнитная волна, отраженная от рефлектора (зеркала), должна иметь плоский фазовый фронт. Это означает, как следует из рисунка 6, что оптическая длина пути между источником и плоским фронтом волны в раскрытие отражателя для любого луча должна быть одинакова.

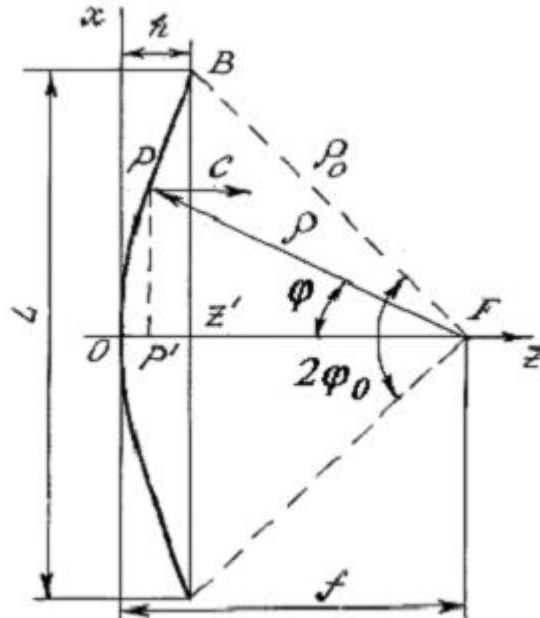


Рисунок 7 – К определению профиля зеркала

Из анализа данного рисунка следует, что уравнение профиля зеркала будет определяться соотношением

$$\rho = \frac{2f}{1 + \cos \varphi}. \tag{6}$$

Антенны и распространение радиоволн

Выражение (6) является уравнением параболы в полярных координатах. Ось OZ – ось параболы - называется оптической осью зеркала. В том, что парабола трансформирует сферический фронт волны в плоский, нетрудно убедиться, имея в виду, что параболой называется геометрическое место точек, равноудаленных от точки (фокуса) и прямой (директрисы).

Параболические антенны разделяются на длиннофокусные и короткофокусные. В длиннофокусной антенне фокус находится вне антенны, при этом $f > h$ (т.е. $\varphi_0 < \pi/2$). В короткофокусной антенне фокус находится внутри антенны, глубина зеркала $h > f$ (т.е. $\varphi_0 > \pi/2$).

Геометрия параболического зеркала, помимо глубины h и фокусного расстояния f , характеризуется также размером раскрыва L и углом полураскрыва зеркала φ_0 . Связь между геометрическими параметрами f , h , L и φ_0 зеркальной антенны определяется выражениями:

$$L = 4f \frac{\sin \varphi_0}{1 + \cos \varphi_0} = 4f \frac{2 \sin(\varphi_0/2) \cos(\varphi_0/2)}{2 \cos^2(\varphi_0/2)} = 4f \operatorname{tg}(\varphi_0/2). \quad (7a)$$

$$\varphi_0 = \operatorname{arctg} \left| \frac{0.5 \frac{f}{L}}{\left(\frac{f}{L}\right)^2 - \frac{1}{16}} \right|. \quad (7b)$$

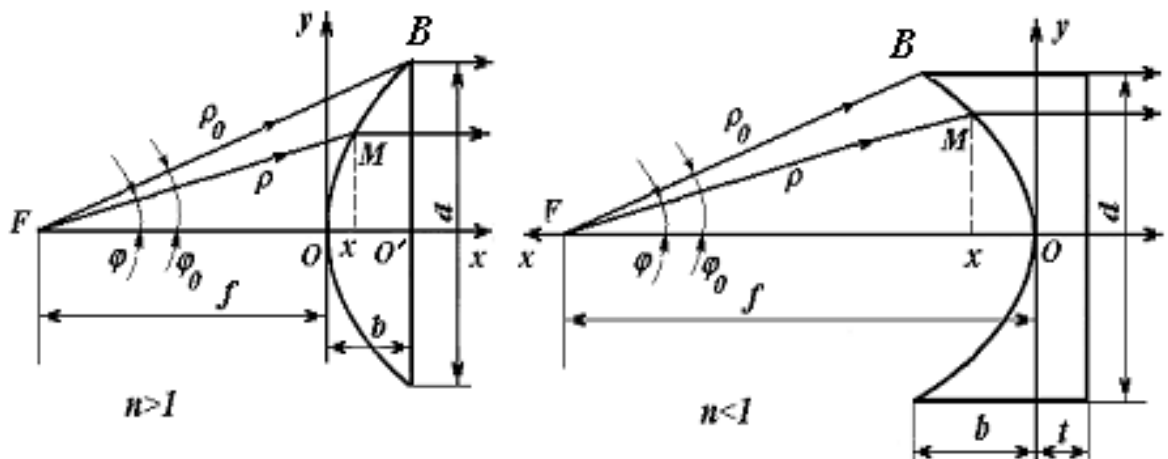
3.4. Линзовые антенны

Линзовой антенной называется совокупность электромагнитной линзы и облучателя.

Линзой называют прозрачное для ЭМ волн тело, коэффициент преломления которого отличается от коэффициента преломления окружающей среды.

Линзы, используемые для преобразования сферического или цилиндрического фронта волны в плоский, называются фокусирующими.

Принцип работы диэлектрической фокусирующей линзы ясен из рисунка 6,а.



Антенны и распространение радиоволн

а б

Рисунок 6 – К выводу профиля линз

От источника F на линзу падает сферическая волна. Освещенная поверхность линзы выпуклая, следовательно, волна, падающая в центре, пройдет путь больший, чем волны по краям. Так как фазовая скорость волны в теле линзы в $n = \sqrt{\varepsilon}$ раз меньше, чем в свободном пространстве, (причем $\varepsilon > 1$), то фронт сферической волны превращается на теневой стороне линзы в плоский. Такая линза называется замедляющей.

Профиль замедляющей линзы определяется соотношением

$$\rho = \frac{(n-1)f}{n \cos \varphi - 1}, \quad (8)$$

где ρ - текущее расстояние от фокуса линзы до произвольной точки на освещенной поверхности линзы.

Толщина линзы b определяется соотношением

$$b = \frac{d}{2(n-1)} \cdot \frac{2 \sin^2 \varphi_0 / 2}{2 \sin(\varphi_0 / 2) \cdot \cos(\varphi_0 / 2)} = \frac{d}{2(n-1)} \operatorname{tg} \frac{\varphi_0}{2}. \quad (9)$$

Данное выражение связывает между собой конструктивные параметры линзы: диаметр d , толщину b , коэффициент преломления n и угол раскрыва φ_0 .

Диэлектрические (замедляющие) линзы широкополосны, однако имеют большой вес. Существенными могут быть и потери в диэлектрике. В связи с этим на практике чаще используются металлопластинчатые линзы, в которых фазовая скорость волн выше, чем в свободном пространстве (такие линзы получили название ускоряющих). Данные линзы состоят из параллельных металлических пластин, отстоящих друг от друга на расстоянии a и образующих вогнутую поверхность, как показано на рисунке 6,б.

Для ускоряющей линзы уравнение профиля определяется выражением:

$$\rho = f \frac{1-n}{1-n \cdot \cos \varphi}. \quad (10)$$

Профиль ускоряющей линзы является эллипсом.

Толщина линзы определяется по формуле

$$b = \frac{d}{2(1-n)} \operatorname{tg} \frac{\varphi_0}{2}. \quad (11)$$

Рассмотренная линза фокусирует излучение только в плоскости вектора E. Для фокусировки в двух плоскостях одновременно необходимо от середины линзы к краям увеличивать размер t пластин (см. рисунок 6,б).

Недостаток ускоряющих линз - их сравнительная узкополосность, т.к. коэффициент преломления зависит от λ

$$n = \frac{c}{v} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2}. \quad (12)$$

Антенны и распространение радиоволн

Для уменьшения толщины b как ускоряющих, так и замедляющих линз их зоннируют, уменьшая толщину линзы ступеньками. Глубина ступеней выбирается такой, чтобы скачок фазы за счет сокращения пути луча в линзе от каждой ступеньки равнялся 2π , что эквивалентно разнице в длине оптического пути соседних лучей в одну длину волны.

Облучатель является важным элементом зеркальной и линзовой антенн, во многом определяющим общие характеристики всей антенной системы в целом.

Требования, предъявляемые в связи с этим к облучателю, заключаются в следующем:

1. Амплитудная характеристика облучателя должна иметь минимальное излучение вне угла раскрытия зеркала антенны или линзы и должна обеспечивать требуемое амплитудное распределение в раскрытии.

2. Фазовая характеристика должна иметь четко выраженный фазовый центр, совмещенный с фокусом зеркала.

3. Желательно, чтобы облучатель имел по возможности минимальные геометрические размеры, чтобы меньше затенять раскрытие антенны.

4. Электрическая прочность облучателя должна быть достаточной для пропускания полной рабочей мощности радиосистемы без пробоя.

5. Полоса рабочих частот должна соответствовать требуемой полосе частот радиосистемы.

6. Облучатель должен иметь конструкцию, обеспечивающую его нормальную работу в любых метеоусловиях, допускать возможность герметизации фидерного тракта. Как правило, облучатель закрывают диэлектрическим кожухом.

Наиболее распространенными конструкциями облучателей параболических и линзовых антенн являются: вибраторные, щелевые и волноводно-рупорные. Иногда применяют стержневые, спиральные и другие типы антенн. В частности, облучатель зеркальной антенны одной из РЛС выполнен в виде спиральной антенны обратного излучения.

Лекция 4. Фазированные антенные решетки

4.1. Классификация антенных решеток

Для повышения направленных свойств излучателей применяют антенные решетки (АР). Применение N -элементной АР позволяет приблизить в N раз КНД антенны по сравнению с одиночным излучателем, а также сузить луч диаграммы направленности. С помощью решетки удастся повысить уровень излучаемой (принимаемой) мощности путем размещения в каналах решетки независимых усилителей высокочастотной энергии.

Одним из наиболее важных преимуществ АР является возможность быстрого обзора пространства за счет качания луча антенны электрическими методами (электрического сканирования).

Помехозащищенность радиосистемы зависит от уровня боковых лепестков антенны и возможности подстройки (адаптации) его по помеховой обстановке. АР – необходимое звено для создания такого динамического пространственно-

Антенны и распространение радиоволн

временного фильтра или просто для уменьшения уровня боковых лепестков. В настоящее время все более актуальной задачей создание многофункциональных радиосистем, в качестве антенн для которых в наибольшей степени соответствуют АР.

Антенные решетки могут быть классифицированы по следующим признакам: геометрия расположения излучателей в пространстве, способу их возбуждения, закономерности размещения излучающих элементов в самой решетке, способу обработки сигнала в решетке, амплитудно-фазовому распределению токов (полей) по решетке и типу излучателей.

С точки зрения геометрии расположения излучателей АР подразделяются на: линейные (рисунок 1,а) и криволинейные, плоские (рисунок 1,б) и выпуклые. К криволинейным решеткам можно отнести дуговые и кольцевые АР (рисунок 1,в,г). К выпуклым АР, в частности, относят решетки, размещенные на поверхностях вращения: цилиндрические и конические АР (рисунок 1,д,е). Размещение излучателей в самой решетке может быть эквидистантное, у которого шаг (расстояние между излучателями) – величина постоянная (рисунок 1,а-е), и неэквидистантное, у которого шаг меняется по определенному закону или случайным образом (рисунок 1,ж).

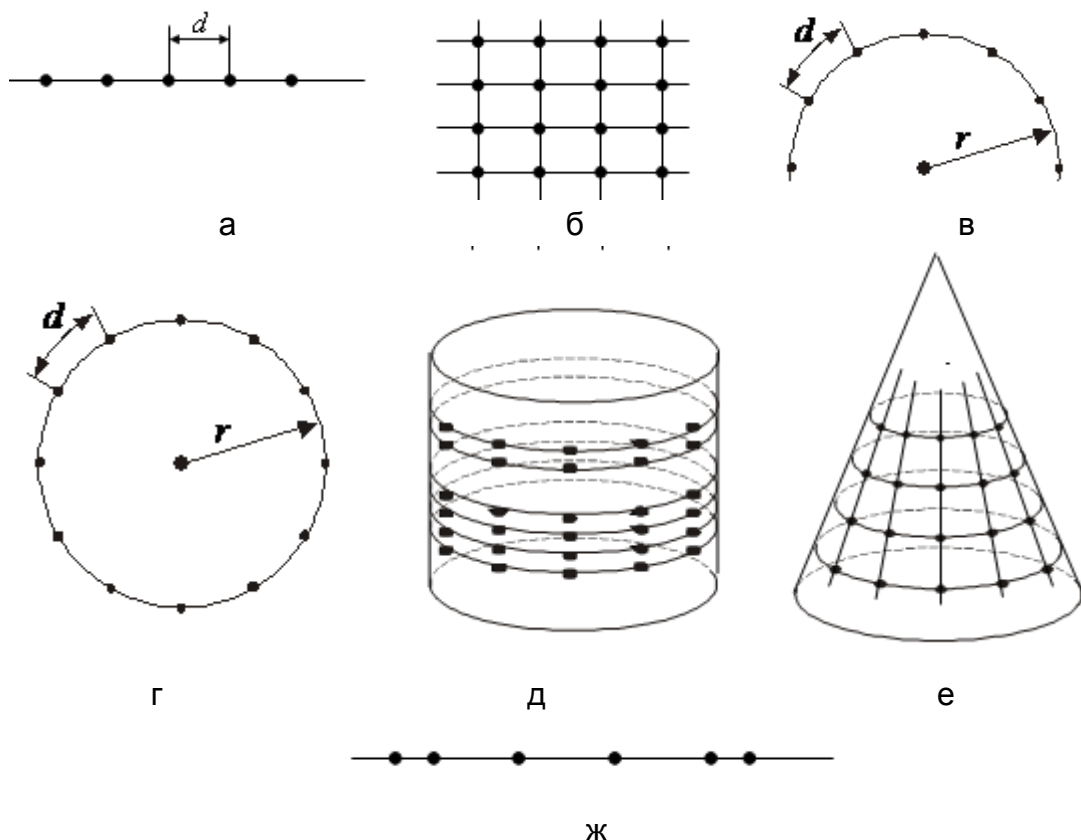


Рисунок 1 – Типы антенных решеток: а – линейные; б – плоские; в – дуговые; г - кольцевые; д – цилиндрические; е – конические; ж – неэквидистантные линейные

В плоской АР излучатели могут быть расположены в углах прямоугольной или косоугольной координатной системы (рисунок 2,а и 2,б соответственно).

Антенны и распространение радиоволн

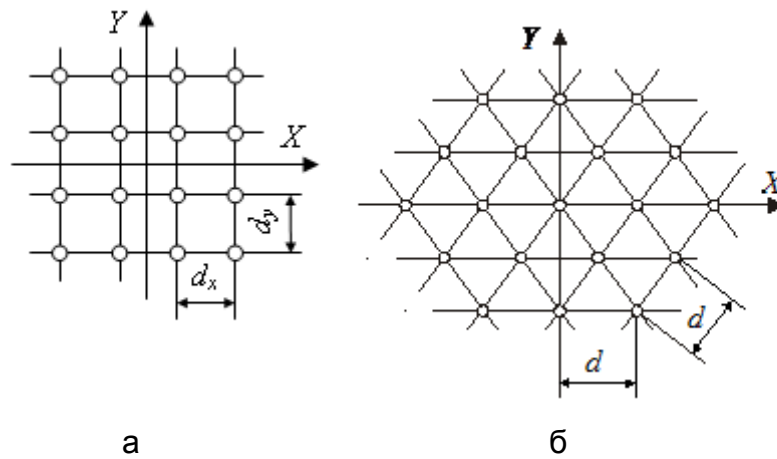


Рисунок 2 – Координатные сетки антенной решетки

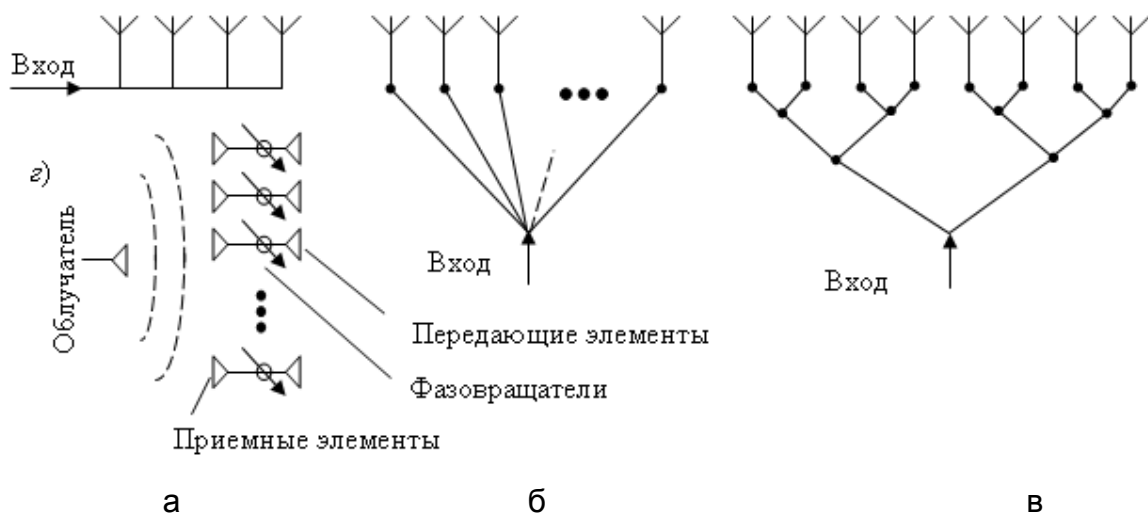


Рисунок 3 – Схемы возбуждения излучателей в решетке

По способу возбуждения (питания) излучателей различают решетки с последовательным и параллельным питанием. Возможен также пространственный способ возбуждения, который называют иногда оптическим или эфирным. В больших АР применяют комбинации последовательного или параллельного питания излучателей, особенно в случае деления АР на подрешетки (модули) меньших размеров. При последовательном питании элементы решетки возбуждаются падающей волной последовательно один за другим (рисунок 3,а), а при параллельном – независимо (рисунок 3,б). Частным случаем параллельного питания является схема типа «елочка», образуемая за счет каскадного деления подводимой мощности на две части (рисунок 3,в).

В питающем АР тракте (фидере) возможна различная пространственно-временная обработка сигнала. Изменение фазового распределения в решетке с помощью системы фазовращателей в питающем тракте позволяет управлять положением максимума диаграммы направленности (ДН). Такие решетки называются **фазированными антенными решетками** (ФАР). Если к каждому излучателю ФАР или к их группе подключается усилитель мощности, генератор или преобразователь частоты, то такие решетки называются **активными фазированными антенными решетками** (АФАР) (рисунок 4,а,б).

Антенны и распространение радиоволн

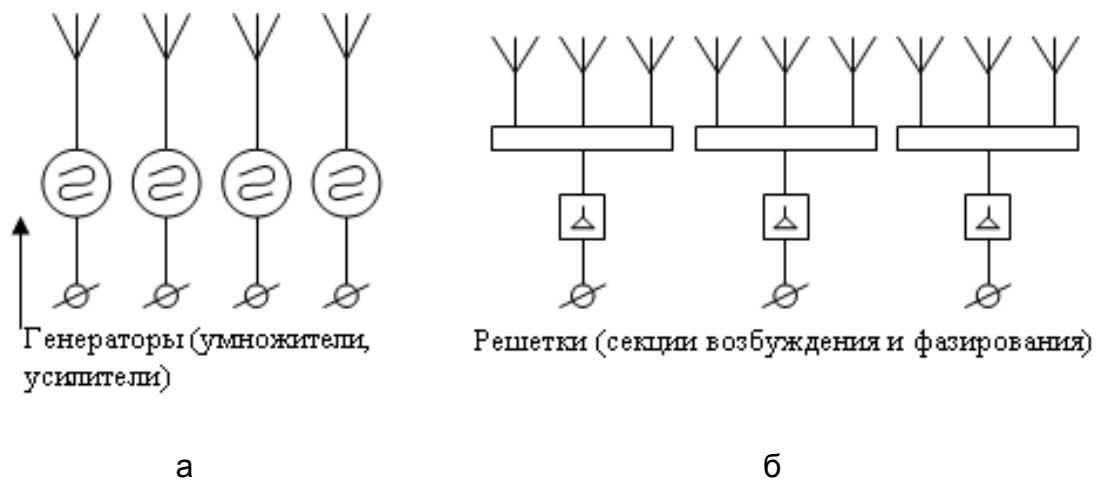


Рисунок 4 – Активные фазированные решетки

Приемные АР с саморегулируемым амплитудно-фазовым распределением в зависимости от помеховой обстановки называются **адаптивными**. Приемные АР с обработкой сигналов методами когерентной оптики называются **радиооптическими**. Приемные АР, в которых вся обработка сигналов осуществляется в цифровой форме, называются **цифровыми АР**.

Совмещенные АР имеют в своем излучающем раскрытии два (или более) типа излучателей, каждый из которых работает в своем рабочем диапазоне. Антенные решетки, формирующие с одного излучающего раскрытия несколько независимых (ортогональных) лучей и имеющие соответствующее число выходов, называются **многолучевыми**. В зависимости от соотношения амплитуд токов возбуждения различают решетки с *равномерным, экспоненциальным и симметрично-спадающим амплитудными распределениями относительно центра решетки*. Если фазы токов излучателей изменяются вдоль линии их размещения по линейному закону, то такие решетки называют решетками с линейным фазовым распределением. Частным случаем таких решеток являются **синфазные решетки**, у которых фазы тока всех элементов одинаковы.

4.2. Основные соотношения для фазированных антенных решеток

Для описания характеристик N – элементной антенной решетки могут быть использованы соотношения, полученные для линейного излучателя. При этом возбуждение излучателей при остронаправленном излучении обеспечивает синфазное сложение полей в заданном направлении $(\theta_{2l}, \varphi_{2l})$, зависящее от положения излучателей $(x_{nq}, y_{nq}, n, q = 1, 2, \dots, N)$ в решетке:

$$\Phi_{nq}(\theta_{2l}, \varphi_{2l}) = -k(x_{nq} \cos \varphi_{2l} + y_{nq} \sin \varphi_{2l}) \sin \theta_{2l}. \quad (1)$$

Отсчет углов показан на рисунке 5.

Антенны и распространение радиоволн

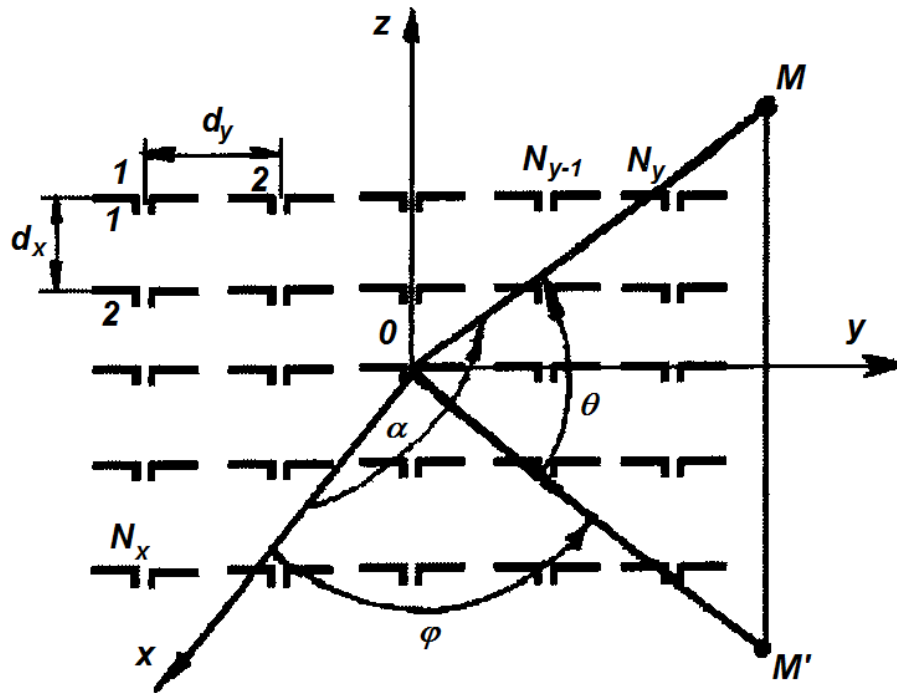


Рисунок 5 – Геометрия задачи

Полагая решетку состоящей из одинаковых излучателей, можно представить ее характеристику направленности $F(\theta, \varphi)$ в виде произведения парциальной характеристики направленности изолированного излучателя $F_{\mu}(\theta, \varphi)$ и множителя решетки $F_{\Sigma}(\theta, \varphi)$:

$$F(\theta, \varphi) = F_{\mu}(\theta, \varphi) F_{\Sigma}(\theta, \varphi). \quad (2)$$

Для ФАР множитель решетки определяется соотношением

$$F_{\Sigma}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \sum_{q=1}^N A_{nq} \exp(i(\Phi_{nq} + \Phi_{nq}^n)), \quad (3)$$

где A_{nq} - амплитуда возбуждения nq -го элемента решетки;

$\Phi_{nq}^n = k(x_{nq} \cos \varphi + y_{nq} \sin \varphi) \sin \theta$ - пространственный фазовый сдвиг для направления на точку наблюдения (θ, φ) .

При размещении излучателей в узлах координатной сетки с двойной периодичностью синфазное сложение полей отдельных излучателей решетки возможно не только в направлении главного максимума ДН, но и в других направлениях, которым соответствует пространственный фазовый сдвиг, компенсирующий сдвиг фазы между излучателями за счет возбуждения. В этом случае помимо главного максимума существуют еще и дифракционные лепестки высших порядков, пространственная ориентация которых зависит от расстояния между излучателями. При уменьшении этого расстояния число дифракционных максимумов, находящихся в области действительных углов, уменьшается. Для нормальной работы решетки необходимо, чтобы в области действительных углов находился лишь один главный максимум, а дифракционные лепестки отсутствовали.

Антенны и распространение радиоволн

При использовании прямоугольной сетки дифракционные максимумы высших порядков отсутствуют, если расстояние между излучателями в направлении координатных осей удовлетворяет следующим условиям:

$$d_x / \lambda \leq \frac{1}{1 + \sin \theta_{x \max}}, \quad d_y / \lambda \leq \frac{1}{1 + \sin \theta_{y \max}}, \quad (4)$$

где θ_x, θ_y - максимальные углы отклонения луча в плоскостях zOx и zOy .

Для треугольной сетки соответствующее условие имеет вид:

$$d / \lambda \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{1}{1 + \sin \theta_{\max}}. \quad (5)$$

Условия (4) и (5) не учитывают направленных свойств излучателей решетки и определяют предельные расстояния в решетке изотропных излучателей. При ограниченном секторе сканирования использование направленных излучателей позволяет увеличить расстояние между ними и соответственно уменьшить общее число излучателей.

При сканировании в коническом секторе углов $\theta \leq \theta_{\max}$ выигрыш в числе излучателей по сравнению с решеткой изотропных излучателей для треугольной и прямоугольной сеток составит:

$$\frac{N_{\text{изотроп}}}{N} = \frac{(1 + \sin \theta_{\max})^2}{4 \sin^2 \theta_{\max}}. \quad (6)$$

Следует отметить, что создать излучатель, характеристика направленности которого быстро уменьшится за пределами сектора сканирования, достаточно сложно. В связи с этим число излучателей в реальных сканирующих решетках больше минимально возможного. Выходом из сложившегося положения является объединение слабонаправленных излучателей в подрешетки. Объединение осуществимо, если ширина ДН ФАР не превышает 1° , а сектор сканирования в обеих плоскостях меньше 10° .

Излучатели каждой подрешетки возбуждаются синфазно и формируют ДН, максимум которой ориентирован в направлении нормали к плоскости решетки. При сканировании фазы колебаний каждой подрешетки, которые можно рассматривать как отдельные излучатели антенны, изменяются с помощью фазовращателей.

Относительные размеры подрешеток выбирают в соответствии с заданным сектором сканирования и допустимым уровнем α дифракционных максимумов высших порядков, находящихся в пределах основного лепестка ДН подрешеток, поскольку форма ДН подрешетки отличается от прямоугольной:

$$\frac{L'_{x,y}}{\lambda} = \frac{\alpha}{(1 + \alpha) \sin \theta_{x,y \max}}. \quad (7)$$

Число строк и столбцов, образованных подрешетками определяется выражением:

$$N_{x,y} = \frac{L_{x,y}}{\lambda} \frac{1 + \alpha}{\alpha} \sin \theta_{x,y \max}. \quad (8)$$

Антенны и распространение радиоволн

Число фазовращателей в решетке:

$$N = N_x N_y. \quad (9)$$

Размеры антенны определяются заданными значениями КНД или шириной ДН, длиной волны и выбранным амплитудным распределением поля в раскрыве антенны (последнее зависит от требуемого уровня боковых лепестков). Так, при равномерном распределении амплитуды в прямоугольном раскрыве ширина ДН по половинной мощности неотклоненного луча определяется соотношением

$$2\Delta\theta_{0,5} = 50.8 \frac{\lambda}{L} \text{ град}, \quad (10)$$

уровень первых боковых лепестков составляет -13,2 дБ, а уровень остальных уменьшается пропорционально $1/u$, где $u = \frac{kL}{2} \sin\theta$.

Эквивалентная длина решетки определяется соотношением:

$$L_{\text{экв}} = Nd \cos\theta_{2l}. \quad (11)$$

Для прямоугольного раскрыва вводится понятие **эквивалентной площади решетки**:

$$S_{\text{экв}} = L_{\text{экв}x} L_{\text{экв}y}. \quad (12)$$

У плоской решетки КНД зависит от отклонения максимума ДН от нормали к плоскости решетки на угол θ_{2l} :

$$D(\theta_{2l}) = D_0 \cos\theta_{2l}, \quad (13)$$

где D_0 - значение КНД в направлении перпендикуляра в плоскости решетки.

4.3. Сканирующие антенные решетки

Рассмотрим способы сканирования главного лепестка антенной решетки на примере системы идентичных излучателей, параллельных друг другу и расположенных на одной прямой. Предположим, что амплитуды токов в излучателях одинаковы, а фаза тока в любом излучателе отличается от фазы тока предыдущего излучателя на одну и ту же величину $\Delta\psi$ ($0, \Delta\psi, 2\Delta\psi, \dots, (N-1)\Delta\psi$).

После суммирования полей отдельных излучателей получим, что множитель решетки будет описываться выражением вида:

$$F_{\Sigma}(\theta) = \frac{\sin(N(kd \sin\theta + \Delta\psi)/2)}{N \sin((kd \sin\theta + \Delta\psi)/2)}. \quad (14)$$

Максимум излучения в такой антенне имеет место для тех направлений в пространстве θ_0 , для которых поля всех излучателей складываются в фазе, т.е. разность фаз полей излучателей, вызванная разностью хода лучей, полностью компенсируется разностью фаз токов излучателей. Это будет происходить при выполнении условия

$$kd \sin\theta_0 + \Delta\psi = 2\pi n, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (15)$$

Из выражения (15) получим уравнение качания луча:

Антенны и распространение радиоволн

$$\theta_0 = \arcsin\left(-\frac{\Delta\Psi}{kd} + n\frac{\lambda}{d}\right), \quad (16)$$

где n – номер луча максимального излучения.

Из анализа соотношения (16) можно сделать вывод о том, что **управление положением луча (сканирование луча)** может **осуществляться**:

- изменением частоты колебаний генератора или приемника;
- изменением фазового сдвига между излучателем с использованием системы фазовращателей;
- коммутацией излучающих элементов решетки (т.е. управлением шага между излучателями).

Эти способы управления могут реализовываться с помощью электрических переключений. В этом случае говорят об антеннах с *электрическим сканированием* луча. Электрически сканирующие антенны способны осуществлять безинерционный обзор пространства.

Если изменение фазового распределения осуществляется механическими фазовращателями или коммутаторами, то такие антенны относятся к антеннам с *электромеханическим сканированием*.

Частотно-сканирующие антенны конструктивно наиболее просты, но управление лучом в них, как правило, возможно только по одной координате.

Антенные решетки, в которых управление фазовым распределением осуществляется с помощью фазовращателей называются *фазированными антенными решетками*. Данный тип антенных решеток является наиболее распространенным. Для их реализации создан широкий спектр фазовращателей, реализующих непрерывный или дискретный способы управления фазовым распределением.

При непрерывном сканировании фаза Ψ плавно меняется в зависимости от управляющего воздействия – изменения тока или напряжения. При дискретном управлении фаза Ψ изменяется скачкообразно через определенное число градусов с дискретом Δ . Дискретные фазовращатели можно получить из плавных, если на характеристике управления их фазой использовать ряд отдельных точек.

При дискретном фазировании решетки в направлении θ_0 для каждого излучателя рассчитывается точное ("идеальное") значение фазы

$$\Psi_n = \arg I_n = -k \cdot n \cdot x_0 \cdot \sin \theta_0 . \quad (17)$$

Здесь учтено, что решетка перпендикулярна оси z . Затем Ψ_n округляется до ближайшего целого числа дискретов Δ по формуле

$$\Psi_{n \cdot \text{диск}} = \Delta \cdot E\left[\frac{\Psi_n}{\Delta} + q\right], \quad (18)$$

где $E(x)$ - операция округления (выделения целой части числа);

q - константа округления (обычно $q=0,5$).

Величина дискрета Δ выбирается обычно равной $2\pi/M$, причем $M=2^p$, где $p=1,2,3,4\dots$. В этом случае для реализации любого фазового состояния (с

Антенны и распространение радиоволн

дискретом Δ) в интервале $0 \leq \Psi \leq 2\pi$ требуется p разрядов проходного фазовращателя, причем каждый разряд с номером m ($m=1,2,\dots,p$) находится в одном из двух состояний, характеризующихся вносимым фазовым сдвигом 0 или $2\pi/2^m$. Для управления каждым фазовращателем требуется p сигналов, принимающих условное значение 0 или 1.

Коммутационные антенны имеют и ряд недостатков, важнейшим из которых является наличие фазовых ошибок, возникающих в связи с тем, что фазы излучателей меняются только скачком, в связи с чем в раскрыве АР реализуется ступенчатое фазовое распределение. Это влечет за собой снижение КНД решетки, рост уровня боковых лепестков, ошибку ориентации максимума луча относительно произвольного заданного направления, скачкообразное перемещение луча.

В частности, уменьшение КНД происходит до величины

$$D = D_0 \left(\frac{\sin \Delta/2}{\Delta/2} \right)^2, \quad (19)$$

где D_0 – КНД решетки с "идеальным" фазированием.

Это равносильно снижению КИП до величины $\left(\frac{\sin \Delta/2}{\Delta/2} \right)^2$. При $\Delta = 45^\circ$ КНД уменьшается до 0,95 своего исходного значения, т.е. на 5%.

Абсолютный уровень наибольших паразитных максимумов, обусловленных ступенчатым фазированием, составляет $\frac{\sin(\Delta/2)}{\pi \pm \Delta/2}$. Например, при $\Delta = \frac{\pi}{2}$ уровень

наибольшего паразитного лепестка составляет -9,6 дБ, а при $\Delta = \frac{\pi}{4}$ -16,6 дБ.

Существует ряд методов уменьшения отрицательных последствий ступенчатого фазирования. К ним относятся метод нелинейной фазовой подставки (когда константа округления q изменяется по некоторому нелинейному закону), метод изменения константы округления по случайному закону, а также перенос ошибок округления из одного фазовращателя в соседний.

4.4. Адаптивные антенные решетки

Адаптивные АР (ААР) используются в основном в приемном режиме и осуществляют автоматическое подавление помех, создаваемых сигналами, входящими с неизвестных заранее направлений. Подавление помех осуществляется за счет формирования нулей ДН в направлении их прихода.

Основой ААР является антенная решетка. Сигналы, принятые каждым элементом, умножаются на соответствующие весовые коэффициенты и затем складываются. Весовые коэффициенты вырабатываются схемой в зависимости от выбранного критерия оптимальности. В качестве подобных критериев, в частности, используются: минимум среднеквадратической ошибки принятого сигнала по сравнению с опорным сигналом (система обработки должна иметь

Антенны и распространение радиоволн

копию полезного сигнала); максимум отношения сигнал/шум, где под шумом понимаются внутренние шумы и внешние помехи.

Весовые коэффициенты представляют собой комплексные числа. Для их реализации используется разделение принятого сигнала на две составляющие и введение в одной из них задержки на 90° (разделение на синфазную и квадратурную составляющие). Затем каждая составляющая умножается на свой действительный коэффициент, соответствующий реальной и мнимой части вычисленного весового коэффициента.

На рисунке 6 представлен фрагмент схемы ААР, использующий критерий среднеквадратической ошибки. Сигнал от каждого элемента разделяется на синфазную и квадратурную составляющие, которые затем проходят через усилители с регулируемым коэффициентом усиления W_i . Затем все сигналы суммируются, образуя выходной сигнал $S(t)$. Далее $S(t)$ сравнивается с опорным сигналом $R(t)$ и разностный сигнал (или сигнал щшибки подается на вход адаптивного процессора, регулирующего весовые коэффициенты W_i . Любой принятый сигнал, не представленный в составе $R(t)$, воспринимается как сигнал ошибки, и система обратной связи регулирует весовые коэффициенты так, чтобы устранить его из выходного сигнала. В результате, по направлению прихода этого сигнала устанавливается ноль ДН. При этом выходной сигнал $S(t)$ приближается, насколько это возможно в смысле выбранного критерия, к опорному сигналу $R(t)$.

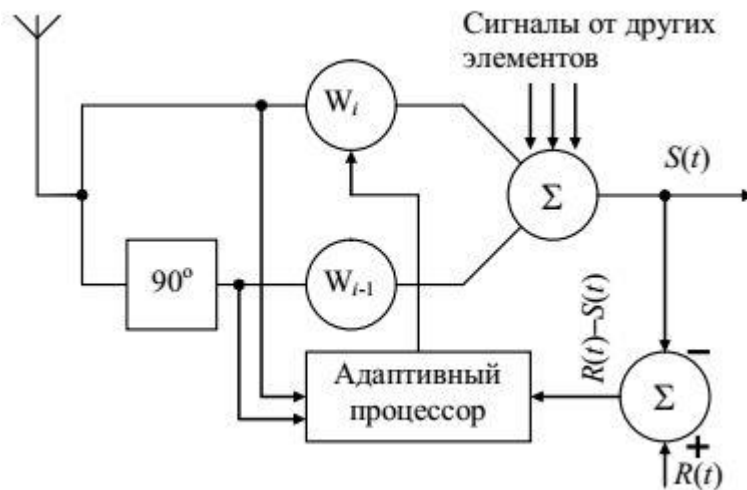


Рисунок 6 – Фрагмент схемы адаптивной антенной решетки

В общем случае качество адаптации тем выше, чем больше имеется априорных сведений о входных сигналах. Рисунки 7 и 8 иллюстрируют деформацию диаграммы направленности антенной решетки в процессе адаптации для случая прихода помехового сигнала с одного и двух направлений. Положения прихода помехового сигнала показаны на рисунках вертикальными штриховыми линиями.

Антенны и распространение радиоволн

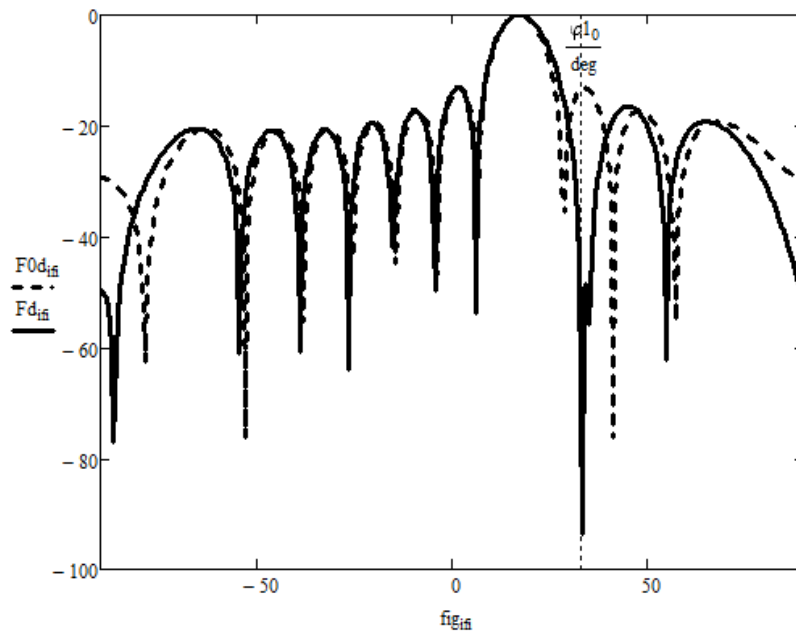


Рисунок 7 – Изменение ДН при наличии одной помехи

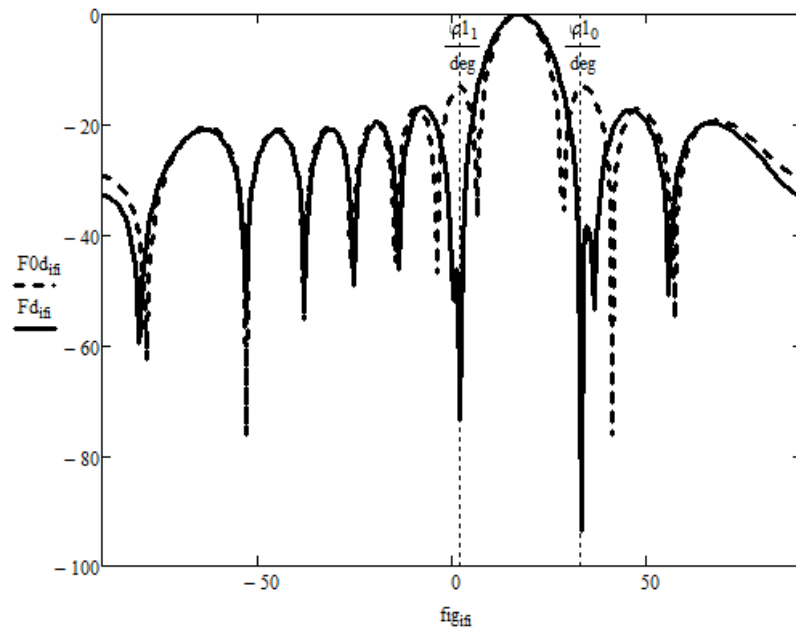


Рисунок 8 – Изменение ДН при наличии одной помехи

Поскольку процесс деформации осуществляется по мере накопления статистических выборок принимаемых антенными элементами сигналов, то глубина формируемого «нуля» диаграммы направленности, а, следовательно, длительность процесса адаптации, зависит от данного размера. Рисунок 9 иллюстрирует процесс деформации диаграммы направленности в динамике.

Антенны и распространение радиоволн

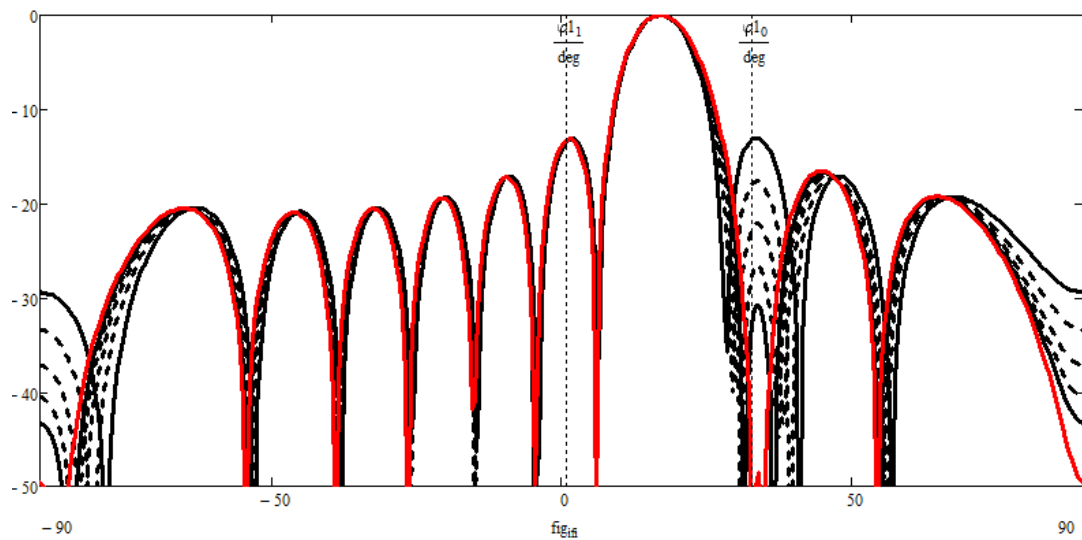


Рисунок 9 – Изменение диаграммы направленности антенны в процессе адаптации

4.5. Активные фазированные антенные решетки

Активная ФАР – многоэлементная сканирующая антенна, в тракт каждого излучателя которой (или группы излучателей) включены активные элементы: усилитель, синхронизируемый генератор, преобразователь частоты на активном приборе, как показано на рисунке 10.

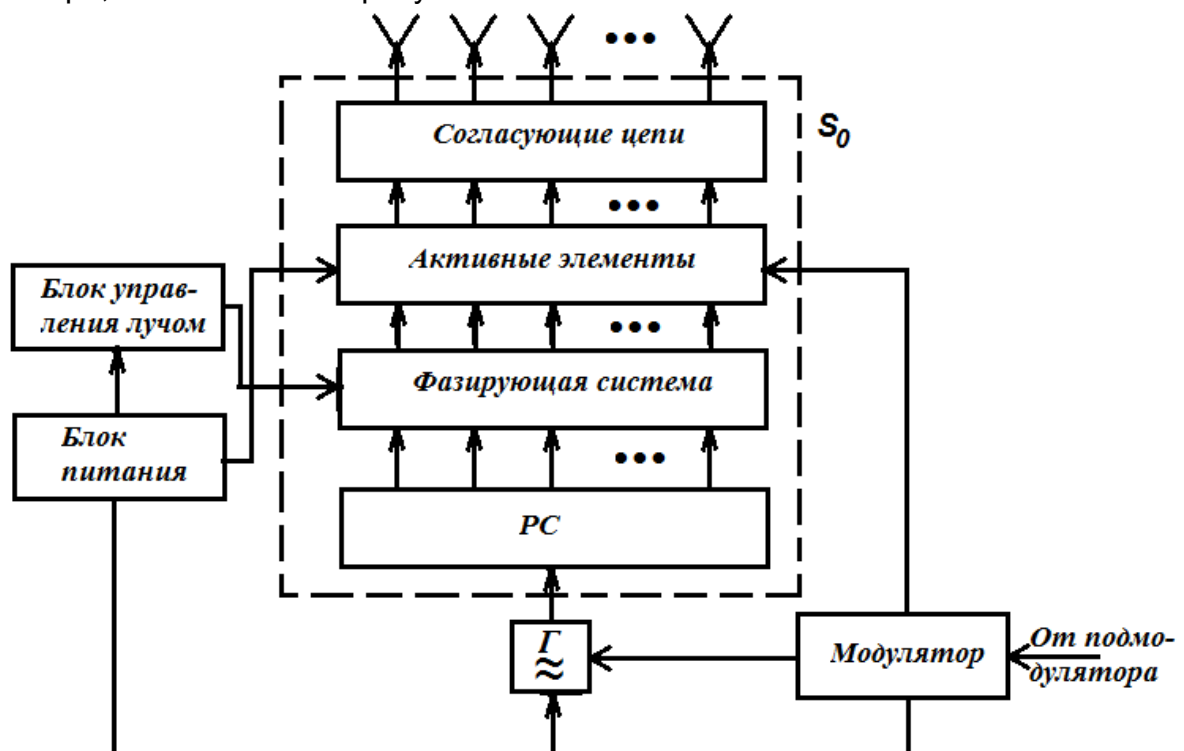


Рисунок 10 – Структурная схема АФАР

Антенное полотно состоит из однотипных излучателей (вibratorных, щелевых, рупорных, волноводных, спиральных и др.). Требуемый уровень излучаемой мощности и необходимое АФР сигналов, определяющее форму ДН,

Антенны и распространение радиоволн

обеспечивается диаграммоформирующей схемой S_0 , показанной на рисунке 8.5, которая преобразует сигнал возбуждателя Г в совокупность сигналов, поступающих на входы излучателей.

Диаграммообразующая схема АФАР состоит из активных элементов, фазированной и распределительной систем. Элементы S_0 , относящиеся к каналу одного излучателя, часто конструктивно оформляют в виде единого модуля. В состав модуля могут входить излучатель с согласующими и развязывающими цепями (согласованный излучатель), активные элементы и фазовращатель. Если излучатели оформлены в виде самостоятельного узла, они не входят в состав модуля.

В состав АФАР входят также блоки управления лучом, формой ДН, питания, функционального контроля и ряд других. В основу построения АФАР положено три фактора:

- место расположения фазовращателей в канале каждого излучателя;
- число распределительных систем;
- наличие в активном модуле каскадов преобразования (умножения) частоты.

Так, в передающей АФАР для уменьшения потерь в тракте питания управляемые фазовращатели включены в цепи с низким уровнем ВЧ мощности.

Распределительная система АФАР бывает пассивной или активной. Пассивная РС строится по параллельной, последовательной или другой многоэтажной схеме с использованием различных типов делителей мощности (фидерное возбуждение) либо по оптической схеме (пространственное возбуждение). Активная РС предполагает включение на разных ее ступнях (этажах) усилительных каскадов.

Теория АФАР в значительной степени совпадает с теорией ФАР, однако для активной характерен ряд особенностей, связанных:

- с необходимостью учитывать наряду со свойствами излучающего полотна характеристики активных элементов, обычно нелинейные;
- с существенным ослаблением взаимной связи между входами излучателей по внутренним цепям СВЧ, обусловленным не взаимными свойствами усилительных каскадов модулей.

Преимущества АФАР по сравнению с пассивными ФАР:

- возможность получения высоких уровней мощности излучения при ограниченной мощности усилителей (генераторов) в каналах излучателей;
- значительно более высокое быстродействие из-за возможности применения маломощных фазовращателей и наличия дополнительной степени свободы для управления уровнем амплитуды на выходе активного модуля;
- более высокий КПД из-за снижения потерь мощности в распределительной системе и фазовращателях;
- повышенная эксплуатационная надежность за счет избыточности активных элементов.

Модуль 2. Распространение радиоволн

Лекция 5. Общая теория распространения радиоволн

5.1. Распространение радиоволн в однородной среде

К **радиоволнам** относят электромагнитные колебания, длина волны которых лежит в пределах от $2 \cdot 10^{-9}$ до 10^5 м, что соответствует частотам колебаний от $15 \cdot 10^{10}$ до $3 \cdot 10^{-3}$ МГц. В соответствии с рекомендациями Международного консультативного комитета по радио (МККР) радиочастоты делятся на 9 диапазонов, обозначаемые номерами от 4 до 12. Диапазон с номером N ограничен снизу частотой $0,3 \cdot 10^N$ Гц и сверху частотой $3 \cdot 10^N$ Гц:

№ 4 – $f_4 = 0,3 \cdot 10^4 \div 3 \cdot 10^4 = 3 \div 30$ кГц – сверхдлинные волны;

№ 5 – $f_5 = 0,3 \cdot 10^5 = 30 \div 300$ кГц – длинные волны;

№ 6 – $f_6 = 0,3 \cdot 10^6 = 300 \div 3000$ кГц – средние волны;

№ 7 – $f_7 = 0,3 \cdot 10^7 = 3 \div 30$ МГц – короткие волны;

№ 8 – $f_8 = 0,3 \cdot 10^8 = 30 \div 3000$ МГц – метровые волны;

№ 9 – $f_9 = 0,3 \cdot 10^9 = 300 \div 3000$ МГц – дециметровые волны;

№ 10 – $f_{10} = 0,3 \cdot 10^{10} = 3 \div 30$ ГГц – сантиметровые волны;

№ 11 – $f_{11} = 0,3 \cdot 10^{11} = 30 \div 300$ ГГц – миллиметровые волны;

№ 12 – $f_{12} = 0,3 \cdot 10^{12} = 300 \div 3000$ ГГц – децимиллиметровые волны.

Рассмотрим процесс распространения радиоволн в свободном пространстве.

Под **свободным распространением радиоволн** будем понимать распространение радиоволн в атмосфере, вдоль поверхности земли, в толще земли, в космическом пространстве. Все этапы процесса - от формирования сложного радиосигнала в пункте передачи информации до ее воспроизведения в пункте приема – реализуются в **радиоканале** (рисунок 1). Радиоканал образуют радиопередатчик и радиоприемник, связанные между собой радиолинией. Под **радиолинией** обычно понимают совокупность передающей и приемной антенн, а также естественной среды (естественной трассы распространения радиоволн), расположенной между антеннами и оказывающей существенное влияние на распространение радиоволн. Включение в состав радиолинии антенн оправдано тем, что свойства трассы зависят от направленности антенн и их ориентации.

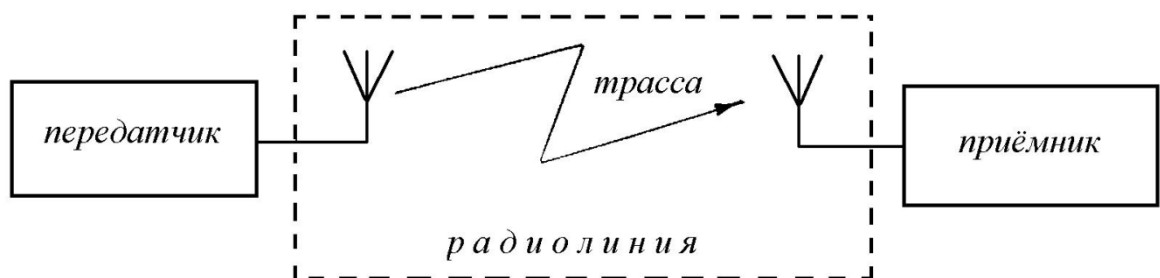


Рисунок 1 – Схема радиоканала

Свободное пространство представляет собой однородную, изотропную, не поглощающую среду, у которой относительные диэлектрическая и магнитная

Антенны и распространение радиоволн

проницаемости равны, как и вакуума, единице, а волновое сопротивление равно $W_0 = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0} = 120\pi \approx 377$ Ом. Исследование условий распространения радиоволн в свободном пространстве позволяет выявить фундаментальные закономерности распространения, связанные со сферичностью фронта волны. Учёт особенностей реальных трасс осуществляется введением в выражения для свободного пространства специальных множителей. При этом для оценки коэффициента передачи между передающей и приёмной антеннами вводят понятие **идеальной радиолинии**, определяют коэффициент передачи в идеальной радиолинии (**потери идеальной радиолинии**) и затем учитывают дополнительные потери в реальной радиолинии (**множитель ослабления**).

Под **идеальной радиолинией** понимают радиолинию, проходящую в свободном пространстве.

Мощность принятого антенной в идеальной радиолинии сигнала (P_{np}^u) определяется **уравнением радиолинии**:

$$P_{np}^u = P \frac{D \cdot D_{np} \lambda^2}{16\pi^2 r^2}. \quad (1)$$

Потери мощности при распространении радиоволн в свободном пространстве, определяемые как отношение мощности сигнала на входе приёмника к мощности, излучаемой передающей антенной, при ненаправленных антеннах ($D=D_{np}=1$) называются **основными потерями радиолинии (или потерями идеальной радиолинии)** и определяются соотношением

$$L_{nom}^u = \frac{P_{np}^u}{P} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 = \left(\frac{c}{4\pi r f} \right)^2 \quad (2)$$

или в децибелах,

$$L_{nom}^u = 101g \frac{P_{np}^u}{P} = 20 \left(1g \frac{c}{4\pi} - 1g r - 1g f \right). \quad (3)$$

Принимая в (3) частоту f в мегагерцах, а расстояние R в километрах, получим

$$L_{nom}^u = -[32,5 + 201g r + 201g f] \text{ [дБ]}. \quad (4)$$

Реальные радиолинии отличаются от идеальной наличием разнообразных факторов, приводящих к уменьшению мощности принятого антенной сигнала. Для оценки влияния упомянутых факторов пользуются понятием **множителя ослабления** V , который равен отношению напряженности поля E_m на некотором расстоянии от передающей антенны в реальной радиолинии к полю в идеальной радиолинии

$$V = E_m / E_m^u, \quad 0 \leq V \leq 1 \quad (5)$$

Потери в реальной радиолинии можно представить в виде

$$L_{nom} = P_{np} / P = \frac{P_{np}^u}{P} \cdot V^2 = L_{nom}^u \cdot V^2. \quad (6)$$

Строго коэффициент ослабления V можно определить, решая граничную задачу дифракции электромагнитного поля на неоднородном импедансном шаре

Антенны и распространение радиоволн

(Земле), покрытом неоднородной атмосферой. Однако из-за сложности решения такой задачи при расчетах применяют упрощенные модели расчета данного коэффициента.

При распространении радиоволн в естественных условиях параметры среды (тропосферы, ионосферы) могут меняться случайным образом, т.е. флуктуировать. Флуктуации амплитуды сигнала называют **замирениями (федингами)**. Квазипериод флуктуаций составляет от долей секунды до десятков минут. Пример флуктуаций показан на рисунке 2.

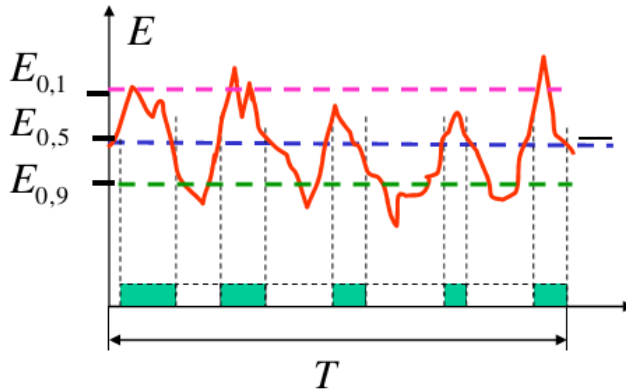


Рисунок 2 – Пример флуктуаций амплитуды сигнала во времени

При описании флуктуаций используют понятие **уровня сигнала**:

$$E_{дБ} = 20 \lg \frac{E[\text{мкВ/м}]}{I[\text{мкВ/м}]} \quad [\text{дБ}]. \quad (7)$$

При этом различают: $E_{0,9}$ - уровень, превышаемый в течение 90% времени; $E_{0,5}$ - уровень, превышаемый в течение 50% времени (медианный уровень); $E_{0,1}$ - уровень, превышаемый в течение 10% времени. Глубина замираний при таком подходе оценивается формулой $(E_{0,1} - E_{0,9})$. Глубокие замирения (ниже порога чувствительности приемника) приводят к искажениям или потере полезного сигнала, т.е. нарушают устойчивость работы радиолинии.

Замирения бывают **плоские**, т.е. равномерные по всей полосе частот, и **селективные**, т.е. проявляющиеся на части частотного спектра. Для каждого вида радиотрассы и длины радиоволны длительность этих интервалов времени определяется экспериментально. Замирения в течение такого ограниченного интервала времени называют **быстрыми замирениями**, а изменение средних значений уровня за большие интервалы времени – **медленными замирениями**.

Причины появления замираний

1. Многолучевое распространение радиоволн – самый распространенный фактор возникновения замираний, обусловленный интерференцией в точке приема волн, проходящих по различным траекториям, а, следовательно, имеющих различную фазу. На входе приемника после сложения сигналов с разными фазами наблюдается их взаимная компенсация и как следствие - падение уровня полезного сигнала. Такие замирения обычно имеют место в диапазонах СЧ, ВЧ, ОВЧ, УВЧ, СВЧ, КВЧ.

Антенны и распространение радиоволн

2. Случайные изменения условий ослабления сигнала на трассе из-за экранирующего действия Земли, которое меняется в зависимости от метеоусловий. Такие замирания обычно имеют место в диапазонах УВЧ, СВЧ, КВЧ.

3. Случайные изменения поляризации принимаемого поля. При этом возникает рассогласование поляризации приемной антенны и принимаемого поля. Такие замирания называются поляризационными. Они обычно проявляются в диапазонах УВЧ, СВЧ, КВЧ.

При передаче радиосигналов в городе полные потери могут быть оценены с использованием модели медианных потерь передачи Окамуры-Хаты:

$$L_0 = 69,55 + 26,16 \lg f - 13,82 \lg h_1 + (44,9 - 6,55 \lg h_1) \lg r + \alpha(h_2) - G_1 - G_2. \quad (8)$$

В данном соотношении:

$$\alpha(h_2) = (9,7 - 1,1 \lg f) h_2 + 1,56 \lg f - 0,8, \quad (9)$$

f [МГц] – частота радиосвязи;

r [км] – расстояние между антеннами;

h_1, h_2 [м] – высота передающей и приемной антенн.

Полные потери передачи зависят от степени застроенности участка радиотрассы:

- в пригороде:

$$L = L_0 - 2 \left(\lg \left(\frac{f}{28} \right) \right)^2 - 5,4 \text{ дБ}; \quad (10)$$

- на полуоткрытой местности (сельские участки):

$$L = L_0 - 4,78 (\lg f)^2 + 18,33 \lg f - 35,94 \text{ дБ}; \quad (11)$$

- на открытой местности (сельские участки):

$$L = L_0 - 4,78 (\lg f)^2 + 18,33 \lg f - 40,94 \text{ дБ}. \quad (12)$$

В районах с плотной застройкой ($b = 3..50\%$), следовательно, имеем

$$\alpha(b) = 25 \lg b - 30, \text{ дБ}. \quad (13)$$

Напряженность поля и мощность принимаемого сигнала в соответствии с моделью Окамура-Хаты рассчитывается с использованием соотношений:

$$E = 107,17 - 101 \lg(PG) + 20 \lg f - L, \text{ дБ/мкВ/м}, \quad (14)$$

$$P_c = (P_\Sigma - 46) - 53,8 - 38,4 \lg r + 20 \lg \left(\frac{h_1}{30} \right) + 101 \lg \left(\frac{h_2}{3} \right) + G_2, \text{ дБ/мВт} \quad (15)$$

$$P_\Sigma = P_{II} + G_1 + \eta_{A\Phi T}, \text{ дБ/мВт}. \quad (16)$$

При распространение радиоволн в свободном пространстве различные области пространства неодинаково влияют на формирование поля на некотором расстоянии от излучателя. Область пространства, в которой распространяется основная часть передаваемой мощности, называют **областью пространства, существенной при распространении радиоволн**.

Данная область охватывает пространство вблизи прямой, соединяющей точки расположения излучателя и приемной антенны, как показано на рисунке 3. Размеры и конфигурацию области определяют исходя из принципа Гюйгенса-

Антенны и распространение радиоволн

Кирхгофа. С помощью данного принципа осуществляется разбиение пространства вокруг данных точек на области, называемые зонами Френеля.

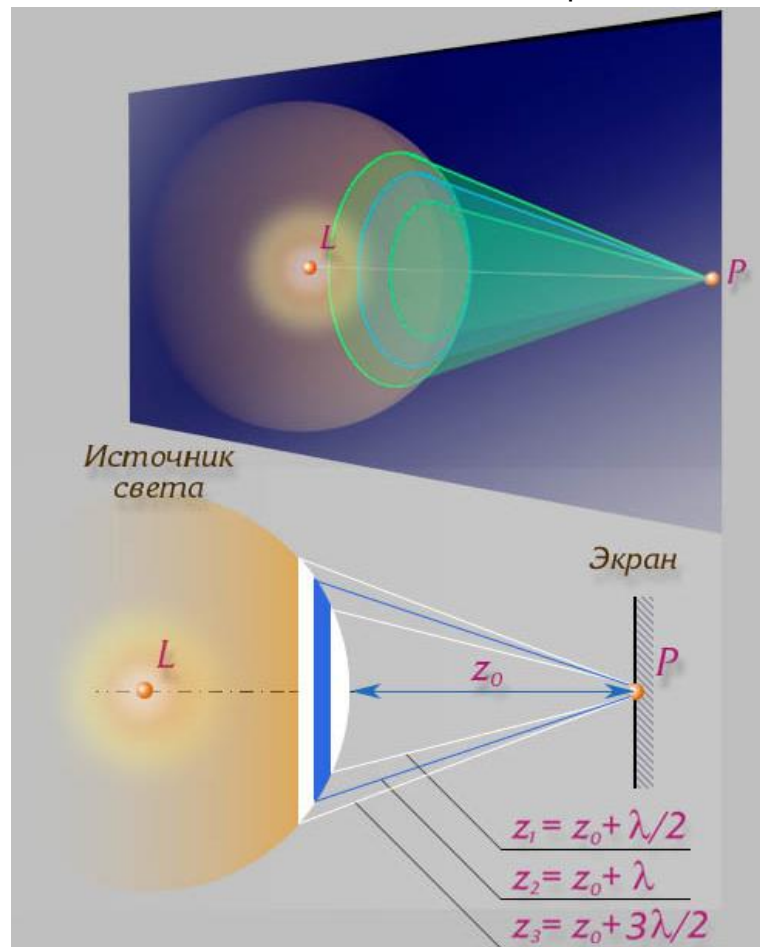


Рисунок 3 – Геометрия задачи

Для этого из точки источника строится сфера, радиус которой равен расстоянию от точки источника до препятствия на трассе LP . Из точки приема на полученную сферу проводят семейство конических поверхностей радиусом $PN_n(r - z_0) + 0.5n\lambda$ (r - расстояние между LP – длина радиотрассы). Участки, заключенные между соседними окружностями на сфере, получили название **зон Френеля**. Воображаемые источники вторичных волн, расположенные в соседних зонах, характеризуются тем, что отличаются на величину 180° . Радиус n -й зоны Френеля может быть вычислен с использованием формулы:

$$r_n = \sqrt{n\lambda z_0(r - z_0)/r}. \quad (17)$$

Точки N_n лежат на поверхности эллипсоида вращения, фокусы которого находятся в точках L и P (рисунок 4). Параметры сечения эллипсоида вращения в угломестной плоскости: большая a и малая b полуоси, а также фокусное расстояние c и эксцентриситет e , определяются соответственно выражениями:

$$b = r_{1\max} = \frac{\sqrt{\lambda r}}{2}, \quad c = 0.5r, \quad a = \sqrt{c^2 + b^2}, \quad e = b/a. \quad (18)$$

Таким образом, энергия радиоволны передается не по нитевидному каналу, а в пределах вполне конкретного объема пространства, имеющего форму эллипсоида вращения и ограниченного зонами Френеля.

Антенны и распространение радиоволн

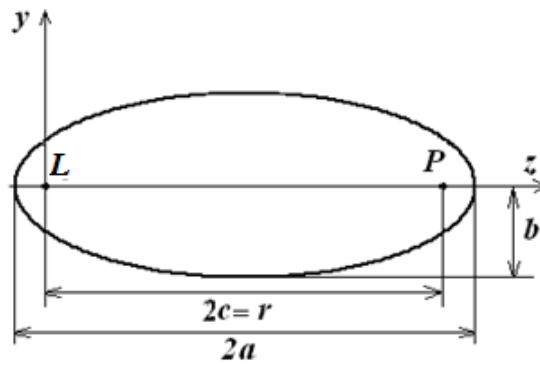


Рисунок 4 – Геометрия области, существенной для распространения радиоволн

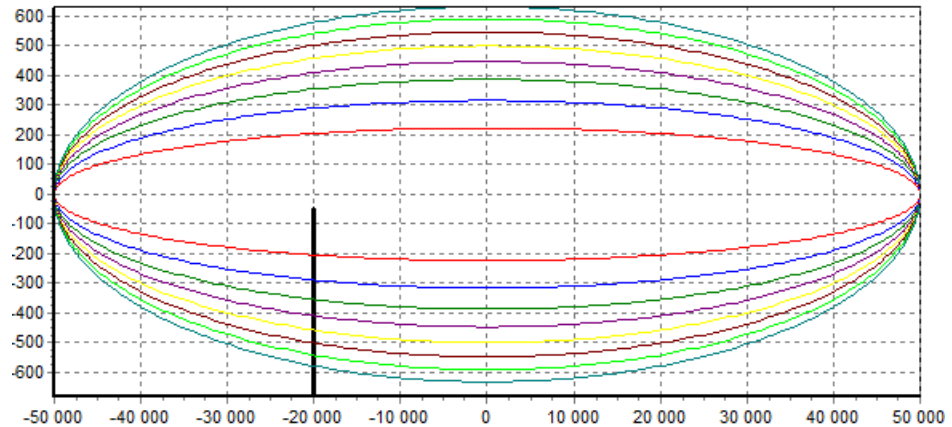
Оценим, все ли зоны Френеля необходимо учитывать в результирующее поле. В практике распространения радиоволн расстояние между излучателем и точкой наблюдения всегда велико по сравнению с длиной волны, т.е. всегда интересуются полем в дальней зоне. Следовательно, всегда выполняется условие $r_1 + z_0 = r \gg 1$. Будем также считать, что выполняются условия $r_1 \gg 1$, $z_0 \gg 1$. При таких условиях при переходе от одной зоны к другой амплитуда колебаний каждого элемента площади зон Френеля меняется незначительно. Еще меньше меняется амплитуда колебаний при перемещениях в пределах одной зоны. Следовательно, поля, создаваемые зонами высших порядков, взаимно компенсируются. Таким образом, результирующее поле в точке наблюдения в основном создается волнами вторичных излучателей, расположенных в пределах первых нескольких зон Френеля. Вклад остальных зон Френеля пренебрежимо мал. При ограничении существенной области 8 зонами Френеля ошибка в вычислении поля не превышает 16%. Таким образом, существует область пространства, существенно участвующая в распространении радиоволн. Область ограничена эллипсоидом вращения, соответствующим внешней границе пространственной зоны Френеля с небольшим номером. Сечения данной области в продольной и поперечной плоскостях показаны на рисунке 5.

Эллипсоид тем больше вытянут, чем меньше длина волны. При $\lambda \rightarrow 0$ (оптический диапазон) эллипсоид превращается в линию, соединяющую источник и точку наблюдения, называемую лучом. Следует отметить, что существенная область имеет форму эллипсоида вращения только при использовании ненаправленных антенн в точках приема и передачи. Реально ее форма более сложная и зависит от диаграммы направленности антенн. Если препятствие перекрывает прямой луч между передающей и приемной антеннами, то поле в точке приема создается оставшимися свободными от препятствий зонами Френеля. За счет этого волна огибает препятствие (явление дифракции).

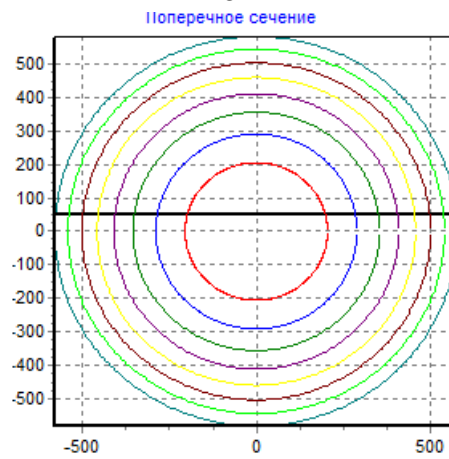
При проведении расчетов параметров радиотрасс часто приходится встречаться со случаем, когда антенны корреспондирующих станций находятся в пределах прямой видимости, однако сама трасса проходит над холмистой местностью, являющейся типичным ландшафтом для большинства материков. С точки зрения распространения радиоволн степень пересеченности местности

Антенны и распространение радиоволн

определяется соотношением между длиной волны и высотой холмов. Для оценки шероховатости отражающей поверхности используются критерий Релея:



а



б

Рисунок 5 – Геометрия области, существенной для распространения радиоволн:

а – продольное сечение; б – поперечное сечение

$$h < \frac{\lambda}{8 \sin \gamma}, \text{ [м]}, \tag{19}$$

где γ - угол скольжения. Геометрия задачи приведена на рисунке 6. При выполнении данного условия поверхность можно считать гладкой.

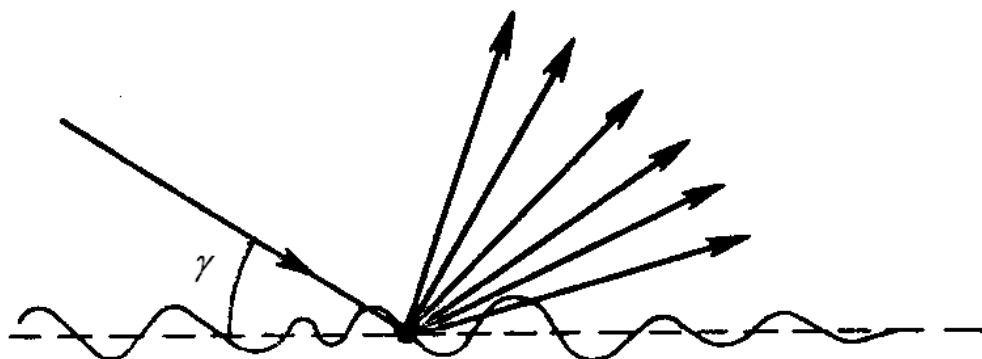


Рисунок 6 – Геометрия задачи

Антенны и распространение радиоволн

Анализ формулы (19) показывает, что высота неровностей, при которой отражения приобретают диффузный характер, зависит не только от длины волны, но и от угла скольжения γ . Чем меньше угол скольжения, тем выше должны быть препятствия, при которых отражения приобретают диффузный характер. Поскольку при отражениях от шероховатой поверхности энергия отраженной волны в известной степени уменьшается, то напряженность поля в направлении отраженного луча уменьшается. Таким образом, неровности на отражающей поверхности вызывают уменьшение коэффициента отражения. Это обуславливает необходимость внесения соответствующих поправок (уменьшения) в значение коэффициента отражения. При этом необходимо учитывать, что отраженный луч формируется не в одной точке, а в пределах области, ограниченной первой зоной Френеля. Именно в пределах данной области и надлежит оценивать степень шероховатости отражающей поверхности.

Комплексная амплитуда электрического поля в точке приема на основе использования модели дифракции на полуплоскости электромагнитной волны, возбуждаемой вертикальным электрическим вибратором, определяется соотношением:

$$\dot{E}_\varphi(P) = \dot{E}_0(Q)\Phi(h, \lambda, z_0, r), \tag{20}$$

где \dot{E}_0 - комплексная амплитуда поля в точке источника Q;

$\Phi(\cdot)$ - функция, описывающая влияние полуплоскости (препятствия), т.е. ослабление поля за счет препятствия. Данная функция имеет вид:

$$\Phi(\cdot) = 0.5 - f(v_1), \tag{21}$$

где $v_1 = -h\sqrt{\frac{2r}{\lambda z_0(r - z_0)}} = -h\frac{\sqrt{2}}{r_1}$ - приведенная к значению радиуса первой зоны

Френеля в точке расположения препятствия (z_0) величина просвета;

$$f(v_1) = \sqrt{\frac{i}{2}}(C(v_1) - iS(v_1)); \tag{22}$$

$C(\cdot), S(\cdot)$ - соответственно косинус- и синус-интегралы Френеля, являющиеся табулированными функциями.

5.2. Отражение радиоволн от земной поверхности

В большинстве случаев линии радиосвязи находятся в непосредственной близости по Земли. В связи с этим рассмотрим влияние близости Земли и сферичности ее поверхности. Влияние Земли в основном сводится к следующему: при распространении вдоль линии связи имеет место отражение радиоволн от земной поверхности. В этом случае поле в точке приема B будет представлять собой интерференцию картины полей двух волн – прямой и отраженной от поверхности Земли, как показано на рисунке 7.

Антенны и распространение радиоволн

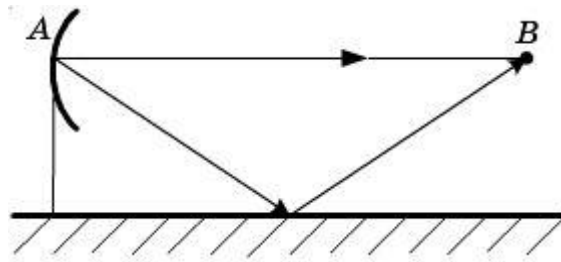


Рисунок 7 – Схема распространения радиоволн при поднятых антеннах

При низком расположенных антеннах выделить по отдельности прямую и отраженную волны не представляется возможным. В связи с этим считается, что вдоль поверхности Земли распространяется одна волна, испытывая при этом поглощение и некоторое изменение фазовой скорости. На характер распространения радиоволн над поверхностью Земли влияет и сферичность Земли, как показано на рисунке 8.

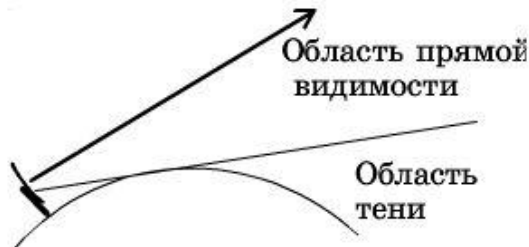


Рисунок 8 – Влияние сферичности Земли на распространение радиоволн

Вопрос о том, как велико поле в области тени, создаваемой выпуклостью Земли, в какой степени радиоволны способны за счет дифракции преодолеть данную выпуклость, зависит от длины волны. Так, явление дифракции заметно проявляется, когда размер препятствия сравним с длиной волны. В связи с этим наиболее ярко дифракция проявляется на длинных волнах.

Строгое решение задачи о распространении земных радиоволн над реальной поверхностью Земли в общем случае весьма сложно. В связи с этим используют упрощенные модели. При этом полагают, что атмосфера является однородной, непоглощающей средой. Поверхность Земли – гладкая и однородная на протяжении всей трассы. При этом в моделях в зависимости от длины трассы поверхность Земли может считаться либо плоской, либо сферической. В качестве критерия для сравнения выступает **расстояние прямой видимости** r_{np} , т.е. расстояние между двумя точками над поверхностью Земли, при котором прямая, их соединяющая, касается поверхности Земли, как показано на рисунке 9:

$$R_0[\text{км}] = r_{np} = 3.57(\sqrt{h_1[\text{М}]} + \sqrt{h_2[\text{М}]}) \quad (23)$$

В зависимости от соотношения между протяженностью радиотрассы R и расстоянием прямой видимости r_{np} (при тех же высотах расположения антенн) следует выбирать одну из трех моделей трассы:

- при малой протяженности трассы ($r < 0.2r_{np}$) поверхность Земли можно будет считать плоской;
- при $0.2r_{np} < r < 0.8r_{np}$ необходимо учитывать влияние сферичности Земли;

Антенны и распространение радиоволн

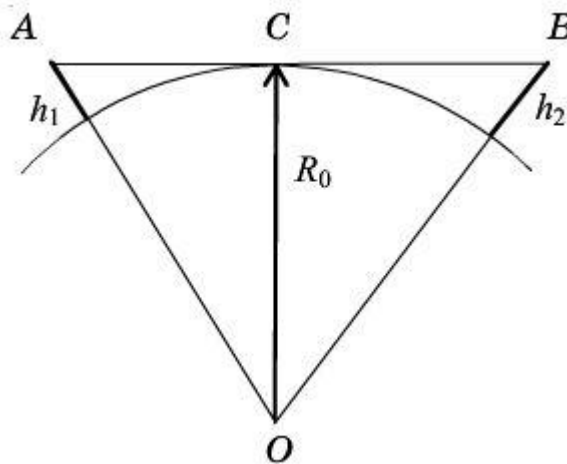


Рисунок 9 – Определение расстояния прямой видимости

- при $r > 0.8r_{np}$ расчет следует вести с учетом дифракции.

Область, лежащая на расстоянии $0.8r_{np} < r < 1.2r_{np}$, называется **областью полутени**, а при $r > 1.2r_{np}$ начинается **область тени**.

Рассмотрим более подробно **первую модель**. При этом будем считать, что антенны являются поднятыми. **Поднятые антенны** – это антенны поднятые на высоту, по крайней мере, в несколько раз большую длины волны. Практически с поднятыми антеннами оперируют только в диапазоне УКВ и в редких случаях – в диапазоне КВ. Типичные примеры поднятых антенн – это антенны телецентров, радиолокационных станций, радиорелейных линий.

Пусть передающая и приемная антенны, удаленные друг от друга на расстояние $r < 0.2r_{np}$, подняты над плоской поверхностью Земли, как показано на рисунке 10. Причем выполняется условие h_1 и $h_2 \gg \lambda$.

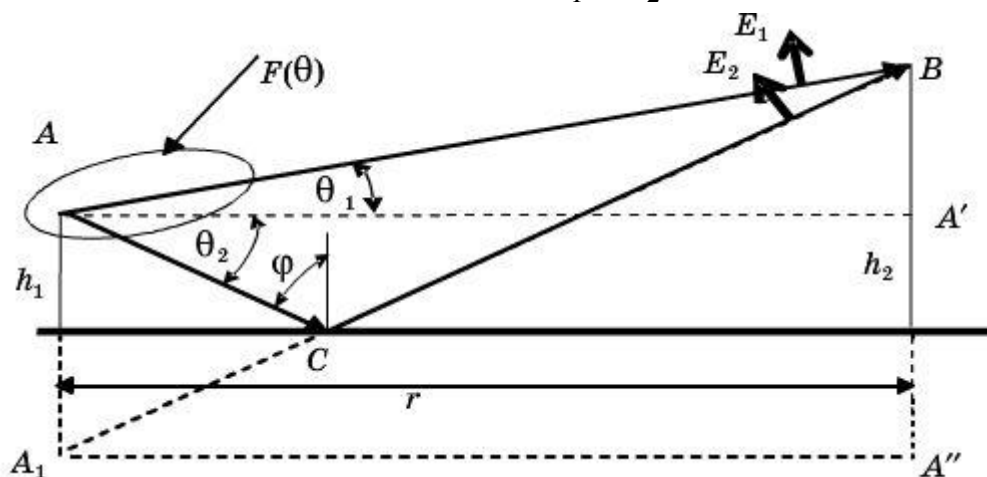


Рисунок 10 – Геометрия задачи о нахождении поля поднятых над поверхностью плоской Земли антенн

В точке приема В поле является результатом интерференции прямой волны (AB) и отраженной волны (ACB). Для определения положения точки отражения на поверхности Земли используем метод зеркальных изображений. В соответствии с

Антенны и распространение радиоволн

ним полагают, что отраженное поле возбуждается фиктивным источником, расположенным зеркально относительно границы раздела сред. Вторая среда (в данном случае земля) заменяется средой, в которой определяется поле. Таким образом, расчет поля в неоднородной среде сводится к расчету поля в однородных средах. Замена наведенных токов добавочными (фиктивными) основывается на теореме эквивалентных поверхностных токов. В связи с этим добавочные токи и их расположение определяются исходя из граничных условий.

Таким образом, путь отраженной волны ACB можно заменить равным ему путем $A'CB$, если считать, что источником отраженной волны является вибратор, находящийся на расстоянии h_1 под поверхностью, а влияние земли можно заменить действием второго вибратора. Амплитуда фиктивного источника определяется формулами для коэффициентов отражения в точке m . Напомним, что формулы Френеля были получены из решения соответствующей граничной задачи.

Учитывая приведенные допущения, путем геометрических расчетов модуль напряженности электрического поля в точке приема p определяют с использованием **интерференционной формулы**:

$$|\dot{E}| = |\dot{E}_1 + \dot{E}_2| = |\dot{E}_1| |\dot{V}(\theta)|, \quad (24)$$

где E_1 - напряженность электрического поля прямой волны;

$|\dot{V}(\theta)|$ - модуль **интерференционного множителя**, учитывающего влияние

Земли, определяемый по формуле

$$|\dot{V}(\theta)| = \sqrt{1 + |\dot{R}|^2 + 2|\dot{R}| \cos(2kh_1 \cos \theta + \varphi)}, \quad (25)$$

\dot{R} – комплексный коэффициент отражения;

θ - угол падения;

φ - фаза коэффициента отражения.

Комплексные коэффициенты отражения волны зависят от поляризации волны и определяются соотношениями:

- для волны вертикальной поляризации

$$\dot{R}_e = \frac{\tilde{\epsilon}_r \cos \theta - \sqrt{\tilde{\epsilon}_r - \sin^2 \theta}}{\tilde{\epsilon}_r \cos \theta + \sqrt{\tilde{\epsilon}_r - \sin^2 \theta}}, \quad (26a)$$

- для волны горизонтальной поляризации:

$$\dot{R}_z = \frac{\cos \theta - \sqrt{\tilde{\epsilon}_r - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{\tilde{\epsilon}_r - \sin^2 \theta}}, \quad (26b)$$

где $\tilde{\epsilon} = \epsilon - i60\lambda\sigma$ - комплексная относительная диэлектрическая проницаемость поверхности в точке отражения;

σ - удельная электрическая проводимость поверхности в точке отражения.

Следует отметить, что в реальных условиях геометрия задачи является не плоской, как на рисунке 9, а объемной, как показано на рисунке 11.

Антенны и распространение радиоволн

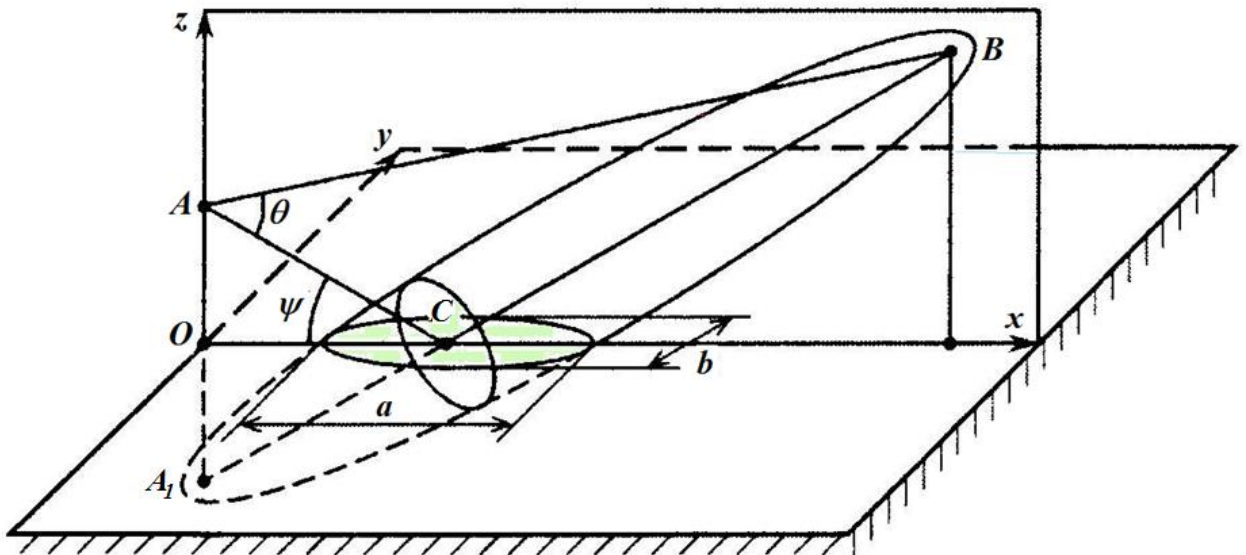


Рисунок 11 – Область, существенная для распространения радиоволн

При этом при наклонном падении волны на поверхности образуется не одна точка C, а совокупность точек первой зоны Френеля, представляющей собой эллипс, большая ось которого вытянута в направлении распространения волны. Размеры первой зоны Френеля на реальных УКВ трассах могут составлять многие километры в продольном и десятки метров в поперечном направлении. В связи с этим при распространении радиоволн над неоднородной поверхностью прежде, чем рассчитывать напряженность поля, следует определить положение и размеры отражающей области.

Если излучатели являются направленными, то интерференционный множитель приобретает вид:

$$|\dot{V}(\theta)| = \sqrt{1 + |\dot{R}|^2 \frac{|F(\pi - \theta)|^2}{|F(\theta)|^2} + 2|\dot{R}| \frac{|F(\pi - \theta)|}{|F(\theta)|} \cos \xi}, \quad (27)$$

$$\xi = -\varphi(\theta) - k\Delta r + \arg F(\pi - \theta) - \arg F(\theta). \quad (28)$$

В частном случае слабонаправленного излучателя

$$F(\theta) \approx F(\theta_1) \approx F(\pi - \theta)$$

модуль интерференционного множителя принимает вид (25).

Наиболее важным для практики распространения УКВ вдоль поверхности Земли случаем является пологое распространение лучей ($\theta \rightarrow 90^\circ$). В этом случае приведенные выше формулы также могут быть упрощены. В частности, интерференционный множитель при этом называется формулой Введенского и имеет вид:

$$|\dot{V}| \approx \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda r}. \quad (29)$$

При выводе данной формулы делается ряд допущений, поэтому для ее применения имеет ряд ограничений, которые допустимы для УКВ при связи в пределах прямой видимости. В частности, формула Введенского применима, если выполняется условие

Антенны и распространение радиоволн

$$kh_1 \cos \theta < \pi/9. \quad (30)$$

Рассмотрим **вторую модель** для $0.2r_{np} < r < 0.8r_{np}$. Геометрия задачи показана на рисунке 12.

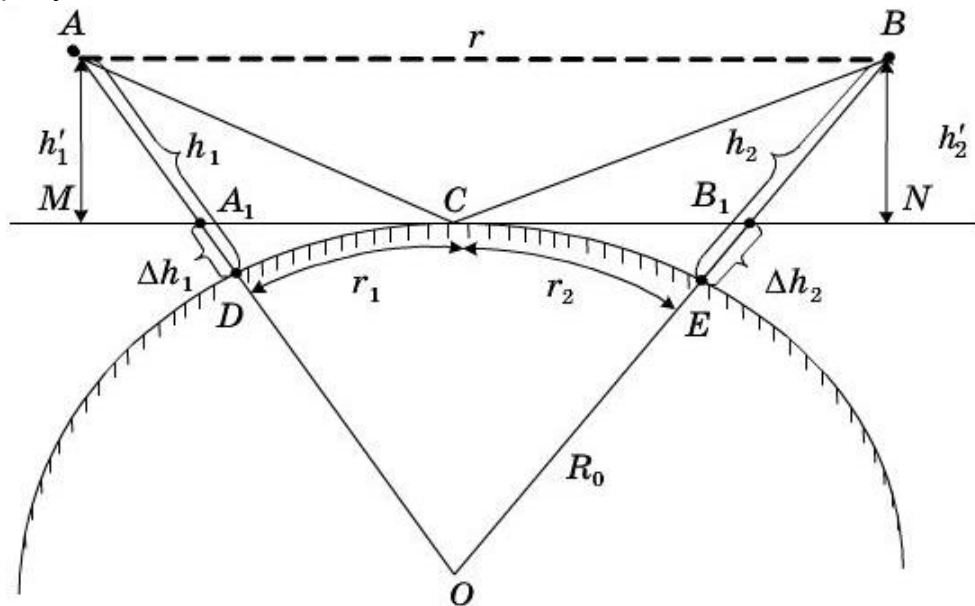


Рисунок 12 – Учет влияния сферичности Земли на распространение радиоволн

Для того чтобы соотношения, полученные для модели плоской земли, могли бы быть использованы и для случая сферической поверхности выполним следующие преобразования. Проведем из точки С (точки отражения радиоволны) плоскость MN, касательную к Земному шару. Высоты антенн будем отсчитывать от этой плоскости. В плоскости MN картина распространения будет аналогична картине распространения радиоволн над плоской поверхностью, рассмотренной ранее, при замене действительных высот антенн h_1 и h_2 на приведенные высоты h_1' и h_2' . Таким образом, проблема учета кривизны Земли при использовании интерференционных формул сводится к проблеме нахождения приведенных высот h_1' и h_2' .

Из условий $h_{1,2} \ll \theta$ и $0.2r_{np} < r < 0.8r_{np}$ можно сделать вывод, что $h_1' \approx h_1 - \Delta h_1$, $h_2' \approx h_2 - \Delta h_2$. Решая геометрическую задачу, получаем:

$$\Delta h_1 \approx 0.5 r_1^2 / R_0, \quad \Delta h_2 \approx 0.5 r_2^2 / R_0. \quad (31)$$

С учетом радиуса Земли R_0 приведенные высоты могут быть определены из соотношений:

$$h_1' \approx h_1 - \frac{r_1^2}{12.8}, \quad h_2' \approx h_2 - \frac{r_2^2}{12.8}. \quad (32)$$

В соотношениях (34) высоты антенн выражаются в метрах, а расстояния r_1 и r_2 в километрах. Для нахождения расстояний r_1 и r_2 используются формулы:

- при $r < 0.5r_{np}$

Антенны и распространение радиоволн

$$r_1 \approx \frac{rh_1}{h_1 + h_2}, \quad r_2 \approx \frac{rh_2}{h_1 + h_2}, \quad (33a)$$

- при $0.5r_{np} < r < 0.8r_{np}$

$$r_1 \approx \frac{r\sqrt{h_1}}{\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}}, \quad r_2 \approx \frac{r\sqrt{h_2}}{\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}}. \quad (33b)$$

Для рассмотренных моделей радиотрасс рассмотрим влияние конечной проводимости Земли на диаграмму направленности излучателей на примере элементарных электрических вибраторов, ориентированных перпендикулярно поверхности Земли (вертикальный вибратор) и параллельно поверхности Земли (горизонтальный вибратор). Диаграммы направленности данных излучателей в свободном пространстве, как известно, определяются соотношениями:

$$F_e(\theta) = \sin \theta, \quad F_z(\theta) = 1. \quad (34)$$

Из анализа рисунка 13 следует, что наличие комплексного характера относительной диэлектрической проницаемости земли обуславливает потери, и диаграмма направленности для углов, отличных от скользящего направления, имеет значения, намного меньшие диаграммы направленности излучателя в свободном пространстве. Число лепестков (максимумов) в квадранте диаграммы направленности зависит от высоты подвеса антенны в длинах волн и равно величине

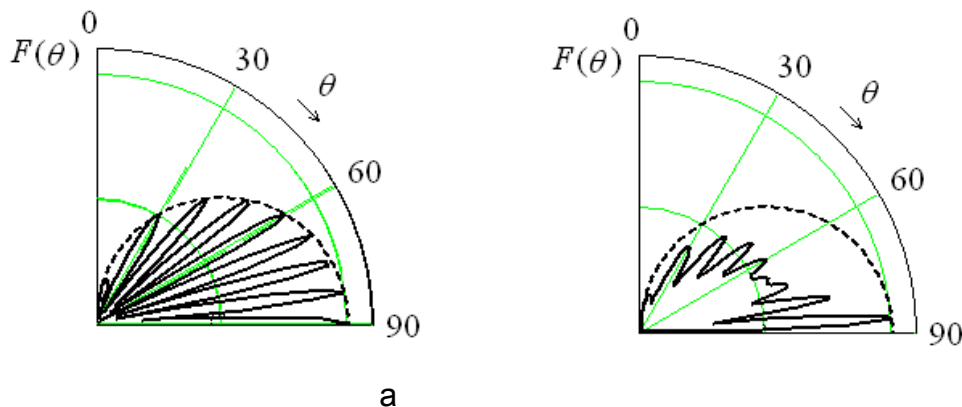


Рисунок 13 – Влияние конечной проводимости Земли на ДН электрического вибратора:

- а – вертикально ориентированного относительно поверхности Земли;
- б – горизонтально ориентированного относительно поверхности Земли.

Сплошная линия – ДН в свободном пространстве;
штриховая линия – с учетом конечной проводимости Земли

$$N_{\max} = \left[\frac{2h_1}{\lambda} + 0.5 \right], \quad (35)$$

где $[\cdot]$ - функция выделения целой части числа.

При длинных радиотрассах (в длинноволновом диапазоне волн), когда излучатель располагается непосредственно вблизи Земли, необходимо учитывать сферичность Земли, а для определения напряженности поля на большом

Антенны и распространение радиоволн

расстоянии от передатчика решать задачу дифракции электромагнитных волн на шаре.

Для значительных расстояний в области тени, когда выпуклость Земли экранирует область приема, напряженность поля определяется формулой:

$$E = E_0 W, \quad (36)$$

где E_0 - амплитуда напряженности электрического поля, создаваемого антенной в свободном пространстве;

W - множитель ослабления.

Множитель ослабления определяется произведением трех функций:

$$W = U(x) V(y_1) V(y_2), \quad (37)$$

где $U(x)$ - функция, зависящая от расстояния и электрических параметров почвы;

$V(y_1)$, $V(y_2)$ - функции, зависящие от высоты подъема приемной и передающей антенн соответственно.

Параметры x (нормированная длина трассы), y_1 и y_2 (нормированные высоты расположения антенн) определяются через масштабы расстояний (L) и высот (H) следующим образом:

$$L = \sqrt[3]{R_0^2 \lambda / \pi}; \quad H = 0.5 \sqrt[3]{R_0 \lambda^2 / \pi^2}, \quad (38)$$

$$x = r/L, \quad y_1 = h_1/H, \quad y_2 = h_2/H, \quad (39)$$

где R_0 - радиус Земли.

Выражения для функций $U(x)$ и $V(y_1)$, $V(y_2)$ достаточно сложные в общем виде, но могут быть упрощены для некоторых практически важных случаев. Так, в диапазоне УКВ при $\lambda < 10$ м для горизонтальной поляризации и $\lambda < 1$ м для вертикальной поляризации функция $U(x)$ может быть аппроксимирована выражением:

$$U(x) = 2\sqrt{\pi x} \exp(-2.02x). \quad (40)$$

Функции $V(y)$ могут быть аппроксимированы выражениями:

$$\begin{cases} V(y) \approx -1.386 + 2.22y + 19 \lg(y), & \text{при } 0.01 \leq y \leq 1; \\ V(y) \approx -1.29 + 1.166y + 30.1 \lg(y), & \text{при } 1 \leq y \leq 40. \end{cases} \quad [\text{дБ}] \quad (41)$$

Допуская, что поверхность земли является идеально проводящей, т.е. $\sigma \rightarrow \infty$, воздействие нижней среды на электромагнитное поле в верхнем полупространстве можно заменить зеркальным изображением вибратора. Ток в зеркальном изображении равен по амплитуде и фазе току в истинном источнике. Так как вибратор расположен у земной поверхности, то общая действующая длина (излучатель + зеркальное изображение) удваивается.

Запишем выражение для вертикальной составляющей поля. При этом введем декартову систему координат, ось Oy которой совпадает с осью вибратора, т.е. перпендикулярно поверхности раздела сред. Тогда можно записать:

$$E_y = \frac{I_m W_0}{4\pi} 2\ell_{\text{д}} F(\theta, \varphi) \frac{\exp(-ikR)}{R}. \quad (42)$$

Антенны и распространение радиоволн

Горизонтальная составляющая поля на поверхности раздела сред, т.е. компонента E_z равна нулю. Диаграмма направленности такой антенны имеет максимум излучения вдоль земной поверхности, как показано на рисунке 14,а.

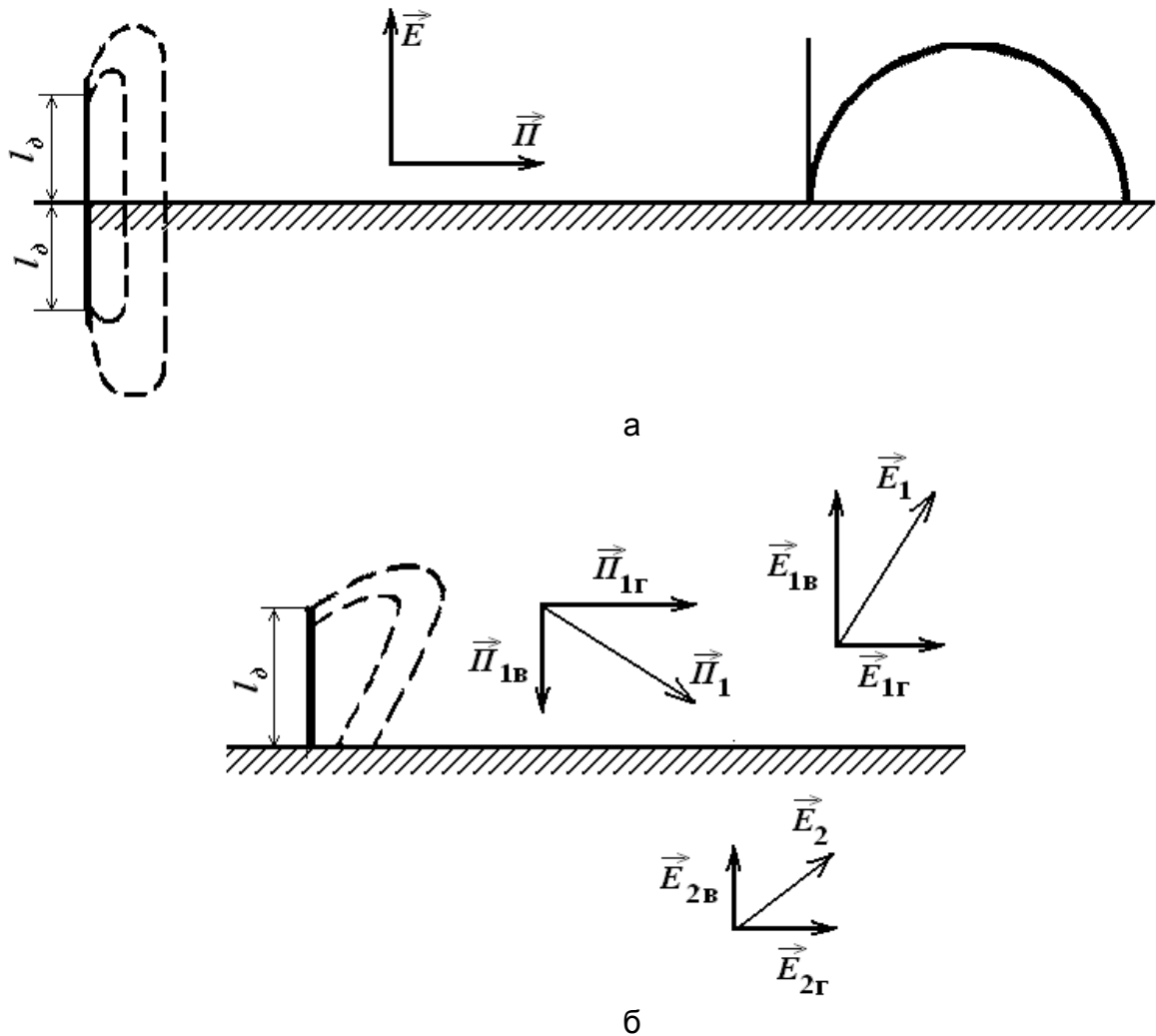


Рисунок 14 – Поле вертикального электрического диполя в низкочастотном диапазоне:

- а – над идеально проводящей поверхностью;
- б – над поверхностью конечной проводимости

Если поверхность не является идеальным проводником, то часть энергии радиоволн, распространяющихся от антенны, проникает вглубь земной поверхности. Следовательно, помимо составляющей вектора Пойнтинга $\Pi_{1Г}$, направленной вдоль поверхности, имеется составляющая $\Pi_{1В}$, направленная перпендикулярно к поверхности земли (см. рисунок 14,б). Суммарный вектор Пойнтинга оказывается наклоненным к земной поверхности под некоторым углом, а, следовательно, и вектор напряженности электрического поля \vec{E}_1 направлен к земной поверхности под углом, не равным 90° . Поэтому при распространении волны над полупроводящей поверхностью, помимо вертикальной составляющей вектора напряженности электрического поля имеет и горизонтальная

Антенны и распространение радиоволн

составляющая. Соотношение амплитуд вертикальной и горизонтальной составляющими определяется формулой:

$$E_{\Gamma} = E_{\text{В}} / \sqrt{\tilde{\varepsilon}} = E_{\text{В}} \exp[-\frac{i}{2} \arg \tilde{\varepsilon}] / \sqrt{|\tilde{\varepsilon}|}. \quad (43)$$

В диапазонах длинных и средних волн это отличие составляет десятки раз. В связи с этим в данных диапазонах используются антенны вертикальной поляризации. Наличие фазового сдвига $0,5 \arg \tilde{\varepsilon}$ между вертикальной и горизонтальной составляющими вектора напряженности электрического поля приводит к тому, что результирующее поле имеет эллиптическую поляризацию, причем, поскольку $|E_{\text{В}}| \gg |E_{\Gamma}|$ для обычных почв, то эллипс поляризации вытянут в вертикальном направлении.

Влияние почвы на электромагнитное поле в инженерных расчетах учитывается с помощью множителя влияния среды (**формула Шулейкина - Ван дер Поля**) через «численное расстояние» ρ :

$$E_{\text{В}} = \frac{W_0 I_0 \ell_{\text{д}}}{R \lambda} W, \quad (44)$$

где $|W| \approx \frac{2 + 0,3\rho}{2 + \rho + 0,6\rho^2}, \quad |\rho| \approx \frac{\pi R}{|\tilde{\varepsilon}| \lambda}. \quad (45)$

Анализ соотношений (45) показывает, что при $\sigma \rightarrow \infty$ формула Шулейкина - Ван дер Поля переходит в формулу идеальной радиолинии. Большие значения ρ соответствуют большим расстояниям, небольшим длинам волн, сухим почвам. При $\rho > 20$ справедливо приближение

$$|W| \approx \frac{1}{2\rho}, \quad (46)$$

и напряженность поля убывает как r^{-2} .

Представленные формулы являются максимально упрощенными, но удовлетворяют потребностям практики.

Рассмотрим механизм распространение радиоволн. При размещении антенн близко к поверхности Земли часть энергии просачивается в почву и по мере удаления от излучателя убывает за счет потерь в полупроводящей Земле. Вследствие этого в области, существенной для распространения радиоволн, повышается роль концевых участков трассы, примыкающих к антеннам. Физическую картину повышения роли концевых участков трассы поясним следующим образом. Предположим, что Земля является идеальным проводником. На ее поверхности расположен вертикальный диполь в точке О, как показано на рисунке 15. Требуется определить поле на поверхности Земли в точке А.

Пусть между точками О и А расположена плоскость S_0 , перпендикулярная поверхности Земли и трассе распространения радиоволн. Согласно принципу Гюйгенса-Кирхгофа напряженность поля в точке А формируется в результате суммирования полей вторичных излучений, расположенных на плоскости S_0 .

Антенны и распространение радиоволн

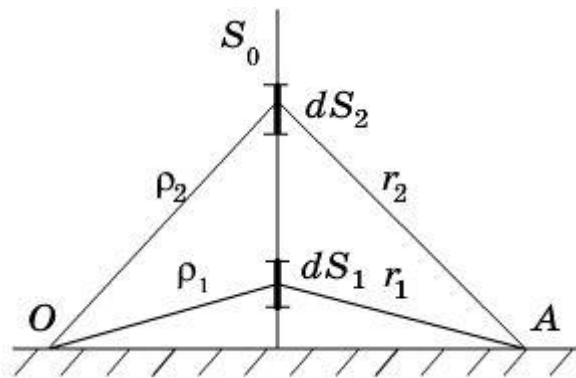


Рисунок 15 – К объяснению понятий «взлетной» и «посадочной» площадок



Рисунок 16 – Механизм распространение радиоволн при низко расположенных антеннах

Сравним вклад в поле, создаваемый вторичными источниками с элементарных площадок dS_1 и dS_2 . Данные вклады определяются суммарным расстоянием $\rho + r$: чем больше данное расстояние, тем меньше вклад. Таким образом, вклад выше расположенной площадки меньше по сравнению с вкладом ниже расположенной. Если же Земля не является идеальным проводником, то роль вкладов элементарных площадок изменится, поскольку поле в точке A определяется не только расстоянием $\rho + r$, но и ослабляющим действием Земли. В результате утечки электромагнитной энергии в землю поле над реальной Землей оказывается ослабленным по сравнению с полем над идеально проводящей Землей. Чем ближе к Земле площадка, тем сильнее сказывается ослабляющее действие Земли. Следовательно, вклад выше расположенной площадки больше, чем ниже расположенной. Таким образом, при распространении радиоволны вдоль трассы она как бы «взлетает» над поверхностью Земли и «опускается» в точке приема, как показано на рисунке 16.

При этом параметры трассы не влияют существенно на величину поля в точке приема A . Исключение составляют участки поверхности вблизи антенн, поскольку они определяют общее ослабление волны. Таким образом, концевые участки трассы, называемые «взлетной» и «посадочной» площадками, играют наиболее существенную роль в распространении земных радиоволн при низкорасположенных антеннах.

Лекция 6. Распространение радиоволн в атмосфере Земли

6.1. Распространение радиоволн в тропосфере

С точки зрения распространения радиоволн атмосферу Земли разделяют на три области, как показано на рисунке 1: тропосферу (до 12-18 км от поверхности Земли), стратосферу (от верхней границы тропосферы до 60 км) и ионосферу (от 60 км до верхней границы атмосферы, достигающей примерно 20 000 км). Границы между областями атмосферы изменяются в зависимости от времени года, времени суток, географического района и других факторов.

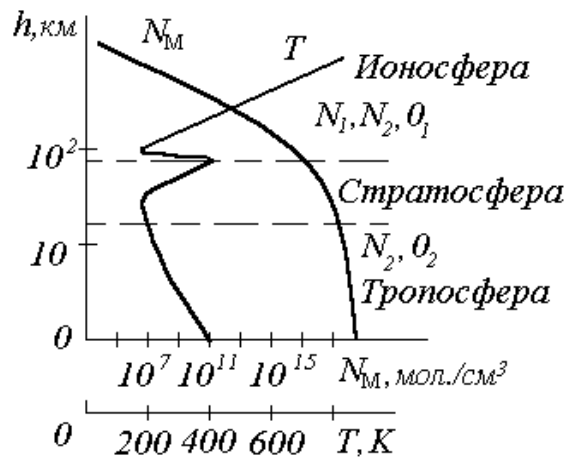


Рисунок 1 – Структура атмосферы Земли с точки зрения распространения радиоволн

Состав газа в тропосфере и стратосфере такой же, как у поверхности Земли: азот занимает примерно 78% объема, молекулярный кислород – 21%, аргон – 0,33%, остальные газы содержатся в еще меньших количествах. Нагрев тропосферы обусловлен нагревом от поверхности земли, а нагрев стратосферы связан с образованием озонового слоя на высоте примерно 50 км. В связи с этим закономерности распространения в обоих слоях одинаковые. Однако в тропосфере благодаря значительно большей плотности воздуха и близости слоя к земле метеорологические процессы происходят значительно интенсивнее, чем в стратосфере. В связи с этим ограничимся изучением распространения радиоволн в неионизированных слоях тропосферой. В ионосфере под действием солнечной радиации происходит диссоциация кислорода и азота, и появляются атомарные составляющие этих газов. Газы в ионосфере не перемешиваются и располагаются слоями в соответствии с их молекулярным весом. Кроме того, начиная с высоты примерно 60 км, газы ионизированы, за счет чего здесь имеется значительное количество свободных электронов и ионов.

Электрические параметры тропосферы определяются давлением, температурой и влажностью. Указанные параметры меняются с изменением метеорологических условий. В связи с этим для проведения расчетов радиоперехватов принята модель, называемая **нормальной тропосферой**, параметры которой равны:

Антенны и распространение радиоволн

- атмосферное давление у поверхности Земли, равное $p_0=0,01$ МПа, с увеличением высоты уменьшается на 120 Па/км;
- температура у поверхности Земли $T=288^{\circ}K$ и с увеличением высоты уменьшается на 5,5 град/км;
- относительная влажность $S=60\%$ не меняется с высотой;
- верхняя граница нормальной тропосферы принята равной по высоте 11км.

Измерения показывают, что относительная диэлектрическая проницаемость тропосферы (воздуха) незначительно превышает единицу, однако изменение диэлектрической проницаемости тропосферы во времени и пространстве существенно влияют на распространение радиоволн короче 10м. Относительная магнитная проницаемость тропосферы $\mu=1$. Проводимость тропосферы σ для частот, соответствующих радиоволнам (за исключением миллиметровых волн), практически равна 0; диэлектрическая проницаемость ε и, следовательно, показатель преломления n являются функциями давления и температуры воздуха, а также давления водяного пара.

С учетом экспериментальных данных формула для относительной диэлектрической проницаемости записывается в виде:

$$\varepsilon = 1 + \frac{1.552 \cdot 10^{-6}}{T} \left(p + \frac{4810 p_{\text{п}}}{T} \right), \quad (1)$$

где $p = p_n + p_{\text{г}}$;

$p_n, p_{\text{г}}$ - соответственно парциальные давления пара и газа, выраженные в Паскалях;

T – абсолютная температура.

Тропосфера, как следует из вышесказанного, представляет собой неоднородную среду, и распространяющиеся в ней радиоволны претерпевают рефракцию, затухание, связанное с частичным преобразованием электрической энергии в тепловую, а также рассеяние на неоднородностях. Строгое решение задачи о распространении радиоволн является достаточно сложным. Однако если учесть, что реальное изменение показателя преломления очень медленное, то решение можно упростить, применяя метод геометрической оптики. В нем распространение волны заменяется распространением лучей.

Представим тропосферу в виде совокупности тонких сферических слоев, в пределах каждого из которых коэффициент преломления считается постоянным, как показано на рисунке 2.

Антенны и распространение радиоволн

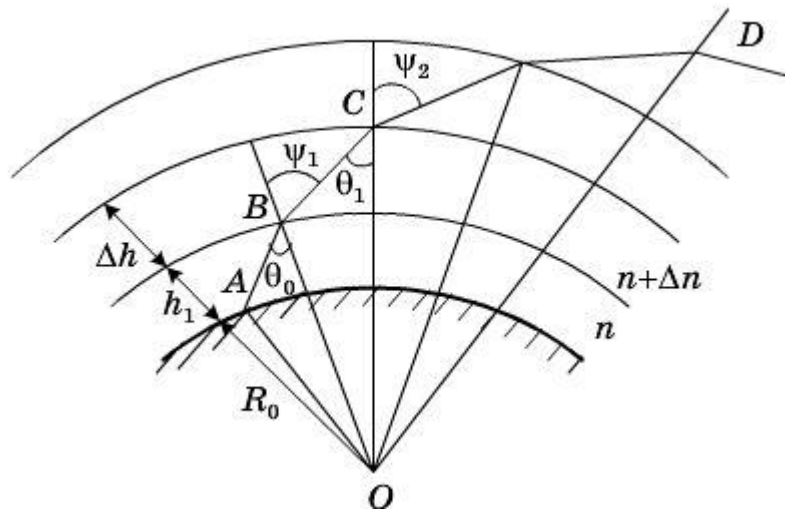


Рисунок 2 – Рефракция радиоволн в сферической слоистой тропосфере

В соответствии с моделью нормальной тропосферы диэлектрическая проницаемость тропосферы и показатель преломления уменьшаются с высотой. Следовательно, по мере подъема возрастает фазовая скорость радиоволны. Данное обстоятельство приводит к тому, что при распространении радиоволны вдоль луча под некоторым углом вследствие того, что в верхних слоях тропосферы волна распространяется с большей скоростью, чем в нижних, верхняя часть фронта волны обгоняет нижнюю, и фронт волны поворачивается (луч искривляется). Данное явление искривления траектории радиоволны называется **рефракцией**.

Траектория волны будет описываться соотношением:

$$n \sin \theta_0 = (n + \Delta n) \sin \theta_1. \quad (2)$$

Таким образом, всегда соблюдается равенство

$$nR \sin \theta = \text{const}, \quad (3)$$

а фазовый путь по лучу (эйконоал) L определяется формулой:

$$L = \int_r n(r) dr. \quad (4)$$

Радиус кривизны траектории определяется формулой

$$\rho = - \frac{n}{\frac{dn}{dh} \sin \varphi}. \quad (5)$$

В тропосфере основной интерес представляет распространение пологих лучей ($\varphi \rightarrow 90^\circ$, $n \approx 1$), для которых формула (5) приобретает вид

$$\rho = - \frac{1}{\frac{dn}{dh}}. \quad (6)$$

Знак «минус» показывает, что траектория имеет положительную кривизну, т.е. обращена выпуклостью вверх.

Антенны и распространение радиоволн

Для нормальной тропосферы если скорость убывания показателя преломления составит $\frac{dn}{dh} = 157 \text{ км}^{-1}$, то радиус кривизны луча станет равным радиусу земли.

Рассмотрим, как можно учесть влияние тропосферной рефракции на распространение радиоволн при поднятых передающей и приемной антеннах в условиях применимости интерференционных формул. Как известно, подобные условия встречаются только в диапазоне УКВ. Вывод интерференционных формул основывался на предположении, что как прямой, так и отраженный от поверхности Земли лучи распространяются по прямолинейным траекториям, притом с постоянной скоростью. Данный аппарат оказывается возможным применить и для случая атмосферной рефракции, если свести реальную криволинейную траекторию распространения волн к прямолинейной над воображаемой поверхностью с эквивалентным радиусом $a_{\text{ЭКВ}}$ (рисунок 3). Величина **эквивалентного радиуса Земли** определяется равенством

$$a_{\text{ЭКВ}} = \frac{a_0}{1 + a_0 \frac{dn}{dh}} \quad (7)$$

Случаи рефракции можно классифицировать в зависимости от знака и величины dn/dh , как показано на рисунке 3.

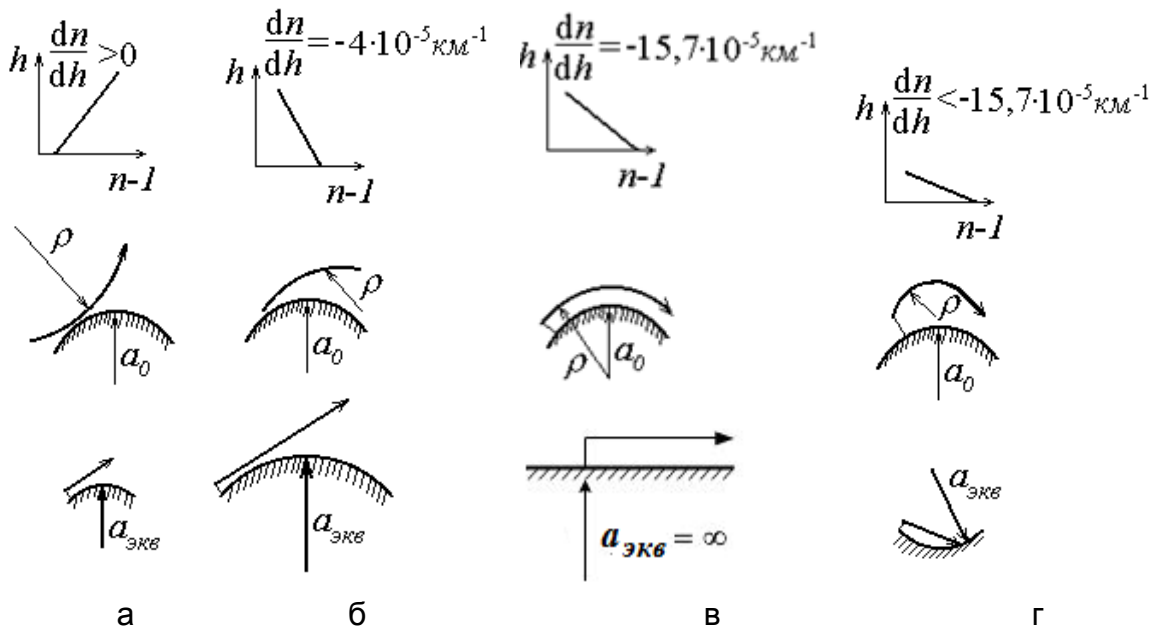


Рисунок 3 – Виды тропосферной рефракции

Отрицательная тропосферная рефракция: $dn/dh > 0$. Показатель преломления возрастает с высотой, и траектория волны обращена выпуклостью вниз ($\rho < 0$). Эквивалентный радиус Земли оказывается меньше (см. рисунок 3,а), что приводит к уменьшению напряженности поля в точке приема.

Положительная тропосферная рефракция: $dn/dh < 0$. Коэффициент преломления убывает с высотой, и траектория обращена выпуклостью вверх ($\rho > 0$). При этом различают три частных случая:

Антенны и распространение радиоволн

- **нормальная рефракция**, когда $dn/dh = -4 \cdot 10^{-5} \text{ км}^{-1}$, $\rho = 25\ 000 \text{ км}$, $a_{\text{экв}} = 4/3 a_0$ (рисунок 3,б);

- **критическая рефракция**, когда $dn/dh = -15,7 \cdot 10^{-5} \text{ км}^{-1} = -1/a_0$, $\rho = a_0$, $a_{\text{экв}} \rightarrow \infty$ - эквивалентная земная поверхность представляется плоской, т.к. волна движется параллельно этой поверхности на постоянной высоте (рисунок 3,в);

- **сверхрефракция**, когда $dn/dh < -1/a_0$, $\rho < a_0$, $a_{\text{экв}} < 0$, наступает полное внутреннее отражение волны в тропосфере и луч возвращается к земной поверхности. Эквивалентный радиус Земли оказывается отрицательным (рисунок 3.5,з), так что волна, имеющая эквивалентную прямолинейную траекторию, будет падать на «вогнутую» поверхность Земли.

Перечислим основные случаи, когда можно использовать эквивалентный радиус земного шара.

Расстояние прямой видимости с учетом рефракции определяется формулой:

$$r_{\text{пр.экв}} = 1.15 r_{\text{пр}} \text{ [км]}. \quad (8)$$

В условиях нормальной рефракции $R_{\text{экв}} / R_0 \approx 1.15$, т.е. наблюдается увеличение расстояния прямой видимости на 15%.

Амплитуда напряженности поля с учетом рефракции приближенно рассчитывается в пределах применимости формулы Введенского при подстановке в формулу приведенных высот, полученных в предыдущей лекции, значения эквивалентного радиуса Земли. При нормальной рефракции приведенные высоты антенн h' увеличиваются и, следовательно, напряженность поля возрастает.

Вопрос об условиях возникновения сверхрефракции является особенно важным, поскольку на использовании данного явления базируется распространение волн по так называемому тропосферному волноводу, нижнюю стенку которого образует полупроводящая поверхность земли, а верхнюю – верхняя граница области сверхрефракции, как показано на рисунке 4.

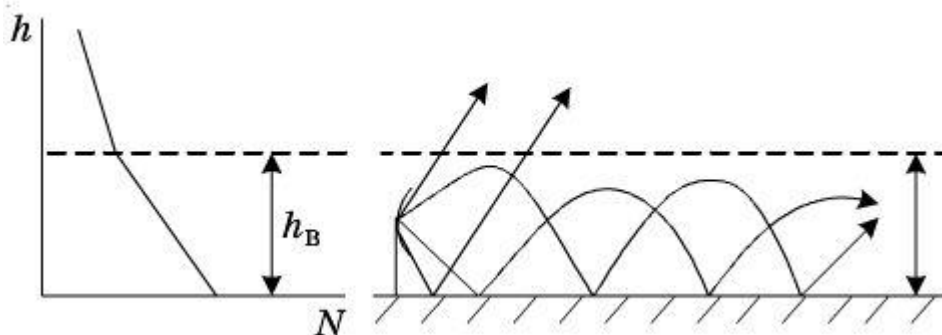


Рисунок 4 – Изменение показателя преломления тропосферы с высотой и распространение УКВ в условиях тропосферного волновода

Как известно, режимом сверхрефракции может быть охвачена ограниченная по высоте область тропосферы, где выполняется условие $dn/dh < -15,7 \cdot 10^{-5} \text{ км}^{-1}$ или $dn/dh < -0,157 \text{ м}^{-1}$. При сверхрефракции индекс преломления убывает с высотой примерно в четыре раза быстрее, чем при нормальной рефракции.

Возникновению сверхрефракции благоприятствуют метеорологические условия, соответствующие возникновению температурной инверсии,

Антенны и распространение радиоволн

закрывающееся в том, что в некотором интервале высот температура воздуха не уменьшается с высотой, а начинает возрастать.

Кроме того, возникновению сверхрефракции способствует и необычно быстрое уменьшение влажности с высотой.

Возникновению температурной инверсии способствуют три причины:

- горизонтальный перенос воздушных масс;
- радиационное охлаждение поверхности Земли;
- сжатие воздушных масс.

Дальнее распространение радиоволн УКВ-диапазона имеет место и при отсутствии сверхрефракции. Основной причиной заметных уровней напряженности электрического поля за пределами горизонта, превышающих величину напряженности дифракционного поля, является **рассеяние радиоволн неоднородностями тропосферы**, как показано на рисунке 5.

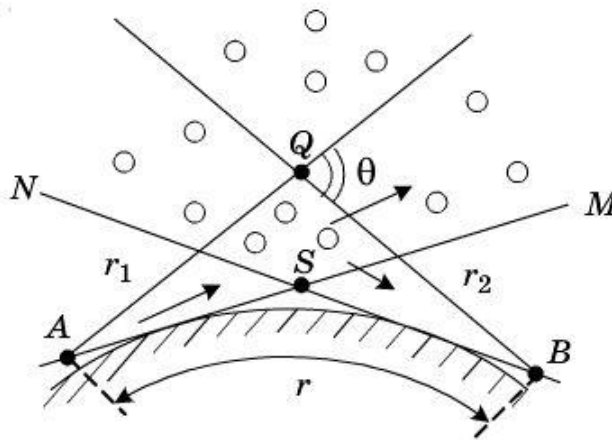


Рисунок 5 – Тропосферная линия связи за счет рассеяния на неоднородностях тропосферы

Неоднородности в тропосфере непрерывно возникают за счет постоянно существующего вихревого движения воздуха. Величина неоднородностей очень мала, изменение показателя преломления также очень малы.

Кроме рассеяния на неоднородностях в тропосфере наблюдается затухание, связанное с частичным преобразованием электрической энергии в тепловую и рассеянием. Тропосфера прозрачна для всех радиоволн вплоть до сантиметровых. Более короткие волны испытывают заметное ослабление в капельных образованиях (дождь, град, снег, туман), в парах воды и газах атмосферы. Ослабление обусловлено процессами поглощения и рассеяния. Каждая капля воды обладает значительной проводимостью, и волна возбуждает в ней высокочастотные токи. Плотность токов пропорциональна частоте, поэтому значительные токи, а, следовательно, и тепловые потери, возникают только при распространении сантиметровых и более коротких волн. Эти токи вызывают не только тепловые потери, но являются источниками вторичного рассеянного излучения, ослабляющего прямой сигнал. Плотность потока рассеянной энергии обратно пропорциональна λ^4 , если размер рассеивающей частицы $d < \lambda$, и не зависит от λ , если $d \gg \lambda$. Практически через область сильного дождя или тумана волны с $\lambda < 3$ см распространяться не могут. Волны короче 1,5 см, помимо этого,

Антенны и распространение радиоволн

испытывают резонансное поглощение в водяных парах ($\lambda = 1,5 \text{ см}; 1,35 \text{ см}; 0,75 \text{ см}; 0,5 \text{ см}; 0,25 \text{ см}$) и кислороде ($\lambda = 0,5 \text{ см}$ и $0,25 \text{ см}$). Энергия распространяющейся волны расходуется в этом случае на ионизацию или возбуждение атомов и молекул. Между резонансными линиями имеются области малого поглощения.

Рассеяние сантиметровых радиоволн каплями дождя и тумана приводит к появлению отраженных сигналов, мешающих нормальной работе.

Помимо регулярных изменений ϵ с высотой в тропосфере существуют нерегулярные неоднородности (флуктуации) ϵ , возникающие в результате беспорядочного движения воздуха. На них происходит рассеяние радиоволн УКВ диапазона. Таким образом, область пространства, ограниченная диаграммами направленности приемной и передающей антенн и содержащая большое число неоднородностей ϵ , является рассеивающим объёмом. Рассеяние приводит к флуктуациям амплитуды и фазы радиоволны, а также к распространению УКВ на расстояния, значительно превышающие прямую видимость. Поле в точке приёма образуется в результате интерференции рассеянных волн, вследствие чего возникают беспорядочные изменения амплитуды и фазы сигнала (флуктуации). Однако среднее значение амплитуды сигнала значительно превышает амплитуду, которая могла бы быть обусловлена нормальной тропосферной рефракцией.

6.2 Распространение радиоволн в ионосфере

Ионосферный слой атмосферы расположен, как отмечалось ранее, на высотах от 50 км до 20 тыс. км, однако на условия распространения радиоволн существенное влияние оказывают слои, не превышающие 1-1,5 тыс. км. Структура ионосферы показана на рисунке 6. При этом на рисунке 6,а показана зависимость распределения концентрации электронов N_e , а на рисунке 6,б – зависимость количества столкновений ν от высоты.

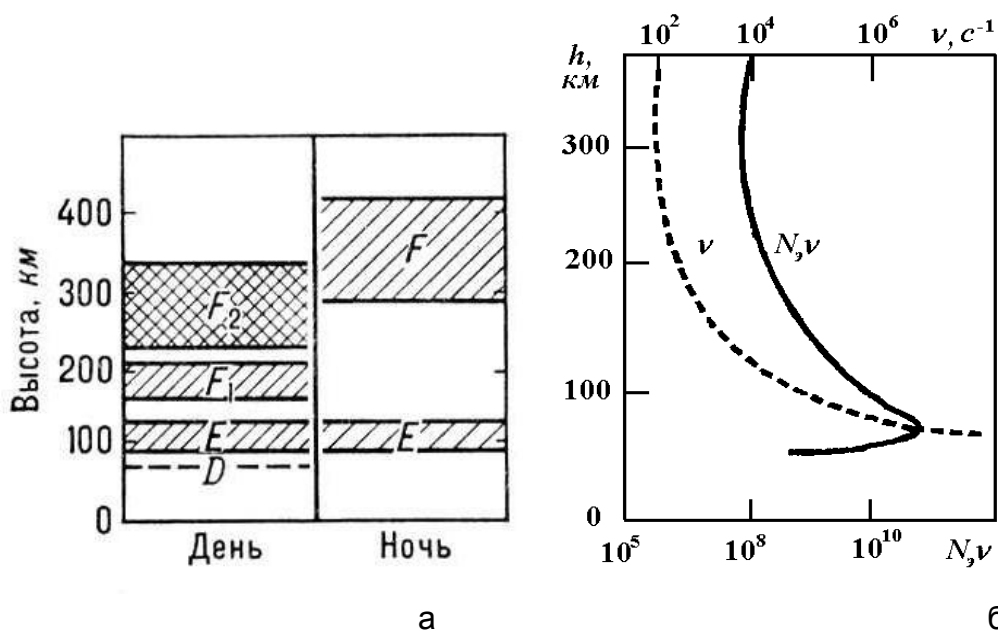


Рисунок 6 – Зависимость параметров ионосферы от высоты:

Антенны и распространение радиоволн

а – распределение концентрации электронов $N_{\text{э}}$;

б – зависимость столкновений ν

По концентрации электронов $N_{\text{э}}$ и числу столкновений ν в ионосфере выделяют несколько слоев, содержащих относительные максимумы $N_{\text{э}}$. Основным максимумом ионизации, называемый слоем F_2 , расположен на высотах от 250 до 400 км. Области ионизации, находящиеся выше и ниже основного максимума ионизации, называют внешней и внутренней ионосферой. Во внутренней ионосфере имеются четыре регулярных слоя: D , E , F_1 и F_2 (см. рисунок 6,а). Каждый слой характеризуется электронной плотностью $N_{\text{эmax}}$ в максимумах ионизации, высотой нижней границы слоя, числом соударений электрона с тяжелыми частицами.

При проектировании радиотрасс может быть использовано приближение простого слоя, в соответствии с которым ионосфера представляется одним слоем, внутри которого электронная плотность распределена по параболическому закону, а число столкновений, как это несложно заметить из графика, приведенного на рисунке 6,б – по экспоненциальному закону:

$$N_{\text{э}} = N_{\text{эmax}} \left(\frac{2(h - h_0)}{Z_m} - \frac{(h - h_0)^2}{Z_m^2} \right), \quad \nu = \nu_{\text{max}} \exp[-10^{-4}(h - h_0)], \quad (9)$$

где $N_{\text{эmax}}$ - электронная плотность в максимуме ионосферного слоя;

$Z_m = 0,5(h_{\text{в}} - h_0)$ - полутолщина ионосферного слоя;

h_0 - высота нижней границы слоя;

$h_{\text{в}}$ - высота верхней границы слоя.

На рисунке 7 приводятся зависимости, полученные с использованием приближения простого слоя (сплошная линия) и по данным статистической обработки экспериментальных данных, приведенных в программе IRI.

Антенны и распространение радиоволн

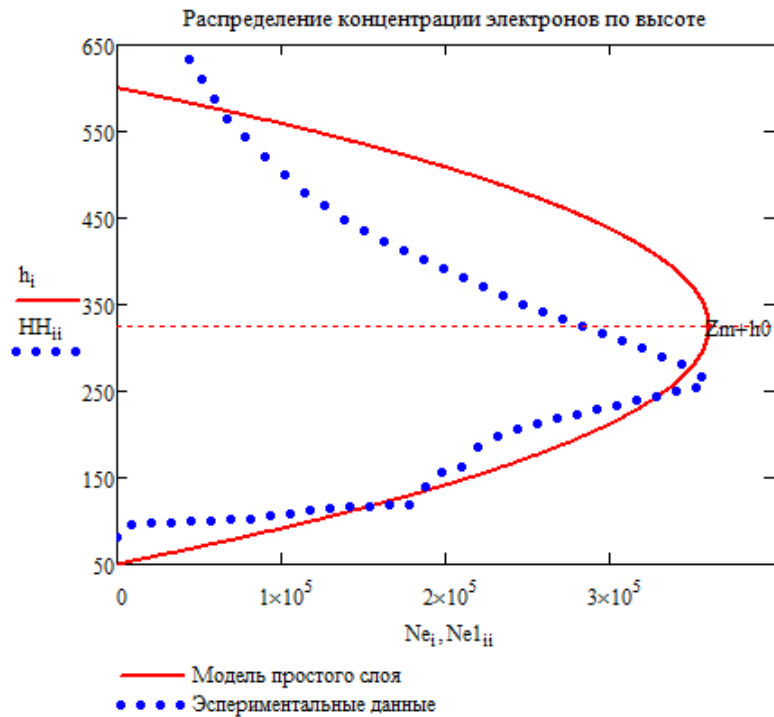


Рисунок 7 – Сравнение данных натурного эксперимента с моделью простого слоя ионосферы

Анализ данного рисунка показывает, что нижней ионосфере модель простого слоя обеспечивает достаточно точные параметры ионосферы.

При прохождении радиоволны через ионизированный газ положительные и отрицательные ионы начинают двигаться в такт с изменениями поля волны, что обуславливает появление некоторого конвекционного тока. Наличие данного тока наряду с током смещения, создаваемого смещением зарядов в свободном пространстве при распространении радиоволны, позволяет определить комплексную диэлектрическую проницаемость ионизированного газа (плазмы) в виде

$$\tilde{\varepsilon} = \varepsilon_0 - i \frac{e^2 N_3}{m_0(i\omega + \nu)} = \varepsilon_0 - i \frac{e^2 N_3}{m_0(i\omega + \nu)} = \varepsilon_0 - i \frac{\sigma^3}{\omega}. \quad (10)$$

Приравняв вещественные и мнимые части в соотношении (10), несложно получить выражения для вычисления электрических параметров ионосферы:

$$\varepsilon = 1 - 3,19 \cdot 10^9 \frac{N_3}{\omega^2 + \nu^2}, \quad \sigma^3 = 2,82 \cdot 10^{-2} \frac{N_3 \nu}{\omega^2 + \nu^2}. \quad (11)$$

Для проведения расчетов используют различные приближения формул (11) в зависимости от соотношения рабочей частоты ω и частоты столкновений ν .

Так, при высоких частотах ($\omega^2 \gg \nu^2$ т.е. $f > 3$ МГц) в соотношениях (11) можно пренебречь слагаемым ν^2 , что позволит записать данные выражения в виде:

$$\varepsilon = 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}, \quad (12a)$$

$$\sigma^3 = 2,82 \cdot 10^{-2} \frac{N_3 \nu}{\omega^2}. \quad (12b)$$

Антенны и распространение радиоволн

Следует отметить, что с увеличением частоты f параметры ионосферы приближаются к параметрам свободного пространства. В связи с этим основное влияние на распространение радиоволн ионосфера оказывает на частотах от 3 до 100 МГц.

При $\omega < \omega_0$ $\varepsilon < 0$, следовательно, коэффициент фазы волны

$$\beta = \frac{\omega\sqrt{\varepsilon}}{c} = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}} \quad (13)$$

является мнимой величиной, т.е. при данных частотах волна не распространяется, а затухает по экспоненциальному закону.

На низких частотах ($\omega^2 \ll v^2$) в соотношениях (11) можно пренебречь величиной ω^2 , что приводит указанные соотношения к виду:

$$\varepsilon = 1 - 3,19 \cdot 10^9 \frac{N_e}{v^2}, \quad (14a) \quad \sigma^3 = 2,82 \cdot 10^{-2} \frac{N_e}{v}. \quad (14b)$$

В этом случае электрические параметры ионизированного газа не зависят от рабочей частоты электромагнитных колебаний.

При наклонном падении волны на ионосферу изменение направления распространения происходит в соответствии с уравнением луча в плоскослоистой атмосфере.

$$n(h)\sin(\theta(h)) = \sin(\theta_0), \quad (15)$$

где $n_0 = 1$ - коэффициент преломления воздушной среды, которую можно считать однородной. Вследствие этого падающий луч – прямой. Геометрия задачи показана на рисунке 8.

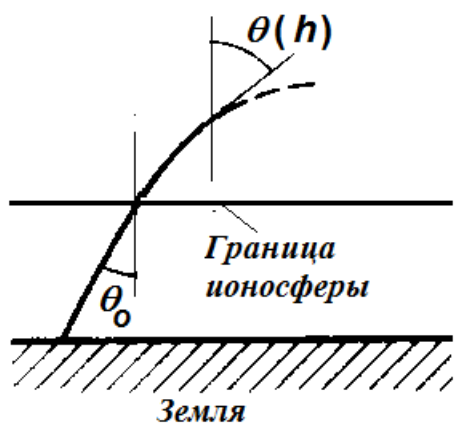


Рисунок 8 – Геометрия задачи

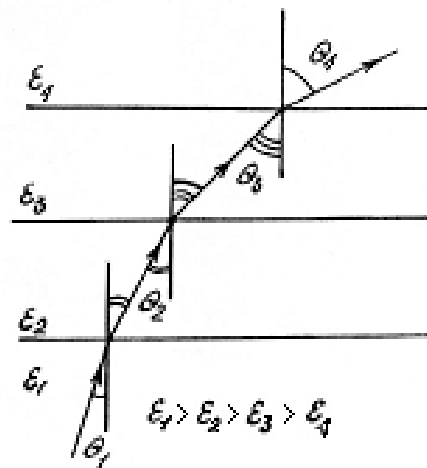


Рисунок 9 – Изменение угла падения

Соотношение (15) может быть записано в виде:

$$\sin\theta_0 = \sqrt{1 - \frac{80,8N_e(h)}{f^2}} \sin(\theta(h)). \quad (16)$$

Во внутренней ионосфере угол $\theta(h)$ будет возрастать, как показано на рисунке 9.

Антенны и распространение радиоволн

Выражение для максимальной рабочей частоты, при которой волны отразятся от ионосферы в случае заданной электронной концентрации и угла падения (так называемый закон «секанса») имеет вид:

$$f = \frac{\sqrt{80,8N_e(h)}}{\sqrt{1 - \sin^2 \theta_0}} = \frac{f(h_{\text{отр}})}{\cos \theta_0} = f(h_{\text{отр}}) \sec \theta_0. \quad (17)$$

Используя закон секанса несложно получить выражение для коэффициента преломления в виде:

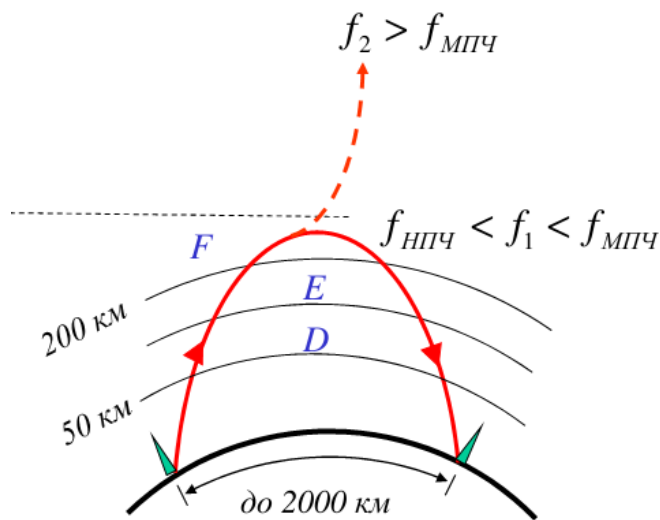
$$n = \sqrt{1 - \frac{f_0^2(h_{\text{отр}})}{f^2}} = \sqrt{1 - \sin^2 \varphi_0} = \cos \varphi_0, \quad (18a)$$

а соотношение для радиуса кривизны примет вид, удобный для анализа:

$$\rho = \frac{\cos^2 \varphi_0 f^2}{40,4(dN_e/dh)}, \quad (18b)$$

где $\varphi_0 = 90^\circ - \theta_0$ - угол возвышения.

Анализ приведенных выше соотношений показывает, что при $N_e(h) < N_{e\text{max}}$, то на определенной высоте луч достигнет точки поворота, как показано на рисунке 10. Дальнейшая – нисходящая - часть траектории симметричная первоначальной. Следует отметить, что в точке поворота реализуется предельный случай полного отражения. Если же $N_e(h) > N_{e\text{max}}$, то в ионосфере не найдется уровня, на котором $N_e(h) = N_e(h_{\text{отр}})$. Луч будет уклоняться к Земле, а при переходе во внешнюю ионосферу начнет уклоняться от Земли.



Возможные траектории радиоволны в ионосфере в зависимости от частоты
Рисунок 10 – Траектория ионосферной волны

При дальнейшем увеличении частоты луч попадает в область, где градиент электронной концентрации dN_e/dh становится отрицательным, радиус кривизны

Антенны и распространение радиоволн

меняет знак, и искривление луча произойдет вверх. Это означает, что луч пройдет через ионосферу, не отражаясь от нее.

Величина

$$f = \frac{f_{кр}}{\sqrt{1 - \frac{\cos^2 \varphi_0}{\left(1 + \frac{h_{отр}}{a}\right)^2}}} = f_{кр}(\varphi_0) \quad (19)$$

называется максимально применимой частотой. Из анализа (19) следует, что для каждого угла φ_0 существует своя максимально применимая частота. С увеличением угла φ_0 $f_{кр}(\varphi_0)$ увеличивается и достигает своего наибольшего значения при $\varphi_0=0$. Наименьшую величину критическая частота имеет при вертикальном падении луча на ионосферу, т.е. $\varphi_0 = 90^\circ$.

Наименьшее расстояние D по поверхности земли, на которое падает отраженный луч на частоте f , называется радиусом зоны молчания, а соответствующая этому радиусу зоны молчания частота f является максимальной применимой частотой.

Ионизированный газ ионосферы находится в постоянном магнитном поле Земли, напряженность которого зависит от широты. Так, на экваторе его напряженность H_{\perp} составляет 28 А/м, у магнитных полюсов - 56 А/м. Для средних геомагнитных широт можно полагать, что напряженность магнитного поля Земли равна приблизительно 40А/м. Присутствие постоянного магнитного поля изменяет условия движения электронов, благодаря чему изменяются и электрические параметры ионизированного газа. Электроны начинают вращаться вдоль силовых линий земли, как показано на рисунке 11.

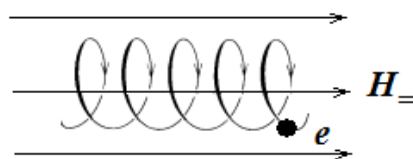


Рисунок 11 – Движение электронов вокруг силовых линий Земли

Частота вращения электронов при этом называется **гиротропной частотой** ω_m :

$$\omega_m = |\gamma| H_{\perp}, \quad (20)$$

где $\gamma = -2.21 \cdot 10^5$ Гц/(А•м) - гиромагнитное отношение.

Плазма является гиротропной средой с диэлектрической анизотропией, тензор диэлектрической проницаемости которой определяется выражением:

Антенны и распространение радиоволн

$$\varepsilon = \begin{pmatrix} \varepsilon_x & -ib & 0 \\ ib & \varepsilon_x & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_z \end{pmatrix}, \quad (21)$$

где
$$\varepsilon_x = \varepsilon_0 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2 - \omega_M^2} \right), \quad b = \varepsilon_0 \frac{\omega_M \omega_0^2}{(\omega^2 - \omega_M^2)\omega}, \quad \varepsilon_z = \varepsilon_0 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right), \quad (22)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{N_э e^2}{m_0 \varepsilon_0}} \approx \sqrt{3,190 N_э \cdot 10^9} \text{ - собственная частота плазмы (частота$$

Ленгмюра);

$N_э$ - концентрация электронов в единице объема [см³].

Особенности, возникающие при распространении электромагнитной волны в гиротропной среде, как известно, зависят от соотношения направления распространения электромагнитной волны и направления поля подмагничивания. Для ионосферы направление поля подмагничивания совпадает с силовыми линиями магнитного поля Земли. Таким образом, если направление распространения волны образует с направлением север-юг угол τ , как показано на рисунке 12, то вектор напряженности поля подмагничивания $\vec{H}_=$ можно разложить на две составляющие:

$$H_{\perp} = H_0 \sin \tau, \quad H_{\parallel} = H_0 \cos \tau. \quad (23)$$

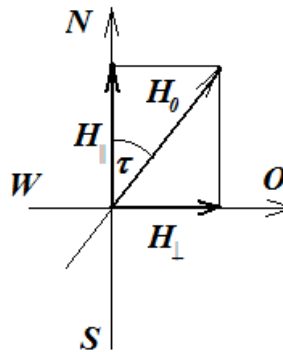


Рисунок 12 – Разложение направления распространения радиоволны в ионосфере

Следовательно, в общем случае для учета особенностей необходимо учитывать, эффекты, соответствующие как продольному, так и поперечному относительно поля подмагничивания распространению волн. Из формулы (23) вытекает, что и частоты гиромагнитного резонанса также будет зависеть от угла τ :

$$\left\{ \begin{matrix} \omega_{M\perp} \\ \omega_{M\parallel} \end{matrix} \right\} = |\gamma| H_0 \left\{ \begin{matrix} \sin \tau \\ \cos \tau \end{matrix} \right\}. \quad (24)$$

В частных случаях, когда угол τ равен 0 или 90 градусам, частота гиромагнитного резонанса будет составлять величину

Антенны и распространение радиоволн

$$\omega_M = 8,84 \text{ МГц} \text{ или } f_M = 1,4 \text{ МГц.} \quad (25)$$

В зависимости от соотношения частот электромагнитной волны и частот гиротропных резонансов, соответствующих перпендикулярной и параллельной компонентам) различают случаи квазипродольного и квазиперечного распространения радиоволн. В качестве критерия разделения выступают неравенство:

$$\omega_{M\perp}^4 / \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)^2 \gg 4\omega^2 \omega_{M\parallel}^2, \quad (26)$$

а также соотношение ω_0/ω . При $\omega_0/\omega \rightarrow 1$ даже при малых углах δ распространение волн является квазиперечным. При $\omega_0/\omega \ll 1$ в широком диапазоне изменения углов δ распространение волн является квазипродольным.

В остальных случаях в качестве критерия используется неравенство (26). Если данное неравенство выполняется, то считается, что распространение волны является квазиперечным. Если неравенство (26) не выполняется, то это соответствует случаю квазипродольного распространения волн.

Для описания особенностей, возникающих при квазиперечном распространении, волна представляется в виде двух волн: обыкновенной и необыкновенной, для которых различаются величины относительной диэлектрической проницаемости. Причем необыкновенная волна может в свою очередь быть разложена на две волны с различными значениями относительной диэлектрической проницаемости:

$$\varepsilon_{об} = 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}, \quad (27) \quad \varepsilon_{необ} = 2 \frac{\varepsilon_{необ1} \cdot \varepsilon_{необ2}}{\varepsilon_{необ1} + \varepsilon_{необ2}}, \quad (28)$$

$$\varepsilon_{необ1} = 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \left(1 - \frac{\frac{\omega_{M\perp}^2}{\omega^2}}{1 + \frac{\omega_0}{\omega}}\right)^{-1}, \quad (29) \quad \varepsilon_{необ2} = 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \left(1 - \frac{\frac{\omega_{M\perp}^2}{\omega^2}}{1 - \frac{\omega_0}{\omega}}\right)^{-1}, \quad (30)$$

Обыкновенная и необыкновенная волны различаются поляризациями:

- у обыкновенной волны линейная поляризация;
- у необыкновенной волны – эллиптическая поляризация.

Критические частоты обыкновенной и необыкновенной волн связаны соотношением:

$$f_{кр.необ} \approx f_{кр.об} + 0,7 \text{ МГц.} \quad (31)$$

Различие относительных диэлектрических проницаемостей приводит к различию фазовых скоростей волн, показателей преломления, а, следовательно, и к различию высот, на которых составляющие волны отражаются. Данный эффект, показанный на рисунке 13, получил название эффекта двойного лучепреломления.

Антенны и распространение радиоволн

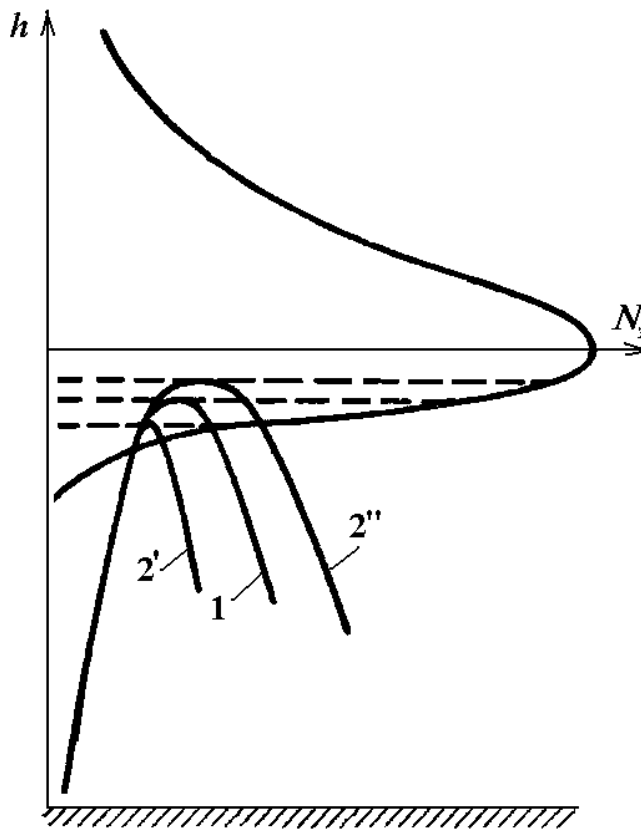


Рисунок 13 – Иллюстрация эффекта двойного лучепреломления

На данном рисунке кривая 1 иллюстрирует траекторию обыкновенной волны; кривые 2' и 2'' – траектории необыкновенных волн, причем кривая 2' соответствует необыкновенной волне, для которой относительная диэлектрическая проницаемость описывается формулой (29), а кривая 2'' – необыкновенной волне, для которой диэлектрическая проницаемость определяется выражением (30). Таким образом, отражение необыкновенной волны может происходить от двух уровней электронной плотности – ниже и выше уровня отражения обыкновенной волны. Обычно наблюдается отражение только от нижнего уровня, а часть энергии, отразившаяся выше уровня отражения обыкновенной волны, поглощается.

Помимо эффекта двойного лучепреломления при квазипоперечном распространении волны наблюдается эффект Коттона-Муттона или эффект Фоххта, заключающийся в преобразовании волны линейной поляризации в эллиптическую.

При квазипродольном распространении волны волна линейной поляризации может быть представлена в виде двух волн круговой поляризации – с левым и правым направлением вращения. Диэлектрическая проницаемость среды для этих волн будет определяться соотношениями:

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_0 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega(\omega + \omega_{M\parallel})} \right) = \varepsilon_0 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \frac{1}{1 + \frac{\omega_{M\parallel}}{\omega}} \right), \quad (32)$$

$$\varepsilon_2 = \varepsilon_0 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega(\omega - \omega_{M\parallel})} \right) = \varepsilon_0 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \frac{1}{1 - \frac{\omega_{M\parallel}}{\omega}} \right). \quad (33)$$

При продольном распространении волн в гиротропной среде должен наблюдаться эффект Фарадея, заключающийся в повороте угла наклона вектора напряженности электрического поля и оси поляризационного эллипса магнитного поля по мере распространения волны в плазме.

Указанный эффект является источником дополнительных замираний. Поясним это на примере. Пусть волна КВ диапазона, распространяясь в слое F, проходит значительный участок трассы вдоль магнитного поля Земли. Тогда в силу эффекта Фарадея плоскость ее поляризации поворачивается. Однако из-за нестабильности ионосферы угол поворота не остается постоянным. Следовательно, на входе линейно поляризованной антенны изменяется уровень принимаемого сигнала, поскольку данная антенна чувствительна к поляризации падающей волны.

На низких частотах волна с показателем преломления

$$n^2 = \frac{\omega_0^2}{\omega \omega_M \cos \tau} \quad (\cos \tau \approx 1) \quad (34)$$

может распространяться вдоль силовых линий Земли на значительные расстояния. Данные волны имеют большую дисперсию. Источниками сигналов такого типа являются грозовые разряды, а сами сигналы называют **свистящими атмосфериками**.

Наибольшее влияние на распространение радиоволн магнитное поле оказывает в том случае, когда рабочая частота близка к частоте гиромангнитного резонанса. Для ионосферы это соответствует средним волнам. Однако такие явления, как поворот плоскости поляризации, наблюдается в диапазоне коротких волн и даже в диапазоне УКВ.

Лекция 7. Особенности распространение радиоволн различных диапазонов

7.1. Особенности распространения сверхдлинных и длинных волн

Радиоволны длиной от 1000 до 10 000 метров называют длинными (ДВ) – частота 30-300 кГц, а радиоволны длиной более 10 000 метров – сверхдлинными (СДВ) – частота менее 30 кГц. Благодаря большой длине волны данные волны хорошо огибают Землю. Кроме того, поскольку в указанных диапазонах для всех видов земной поверхности токи проводимости существенно преобладают над токами смещения, то при распространении поверхностной волны происходит лишь незначительное поглощение энергии. Данное свойство определяет и

Антенны и распространение радиоволн

область применения ДВ и СВД – обеспечение связи на расстояния свыше 3 000 км.

Влияние атмосферы на распространение СДВ и ДВ.

Тропосфера практически не влияет на распространение радиоволн в этих диапазонах.

Ионосфера.

- *поглощение*: слабое, поскольку в ней проходит незначительная часть трассы;

- *высота поворота траектории* - нижняя граница ионосферы (слой *D* днем или *E* ночью): чем ниже частота волны, тем ниже и высота отражения от слоя ионосферы;

- *интерференция двух волн* – земной и отраженной от ионосфер;

- *зависимость вклада волн от расстояния от передатчика*:

а) дальность до 500 км – только земная волна. Расчет напряженности поля по формуле Шулейкина-Ван дер Поля;

б) свыше 500 км - только ионосферная.

Область пространства, где распространяются СДВ и ДВ – сферический слой, который лежит между земной поверхностью и нижним слоем ионосферы. Высота слоя – 80-100 км. Условия распространения такие же, как и в сферическом волноводе. Критическая длина волны порядка 100 км.

Расчет напряженности электрического поля в радиолиний на СДВ и ДВ обычно проводится по эмпирическим формулам, чаще всего по формуле Остина:

$$E = \frac{300\sqrt{PD}}{r} \sqrt{\frac{\theta}{\sin\theta}} \exp\left(-\frac{0.0014r}{\lambda^{0.6}}\right), \text{ [мВ/м]} \quad (1)$$

где *P* – мощность передатчика в кВт;

r – длина трассы в км;

λ - длина волны в км;

θ - геоцентрический угол между точками излучения и приема, вычисляемый с использованием соотношения

$$\theta = r / R_0, \quad (2)$$

*R*₀ - радиус Земли в км.

Особенность формулы Остина (1) – получение в точке $\theta = \pi$ бесконечно большой величины напряженности поля. В действительности в данной точке наблюдается некоторое увеличение поля, поскольку в нее приходятся в фазе две волны, обогнувшие Землю с разных направлений, как показано на рисунке 1. Данное явление получило название «**эффект антипода**». Формула Остина нашла практическое применение для расчета трасс в пределах от 2 до 18 тыс. км.

Наряду с эффектом антипода в диапазона СВД и ДВ наблюдается явление «**свистящие атмосферерики**». Данное явление проявляется в появлении характерного свиста, который постепенно понижается. Причиной появления «атмосферерики» являются гроззовые разряды в другом полушарии Земли, вызывающие перемещение получаемых при этом радиоволн по силовым линиям магнитного поля Земли. Иллюстрация данного явления показана на рисунке 2.

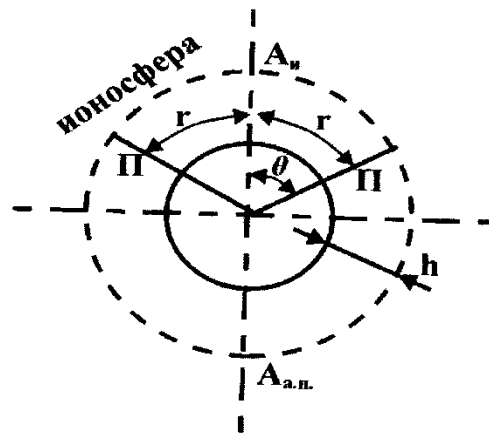


Рисунок 1 – Пояснение явления «антипода»

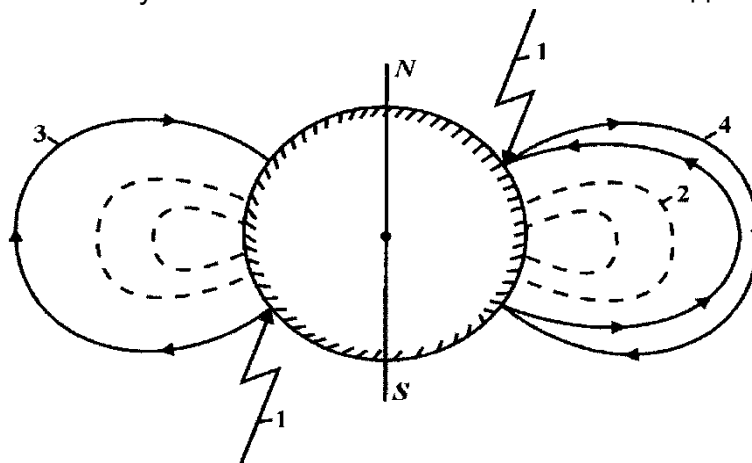


Рисунок 2 – Пояснение явления «свистящих атмосфериков»:

1 – силовые линии грозовых разрядов; 2 – силовые линии магнитного поля Земли

Основным преимуществом линий связи на СДВ и ДВ является большая устойчивость напряженности электрического поля. Величина сигнала мало меняется в течение суток и в течение года и не подвержена случайным изменениям.

Основной недостаток – ограниченный частотный диапазон, а также необходимость использовать громоздкие антенны.

Области применения. В навигационных системах для определения положения места нахождения объектов. Однако могут наблюдаться ошибки в определении, обусловленные суточными изменениями слоя *D* ионосферы.

Применяются для обеспечения надежной радиотелефонной и телеграфной связи на дальние расстояния и радиовещания.

Могут использоваться для связи с подводными объектами (подводными лодками), поскольку СДВ и ДВ (наряду с волнами оптического диапазона) испытывают слабое поглощение в морской воде.

7.2. Особенности распространения средних волн

К средним волнам (СВ) относятся радиоволны длиной от 100 до 1000 метров (частоты 0,3-3 МГц). Средние волны могут распространяться как земные, так и ионосферные.

Антенны и распространение радиоволн

Земные радиоволны СВ диапазона испытывают существенное поглощение земной поверхностью, что ограничивает дальность радиотрассы расстоянием в 700 км. Особенности распространения радиоволн была описана моделью распространения земных радиоволн при низко расположенных антеннах. Напряженность поля, создаваемая поверхностной волной в месте приема, зависит от электрических параметров почвы (главным образом, ее проводимости) и рабочей частоты. С увеличением проводимости почвы и уменьшением частоты поверхностные волны испытывают меньшее поглощение, и напряженность поля в точке приема возрастает. Напряженность электрического поля земных радиоволн СВ-диапазона для малых расстояний (до 200 км) рассчитывают по формуле Шулейкина – Ван дер Поля, а для больших расстояний – по дифракционным формулам (расчет полей в зоне тени и полутени).

Ионосферные волны способны отражаться лишь при концентрациях электронов, свойственных слою E. Через слой D (самый низкий) волна проходит, испытывая в нем сильное поглощение. Поскольку слой D появляется только днем, то ночью поглощение волн СВ-диапазона в ионосфере существенно уменьшается. Исключение составляют высокие широты, где днем в зимнее время могут наблюдаться пространственные волны, значительные по интенсивности. Связь на большие расстояния осуществляется только ионосферной волной.

Таким образом, в ночное время, как показано на рисунке 3, возможно распространение и поверхностной (земной) волны, так и ионосферной волны. При этом вследствие влияния магнитного поля Земли поляризация ионосферной волны может трансформироваться в поляризацию эллиптическую.

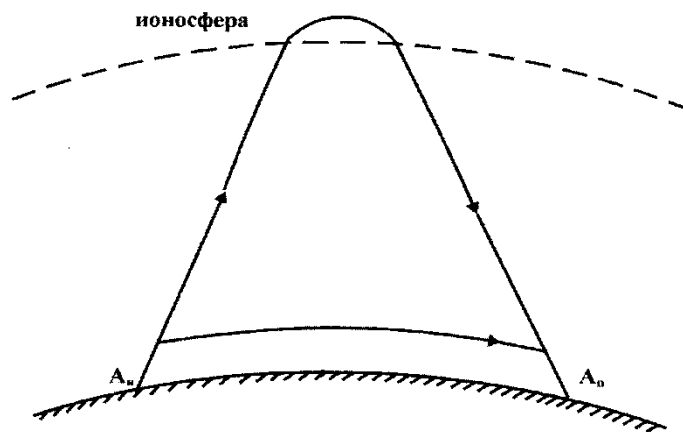


Рисунок 3 – Типы волн СВ-диапазона в ночное время

В промежуточной области днем прием идет на земную волну и ослабленную в слое D ионосферную волну. Для расчета напряженности поля земной волны в дневное время в диапазоне СВ используется формула:

$$E = E_{D0} \sqrt{P[\text{кВт}] \cdot \frac{2}{3} D_0}, \tag{3}$$

где E_{D0} - значение напряженности поля, определяемое с помощью графиков экспериментальных исследований.

Антенны и распространение радиоволн

Ночью ионосферная волна преобладает над земной волной, связь становится более устойчивой. Расчет среднего за год медианного значения напряженности поля земной и ионосферной волн СВ-диапазона в ночное время осуществляется по эмпирической формуле:

$$E_{Д.М.} = \frac{10233}{\sqrt{r}} \sqrt{P_{\Sigma} [кВт]} \cdot D_0 \exp[-8.94 \cdot 10^{-4} \lambda^{-0.26} r], \quad (4)$$

где r – длина трассы в км;

λ - длина волны в км.

Медианное (среднее) E_{cp} значение напряженности введено для характеристики случайно изменяющейся результирующей напряженности поля средних волн. Опыты по измерению напряженности поля при распространении средних волн показывают, что величина средней напряженности E_{cp} составляет примерно 35% от максимального значения.

В ночное время наблюдаются интерференция нескольких ионосферных волн, пришедших в точку приема различными путями, как показано на рисунке 4.

Приход в точку приема нескольких волн (в дневное время – земной и ионосферной, в ночное время нескольких ионосферных волн) приводит к тому, что соотношения амплитуд данных волн изменяются с изменением расстояния места приема от расположения передающей антенны. Это приводит и к изменению сдвига фаз:

$$\Delta\Psi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r, \quad (5)$$

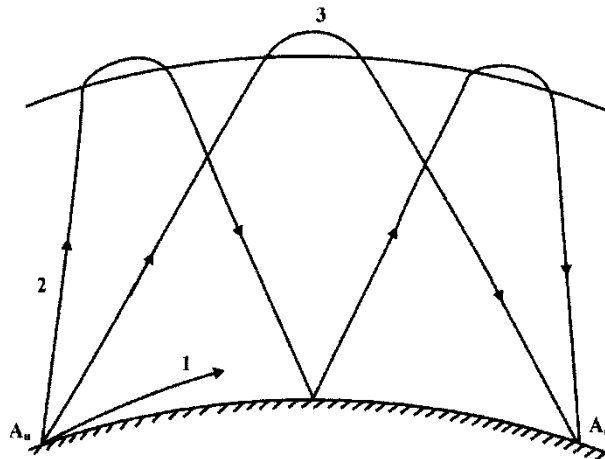


Рисунок 4 – Интерференция ионосферных волн:
1 – земные волны; 2, 3 – ионосферные волны

где Δr - разность путей в точку приема, проходимых волнами.

Величина фазового сдвига $\Delta\Psi$ непрерывно изменяется вследствие непрерывных флуктуаций электронной концентрации ионизированной области, вызывающих изменение высоты расположения отражающего слоя, а, следовательно, и длины пути ионосферных волн (одной или нескольких). В

Антенны и распространение радиоволн

результате в месте приема будет непрерывно изменяться амплитуда результирующего поля, что вызывает замирание сигнала (**фединг**).

Для борьбы с замираниями применяют специальные передающие антенны, получившие название **антифединговых антенн**. Они создают диаграммы направленности, прижатые к поверхности Земли, как показано на рисунке 5.

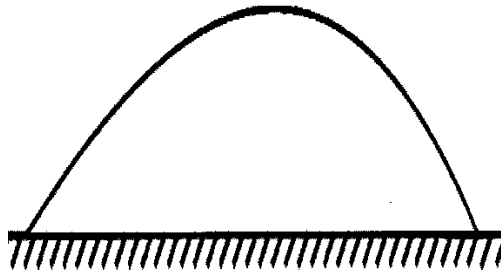


Рисунок 5 – Диаграмма направленности антифединговой антенны СВ диапазона

Наряду с замираниями (федингом) на средних волнах наблюдаются **Люксембург-Горьковский эффект или эффект перекрестной модуляции**, обусловленный нелинейными свойствами ионосферы. Сущность нелинейности состоит в том, что при пересечении в ионосфере лучей передающих радиостанций, как показано на рисунке 6, работающих на различных частотах, в приемнике с большой избирательностью, настроенным на частоту маломощной станции, будут прослушиваться сигналы более мощной станции.

Как следует из анализа рисунка 6, антенна с большой мощностью интенсивно излучает земные волны за счет снижения излучения ионосферных волн. В результате этого в месте приема поле ионосферной волны будет несколько ослаблено.

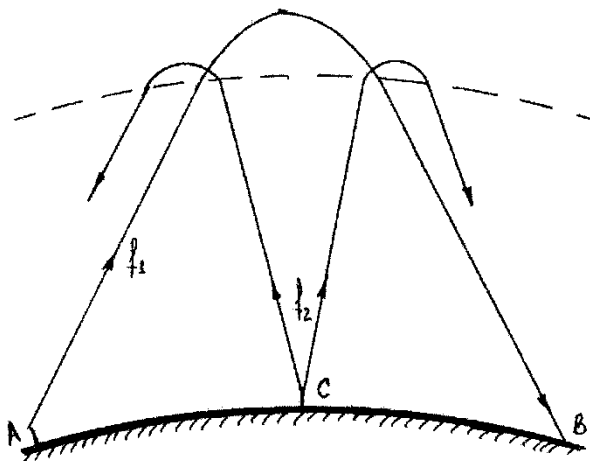


Рисунок 6 – Пояснение Люксембург-Горьковского эффекта:

- A – передающая станция, работающая на частоте f_1 ;
- B – приемная станция, работающая на частоте f_1 ;
- C - мешающая станция, работающая на частоте f_2

Для устранения эффекта перекрестной модуляции необходимо стремиться к тому, чтобы трасса распространения радиоволн маломощной станции не пересекалась в ионосфере с трассой распространения радиоволн мощной радиостанции. Для этого следует мощные средневолновые радиостанции

оснащать антеннами с диаграммами направленности с наклоном максимума излучения под малыми углами к земной поверхности.

7.3. Особенности распространения коротких волн

К коротким волнам (КВ) относятся радиоволны с длиной волны от 10 до 100 м (частоты 3-30 МГц). Распространение осуществляется двумя типами волн: земными (поверхностными) и ионосферными (пространственными). *Земные волны* могут распространяться лишь на расстояния порядка десятков километров вследствие слабовыраженной дифракции и сильного поглощения. *Ионосферные волны* представляют особый интерес для радиосвязи. Волны КВ-диапазона проходят слои *D* и *E*, испытывая в них поглощение. Отражение происходит от слоя *F*, как показано на рисунке 7. Кроме того, волны КВ-диапазона поглощаются и рассеиваются поверхностью Земли (*эффект Кабанова*).

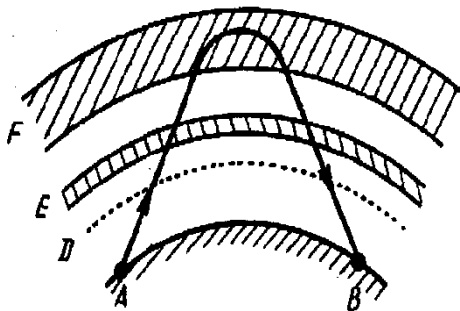


Рисунок 7 – Траектория радиоволны КВ-диапазона

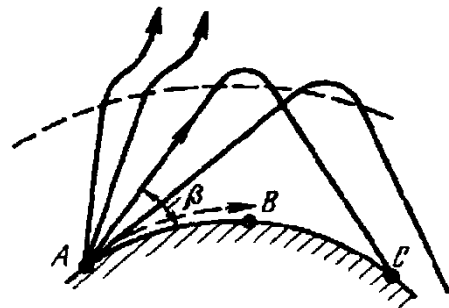


Рисунок 8 – Скачковый метод распространения волн КВ-диапазона

Распространение ионосферных волн в КВ-диапазоне имеет ряд особенностей:

1. *Скачковый метод распространения и существование зон молчания.* Распространение радиоволн на большие расстояния происходит путем последовательных отражений от ионосферы и поверхности Земли, как показано на рисунке 8. Длина скачка зависит от высоты отражающего слоя и угла падения волны на ионосферу. Максимальные скачки получаются, если излучение направлено вдоль Земли. Так, при отражении от слоя F_1 скачок составляет 300 км, от слоя F_2 – до 4000 км.

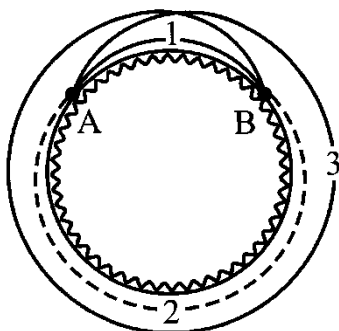


Рисунок 9 – Образование кругосветного эха

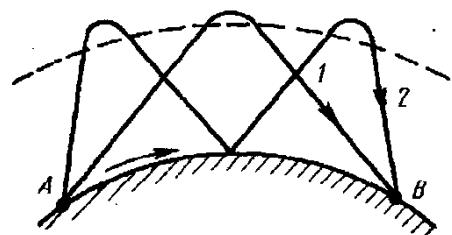


Рисунок 10 – Образование ближнего эха

Антенны и распространение радиоволн

Зона молчания представляет собой кольцевую область около передающей антенны, а также между областями радиосвязи (точки С на рисунке 8).

2. *Способность распространяться на большие расстояния (эффект эха)*. Обусловлена слабым затуханием в ионосфере. При особенно благоприятных условиях короткие волны могут один или несколько раз обогнуть земной шар, что приводит к тому, что в пункт приема наряду с основным сигналом придут сигналы, запаздывающие по времени примерно на 0,1 с – эффект **кругосветного эха** (рисунок 9). Если в точку приема приходят два и более лучей, как показано на рисунке 10, претерпевших разное число отражений от ионосферы, то наблюдается **ближнее эхо**.

3. *Ограниченность рабочего диапазона*. В КВ-диапазоне существуют понятия максимально применимой частоты (МПЧ) и наименьшей применимой частоты (НПЧ). Существование МПЧ объясняется с помощью закона секанса (максимальная частота при заданном угле входа в ионосферу, при котором наблюдается отражение от ионосферы). Существование НПЧ объясняется частотной зависимостью поглощения в ионосфере. При понижении частоты поглощение быстро увеличивается, уровень сигнала в точке приема уменьшается. При НПЧ напряженность поля принимает пороговое значение, ниже которого прием невозможен.

МПЧ и НПЧ зависят от параметров ионосферы: электронной концентрации и числа столкновений. НПЧ зависит также от параметров аппаратуры: излучаемой мощности, чувствительности приемника и т.п.

Для КВ-связи актуальна проблема выбора оптимальной рабочей частоты (ОРЧ). Поскольку концентрация электронов в слое F меняется в течение суток, то существуют так называемые дневные (длины волн 10-25 м) и ночные (35-100 м) волны. В практических случаях для связи используется оптимальная рабочая частота, которая выбирается на 15% меньше МПЧ.

4. *Замирания (интерференционные и поляризационные)*. Объясняются интерференцией в точке приема нескольких волн. Это могут быть волны, претерпевшие разное число отражений, либо обыкновенная и необыкновенная волны, как показано на рисунке 11.

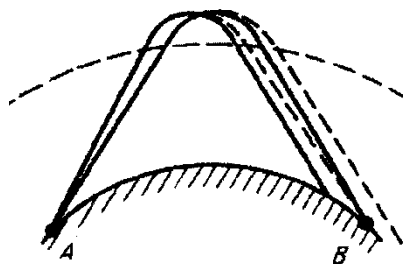


Рисунок 11 – Приход в точку приема обыкновенной и необыкновенной волн

Поляризационные замирания обусловлены эффектом Фарадея при прохождении радиоволны через ионосферу.

Для борьбы с замираниями в КВ-диапазоне используют прием на несколько разнесенных в пространстве антенн. Расстояние между ними выбирается так, чтобы замирания сигналов слабо коррелировали между собой. На практике для

Антенны и распространение радиоволн

этого достаточно разнести антенны на расстояние порядка 10λ . Выигрыш от данного приема для двух антенн может достигать 10 дБ и более.

5. *Влияние ионосферных возмущений.* Наряду с регулярными возмущениями концентрация электронов в слое F значительно изменяется и при магнитных бурях на Солнце. В результате солнечные корпускулы двигаются вдоль силовых линий Земли, концентрируясь в приполярных областях, вызывая полярные сияния, магнитные бури и нарушения связи в КВ-диапазоне. Для борьбы с такими нарушениями связи приходится переходить на более низкие частоты, увеличивать мощности передатчиков или использовать линии связи, проходящие в более южных широтах.

Расчет КВ-линий связи в основном сводится к составлению графика частот (волнового расписания) и расчету напряженности в точке приема. График рабочих частот строится на основе зависимости МПЧ от времени суток. Расчет напряженности поля производится по методу А.Н. Казанцева на основе графиков для затухания волн в ионосферных слоях.

Напряженность поля в точке приема определяется соотношением:

$$E = E_0 \exp(-\Gamma_j), \quad (6)$$

где Γ_j - суммарный или результирующий коэффициент поглощения, учитывающий затухание радиоволн во всех слоях ионосферы на пути трассы распространения:

$$\Gamma_j = \Gamma_D + \Gamma_E + \Gamma_{F_1} + \Gamma_{F_2}. \quad (7)$$

E_0 - напряженность поля без учета поглощения, которая вычисляется по формуле:

$$E_0 \approx \frac{1}{2} \frac{245 \sqrt{P \cdot D}}{r} \frac{1+R}{2} R^{n-1} \exp(\Gamma_j), \quad (8)$$

R - модуль коэффициента отражения от поверхности Земли (в практических расчетах принимается равным 0.8);

n - количество отражений от ионосферы вдоль трассы:

$$n \approx \text{ceil}(r[\text{км}]/4000). \quad (9)$$

В соотношении (7) каждый из коэффициентов поглощения зависит от параметров: угла падения на нижнюю границу ионизированной области θ_0 , критической частоты данной области $f_{кр}$ и рабочей частоты f .

Область применения. Применяются в основном для радиовещания. Преимущество – способность распространяться на большие расстояния, испытывая слабое поглощение в Земле и ионосфере.

7.4. Особенности распространения волн УКВ диапазона

Радиоволны с длиной волны короче 10 м (частоты выше 30 МГц) относятся к УКВ-диапазону. Диапазон УКВ обычно разбивают на четыре поддиапазона частоты: метровый – от 10 до 1 м (частота 30-300 МГц), дециметровый – от 1 м до

Антенны и распространение радиоволн

10 см (частота 300-3000 МГц), сантиметровый – до 10 до 1 см (частота 3000-30 000 МГц) и миллиметровый – с длиной волны короче 1 см (свыше 30 000 МГц).

Область применения. Каждый из указанных поддиапазонов находит широкое применение в радиотехнике и технике связи. Так, диапазон метровых волн используется в телевидении и частотно-модулированном вещании, а в ограниченном применении – для осуществления радиосвязи на большие расстояния. Диапазоны дециметровых и сантиметровых волн используются в радиоастрономии, телевидении, радиолокации, навигации, радиорелейной, космической и спутниковой связи. Диапазон миллиметровых волн в последнее время осваивается в радиорелейной, межспутниковой связи и в медицине.

Каждый из поддиапазонов имеет свои характерные особенности распространения, однако основные положения свойственны всему диапазону УКВ.

В УКВ-диапазоне, как правило, применяются остронаправленные антенны с шириной ДН менее нескольких угловых градусов, поднятые над поверхностью Земли на значительную высоту в масштабе длины используемой волны.

Поверхность Земли в некоторых случаях считается ровной по критерию Рэлея, иногда необходимо учитывать отражение от шероховатостей (пересеченная местность).

Сантиметровые и более высокочастотные волны испытывают поглощение в тропосфере.

Описание распространение радиоволн УКВ диапазона осуществляется с использованием нескольких моделей в зависимости от длины радиотрассы r по сравнению с расстоянием прямой видимости r_{np} :

При длине радиотрассы $r < 0,2 r_{np}$ напряженность поля определяется с применением формулы идеальной радиолинии. Поверхность Земли считается плоской. Особенности поля волны описываются интерференционным множителем.

При длине радиотрассы $0,2 r_{np} < r < 0,8 r_{np}$ применяется модель идеальной радиолинии, в расчетах используются приведенные высоты антенн. Сферичность Земли, а также тропосферная рефракция большей частью улучшает условия приема, увеличивает расстояние прямой видимости (на 15%), однако приводит к возникновению замираний.

Распространение УКВ на те же расстояния, но на пересеченной местности или в большом городе, когда имеются значительные препятствия, сопровождается замираниями сигналов, обусловленных многолучевым распространением.

Распространение УКВ (сантиметрового и дециметрового диапазона) на расстояния 200-1000 км может осуществляться за счет рассеяния на неоднородностях тропосферы.

Распространение УКВ (метрового диапазона) на расстояния свыше 1000 км осуществляется путем отражения от ионосферы и рассеяния на ее неоднородностях.

Распространение УКВ в пределах прямой видимости.

Антенны и распространение радиоволн

К линиям связи этого типа относятся:

- телевизионное и УКВ-вещание;
- радиорелейные линии связи (РРЛ) и радиолокационные станции (РЛС);
- связь с искусственными спутниками Земли (ИСХ) и другими космическими объектами;
- различные виды мобильной связи.

Рассмотрим более подробно особенности перечисленных выше линий связи.

Телевизионное и УКВ-вещание. ТВ антенны, как правило, слабонаправленные. Отражение от Земли формирует ДН в вертикальной плоскости. Для увеличения дальности вещания антенны передатчика и приемника поднимают над земной поверхностью для увеличения расстояния прямой видимости, При этом нижний лепесток ДН прижимается к Земле.

Для случая гладкой поверхности для расчета напряженности поля в точке приема используют формулу Введенского. Для неровной поверхности используется расчет с помощью функции ослабления, найденной из решения задачи дифракции на клине.

Влияние тропосферы учитывается введением эквивалентного радиуса Земли для нормальной тропосферы. Поглощением в тропосфере в метровом и дециметровом поддиапазонах можно пренебречь. В условиях города особенности распространения имеет свои особенности, связанные с экранирующим действием зданий. По данным экспериментальных исследований ослабление сигналов на уровне улиц в Москве составляло 6 дБ на частоте 49,75 МГц и 10 дБ на частоте 200 МГц. Внутри зданий дополнительное ослабление увеличивается по мере перехода с верхних этажей на нижние. Так, на седьмом этаже поле может составлять от 6 до 40 % от напряженности поля на крыше девятиэтажного здания, а на первом от 3 до 7 %. Большой разброс значений объясняется интерференцией прямой волны и волн, отраженных от стен и других предметов.

Работа РРЛ и РЛС. Расстояние между соседними станциями РРЛ (30-50 км) и высоты антенн (до 100 м) выбираются так, чтобы антенны находились в пределах прямой видимости, а область пространства, существенная для распространения радиоволн, была свободна от местных предметов. Влиянием Земли можно пренебречь.

Диапазон частот ограничен сверху поглощением в тропосфере (10-15 ГГц), снизу – снижением усиления антенн и полосой частот для передачи передаваемой информации (200-300 МГц).

Тропосфера учитывается, как и в предыдущем случае, введение эквивалентного радиуса Земли для нормальной тропосферы. Нестационарные процессы в тропосфере, являющиеся причиной замираний на РРЛ:

- а) ослабление в осадках (гидрометеорах) на частотах свыше 6-7 ГГц;
- б) изменение скорости убывания показателя преломления с высотой, что приводит к искривлению траектории радиотрассы;
- в) отражение от слоистых неоднородностей в тропосфере с последующей интерференцией с прямой волной.

В радиолокации тропосфера и ионосфера являются источником ошибок при определении координат цели радиолокационными станциями. При углах места

Антенны и распространение радиоволн

цели больших 5 градусов рефракция радиоволн приводит к систематическим ошибкам в определении угловых координат и дальности до цели:

$$\Delta\gamma = N \operatorname{ctg} \gamma_0, \text{ [мкрад]} \quad \Delta r = 0.007 N \operatorname{csc} \gamma_0, \text{ [м]} \quad (10)$$

где γ_0 - начальный угол места в направлении на цель;

N – индекс преломления тропосферы у поверхности Земли.

Например, при $\gamma_0 = 10^\circ$ и $N = 313$ (нормальная тропосфера) $\Delta\gamma = 6.1'$, $\Delta r = 12.6$ м. Флуктуации показателя преломления тропосферы приводят к случайным ошибкам в определении координат цели.

Связь со спутниками и другими космическими объектами. Радиосвязь возможна только в диапазоне УКВ, проникающих через ионосферу. Антенны - остронаправленные. Влиянием Земли можно пренебречь. Верхние применяемые частоты ограничиваются поглощением в тропосфере, нижние – поглощением в ионосфере, которое на этих частотах обратно пропорционально квадрату частоты.

Суммарные потери в тропосфере и ионосферы минимальны в окне прозрачности от 0,1 до 6 ГГц, поглощение в котором не превышает 1 дБ. На практике обычно используют частоты от 1 до 10 ГГц.

Проблемы при распространении:

Поглощение в тропосфере и ионосфере.

Рефракция радиоволн в тропосфере и ионосфере искривляет траекторию радиоволн, что приводит к ошибкам определения положения ИСЗ. Для тропосферы ошибки могут составлять 1-2 градуса (при пологом распространении), в ионосфере – нескольких градусов. Отказ от учета рефракции может привести к «потере» спутника станцией слежения.

Поворот плоскости поляризации при прохождении сквозь ионосферу (эффект Фарадея). Если для передачи и приема используются сигналы с линейной поляризацией, то на выходе приемной антенны наблюдается уменьшение сигнала. При движении спутника угол поворота постоянно изменяется, что приводит к замираниям сигнала.

Различные виды мобильной связи: сотовая, транкинговая, пейджинговая. Используют частоты от 0,8 до 4 ГГц. Особенности распространения радиоволн в городе те же, что и для ТВ, но в системах мобильной связи выражены резче. Это обусловлено двумя причинами: 1) высоты антенн систем сотовой связи ниже, чем у ТВ; 2) частоты связи систем подвижной связи выше, чем телевизионные. Указанные причины уменьшают дифракцию на препятствиях. Кроме того, при перемещении объектов мобильной связи изменение окружающей обстановки изменяет условия приема. Сигнал в точке приема испытывает быстрые и медленные замирания. Быстрые связаны с передвижением объекта и подчиняются закону распределения Рэлея. Причиной медленных замираний является изменение экранирующего действия городских зданий. Точное определение ослабления радиоволн в городских условиях не представляется возможным из-за влияния очень многих факторов. Наибольшее распространение при описании процесса распространения получили модели Окамуры и Хата.

Распространение УКВ за горизонт

Антенны и распространение радиоволн

Распространение УКВ за линию горизонта, иначе называемое дальним распространением УКВ, всегда представляло особый интерес для радиосвязи из-за большой информационной емкости диапазона и возможности применения остронаправленных антенн. Особый интерес эти случаи представляли до запуска первых ИСЗ.

Кратко перечислим данные случаи:

Дальнее распространение за счет рассеяния на неоднородностях тропосферы (ДТР).

Дальнее распространение УКВ при сверхрефракции в тропосфере. Поскольку возникновение условий для появления тропосферных волноводов трудно предсказуемы, то практического использования тропосферные волноводы не получили. Более того, их появление является причиной взаимных помех радиолокационных и других УКВ станций.

Дальнее распространение УКВ за счет рассеяния на неоднородностях ионосферы. Неоднородности показателя преломления ионосферы вызваны неоднородностями электронной концентрации, всегда существующими в ионосфере. Возникающее при этом изменение показателя преломления определяется выражением:

$$\Delta n = -\frac{80,9 \cdot \Delta N}{2n(f) \cdot f^2}. \quad (11)$$

Из данного соотношения следует, что для организации связи пригодны низкие частоты УКВ диапазона (30-60 МГц). Основное рассеяние происходит на нижних слоях ионосферы на высотах от 1000 до 2300 км. Полоса одного канала составляет несколько кГц и ограничена многолучевым характером распространения. Требуется больших мощностей передатчиков (десятки кВт) и антенн с КНД 20-30 дБ из-за значительных потерь при распространении. Достоинство – надежность, что особенно важно для приполярных областей, где ионосферные возмущения приводят к нарушениям связи на КВ.

Дальнее распространение УКВ за счет отражения от слоя F_2 и спорадического слоя E_s . Для слоя F_2 работает в годы высокой солнечной активности. Зона молчания порядка 2000 км, дальность связи – 4000 км. Для спорадического (случайно возникающего) слоя E_s дальность составляет от 1000 до 2500 км. Отражения от слоев F_2 и E_s являются причиной нерегулярного дальнего приема телевизионных сигналов.

Дальнее распространение УКВ за счет отражения от метеорных следов. После сгорания метеоров на высоте 100 км образуется ионизированный след, существующий несколько секунд. Отражение от него можно использовать для организации дальней связи. Связь работает в ждущем режиме: передатчик работает постоянно, а передача информации начинается с появления метеорного слоя. Частоты 40-80 МГц. Длина трассы 1600-1800 км, КНД антенны 5-18 дБ, мощности передатчиков единицы кВт, полоса частот – единицы кГц. Достоинство – надежность и скрытность, поскольку определить участок небосвода, куда будут направлены антенны практически невозможно.

Дальнее распространение УКВ за счет «усиления препятствием». Схема показана на рисунке 12. Расстояние между точками А и В составляет сотни

Антенны и распространение радиоволн

километров и при отсутствии препятствия в точке С определяется дифракцией около сферической поверхности Земли.

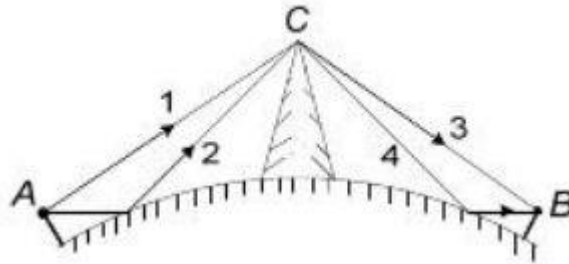


Рисунок 12 – Схема распространения радиоволн при усилении препятствием

В диапазоне УКВ будет слабым. Дополнительное ослабление создается поглощением Земли. При наличии препятствия в точке С в виде горного хребта между точками А и С существуют две волны: прямая (1) и отраженная от Земли (2). На вершине препятствия они испытывают дифракцию на краю экрана. От вершины до точки приема также можно выделить прямую (3) волну и отраженную (4) волну. Таким образом, можно говорить о 4 волнах между точками передачи А и В. Поскольку они распространяются в свободном пространстве и испытывают ослабление только при отражении от Земли и дифракции в точке С, то при благоприятных фазовых соотношениях между ними поле в точке приема может значительно возрасти. Так, на трассе 240 км на частоте 100 МГц и высоте препятствия 1000 м расчетное значение увеличения напряженности поля составляет 80 дБ. В некоторых случаях для увеличения напряженности поля на вершинах гор устанавливают специальные пассивные ретрансляторы в виде металлических сетчатых зеркал различной формы.

Лекция 8. Распространение радиоволн на участке ИСЗ-Земля

8.1. Особенности спутниковой связи

Для обеспечения связи на большие расстояния применяются искусственные спутники Земли (ИСЗ), на борту которых установлены ретрансляторы. При этом для обмена применяются два ретранслятора: один обеспечивает приём информации в канале «земная станция – борт ИСЗ», другой - работу канала «борт ИСЗ – земная станция спутниковой связи».

Условия работы линий космической связи имеют особенности, которые необходимо учитывать при изучении процессов распространения.

1) К одной из основных относится **высота размещения спутника**. Высоты полет ИСЗ лежат в пределах от 10 до 40 тыс. км. Наиболее практически важным случаем является размещение ИСЗ связи на геостационарной орбите, расположенной в плоскости экватора на высоте порядка 36 тыс. км над поверхностью Земли. В этом случае период составляет 24 часа, и спутник остается неподвижным относительно земной поверхности.

Антенны и распространение радиоволн

2) Расположение бортовых ИСЗ вне земной атмосферы приводит к необходимости

А) **правильного выбора частоты.** На спутниковых линиях связи используются частоты выше 100 МГц (длина волны более 3 м), не отражающиеся и не затухающие в ионосфере. Для фиксированной спутниковой связи применялись частоты от 1 до 10 ГГц (30..3 см), однако вследствие переуплотнения данного диапазона частот при разработке спутниковых систем используются частоты от 10 ГГц до 30 ГГц. Большинство спутниковых систем связи в настоящее время работает в диапазонах частот 6/4 ГГц, 8/7 ГГц, 14/11-12 ГГц, 30/20 ГГц (числитель – частота на участке линии Земля – ИСЗ, знаменатель – ИСЗ – Земля);

Б) **необходимость учета особенностей распространения радиоволны в тропосфере и ионосфере:** затухания в атмосферных газах, в осадках, изменения поляризации волн за счет эффекта Фарадея и наличия осадков, флуктуации амплитуды и фазы принимаемого сигнала, вариаций углов прихода сигнала на антенну, ограничений полосы частот, передаваемых без искажений;

3) **Низкий уровень принимаемого земными станциями сигнала,** обусловленный ограничениями на предельно допустимую плотность потока мощности, создаваемой бортовым передатчиком на поверхности Земли. В зависимости от частотной полосы и угла наклона траектории распространения волны нормируемая плотность потока не должна превышать -140..-150 дБ Вт/м² (10⁻¹⁴..10⁻¹⁵ Вт/м²) в полосе 4 кГц;

4) **Перемещение спутника, находящегося на негеостационарной орбите,** приводит к эффекту Доплера со смещением несущей частоты, что может явиться причиной искажения спектра сигнала, а также необходимостью использования системы наведения и сопровождения антенн.

8.2. Потери в канале связи

Потери в тракте распространения (основные потери передачи) рассчитываются с использованием формулы:

$$L_0 = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{G_1 G_2}, \quad (1)$$

где G_1, G_2 - коэффициенты усиления антенн земной станции и ретранслятора на ИСЗ;

$\lambda = c / f$ - длина волны;

$c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в свободном пространстве;

f – рабочая частота;

r – расстояние между антеннами земной станции и ретранслятора на ИСЗ. При оценке потерь расчеты проводятся для максимального расстояния r_{\max} , показанного на рисунке 1 и рассчитываемого по формуле:

$$r_{\max} = \sqrt{H^2 + R_3^2 - 2R_3 H \cos \alpha}, \quad (2)$$

Антенны и распространение радиоволн

где $H = H_C + R_3$ - расстояние от центра земли до спутника;

H_C - высота орбиты спутника над поверхностью Земли;

R_3 - радиус Земли;

$$\alpha = 90^\circ - \Delta_{\min} - \arcsin\left(\frac{R_3 \cos(\Delta_{\min})}{H_C + R_3}\right);$$

Δ_{\min} - минимально допустимый угол возвышения траектории распространения волны.

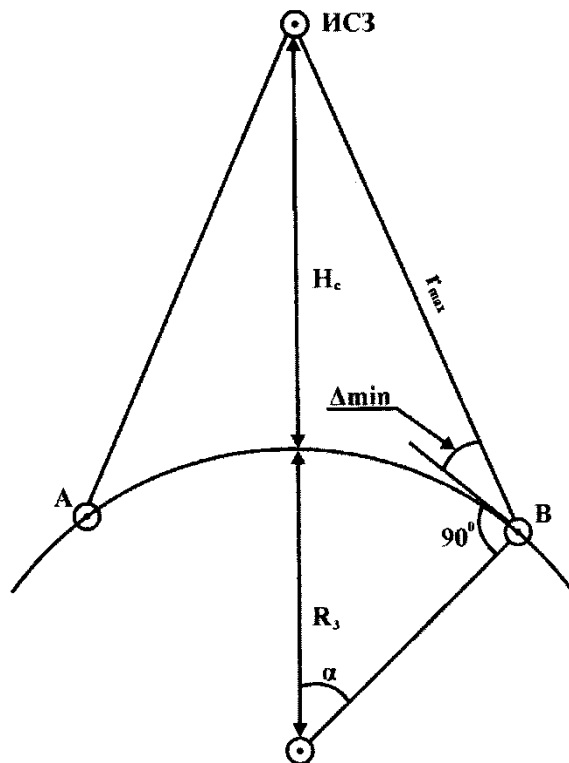


Рисунок 1 – Геометрия задачи

Основные потери передачи составляют для высот от 10 тыс. до 30 тыс. км на частоте 4 ГГц – от 196 дБ, на частоте 12 ГГц – 205 дБ.

Ослабление и деполяризация волн в тропосфере может быть довольно значительным. Складывается из затухания в газах, рассеяния и поглощения в дожде, тумане и облаках.

Затухание в газах зависит от угла возвышения антенны Δ и частоты передачи. Так в диапазоне частот 1.710 ГГц при углах возвышения $\Delta \geq 5^\circ$ поглощение невелико, однако при увеличении частоты свыше 20 ГГц множитель ослабления составляет 1 дБ/град.

Ослабление в дожде на частотах ниже 6 ГГц и углах возвышения $\Delta \geq 5^\circ$ незначительны. При $f \geq 10$ ГГц в условиях умеренного дождя ($J_D \leq 10$ мм/ч) ослабление составляет единиц децибелл, в период ливней ($J_D > 40$ мм/ч) – десятки децибелл. В связи с этим необходимо либо увеличивать мощность радиолинии (в зависимости от частоты до 30 %), либо работать при больших углах возвышения.

Антенны и распространение радиоволн

Деполаризация может наблюдаться в интенсивных осадках на частотах свыше 10 ГГц, когда в одном частотном диапазоне применяются линейные ортогональные поляризации. Может привести к взаимным помехам между каналами с ортогональными поляризациями.

Тепловые и поляризационные потери, связанные с прохождением через ионосферу.

В ионосфере потери передачи L_u (*тепловые потери*) обусловлены её конечной проводимостью. При средних условиях состояния ионосферы порядок величины L_u в децибеллах можно оценить приближенной формулой:

$$L_u \approx 2500 / f^2. \quad (3)$$

Анализ данной формулы показывает, что на частотах более 100 МГц потери не превышают 0,25 дБ. Тепловые потери в ионосфере учитываются только на частотах ниже 100 МГц.

Поляризационные потери вызваны рассогласованием поляризаций принимаемого поля и приёмной антенн в результате эффекта Фарадея. Перемещение спутника, а также изменения углов поворота Ψ_ϕ плоскости поляризации принимаемого поля. Если поле с вращающейся поляризацией принимать на антенну с линейной поляризацией, то появятся поляризационные потери, равные 3 дБ. Максимальное значение угла поворота плоскости поляризации $\Psi_{\phi \max}$ соответствует распространению вдоль магнитного меридиана. В этих условиях при среднем состоянии ионосферы, когда ИСЗ находится над ионосферой и волна под углом возвышения Δ пересекает всю её толщу

$$\Psi_{\phi \max} = \frac{2,32 \cdot 10^{19}}{f^2 \sqrt{1 - 0,9 \cos^2 \Delta}}. \quad (4)$$

Анализ данной формулы показывает, что на частотах 100 МГц $\Psi_{\phi \max}$ составляет порядка тысячи градусов, а на частотах от 3 ГГц и выше – до единиц градусов. В связи с этим поляризационные потери учитываются на частотах менее 3 ГГц.

Абсолютная величина потерь в децибеллах, обусловленная поляризационными потерями, рассчитывается по формуле:

$$L_\phi = P(\Psi = 0) / P(\Psi \neq 0) = 1 / \cos^2 \Psi_\phi \text{ или } L_\phi = -20 \lg |\cos \Psi_\phi|, \quad (5)$$

где $P(\Psi \neq 0)$ - мощность на входе приёмника при рассогласовании антенн и поля на угол Ψ_ϕ ;

$P(\Psi = 0)$ - мощность на входе приёмника при полном согласовании.

На рисунке 2 приводятся рассчитанные поляризационные потери для вертикальной и наклонной траекторий при средних условиях состояния для ионосферы.

Антенны и распространение радиоволн

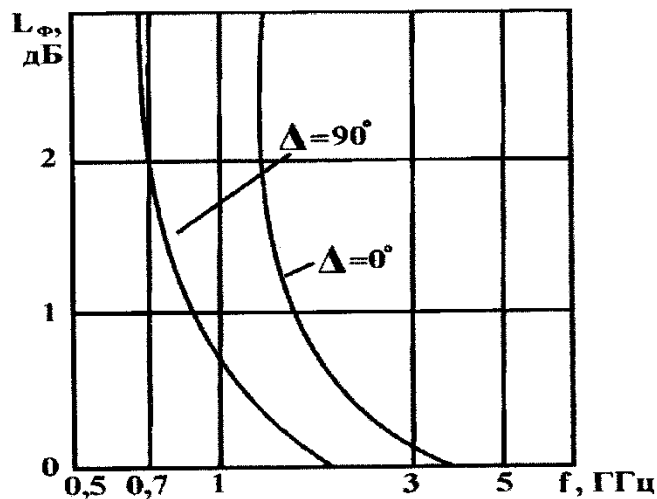


Рисунок 2 – Поляризационные потери

Для борьбы с данным видом потерь применяются антенны с круговой поляризацией. Если на одном конце линии установлена антенна с круговой поляризацией, а на другом конце линии с линейной, то $L_{\Phi} = 3$ дБ. Если обе антенны круговой поляризации, то $L_{\Phi} = 0$.

Влияние рефракции.

Рассмотрим влияние явлений рефракции, т.е. искривления траектории распространения, в тропосфере и ионосфере при организации линий спутниковой связи. При этом различают регулярную рефракцию и случайные флуктуации рефракции, когда искривление траектории проявляется в виде двух явлений. При малой (менее одного градуса) ширине диаграммы направленности антенн земных станций рефракция может привести к потере антенной спутника. При изменении координат ИСЗ за счет меняющейся во времени величины рефракции появляются ошибки в определении угла места (угла возвышения Δ) ИСЗ. Степень искривления траектории оценивается углом рефракции δ_p , показанным на рисунке 3.

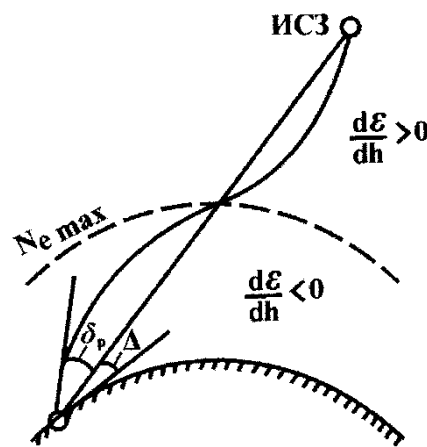


Рисунок 3 – Явление рефракции

Антенны и распространение радиоволн

Для расчета углов рефракции в тропосфере и ионосфере может быть использован упрощенный инженерный метод. В соответствии с ним тропосферная рефракция в угловых градусах определяется соотношениями:

$$\delta_{p.T} = \begin{cases} 1, & \Delta \geq 5^\circ \\ (n_{TO} - 1) \operatorname{ctg} \Delta, & \Delta < 5^\circ \end{cases} \quad (6)$$

где n_{TO} - приземное значение коэффициента преломления тропосферы.

Угол ионосферной рефракции $\delta_{p.I}$ для ИСЗ, расположенного на высоте $H_C > R_3$ в условиях квазипрямолинейного распространения, справедливого для частот больше 100 МГц при $\Delta > 10^\circ$, для среднего состояния ионосферы определяется формулой:

$$\delta_{p.I} = -\frac{57 \cos \Delta}{f_{\text{МГц}}^2 \sin \Delta}. \quad (7)$$

Суммарный коэффициент рефракции равен:

$$\delta_p = \delta_{p.T} + \delta_{p.I}. \quad (8)$$

На рисунке 4 показана зависимость значений $\delta_{p.T}$ и $\delta_{p.I}$ для различных углов возвышения антенны земной станции.

Углы рефракции, обусловленные случайными флуктуациями коэффициента преломления, обычно на порядок меньше углов регулярной рефракции.

Флуктуации уровня сигнала.

При углах возвышения антенн земных станции $\Delta \geq 5^\circ$ приём сопровождается неглубокими интерференционными замираниями (мерцаниями), обусловленными одновременным приходом на приёмную антенну наряду с прямой волной множества волн слабой интенсивности, вызванных рассеянием на локальных неоднородностях тропосферы и ионосферы. Измерения, проведенные при $\Delta \geq 5^\circ$ на частотах 4..6 ГГц на антеннах диаметром 20..40 м показали, что распределение мгновенных значений амплитуд подчиняется нормально-логарифмическому закону со стандартным отклонением, не превышающем 0,5..0,6 дБ. При углах возвышения $\Delta < 5^\circ$ глубина замираний может превышать 10..15 дБ. Это обусловлено тем, что коэффициент отражения от Земли в этом случае близок к единице независимо от вида поляризации волны и шероховатости земной поверхности.

Антенны и распространение радиоволн

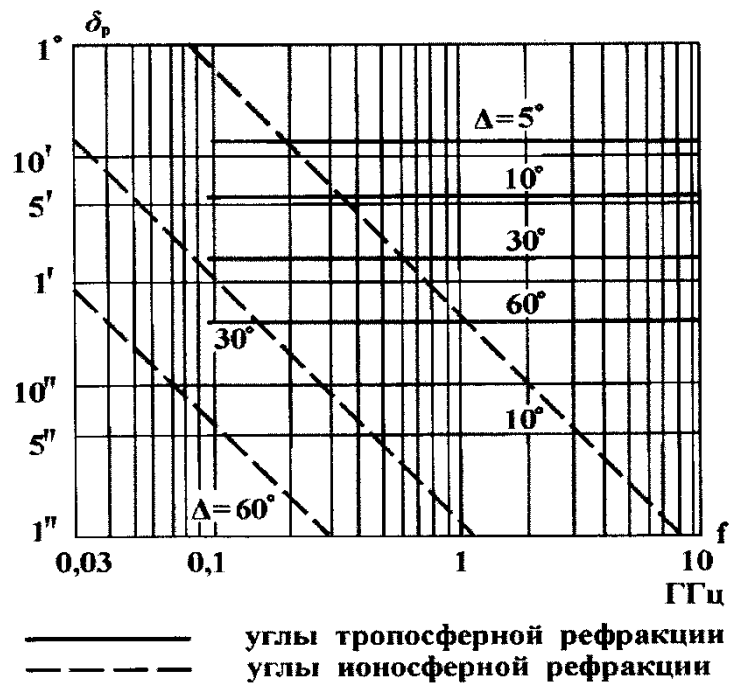


Рисунок 4 – Зависимость углов рефракции от частоты и угла возвышения антенн

Внешние шумы.

К внешним шумам относятся тепловые шумы окружающего пространства, излучаемые в том же диапазоне, что и рабочие частоты. Внутренние шумы крупногабаритных антенн для приема сигналов малой мощности в диапазоне 1..10 ГГц составляют всего 20..70° К, что значительно меньше шумов атмосферы и земной поверхности. В связи с этим энергетические параметры космических и спутниковых линий связи рассчитываются с учетом распределенных в пространстве источников внешних помех. Уровень тепловых шумов от протяженных источников в виде земной поверхности, космического излучения и нагретой атмосферы имеет четко выраженное «окно» в диапазоне частот 1..10 ГГц. Нижняя граница определяется космическим излучением, достигающим на частотах ниже 1 ГГц яркостной температурой в сотни градусов. Верхняя граница ограничивает мощностью шумов атмосферы, достигающих порядка 100° К на частотах 20..25 ГГц.

Уровень тепловых шумов также зависит от угла возвышения антенны. Максимальные шумы достигаются при $\Delta < 5^\circ$. Для антенн с углом возвышения $\Delta \geq 5^\circ$ и узкой диаграммой направленности на частотах 4..6 ГГц для сухой и ясной погоды суммарная шумовая температура от внешних источников составляет 30..50° К. Для бортового приёмника, антенна которого ориентирована на Землю, основным внешним источником тепловых шумов является радиоизлучение Земли.

Искажения сигналов в тракте распространения.

К космическим и спутниковым линиям связи предъявляются определенные требования по широкополосности, поскольку при передаче информации одним из ограничивающих факторов передаваемой полосы частот является изменение

Антенны и распространение радиоволн

фазовых сдвигов между спектральными составляющими сигнала из-за наличия дисперсии в ионосфере. В количественной оценке данных искажений главный вклад определяется разностью времени распространения нижней и верхней составляющих спектра сигнала, энергия которого сосредоточена в полосе частот. Проведенные расчеты показывают, что при угле антенны к горизонту $\beta = 10^\circ$ широкополосность ионосферы на частоте 0,1 ГГц не превышает 450 кГц, на частоте 1 ГГц составляет 12 МГц, а на частоте 10 ГГц достигает 410 МГц. Известно, что ширина полосы частот, используемых для передачи совокупности информационных сигналов, называемой стволем спутниковой связи, является полоса 36 МГц, а для передачи телевизионного сигнала необходима полоса 6,5 МГц.

За счет эффекта Доплера возможна деформация спектра сигнала. Максимальное смещение частоты оценивается на частотах 1..10 ГГц величиной 0,02..0,2 МГц. Для компенсации доплеровского сдвига используется приемник с автоматической подстройкой частоты или при известных параметрах орбиты управляют по определенной программе частотой передатчика.

8.3. Энергетика спутниковых линий связи

При расчете энергетике систем связи через ИСЗ параметры антенн и приемных устройств связаны многими условиями:

- антенны земных станций должны иметь высокие коэффициенты усиления для компенсации больших потерь при распространении, а приёмная система – максимальную шумовую добротность.
- выбор параметров и конструкции бортовой антенны ограничен ее допустимой массой и габаритными размерами.
- выбор параметров земных приёмных устройств однозначно определяется типом малозумящего приёмника из-за нормируемого низкого уровня принимаемого сигнала и сравнимого с ним уровня внешних шумов.
- шумовая температура бортовых приёмников должна быть выше 290°K , поскольку антенна ориентирована на землю с высокой яркостной шумовой температурой.

Кроме того, следует учитывать, что в энергетическом смысле оба участка линии спутниковой связи «Земля – спутник» и «спутник – Земля» оказываются напряженными. Это обусловлено, во-первых, стремлением к уменьшению мощности передатчиков и упрощением земных станций. Во-вторых, ввиду ограничений на массу, габаритные размеры и энергопотребление бортового ретранслятора.

С учетом схемы одного из участков спутниковой линии связи, состоящей из передающей земной станции, бортового ретранслятора и приёмной земной станции, эквивалентная изотропная излучаемая мощность (ЭИИМ) передающей станции определяется соотношением:

$$E_{\text{Э}} = P_{\text{пер}} \eta_{\text{пер}} G_{\text{пер}}, \quad (9)$$

где $P_{\text{пер}}$ - эффективная мощность на выходе передатчика;

Антенны и распространение радиоволн

η_{nep} - коэффициент передачи (по мощности) волноводного тракта (КПД тракта);

G_{nep} - коэффициент усиления передающей антенны относительно изотропного излучателя.

Затухание энергии сигнала в свободном пространстве, определяемое уменьшением плотности потока мощности при удалении от излучателя на расстояние d , определяется соотношением:

$$L_0 = \frac{16\pi^2 d^2}{\lambda^2}, \quad (10)$$

где $\lambda = c/f$ - длина рабочей волны передатчика;

d – наклонная дальность (расстояние между передающей и приёмной антеннами).

В точке приёма установлена антенна с коэффициентом усиления G_{np} , связанная с приёмником волноводным трактом с коэффициентом передачи η_{np} . При согласовании волновых сопротивлений антенны элементов тракта и приёмника мощность сигнала на входе приёмника будет равна:

$$P_{np} = \frac{E_{\text{Э}}}{L_0 L_{\text{дон}}} G_{np} \eta_{np} = \frac{P_{nep} \lambda^2 G_{nep} G_{np} \eta_{nep} \eta_{np}}{16\pi^2 d^2 L_{nep}}. \quad (11)$$

Соотношение (11) может быть использовано для расчета любых радиолиний прямой видимости, в том числе и спутниковых. Параметры антенны могут быть заданы также в виде эффективной площади её апертуры S_{np} , связанной с коэффициентом усиления соотношением вида

$$G_{np} = 4\pi S_{np} / \lambda^2. \quad (12)$$

С учетом (12) выражение (11) принимает вид:

$$P_{nep} = P_{np} \frac{4\pi d^2 L_{\text{дон}}}{G_{nep} S_{np} \eta_{nep} \eta_{np}}. \quad (13)$$

Соотношение (13) определяет требуемую мощность передатчика при заданной мощности сигнала на входе приёмника. При этом выражение (13) не зависит от длины волны.

При расчете линии связи зачастую задана не мощность сигнала на входе приёмника, а отношение сигнал/шум $((P_c / P_{uu})_{\text{ex}})$, где P_{uu} - полная мощность шума на входе приёмника. Поскольку в диапазоне СВЧ шумы различных источников имеют аддитивный характер, то суммарная мощность может определяться вкладом тепловой составляющей

$$P_{uu} = kT_{\Sigma} \Delta f_{uu}, \quad (14)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц·град – постоянная Больцмана;

T_{Σ} - эквивалентная шумовая температура всей приёмной системы с учетом внутренних и внешних шумов, включая шумы антенны и фидера;

Антенны и распространение радиоволн

$\Delta f_{ш}$ - эквивалентная шумовая полоса пропускания приёмника.

Приведенные соотношения устанавливают связь между основными параметрами линии связи и являются исходными для вывода уравнений, определяющих энергетические параметры спутниковых линий.

При этом на линии связи выполняются соотношения:

- для участка Земля – спутник

$$P_{пер.3} = \frac{4\pi d_1^2 L_{1дон} P_{ш.б}}{\lambda_1^2 G_{пер.3} G_{пр.б} \eta_{пер.3} \eta_{пр.б}} \left(\frac{P_C}{P_{ш}} \right)_{вх.б}, \quad (15)$$

где $P_{ш.б} = kT_{\Sigma б} \Delta f_{ш.б}$.

В соотношении (15) и далее индекс «3» обозначает принадлежность показателя к земным станциям, а индекс «б» - к бортовой аппаратуре. Индексы «1» и «2» соответствуют участкам «Земля – спутник» и «спутник – Земля»;

- для участка трассы спутник – Земля:

$$P_{пер.3} = \frac{4\pi d_2^2 L_{2дон} P_{ш.3}}{\lambda_2^2 G_{пер.б} G_{пр.3} \eta_{пер.б} \eta_{пр.3}} \left(\frac{P_C}{P_{ш}} \right)_{вх.3}, \quad (16)$$

где $P_{ш.3} = kT_{\Sigma 3} \Delta f_{ш.3}$.

Связь между отношениями сигнал/шум на выходе линии и на каждом из участков в отсутствие обработки сигналов на борту с учетом сложения шумов на каждом участке определяется **суммарным отношением шум/сигнал на конце линии связи**:

$$\left(\frac{P_{ш}}{P_C} \right)_{\Sigma} = \left(\frac{P_{ш}}{P_C} \right)_{вх.б} + \left(\frac{P_{ш}}{P_C} \right)_{вх.3}, \quad (17)$$

где $\left(\frac{P_{ш}}{P_C} \right)_{вх.б}$ - отношение шума к сигналу на входе приёмника ИСЗ;

$\left(\frac{P_{ш}}{P_C} \right)_{вх.3}$ - отношение шума к сигналу на входе приёмника земной станции.

Вводя долевы коэффициенты a и b ($a > 1$, $b > 1$) для двух слагаемых в выражении (17) можно распределить заданное отношение $\left(\frac{P_{ш}}{P_C} \right)_{\Sigma}$ по

соответствующим участкам линии связи. Если задаться превышением отношения сигнал/шум на участке спутник – Земля, равным 1 дБ ($b = 1,26$), можно определить необходимое превышение этого отношения на участке Земля – спутник, которое должно составлять

$$a = b / (b - 1) = 1,26 / 0,26 = 4,86 \approx 5 \text{ или } 7 \text{ дБ.}$$

Распределение коэффициентов запаса a и b предполагает, что шумовые полосы бортового ретранслятора и земного приёмника одинаковы. При $\Delta f_{ш.3}$ меньшей полосы пропускания ионосферы мощность шума на входе бортового приёмника вычисляется в полосе $\Delta f_{ш.3}$.

Антенны и распространение радиоволн

С учетом коэффициентов запаса соотношения (15) и (16) принимают вид:

- для участка Земля – спутник

$$P_{пер.3} = \frac{4\pi d_1^2 L_{1\downarrow} k T_{\Sigma 6} \Delta f_{ш.6}}{\lambda_1^2 G_{пер.3} G_{пр.6} \eta_{пер.3} \eta_{пр.6}} a \left(\frac{P_C}{P_{ш}} \right)_{\Sigma}, \quad (18)$$

- для участка спутник – Земля:

$$P_{пер.3} = \frac{4\pi d_2^2 L_{2\downarrow} k T_{\Sigma 3} \Delta f_{ш.3}}{\lambda_2^2 G_{пер.6} G_{пр.3} \eta_{пер.6} \eta_{пр.3}} b \left(\frac{P_C}{P_{ш}} \right)_{\Sigma}. \quad (19)$$

Лекция 9. Взаимные помехи и электромагнитная совместимость

9.1. Условия распространения и взаимные помехи станций: оценка уровня взаимных помех в различных диапазонах

В настоящее время наблюдается широкое применение радиотехнических систем различного назначения, вызывающее непрерывный рост потребности в использовании все новых радиочастот. Однако в силу ограниченности данного ресурса большое количество радиосистем вынуждены функционировать в одном и том частотном диапазоне, тем самым создавая проблемы возникновения непреднамеренных взаимных помех. В общем случае к непреднамеренным помехам могут быть отнесены и помехи в виде шумов естественного происхождения, промышленные помехи, а также помехи радиостанций. В зависимости от частотного диапазона проявление помех различается. Так, в диапазоне дециметровых и более коротких волн основным видом помех являются взаимные помехи радиостанций. В более высокочастотных диапазонах, например, СВЧ, в качестве основных помех выступают тепловые шумы окружающего антенну пространства.

Уровень взаимных помех в значительной степени зависит от условий распространения электромагнитных волн.

Оценка уровня взаимных помех в диапазонах ОВЧ, УВЧ и СВЧ

При оценке взаимных помех в различных диапазонах предполагается, что известными являются местонахождение и технические характеристики мешающих станций.

В качестве критерия для оценки уровня взаимных помех традиционно применяется *статистическое распределение множителя ослабления* $V(T)$. При приёме помех наиболее опасными являются высокие уровни излучения. В связи с этим распределение $V(T)$ должно характеризовать статистическое распределение больших значений множителя ослабления. На основе данной зависимости определяется вероятность того, что уровень помехи превысит заданное значение.

Антенны и распространение радиоволн

Статистическое распределение уровня помех от соседних станций зависит от условий распространения на пути от источника помехи до места приёма:

- на *открытых трассах* при наличии прямой видимости между источником помехи и приёмной антенной распределение $V(T)$ зависит от рефракции в тропосфере.

При близком к стандартному значению состоянии тропосферы максимальный множитель отражения равен $V(T) = 2$ за счет синфазного сложения полей волн прямой и отраженной от земной поверхности. При критической рефракции и волноводных условиях распространения уровни мешающих сигналов могут быть еще выше, а коэффициент ослабления, в свою очередь, меньше чем в свободном пространстве. Пример статистического распределения множителя ослабления приведен на рисунке 1.

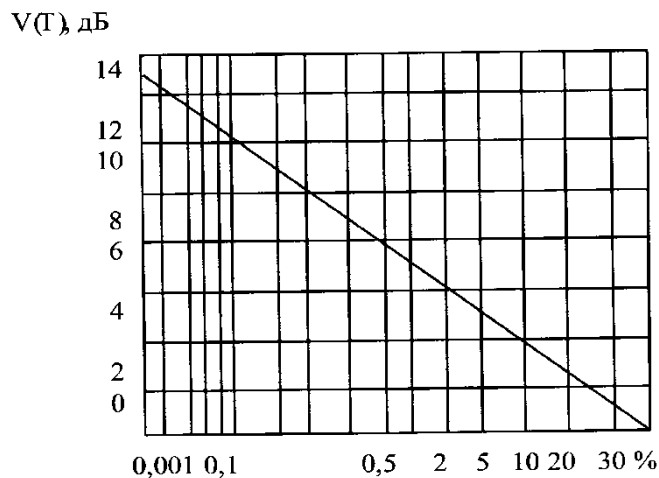


Рисунок 1 – Статистическое распределение множителя ослабления в частотном диапазоне 1..6 ГГц

При проведении расчетов полагалось, что трасса имеет протяженность от 30 до 65 км и предназначена для распространения волн на частотах от 1 до 6 ГГц;

- в *случае закрытых трасс* аномально высокие уровни мешающих сигналов могут быть обусловлены критической рефракцией или волноводными условиями распространения, а также отражением от интенсивных слоев тропосферы с ограниченными горизонтальными размерами. Наиболее высокие уровни помех по данным экспериментальных исследований наблюдаются в летнее время и связаны с повышенной влажностью воздуха, вызывающей изменения рефракционных свойств тропосферы, а также интенсивности возникающих в тропосфере неоднородностей. В связи с этим оценка уровня взаимных помех должна проводиться для летнего периода. Кроме того, повышения уровня помех зависит от поверхности, над которой проходит трасса и от частоты. Так, в первом случае при прохождении над морской поверхностью возможно возникновение волноводного распространения. Во втором случае на частотах свыше 10 ГГц повышение уровня помех могут наблюдаться из-за рассеивания радиоволн осадками.

Оценка уровня взаимных помех в диапазонах ВЧ, СЧ и НЧ

Антенны и распространение радиоволн

Для работы одного канала в диапазоне ВЧ, включающем частоты от 3 до 30 МГц, обычно отводят полосу частот 5 кГц. Таким образом, во всем частотном диапазоне при традиционном способе передачи может быть размещено 5400 каналов. В то же время во всех странах мира число передатчиков данного диапазона в несколько раз превышает данное количество каналов. При этом взаимные помехи на ВЧ линиях являются определяющими. Следует отметить, что в важных административных центрах уровень помех возрастает, поскольку системы связи и вещания используют антенны с высокой направленностью.

Расчетным путем определение уровня взаимных помех представляется сложной задачей, поскольку зависит от множества факторов: от технических характеристик приёмопередающей аппаратуры и антенн, от времени суток, от уровня солнечной активности, от географического положения, от точки приёма и т.п. В связи с этим оценка взаимных помех осуществляется экспериментальными исследованиями.

В диапазонах СЧ (гектаметровых волн) и НЧ (километровых волн) взаимные помехи могут возникать в результате нерационального территориального размещения станций, неправильного выбора мощности и частоты излучения.

9.2. Помехи в виде шумов естественного происхождения

Качество приёма сигнала зависит от отношения мощности сигнала к мощности помех на входе приёмного устройства. При этом под **помехами** или **шумами** понимаются посторонние сигналы, поступающие на вход радиоприёмного устройства одновременно с полезным сигналом и имеющим частоту, попадающую в полосу пропускания приёмника. Следует отметить, что в радиотехнике термин «шум» обычно применяют к помехам, имеющим непрерывный частотный спектр, в термин «помеха» - к сигналам с дискретным частотным спектром. В литературе по распространению радиоволн данные термины не имеют четкого разделения.

Мощность шума реального источника на согласованной с ним по сопротивлению нагрузке может быть представлена в виде формулы:

$$P_{ш} = k\Delta f T_{ш}, \quad (1)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана;

Δf - полоса пропускания приёмника;

$T_{ш}$ - шумовая температура.

Шумовую температуру можно трактовать как температуру, до которой необходимо нагреть активное равное входному сопротивлению приёмника сопротивление, при которой оно создаёт в нём такую же мощность шума, как и реальный источник. Представление шумов приёмника и внешних шумов, поступающих с антенны, через один параметр – шумовую температуру - позволяет проводить их сравнение и определять полную мощность шумов на его входе.

Антенны и распространение радиоволн

Каждый приёмник имеет собственные шумы, определяемые входными цепями и пересчитываемые к его входу. Мощность данных шумов определяется шумовой температурой

$$T_{ш.пр} = T_0(F - 1), \tag{2}$$

где T_0 - реальная температура приёмника в градусах Кельвина, обычно принимаемая равной $290^\circ K$;

F – коэффициент шума приёмника. На рисунке 2 приводятся зависимости шумовой температуры приёмников с различными входными цепями от частоты.

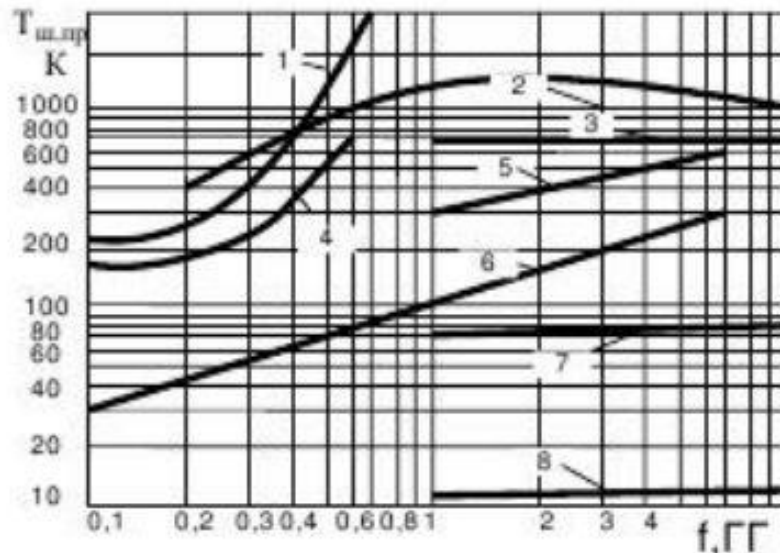


Рисунок 2 –Зависимость шумовой температуры приёмников с различными входными цепями от частоты:

- 1 – транзисторы; 2 – диодные смесители; 3 – туннельные диоды, 4 – электронные лампы;
- 5 – лампы бегущей волны; 6 – параметрические усилители;
- 7 – мазеры, охлаждаемые азотом; 8 – мазеры, охлаждаемые гелием

Среди **внешних шумов** обычно выделяют:

- атмосферные помехи, вызванные разрядами молний $T_{атм}$;
- промышленные помехи, созданные излучением промышленных и бытовых электрических установок $T_{пром}$;
- космические помехи, вызванные излучением космических объектов: галактик, звезд, планет, Солнца, Луны и т.п. $T_{косм}$;
- шумы, вызванные радиоизлучением нагревом поверхности Земли и газов атмосферы $T_{тепл}$.

Кроме того, антенна и фидер, обладая собственным активным сопротивлением, являются источником тепловых шумов, шумовая температура которых определяется по формуле:

$$T_{ш.соб} = T_0[(1 - \eta_\phi) + \eta_\phi(1 - \eta_a)], \tag{3}$$

Антенны и распространение радиоволн

где η_ϕ и η_a - коэффициенты полезного действия фидера и антенны соответственно.

Таким образом, полная шумовая температура на входе приёмника равна:

$$T_{ш} = T_{ш.пр} + T_{ш.соб} + \eta_\phi T_{ш.вн}, \quad (4)$$

где
$$T_{ш.вн} = T_{атм} + T_{пром} + T_{косм} + T_{тепл}. \quad (5)$$

Уровень внешних помех, а, следовательно, их шумовая температура» зависят от параметров приёмной антенны и от направления её диаграммы направленности. Объективной характеристикой источников внешних помех является их яркостная температура T_γ . **Яркостной температурой источника помехи (шума)** называется температуры абсолютно чёрного тела, создающего такую же спектральную плотность излучения (плотность потока мощности в полосе 1 Гц), как и реальный источник. С учетом данного понятия шумовая температура определяется выражением:

$$T_{ш.вн} = \frac{G}{4\pi} \int_{4\pi} T_\gamma(\Omega) F^2(\Omega) d\Omega, \quad (6)$$

где Ω - телесный (объемный) угол в пространстве в направлении на точку наблюдения, измеряемый в стерadianах;

G – коэффициент усиления антенны;

$F(\Omega)$ - диаграмма направленности антенны;

$T_\gamma(\Omega)$ - распределение яркостной температуры источников шума в пространстве;

4π - область интегрирования, охватывающая всю сферу вокруг антенны.

На частотах ниже 100 МГц уровень ненаправленных помех обычно оценивается не шумовой температурой, а напряженностью поля помех E_n в полосе частот 1 кГц. При известной действующей длине антенны ℓ_∂ напряжение помехи на входе согласованного приёмника определяется выражением:

$$U_n = 0,5 E_n \ell_\partial \sqrt{f}, \quad (7)$$

а шумовая температура внешних шумов рассчитывается по формуле:

$$T_{ш.вн} = \frac{E_n^2 \lambda^2 \eta_a \eta_\phi}{960 \pi^2 k}, \quad (8)$$

где k – постоянная Больцмана.

9.3. Оценка электромагнитной обстановки вблизи мест размещения антенн

Широкое применение телекоммуникационных систем привел к усилению электромагнитного фона, особенно в крупных населенных пунктах. В связи с этим наряду с вопросами электромагнитной совместимости излучающих средств возник вопрос о влиянии электромагнитного поля антенн на здоровье населения. Появление новых телекоммуникационных технологий, а также расширение

Антенны и распространение радиоволн

областей их применения привели к необходимости использования методов расчетного прогнозирования электромагнитной обстановки на этапах планирования размещения, проектирования, модернизации и строительства излучающих технических средств.

Технические средства радиосвязи, радио и телевизионного вещания работают в широком диапазоне частот, размещаются в различных условиях, излучающие системы весьма разнообразны. В связи с этим в утвержденных Главным санитарным врачом России «Методических указаниях МУК 4.3.1167-02 «Определение плотности потока энергии электромагнитного поля в местах размещения радиосредств, работающих в диапазоне частот 300 МГц – 300 ГГц» классификация излучающих объектов осуществляется по частотному диапазону.

Системы подвижной связи, радиорелейные системы передачи прямой видимости, тропосферные радиорелейные системы передачи, спутниковые системы передачи, радиолокационные станции работают на частотах свыше 300 МГц. Антенны данных систем отличаются большим разнообразием принципов действия, конструкций, параметров, размеров. В качестве оценочного параметра применяется величина предельно допустимого уровня (ПДУ) электромагнитного поля, воздействующего на человека. Под **ПДУ** понимается уровень вредного фактора, который не должен вызвать заболеваний или отклонений в состоянии здоровья, обнаруживаемых современными методами исследований, в отдаленные сроки жизни настоящего и будущего поколений. Величина ПДУ в зависимости от частоты излучения приведена в таблице 1.

Таблица 1 – Предельно допустимые уровни электромагнитных полей (круглосуточное непрерывное излучение)

Диапазон частот	Диапазон длин волн	ПДУ
30..300 кГц	10..1 км	25 В/м
0,3..3 МГц	1..0,1 км	15 В/м
3..30 МГц	100..10 м	10 В/м
30..300 МГц	10..1 м	3 В/м
300..3000 МГц	1..0,1 м	10 мкВт/см ²
3..30 ГГц	10..1 см	10 мкВт/см ²
30..300 ГГц	10..1 мм	10 мкВт/см ²

Анализ данной таблицы показывает, что в диапазоне СВЧ и выше предельно допустимый уровень для населения, проживающего на прилегающей к антеннам радиотехнических систем селитебной территории, не должен превышать величины 10 мкВт/см². По данной величине рассчитываются границы **санитарно-защитных зон** (СЗЗ). Расчеты осуществляются, как правило, по наихудшему варианту сценария.

Селитебная территория - территория, предназначенная для размещения жилищного фонда, общественных зданий и сооружений, отдельных коммунальных и промышленных объектов (не требующих устройства санитарно-защитных зон) с планированием и устройством путей

Антенны и распространение радиоволн

внутригородского сообщения, улиц, площадей, парков, садов, бульваров и других мест общего пользования.

К **санитарно-защитным зонам** относятся специальные территории с особым режимом использования, устанавливаемые вокруг объектов и производств, являющихся источниками воздействия на среду обитания и здоровье человека. В данных зонах допускается размещать только здания и сооружения для обслуживания работников объекта и для обеспечения деятельности объекта.

Расчет распределения плотности потока энергии (ППЭ) должен осуществляться на основе применения математических моделей, учитывающих электродинамические эффекты, т.е. конструкцию антенны и место её установки. Распределение плотности потока энергии вблизи места установки антенны должно отображаться на рельефных графиках в двух сечениях - горизонтальном и вертикальном. Положение сечений относительно фазового центра антенны должно задаваться. В обязательном порядке должен отображаться уровень в 10 мкВт/см^2 , являющийся предельно допустимым для излучающих объектов в СВЧ диапазоне.

Расчет распределения плотности потока энергии в соответствии с «Методическими указаниями...» осуществляется в сферической системе координат с началом в фазовом центре антенны, как показано на рисунке 3.

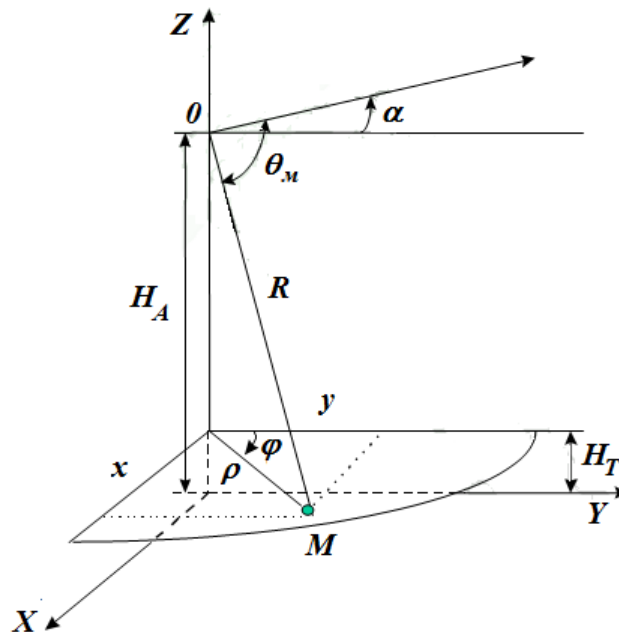


Рисунок 3 – Геометрия задачи при расчете плотности потока энергии в произвольной точке

Координаты расчетной точки M в данной системе рассчитываются по формулам:

$$R = \sqrt{(H_A - H_T)^2 + \rho^2}, \quad (9)$$

$$\theta_m = \arccos\left(\frac{\rho \cos \varphi \cos \alpha - (H_A - H_T) \sin \alpha}{R}\right), \quad (10)$$

Антенны и распространение радиоволн

$$\varphi = \arctg(x/y), \quad (11)$$

где H_A - высота подвеса антенны над землей [м];

H_T - высота горизонтальной плоскости, в которой определяется ППЭ [м];

α - угол отклонения направления максимального излучения антенны от плоскости горизонта;

x, y - координаты точки M в декартовой системе координат.

Расчеты распределения плотности потока энергии осуществляют в плоскостях - горизонтальной и/или вертикальной, проходящих через фазовый центр антенны. Наиболее эффективными для анализа при расчетах в горизонтальной плоскости являются два среза: первый на высоте расчета санитарно-защитной зоны (2 метра от поверхности Земли или на высоте последнего этажа высотной застройки при размещении антенны на крыше), второй - на высоте фазового центра антенны (максимальные размеры санитарно-защитной зоны).

Особенности конструкции антенны и места ее размещения могут быть учтены несколькими способами:

- применением двухлучевой модели распространения волны при размещении излучающего объекта на крыше здания;

- разбиением пространства, окружающего зеркальную антенну, на характерные области, расчет в которых осуществляется по различным моделям.

При размещении излучающей системы на крыше здания величина плотности потока энергии рассчитывается по формуле:

$$\Pi = \frac{E^2}{3.77}, \quad (12)$$

где напряженность поля E [В/м] определяется соотношением

$$E = \frac{\sqrt{30PG\eta}}{R} k_\varphi F(\alpha)F(\varphi), \quad (13)$$

P – мощность на входе антенно-фидерного тракта, Вт;

G – коэффициент усиления антенны относительно изотропного излучателя в направлении максимального излучения;

η - коэффициент полезного действия в антенно-фидерном тракте;

R – расстояние от антенны до расчетной точки (наклонная дальность);

$F(\alpha)$ - нормированная диаграмма направленности в вертикальной плоскости;

$F(\varphi)$ - нормированная диаграмма направленности в горизонтальной плоскости;

α, φ - угловые координаты точки наблюдения;

$k_\varphi = 1,15..1,3$ - коэффициент, учитывающий двухлучевую модель распространения в условиях статистически неоднородной среды.

Пространство вблизи антенны разбивается на три области, как показано на рисунке 4,а. Вычисления осуществляются с использованием вкладов от различного числа волн:

- точка наблюдения принадлежит области тени III

Антенны и распространение радиоволн

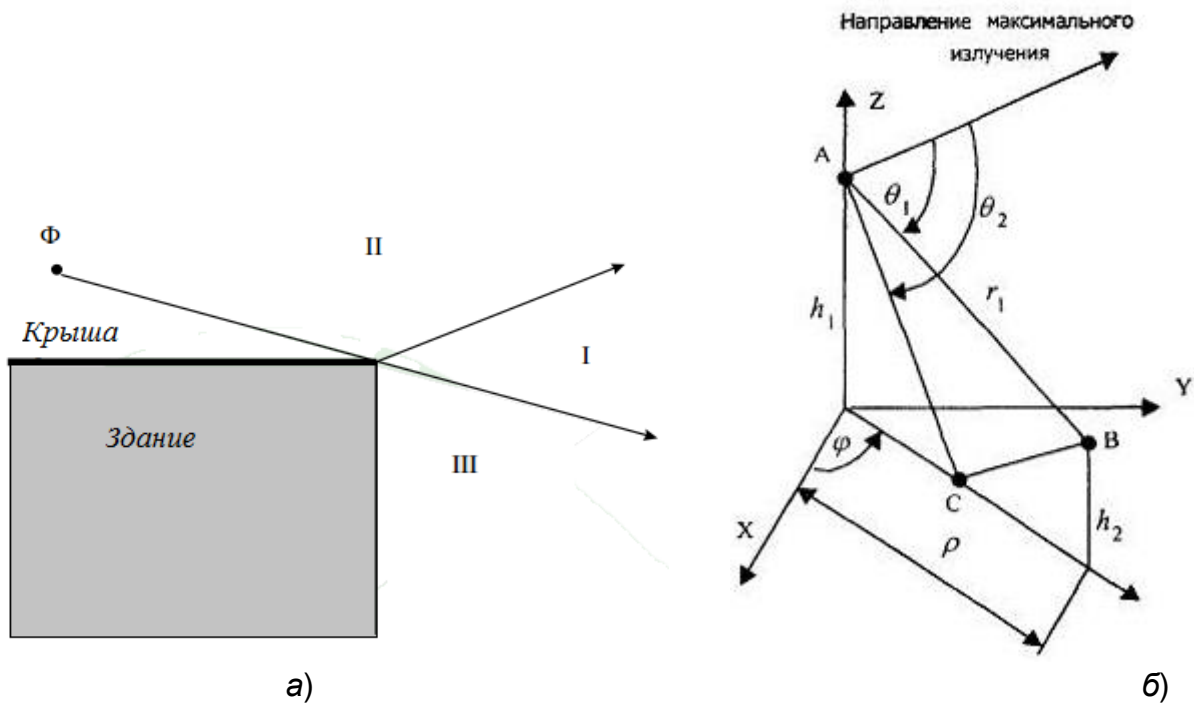


Рисунок 4 – Деление пространства на области

$$\Pi = 0, \tag{14}$$

- точка наблюдения принадлежит области I (учет только одного падающего луча)

$$\Pi = \Pi(\theta_1, \varphi_1, r_1), \tag{15}$$

- точка наблюдения принадлежит области II (учет двух лучей – падающего и отраженного):

$$\Pi = \Pi(\theta_1, \varphi_1, r_1) + \Pi(\theta_2, \varphi_2, r_2). \tag{16}$$

Здесь, как показано на рисунке 4,б,

$$\theta_1 = \arcsin\left(\frac{h_1 - h_2}{r_1}\right), \quad \theta_2 = \theta_1 + \arctg\left(\frac{h_1 + h_2}{\rho}\right) - \arctg\left(\frac{h_1 - h_2}{\rho}\right), \tag{17}$$

$$r_1 = \sqrt{\rho^2 + (h_1 - h_2)^2}, \quad r_2 = \sqrt{\rho^2 + (h_1 + h_2)^2}, \tag{18}$$

$$\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi = \arctg(y_M / x_M), \quad \rho = \sqrt{x_M^2 + y_M^2}. \tag{19}$$

Расчет ППЭ вблизи апертурных антенн является наиболее сложным с точки зрения построения модели. Особенность конструкции антенны - вынесение за раскрыв антенны облучателя - требует при расчете ППЭ учета наблюдаемых при этом побочных явлений: дифракции поля облучателя на кромках зеркала, а также затекания поля облучателя за зеркало.

В «Методических указаниях...» пространство, окружающее зеркальную антенну, рекомендуется разбивать на 5 характерных областей, показанных на рисунке 5:

- область I - область главного лепестка и близких к нему боковых лепестков диаграммы направленности;
- область II – область дифракционного поля;

Антенны и распространение радиоволн

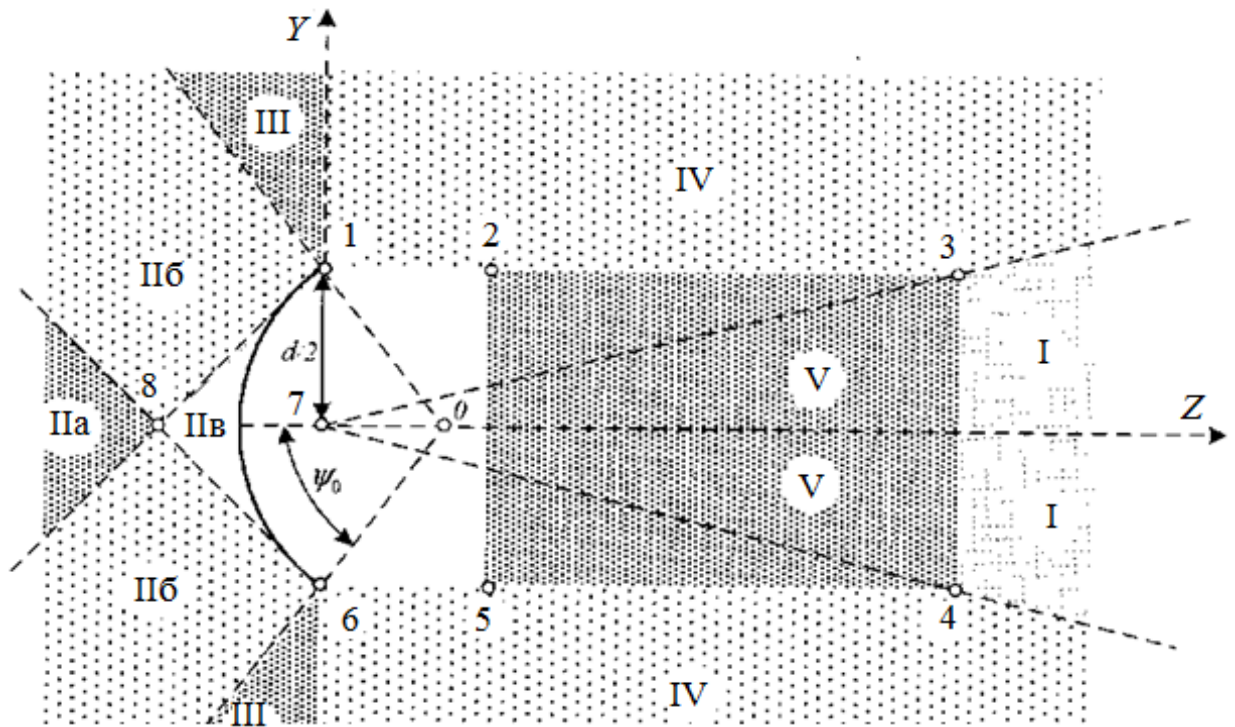


Рисунок 5 – Разбиение пространства вокруг зеркальной антенны на характерные области

- область III – область переднего полупространства, где наблюдается и дифракционное поле от кромок зеркала;
- область IV - область, где сосредоточены дальние боковые лепестки диаграммы направленности;
- область V – прожекторная область, где наблюдается максимальное поле антенны.

Для расчета ППЭ апертурной антенны в произвольной точке пространства Π_{Σ} в рамках энергетического подхода к решению задачи используем соотношение:

$$\Pi_{\Sigma} = \Pi_a + \Pi_{обл} + \Pi_{диф} + \Pi_{пр}, \quad (20)$$

где Π_a - апертурная составляющая;

$\Pi_{обл}$ - составляющая, определяемая излучением облучателя;

$\Pi_{диф}$ - составляющая, обусловленная токами, протекающими по кромке зеркала (дифракционная составляющая);

$\Pi_{пр}$ - составляющая, возникающая в результате прохождения энергии сквозь основное зеркало антенны, если оно имеет решетчатую структуру.

В области I величина ППЭ определяется первыми двумя слагаемыми соотношения:

$$\Pi_{\Sigma} = \Pi_a + \Pi_{обл}. \quad (21)$$

В области II величина ППЭ определяется одной составляющей:

Антенны и распространение радиоволн

$$P_{\Sigma}^{II} = P_{диф} + \begin{cases} P_{пр}, & \text{решетчатая структура зеркала,} \\ 0, & \text{цельная структура зеркала.} \end{cases} \quad (22)$$

В области III вклад слагаемых зависит от типа антенны, т.е. является она короткофокусной ($\psi_0 \geq \pi/2$) или длиннофокусной ($\psi_0 < \pi/2$):

$$P_{\Sigma}^{III} = \begin{cases} P_{обл} + P_{диф}^{IIб}, & \psi_0 < \pi/2, \\ P_a + P_{диф}^{IIa}, & \psi_0 \geq \pi/2. \end{cases} \quad (23)$$

В области IV величина ППЭ определяется несколькими составляющими:

$$P_{\Sigma}^{IV} = P_{обл} + P_{диф} + \begin{cases} P_a, & \text{на границе областей I и IV,} \\ 0, & \text{вдали от границы.} \end{cases} \quad (24)$$

Область V (область прожекторного луча) является областью конструкции антенны и находится внутри гипотетического цилиндра с площадью основания, равной площади апертуры и высотой 2..4 диаметра антенны. В данной области для нахождения ППЭ рассчитывается с использованием соотношения:

$$P_{\Sigma}^V = P_a. \quad (25)$$

Из приведенных выше соотношений следует, что при нахождении распределения плотности потока энергии, создаваемого зеркальной антенной с круглой апертурой необходимо использовать решения двух задач электродинамики. Первая типовая задача сводится к нахождению поля излучения непосредственно зеркальной антенной, т.е. поле в области главного лепестка и прилегающих к нему первых боковых лепестков, а также поле в прожекторной области. Вторая типовая задача относится к решению задачи дифракции на острой кромке зеркала.

Анализ известных программ, разработанных для визуализации электромагнитной обстановки вблизи места размещения излучающих антенн в диапазоне СВЧ, показал, что наиболее эффективными являются программы *SanZone* и *RPS2*. Программа *SanZone* предназначена для проведения расчетов санитарно-защитных зон и включает базу данных с параметрами наиболее широко распространенных антенн (более 10 тыс.) зарубежных и отечественных производителей. Вывод информации осуществляется двумя способами: с привязкой к цифровой карте местности и без нее. Визуализация может осуществляться как в горизонтальной, так и вертикальной плоскостях. В качестве недостатков данной программы можно выделить два: стоимость (одна лицензия порядка 35 тыс. руб.) и закрытость кода. Программа *RPS2* является более универсальной и предназначена для автоматизированного проектирования беспроводных сетей различной архитектуры. Включает семь модулей, включая и разработку санитарного паспорта места. Стоимость программы составляет порядка 15-17 тыс. руб. Основной недостаток - необходимость введения цифровой карты местности (стоимость порядка 500 долл. США).