Л.М. Лобкова

ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНТЕНН И УСТРОЙСТВ СВЧ

Рекомендовано Министерством образования и науки Украины в качестве учебного пособия для студентов высших технических учебных заведений

Севастополь
2002

УДК 621.396.67 (075.8)

Рецензенты:

Горобец Н.Н., д-р. физ.-мат. наук, профессор, заведующий кафедрой прикладной электродинамики Харьковского национального университета им. В.Н. Каразина;

Воронов С.А., д-р. техн. наук, профессор кафедры оптических и оптоэлектронных приборов НТУУ (КПИ).

Лобкова Л.М. Проектирование антенн и устройств СВЧ: Учеб. пособие для вузов / Л.М. Лобкова. – Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2002. – 178 с.: ил.

Рекомендовано Министерством образования и науки Украины в качестве учебного пособия для студентов высших технических учебных заведений письмом № 14/182-1477 от 17 октября 2001 г.

Учебное пособие содержит методические рекомендации по проектированию основных типов антенн: ромбических, синфазных антенных решеток КВ и дециметрового диапазонов, волноводно-щелевых, антенн поверхностных волн, параболических и двухзеркальных. Отдельная глава посвящена рассмотрению статистических характеристик излучения антенн. Рекомендуется в качестве учебного пособия при курсовом и дипломном проектировании по дисциплине «Проектирование антенно-фидерных устройств» специальности «Радиотехника».

ISBN 966-7473-33-3 Издательство "СевНТУ"

2002

СОДЕРЖАНИЕ

Список условных сокращений 6

ВВЕДЕНИЕ 7

1. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТА И ТРЕБОВАНИЯ ПО ОФОРМЛЕНИЮ 8

2. РОМБИЧЕСКАЯ АНТЕННА 10
2.1. Краткие сведения об условиях работы антенн декаметрового диапазона 10
2.2. Принцип формирования диаграммы направленности ромбической антенны 12
2.3. Анализ входного сопротивления. Коэффициент полезного действия 20
2.4. Коэффициент усиления и направленного действия 22
2.5. Выбор конструктивных параметров ромбической антенны 23
2.6. Электрическая прочность антенны 25
2.7. Питающий фидер и нагрузочное сопротивление 26
2.8. Порядок расчета ромбических антенн 27

3. СИНФАЗНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ ДЕКАМЕТРОВЫХ И МЕТРОВЫХ ВОЛН 29
3.1. Основные типы антенн и их обозначения 29
3.2. Основные соотношения для расчета диаграммы направленности антенны 29
3.3. Сопротивление излучения антенны 34
3.4. Действующая длина антенны 35
3.5. Коэффициент направленного действия антенны 35
3.6. Входное сопротивление антенны 36

4. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ПЕРЕДАЮЩИЕ АНТЕННЫ 39
4.1. Особенности метода построения телевизионных передающих антенн 39
4.2. Основные типы телевизионных антенн 39
4.3. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости . 41
4.4. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости . . . 44
4.5. Определение КНД 45
4.6. Выбор схемы питания и согласующего устройства 45

5. ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫЕ АНТЕННЫ 48
5.1. Общие сведения и основные характеристики волноводно-щелевых антенн 48
5.2. Проводимость и сопротивление щели 55
5.3. Расчет проводимостей и сопротивлений щелей в многоэлементной антенне по заданному распределению амплитуд и фаз возбуждения 56
5.4. Расчет режима работы антенны 58
5.5. Расчет коэффициента полезного действия и коэффициента направленного действия антенны 59
5.6. Расчет антенны по заданным параметрам диаграммы направленности 59
5.7. Свойства полиномов Чебышева 60
5.8. Описание ДН решетки при помощи полиномов Чебышева . 62
5.9. Основные свойства антенны с Чебышевской характеристикой направленности 64
5.10. Задание на курсовой проект 68
5.11. Порядок расчета многощелевой антенной решетки 69
5.12. Конструкции щелевых антенн 74
5.13. Пример расчета ВЩА 77

6. ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТЕРЖНЕВЫЕ АНТЕННЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛН 84
6.1. Основные характеристики антенн поверхностных волн . . 84
6.2. Конструкция и принцип работы стержневых АПВ 90
6.3. Электромагнитное поле в сплошном диэлектрическом стержне 91
6.4. Направленные свойства стержневых антенн 94
6.5. Определение геометрических размеров и основных параметров 98
6.6. Трубчатые диэлектрические антенны 101
6.7. Многостержневые диэлектрические антенны 102
6.8. Порядок расчета диэлектрических стержневых антенн . . . 104

7. ПЛОСКОСТНЫЕ АНТЕННЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛН 106
7.1. Конструкция и принцип работы плоскостных АПВ 106
7.2. Направленные свойства АПВ с плоскими поверхностными волнами 110

7.3. Возбуждение плоских АПВ 115
7.4. АПВ с периодически изменяющимися вдоль антенны параметрами замедляющей системы 116
7.5. Порядок расчета плоскостных АПВ 118

8. ПАРАБОЛИЧЕСКАЯ АНТЕННА 121
8.1. Общие сведения и принцип действия параболической антенны 121
8.2. Облучатели параболических антенн 123
8.3. Определение направленных свойств параболической антенны 131
8.4. Методические указания по расчету 136
8.5. Техническое задание на проектирование 143
8.6. Содержание расчета 143

9. ДВУХЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ 145
9.1. Принцип действия и основные схемы двухзеркальных антенн 145
9.2. Синтез амплитудно-фазового распределения поля в раскрыве большого зеркала 149
9.3. Расчет антенны Кассегрена 152
9.4. Расчет антенны Грегори 156
9.5. Расчет антенны со смещенной фокальной осью 157
9.6. Расчет облучателя 160
9.7. Расчет коэффициента направленного действия 163
9.8. Задание на проектирование 163

10. МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО РАСЧЕТУ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕНН 165
10.1. Основные соотношения и расчетные формулы 165
10.2. Методика определения статистических параметров линейных систем 169
10.3. Методика определения статистических параметров излучения двумерных апертур 171
10.4. Оценка величины дисперсии фазовых флуктуаций 177
Библиография 178

Список условных сокращений

ДН – диаграмма направленности

КНД – коэффициент направленного действия

КПД – коэффициент полезного действия

КУ – коэффициент усиления

ВЩА – волноводно-щелевая антенна

АПВ – антенна поверхностных волн

ВВЕДЕНИЕ

Антенно-фидерное устройство является неотъемлемой частью любой радиотехнической системы и в значительной степени определяет ее возможности и технические характеристики. В связи с этим проектирование антенно-фидерных устройств относится к числу важнейших фундаментальных составляющих в подготовке радиоинженера.

Данное учебное пособие предназначено в помощь студентам дневной и заочной форм обучения при выполнении курсовых проектов по дисциплине «Проектирование антенно-фидерных устройств» и при дипломном проектировании.

Целью курсового проектирования является углубление и расширение теоретических знаний по указанной дисциплине, всестороннее изучение одного из типов антенн, используемых в настоящее время в радиосвязи, радиолокации, радиоуправлении, овладение методикой расчета антенн, выполнение конструктивных расчетов.

В пособии рассмотрены 6 типов антенн, которые можно разделить на два вида: проволочные антенны (ромбические, синфазные антенные решетки декаметрового и дециметрового диапазонов, включая антенны ТВ вещания) и дифракционные антенны (волноводно-щелевые антенны, антенны поверхностных волн, параболические и двухзеркальные). Представлена методика расчета статистических характеристик излучения дифракционных антенн.

В процессе выполнения курсового проекта студенты производят расчет конструктивных параметров и электрических характеристик одного из типов современных антенн в соответствии с техническим заданием, а также выполняют эскизную разработку конструкции антенны.

Предлагаемые рекомендации для выполнения курсового проекта основаны на систематизации имеющихся результатов в учебной и научной литературе, а также на использовании результатов научных исследований в области построения современных антенн, полученных сотрудниками кафедры радиотехники СевНТУ.

1. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТА И ТРЕБОВАНИЯ ПО ОФОРМЛЕНИЮ

В учебном пособии приводятся необходимые сведения для выполнения расчета основных параметров антенн по заданным техническим условиям, и предлагается порядок их расчета.

При выполнении курсового проекта первый этап заключается в анализе исходных данных задания на проектирование, подборе соответствующей учебной и научно-технической литературы, ознакомление с основными положениями теории антенн данного типа, принципом действия и характеристиками проектируемой антенны.

Второй этап состоит в изучении методики расчета данной антенны и порядка выполнения расчета.

Третий этап - расчет конструктивных параметров и электрических характеристик заданного типа антенны и эскизная проработка конструкции по полученным расчетным данным.

Завершающий этап – оформление расчетно-пояснительной записки и конструктивного чертежа антенны и ее элементов.

Содержание пояснительной записки:

- титульный лист;
- оглавление;
- техническое задание;
- введение (во введении приводится общая характеристика данного типа антенны, отмечаются ее достоинства и недостатки, указывается область применения);
- расчет конструктивных размеров и электрических характеристик:

1) принцип действия и схема рассчитываемой антенны;
2) расчет конструктивных параметров антенны по заданным направленным свойствам;
3) расчет электрических характеристик и направленных свойств (ДН, КУ);

- разработка конструкции проектируемой антенны и ее описание;
- заключение (в заключении даются основные выводы по работе и отмечается соответствие характеристик антенны требованиям технического задания);
- библиография.

Графики диаграмм направленности и другие расчетные зависимости приводятся в пояснительной записке.

Чертеж антенны выполняется в эскизной проработке на стандартном листе формата А1 или А2 в соответствии с требованиями ГОСТ 2.105-95.

Пояснительная записка должна быть аккуратно написана или напечатана на нумерованных листах стандартного формата в соответствии с требованиями ДСТУ 2.105-95. Объем записки – (20-25) рукописных листов.

Сокращения в тексте не допускаются (кроме общепринятых).

Содержание записки разбивается на разделы и подразделы (при необходимости).

Каждый раздел рекомендуется начинать с нового листа.

Наименования разделов и подразделов должны соответствовать их содержанию.

Все иллюстрации (схемы, графики) в пояснительной записке именуются рисунками, рисунки нумеруются последовательно, каждый рисунок должен сопровождаться содержательной подписью.

Цифровой материал рекомендуется оформлять в виде таблицы. Каждая таблица должна иметь номер и содержательный заголовок, помещаемый над соответствующей таблицей.

При написании формул расшифровка значения символов должна производиться непосредственно под формулой в той последовательности, в которой они даны в формуле. Значение каждого символа следует приводить с новой строки, первую строку расшифровки начинают со слова «где». Формулы, на которые имеются ссылки в тексте, должны нумероваться, номер формулы заключают в круглые скобки и помещают на правом поле. При ссылке в тексте на формулу необходимо указывать ее номер в скобках.

В библиографию включают все использованные источники. Источники следует располагать в прядке появления ссылок в тексте. При ссылке в тексте на источник информации следует приводить его номер в квадратных скобках.

2. РОМБИЧЕСКАЯ АНТЕННА

2.1. Краткие сведения об условиях работы антенн декаметрового диапазона

Диапазон декаметровых волн ($\lambda = 10...100$ м) является основным для организации дальней радиосвязи и дальнего радиовещания. Широкое применение находят также декаметровые волны при связи с подвижными объектами (морскими судами, самолетами), в загоризонтной радиолокации, радионавигации и т.п. Основную роль в процессе распространения в диапазоне декаметровых волн играет пространственная волна, образующаяся за счет однократного или многократного отражения последовательно от ионосферы (от слоев E и F) и от земной поверхности (см. рисунок 1).

Поэтому главный лепесток диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости должен быть отклонен от горизонтали на некоторый угол.

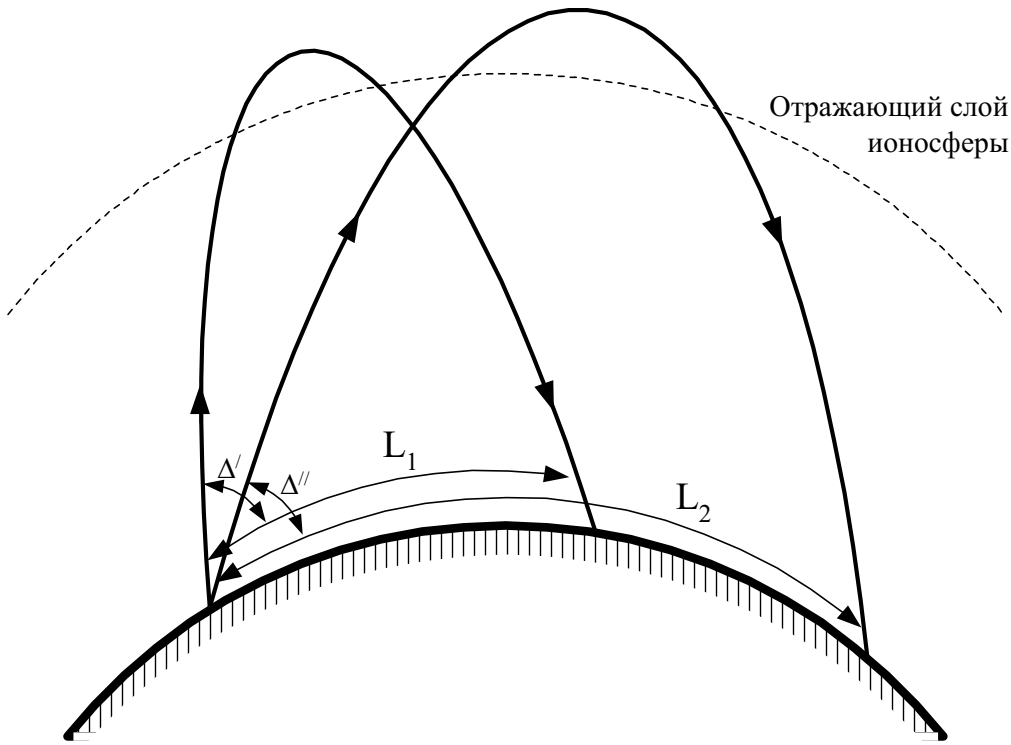


Рисунок 1 - Связь угла подъема главного лепестка ДН в вертикальной плоскости и протяженности радиолинии

Величина угла подъема зависит от протяженности радиолинии и высоты отражающего слоя (см. рисунок 2).

Учитывая, что волны декаметрового диапазона используются на радиолиниях протяженностью до $(2000...4000)\cdot 10^3$ м (при однократном отражении) и более (при многократном отражении), угол подъема главного лепестка ДН должен лежать в пределах от $2^0...3^0$ до $15^0...20^0$.

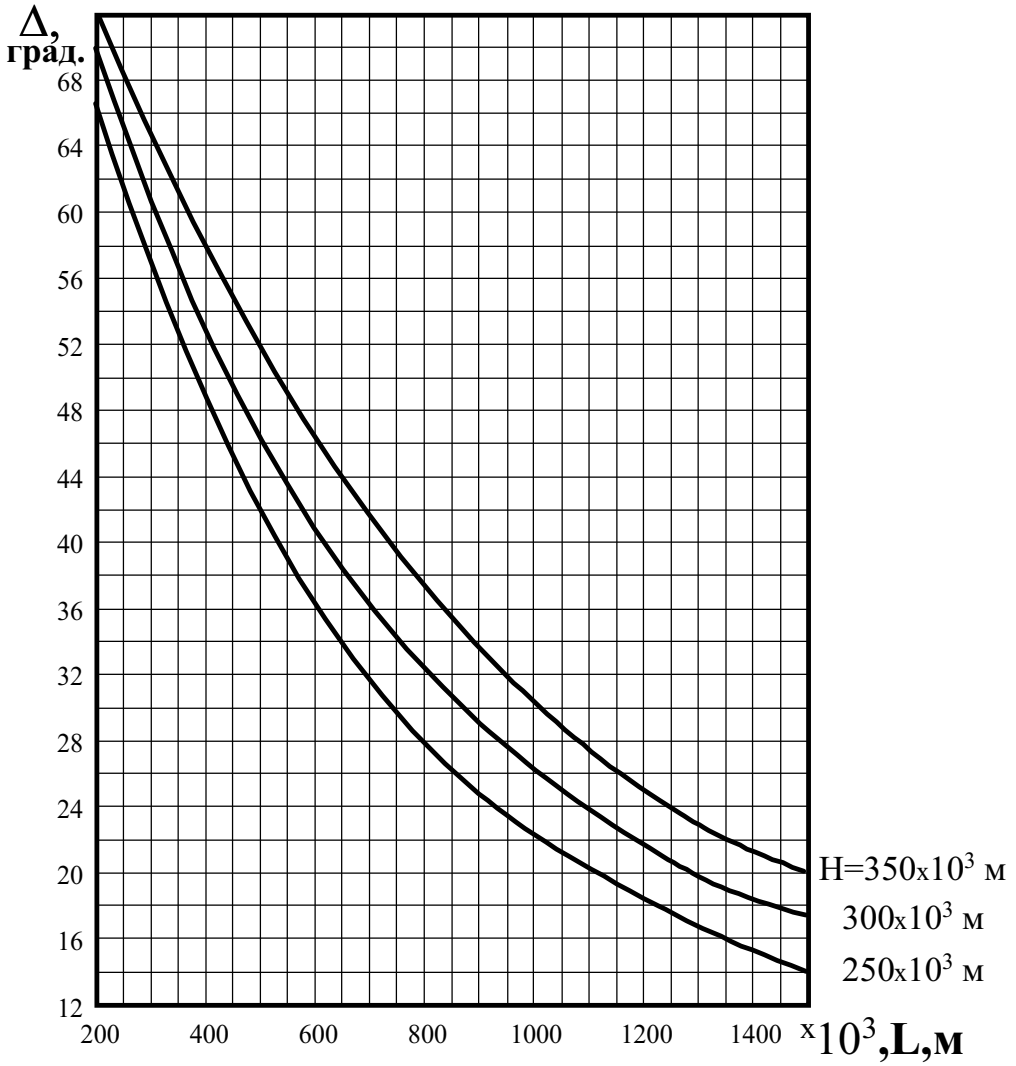


Рисунок 2 - Зависимость угла подъема луча от длины магистрали при различной высоте отражающего слоя

Углы наклона лучей, достигающих места приема, изменяются во времени из-за сильной регулярной зависимости состояния ионосферы и высоты отражающих слоев от времени суток и времени года, состояния солнечной активности, а также из-за случайных флуктуаций.

Поэтому диаграммы направленности антенн декаметрового диапазона должны быть достаточно широкими для сохранения устойчивой связи при флуктуациях направления прихода радиоволн в точку приема.

Ширина главного лепестка ДН по уровню половинной мощности должна быть, как правило, порядка $20^0...30^0$ в вертикальной плоскости и $10^0...15^0$ в горизонтальной плоскости.

Для обеспечения устойчивой радиосвязи в разное время суток и года, при различных состояниях ионосферы, коротковолновые радиолинии должны обладать способностью к быстрому маневрированию рабочими частотами в широком диапазоне, чтобы круглосуточно и круглогодично поддерживать связь на оптимальной рабочей частоте. Из графика, изображенного на рисунке 3, видно, что для этих целей необходимо использовать практически весь декаметровый диапазон.

Из этих соображений антенны, используемые на коротковолновых радиолиниях, должны быть широкодиапазонными, т.е. их входное сопротивление и направленные свойства должны слабо зависеть от частоты.

В коротковолновом диапазоне чаще всего используют горизонтальную поляризацию излучения.

Это способствует снижению потерь в земле для передающих антенн, улучшению отношения сигнал-шум для приемных антенн (так как различного рода помехи имеют в основном вертикальную поляризацию) и обеспечивает более благоприятные условия отражения от ионосферных слоев.

2.2. Принцип формирования диаграммы направленности ромбической антенны

Горизонтальная ромбическая антенна является одним из основных типов антенн декаметрового диапазона. Начало ее использования относится к 30-м годам, а последующее широкое распространение обусловлено, главным образом, простотой конструкции и в связи с этим - невысокой стоимостью изготовления и эксплуатации.

Принцип действия ромбической антенны основан на пространственном сложении полей излучения длинных проводников с бегущей волной тока, расположенных соответствующим образом. Известно, что длинный проводник с бегущей волной тока имеет диаграмму направленности в виде воронки, причем, чем больше относительная длина проводника l/λ, тем ближе прижат к его оси максимум излучения (т.е. тем меньше угол φ_0 (см. рисунок 4,а). Если рас-

положить в горизонтальной плоскости два проводника с бегущей волной тока под углом $2\varphi_0$, друг к другу, то поля их излучения в направлении биссектрисы угла будут складываться (см. рисунок 4,б).

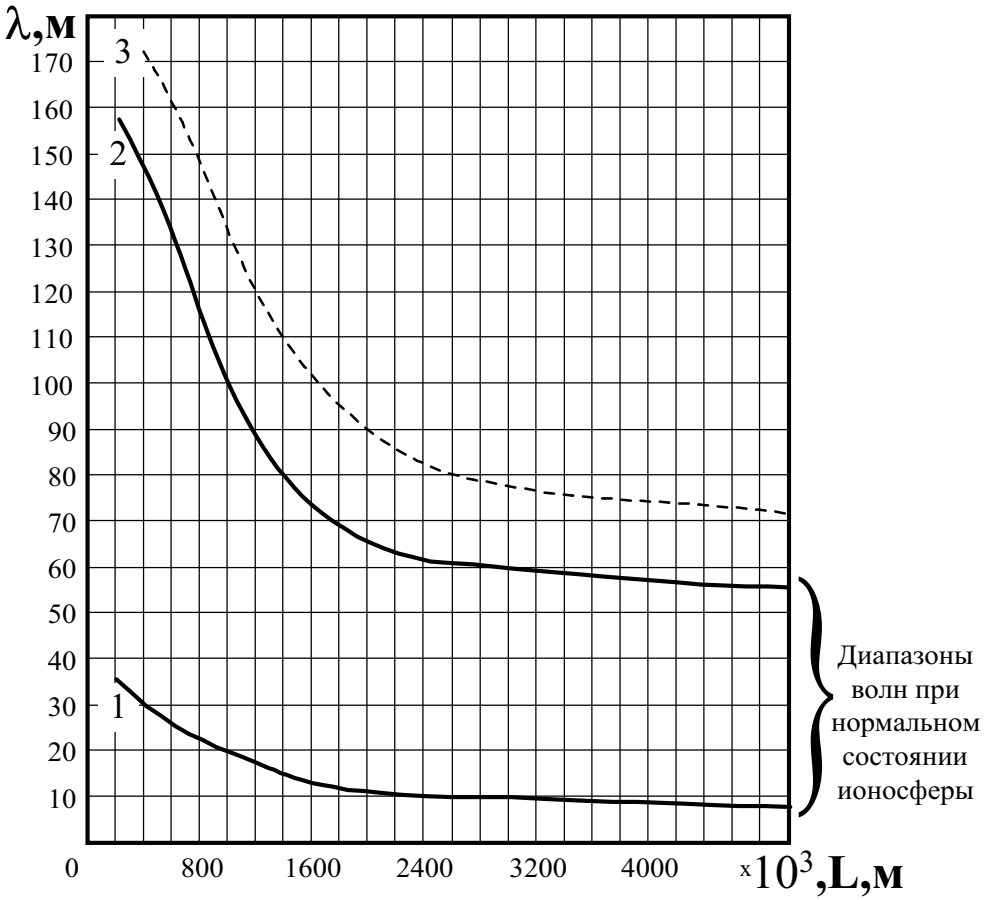


Рисунок 3 - Рабочие волны, применяемые в различные периоды солнечной активности, сезона и времени суток:

1 - летом, днем, в период максимума солнечной активности
2 - зимой, ночью, в период минимума солнечной активности
3 - зимой, ночью, в период минимума солнечной активности при ионосферных возмущениях

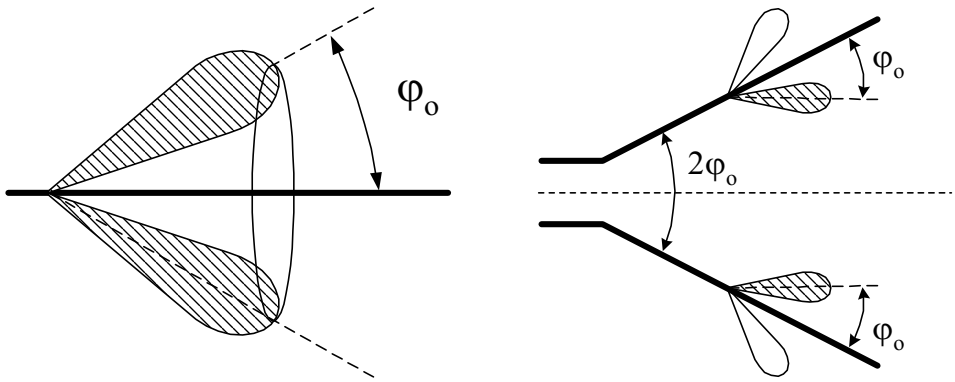


Рисунок 4 – ДН проводников с бегущей волной тока:
а) для уединенного проводника
б) для двух проводников

Однако такая *V* -образная антенна имеет сравнительно низкий КПД. Развивая эту идею дальше, можно прийти к системе из четырех длинных проводников с бегущей волной тока, расположенных в горизонтальной плоскости по сторонам ромба, острый угол которого равен $2\varphi_0$ (см. рисунок 5,а).

Тогда в направлении большой диагонали ромба поля излучения всех четырех проводников будут суммироваться, образуя главный лепесток ДН антенны (см. рисунок 5,б).

В остальных направлениях образуются боковые лепестки, причем произойдет частичная взаимная компенсация излучения проводников в некоторых направлениях. Из-за влияния земной поверхности главный лепесток ДН в вертикальной плоскости отклонен от плоскости ромба на угол θ_m.

Помимо определенного расположения проводников, для работы антенны необходимо обеспечить существование в них бегущей волны тока.

Если представить систему проводников антенны в виде длинной линии, то в этой линии расстояние между проводниками будет различным в различных сечениях, т.е. она неоднородна.

Так как волновое сопротивление двухпроводной длинной линии определяется логарифмом отношения расстояния между проводниками к их диаметру, то по мере расхождения проводников волновое сопротивление линии будет возрастать.

Для того, чтобы приблизить ромбовидную длинную линию по параметрам к однородной, стороны ромба выполняют обычно из двух проводников, расходящихся в вертикальной плоскости в направлении от острого угла ромба к тупому. Расстояние между проводниками у тупых углов составляет *(0,02 ... 0,03)l*. Это эквивалентно увеличению диаметра проводников по мере их расхождения, благодаря чему волновое сопротивление ромбической антенны сохра-

няется почти постоянным во всех сечениях (см. рисунок 6).

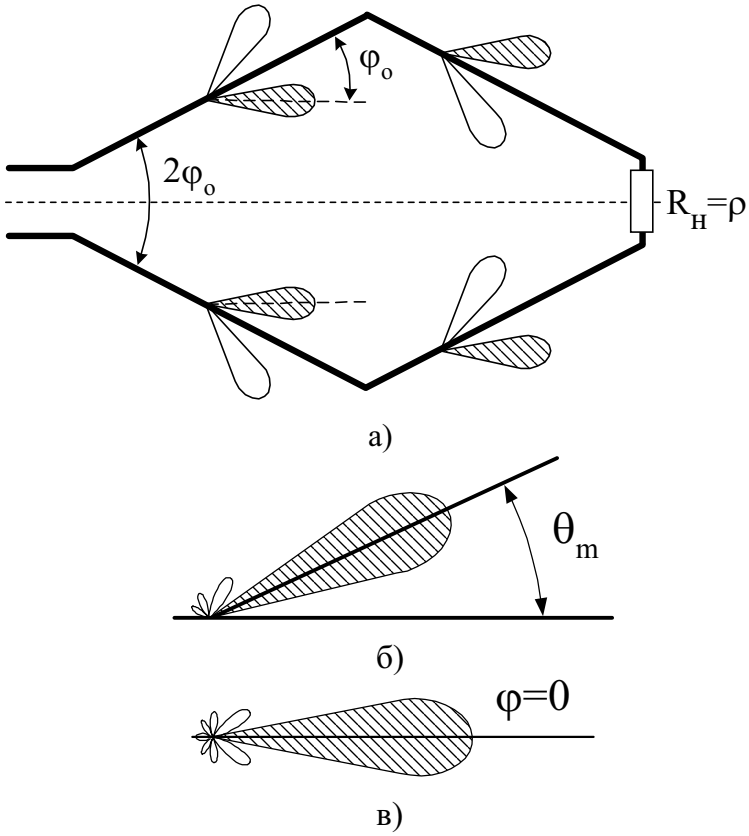


Рисунок 5 – ДН ромбической антенны:
а) – принцип формирования
б) – в вертикальной плоскости
в) – в горизонтальной плоскости

Для создания режима бегущих волн длинная линия должна быть нагружена на сопротивление, равное волновому.

Поэтому со стороны одного острого угла ромбическая антенна подключается к возбуждающему фидеру, а в вершине второго острого угла включается активное поглощающее сопротивление, равное волновому сопротивлению эквивалентной длинной линии.

Следовательно, можно считать, что диаграмма направленности ромбической антенны формируется излучением проводников с бегущей волной тока, образующих стороны ромба.

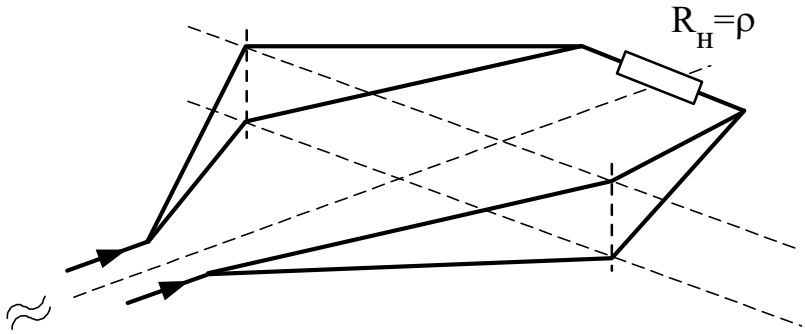


Рисунок 6 – Геометрия ромбической антенны

В произвольно выбранном направлении, составляющем угол θ с плоскостью ромба и отклонением на угол φ от его большой диагонали, провод 1-2 излучает поле (без учета затухания амплитуды тока по длине провода (см. рисунок 7)

$$E_{12} = \frac{60}{r} I_0 \frac{\sin\theta_1}{1-\cos\theta_1} \sin\left[\frac{kl}{2}\left(1-\cos\theta_1\right)\right],$$

где θ_1 - угол, образованный выбранным направлением и стороной 1-2 ромба; l - длина стороны ромба; $k = 2\pi/\lambda$.

Приведенное выражение не учитывает влияния земли на поле излучения данной стороны ромба.

Соответствующим образом (с учетом расположения сторон и сдвига фаз, вызванного разностью хода лучей от различных сторон) могут быть представлены поля E_{23}, E_{43}, E_{14}.

Напряженность поля, создаваемого ромбической антенной, равна

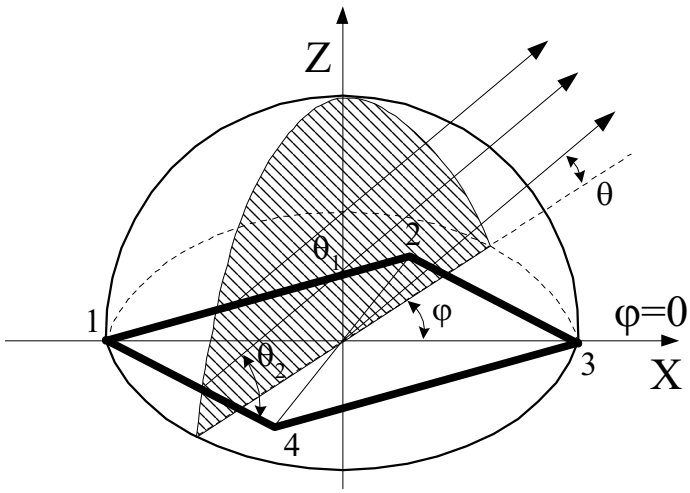
$$E = E_{12} + E_{23} + E_{14} + E_{43}.$$

Удобно представить поле излучения каждой из сторон ромба в виде двух составляющих (см. рисунок 7):

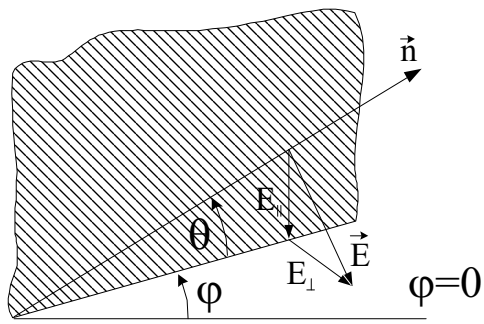
$E_{\parallel}$ - параллельной составляющей (вектор $E_{\parallel}$ расположен в вертикальной плоскости, проходящей через выбранное направление наблюдения)

и $E_{\perp}$ - перпендикулярной (по отношению к этой плоскости) составляющей.

Перпендикулярная составляющая $E_{\perp}$ по отношению к плоскости ромба представляет горизонтально поляризованное поле.



а)



б)

Рисунок 7 – К определению поля излучения ромбической антенны:
а) общая схема, б) составляющие компоненты поля

Если поле излучения каждой стороны ромба выразить через углы θ и φ и параметры ромба и произвести сложение, то можно получить выражения для составляющих $E_{||}$ и $E_{\perp}$ поля излучения ромбической антенны.

В горизонтальной $\theta=0$ и в вертикальной $\varphi=0$ плоскостях существует только горизонтально поляризованное поле.

С учетом всего сказанного, диаграмма направленности ромбической антенны в горизонтальной плоскости ($\theta=0$) имеет вид

$$F(\varphi)=\left[\frac{cos(\Phi+\varphi)}{1-sin(\Phi+\varphi)}+\frac{cos(\Phi-\varphi)}{1-sin(\Phi-\varphi)}\right]sin\left\{\frac{kl}{2}\left[1-sin(\Phi+\varphi)\right]\right\}\times$$

$$\times \sin\left\{\frac{kl}{2}\left[1-\sin\left(\Phi-\varphi\right)\right]\right\}, \qquad (1)$$

в вертикальной ($\varphi=0$) плоскости (с учетом влияния земли)

$$F(\theta)=\frac{8\cos\Phi}{1-\sin\Phi\cos\theta}\sin^2\left\{\frac{kl}{2}\left[1-\sin\Phi\cos\theta\right]\right\}\sin\left\{kH\sin\theta\right\}, \qquad (2)$$

где φ - угол наблюдения в горизонтальной плоскости;

θ - угол наблюдения в вертикальной плоскости;

l - длина стороны ромба;

Φ- половина тупого угла ромба;

H - высота подвеса антенны над землей.

Следует иметь в виду, что в этих формулах не учитывается затухание амплитуды тока вдоль проводов антенны и проводимость земли принята идеальной.

Ромбическая антенна имеет диаграмму направленности, главный максимум которой лежит в вертикальной плоскости, проходящей через большую диагональ ромба, и отклонен от плоскости ромба на заданный угол θ_m.

Сложение полей отдельных проводников в других направлениях приводит к появлению большого количества боковых лепестков, причем некоторые из них имеют довольно высокий уровень, достигающий *40…60 %.*

Для расчета и построения диаграммы направленности необходимо рассчитать главный лепесток, найти направления нулевых излучений и максимумов боковых лепестков и определить величины этих максимумов. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости рассчитывается по формуле (2).

Направления нулевых излучений антенны в вертикальной плоскости определяются в соответствии с (2) из уравнений:

$$\sin\left\{\frac{kl_0}{2}\left[1-\sin\Phi\cos\theta\right]\right\}=0;$$

$$\sin\left\{kH\sin\theta\right\}=0.$$

Получаем следующие выражения для углов нулевого излучения

$$\cos\theta=\frac{1}{1-\sin\Phi}\left(1-\frac{n\lambda}{l_0}\right), \qquad (3)$$

где n - числа натурального ряда, подчиняющиеся условию

$$\left|1-\frac{n\lambda}{l_0}\right|<1, \text{ т.е. } n_{min}\neq 0.$$

Направления нулевого излучения, возникающие за счет влияния земли, определяются равенством

$$sin\theta = \frac{n\lambda}{2H}, \qquad (4)$$

где $n=0, 1, 2, \ldots$.

После определения всех углов нулевого излучения в пределах $\theta=(0...180)^0$ следует найти направления максимумов боковых лепестков и их величину, т.е. значения функции направленности, соответственно этим направлениям.

Приближенно можно принять, что направления максимумов боковых лепестков расположены посредине между соседними направлениями нулевого излучения.

Расчет диаграммы направленности в горизонтальной плоскости проводится аналогичным образом в соответствии с [1].

Направления нулевых излучений определяются условиями

$$sin\left\{\frac{kl_0}{2}\left[1-sin\left(\Phi+\varphi\right)\right]\right\}=0,$$

$$sin\left\{\frac{kl_0}{2}\left[1-sin\left(\Phi-\varphi\right)\right]\right\}=0,$$

что приводит к следующим соотношениям:

$$sin\left(\Phi+\varphi\right)=1-\frac{n\lambda}{l_0},$$

$$sin\left(\Phi-\varphi\right)=1-\frac{n\lambda}{l_0}, \qquad (5)$$

где $n=0, 1, 2...$

Направления максимальных излучений в боковых лепестках также могут быть приняты расположенными посредине между соседними нулевыми. Нормированные диаграммы направленности по выполненным расчетам должны быть изображены графически в прямоугольной системе координат.

Главный лепесток ДН в обеих плоскостях рассчитывается на трех длинах волн - λ_0, λ_{min} и λ_{max}.

Если в процессе расчета направленные свойства антенны окажутся на граничных длинах волны не соответствующими требованиям задания, то следует изменить λ_0 и уточнить соответственно геометрические размеры антенны.

Полный расчет диаграмм направленности в пределах $0...180^0$ следует производить тогда, когда окончательно установлено значение λ_0, обеспечивающее сохранение направленных свойств на заданном уровне во всем диапазоне использования.

2.3. Анализ входного сопротивления. Коэффициент полезного действия

Ромбическая антенна может быть представлена в виде эквивалентной однородной длинной линии, нагруженной на активное сопротивление, равное волновому.

Из теории длинных линий известно, что входное сопротивление линии в этом случае равно волновому и не зависит от ее длины.

Расчет показывает, что волновое сопротивление ромбической антенны $\rho = 700$ Ом, если каждая сторона ромба состоит из двух расходящихся в вертикальной плоскости по направлению от острого угла к тупому проводников.

Если стороны ромба выполнены из одиночных проводов, то, как показано в [1], $\rho = 1000$ Ом.

В любом случае расчет можно произвести по общим формулам для волновых сопротивлений антенн [2].

Сопротивление излучения каждой стороны ромба можно определить как сопротивление излучения одиночного провода, обтекаемого бегущей волной тока

$$R_{\Sigma} = 60\left(\ln kl - Ci(2kl) + \frac{\sin(2kl)}{2kl} - 0{,}423 \right), \qquad (6)$$

где $Ci\,x = -\int_{x}^{\infty} \frac{\cos x}{x} dx$ - интегральный косинус.

Вычисления показывают, что собственное сопротивление излучения сторон ромба значительно превышает сопротивление излучения, наведенное зеркальным изображением и соседними сторонами. Поэтому можно считать, что сопротивление излучения ромбической антенны равно [1]:

$$R_{\Sigma_A} \approx 4R_{\Sigma}.$$

Сопротивление излучения ромбической антенны обычно находится в пределах $500 \ldots 800$ Ом.

По определению коэффициент полезного действия ромбической антенны равен

$$\eta = \frac{P_{\Sigma}}{P_{подв}} = \frac{P_{подв} - P_{погл}}{P_{подв}},$$

где P_{Σ} - излучаемая антенной мощность; $P_{подв}$ - подводимая мощность;

$P_{погл}$ - мощность, рассеиваемая в нагрузочном сопротивлении.

Ток в нагрузочном сопротивлении равен

$$I_н = I_{вх} \cdot e^{-2\beta l},$$

где $I_{вх}$ - ток на входе эквивалентной длинной линии;

β - коэффициент затухания линии.

Тогда

$$P_{подв} = I_{вх}^2 R_{вх} = I_{вх}^2 \rho,$$

$$P_{погл} = \left(I_{вх} e^{-2\beta l}\right)^2 R_н = \left(I_{вх} e^{-2\beta l}\right)^2 \rho.$$

Коэффициент полезного действия антенны определяется как

$$\eta = \frac{I_{вх}^2 \left(1 - e^{-4\beta l}\right)\rho}{I_{вх}^2 \rho} = 1 - e^{-4\beta l}.$$

Коэффициент затухания амплитуды тока вдоль проводников антенны на основе теории длинных линий с потерями приближенно может быть определен как

$$\beta \approx \frac{R_1}{2\rho},$$

где R_1 - погонное активное сопротивление ромба.

С достаточной для расчетов точностью активное сопротивление может быть принято равным сопротивлению излучения ромбической антенны [1]:

$$2lR_1 \approx R_{\Sigma_A} \approx 4R_\Sigma.$$

Следовательно, при этих условиях для вычисления КПД можно использовать соотношение

$$\eta = 1 - exp\left[-4\frac{R_\Sigma}{\rho}\right]. \qquad (7)$$

Обычно коэффициент полезного действия ромбических антенн изменяется в пределах

$$0{,}4 \le \eta \le 0{,}8,$$

принимая минимальное значение на длинноволновой границе диапазона и максимальное - на коротковолновой.

2.4. Коэффициенты усиления и направленного действия

Коэффициент усиления ромбической антенны в вертикальной плоскости (по отношению к полуволновому вибратору, выбранному в качестве эталонной антенны), определяется выражением [1]:

$$G(\theta) = \frac{4680}{\rho} \frac{cos^2\, \Phi e^{-2\beta l}}{\left(1 - sin\Phi cos\theta\right)^2} sin^4\left[\frac{kl}{2}\left(1 - sin\Phi cos\theta\right)\right] \times$$

$$\times sin^2\left(kH\, sin\theta\right). \qquad (8)$$

Как будет показано в следующем разделе, конструктивные параметры ромбической антенны определяются из условий, при которых два последних сомножителя в (8) достигают максимума, т.е. равны 1, а тупой угол ромба $\Phi = 90^0 - \theta_m$, где θ_m - угол подъема максимума ДН в вертикальной плоскости.

Следовательно, максимальное значение коэффициента усиления ромбической антенны при оптимальных параметрах ромба равно:

$$G = \frac{4680}{\rho} \frac{cos^2\, \Phi}{\left(1 - sin\Phi cos\theta_m\right)^2} \cdot e^{-2\frac{R_\Sigma}{\rho}} = \frac{4680}{\rho} \frac{cos^2\, \Phi}{sin\theta_m{}^2} \cdot e^{-2\frac{R_\Sigma}{\rho}}. \qquad (9)$$

Если в качестве эталонной антенны используется изотропная, то полученное значение коэффициента усиления следует умножить на *1,64* - коэффициент усиления полуволнового вибратора.

КНД антенны может быть рассчитан по известным значениям коэффициентов усиления и полезного действия:

$$D = \frac{G}{\eta}.$$

Коэффициент направленного действия ромбической антенны может быть вычислен также по известному соотношению

$$D = \frac{\left(kl_\partial\right)^2}{R_\Sigma}, \qquad (10)$$

где

$$l_\partial = 2{,}16\lambda \cdot sin\left(kH\, sin\theta_m\right) \cdot \frac{sin\varphi_0}{1 - cos\varphi_0\, cos\theta_m} \qquad (11)$$

- действующая длина антенны.

Коэффициент усиления в этом случае определяется как

$$G = D\eta. \qquad (12)$$

2.5. Выбор конструктивных параметров ромбической антенны

Для ромбических антенн используется условное обозначение

$$РГ\frac{\Phi'}{l'}H',$$

которое расшифровывается следующим образом:

$Р$ - ромбическая,

$Г$ - горизонтальная,

Φ' - половина тупого угла ромба (в градусах),

l' - относительная длина стороны ромба,

$$l' = \frac{l}{\lambda_0},$$

H' - относительная высота подвеса ромба,

$$H' = \frac{H}{\lambda_0},$$

λ_0 - оптимальная длина волны, т.е. та длина волны, на которой антенна имеет оптимальные электрические параметры.

Правильно сконструированная ромбическая антенна должна обеспечивать наибольшую интенсивность излучения, достигающего точки приема под некоторым углом θ_m.

Поэтому оптимальные размеры антенны можно определить, анализируя ее диаграмму направленности в вертикальной плоскости [2].

Из условия максимума первого сомножителя определяется оптимальное значение половины тупого угла ромба

$$\frac{d}{d\Phi}\left(\frac{\sin\Phi}{1-\sin\Phi\cos\theta_m}\right)=0, \qquad \text{откуда } \sin\Phi=\cos\theta_m, \quad (13)$$

следовательно,

$$\Phi = 90^0 - \theta_m,$$

где θ_m - угол подъема максимума ДН в вертикальной плоскости, определяемый исходными данными.

Как следует из геометрии ромба, при этом половина острого угла ромба $\varphi_0=\theta_m$.

Оптимальное значение длины стороны ромба определяется из условия максимума второго сомножителя

$$\sin\left[\frac{kl}{2}\left(1-\sin\Phi\cos\theta_m\right)\right]=1,$$

который достигается при

$$\frac{kl}{2}\left(1-\sin\Phi\cos\theta_m\right)=\frac{\pi}{2},$$

что приводит к следующему значению

$$l_0=\frac{\lambda_0}{2\left(1-\sin\Phi\cos\theta_m\right)}, \qquad (14)$$

где λ_0 - оптимальная длина волны, определяемая исходными данными.

Оптимальная высота подвеса антенны определяется из условия максимума третьего сомножителя

$$\sin\left[kH\sin\theta_m\right]=1,$$

откуда получаем

$$H=\frac{\lambda_0}{4\sin\theta_m}. \qquad (15)$$

Как следует из способа определения, геометрические размеры ромбической антенны являются оптимальными только для оптимальной длины волны.

В рабочем диапазоне использования антенны эти условия нарушаются, что приводит к некоторому ухудшению направленных свойств. Поэтому оптимальная длина волны должна быть выбрана так, чтобы обеспечить удовлетворительные параметры антенны во всем предполагаемом диапазоне использования.

Необходимо отметить, что при практическом выполнении ромбических антенн обычно отходят от оптимальных значений параметров Φ, l и H, так как оптимальные антенны получаются весьма громоздкими и дорогими, требуют для размещения значительных площадей.

На практике применяются несколько стандартизованных вариантов антенн, которые пригодны для работы на радиолиниях определенной протяженности.

Основные достоинства ромбических антенн, благодаря которым они получили широкое распространение: большая диапазонность, простота конструкции и эксплуатации, и как следствие этого, экономичность.

К существенным недостаткам антенн данного типа следует отнести низкий коэффициент полезного действия и высокий уровень боковых лепестков, а также значительную площадь, занимаемую антенной.

Для повышения *КПД* и снижения уровня боковых лепестков используются более сложные ромбические антенны.

Наибольшее применение среди них нашли двойные ромбические антенны, представляющие собой систему из двух одинаковых ромбов, смещенных друг относительно друга вдоль малой диагонали ромба в горизонтальной плоскости на расстояние порядка λ_0.

В такой антенне удается подавить боковое излучение в горизонтальной плоскости в секторе углов $\varphi = (30...60)^0$. Это приводит к увеличению *КПД* ан-

тенны в *1,5…2* раза по сравнению с одиночным ромбом.

2.6. Электрическая прочность антенны

Для проверки электрической прочности ромбической антенны необходимо вычислить максимальную амплитуду напряжения между проводами ромба, которая определяется величиной подводимой к антенне мощности:

$$U_{max} = \sqrt{\frac{2P}{\rho}}.$$

Коэффициент бегущей волны *КБВ* на проводах ромба обычно равен *0,5…0,7.*

В соответствии с теорией длинных линий, максимальная напряженность поля у проводов антенны равна

$$E_{max} = \frac{120U_{max}}{n \cdot 2r \cdot \rho}, \qquad (16)$$

где n - число проводов в одной стороне ромба; $2r$ - диаметр проводов.

Напряженность поля E_{max} не должна превосходить допустимую $E_{доп}$, которую принимают равной *7000* В/м.

Диаметр проводников антенны при заданном их числе определяется с помощью этого соотношения из условия обеспечения электрической прочности антенны при заданной подводимой мощности:

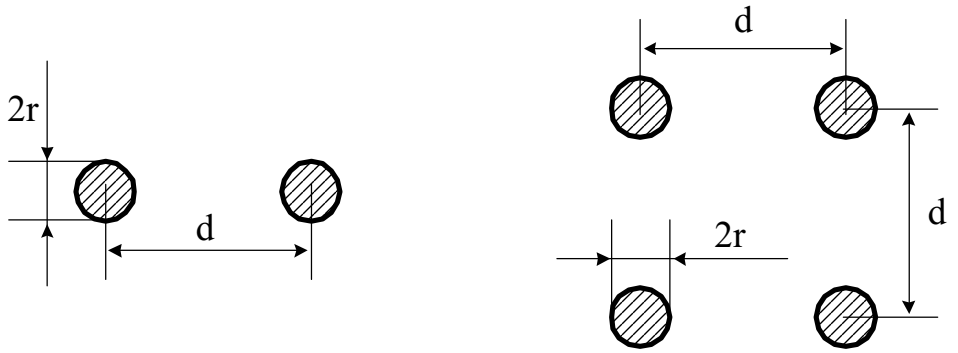
$$2r \geq \frac{120\sqrt{2P}}{n \cdot E_{доп}\sqrt{k\rho}}. \qquad (17)$$

2.7. Питающий фидер и нагрузочное сопротивление

Фидер, с помощью которого возбуждается ромбическая антенна, представляет собой обычно двух- или четырехпроводную линию. Выбор типа линии и диаметра ее проводов производят из условия обеспечения электрической прочности и согласования с антенной.

Диаметр проводов определяется приведенным выше соотношением (1), причем следует считать *n=1* для двухпроводной линии и *n=2* - для четырехпроводной.

Так как должно выполняться равенство $\rho_ф = \rho$, то при известном диаметре проводов можно определить их расположение (рисунок 8).



а) б)

Рисунок 8 – Геометрия питающей линии:
а) для двухпроводной линии волновое сопротивление фидера $\rho_ф = 120 ln \frac{d}{r}$; б) для четырехпроводной линии $\rho_ф = 60 ln \frac{d\sqrt{2}}{r}$

Коэффициент затухания фидера $\beta_ф$ можно определить с помощью теории длинных линий

$$\beta_ф = \frac{R_{1ф}}{2\rho_ф},$$

где $R_{1ф}$ - погонное активное сопротивление фидера.

Для двухпроводной линии

$$R_{1ф} = \frac{11}{2r}\sqrt{\frac{\mu \cdot r_1}{\lambda}} \quad \text{Ом/м}, \qquad (18)$$

где $2r$ - диаметр провода фидера, м;

d - расстояние между проводами, м;

r_1 - удельное сопротивление материала провода, Ом/м;

μ - относительная магнитная проницаемость материала провода;

λ - рабочая длина волны, м.

Погонное сопротивление четырехпроводной линии в два раза меньше, чем двухпроводной.

Нагрузочное сопротивление передающих ромбических антенн выполняется обычно в виде двухпроводной поглощающей линии с волновым сопротивлением, равным волновому сопротивлению антенны, и большим затуханием.

Длина поглощающей линии выбирается таким образом, чтобы амплитуда тока на ее конце снижалась до $0,2...0,3$ своего начального значения.

Коэффициент затухания нагрузочной линии определяется так же, как и для

питающего фидера, т.е.

$$\beta_н = \frac{R_{1н}}{2\rho_н},$$

где $R_{1н}$ - погонное сопротивление нагрузочной линии - определяется параметрами этой линии и вычисляется по формуле (18).

Относительная магнитная проницаемость стали или фехраля, которые используются чаще всего в качестве материала проводников нагрузочной линии, на высоких частотах равна $\mu=80$, удельное сопротивление r_1 - для стали – 10^{-7} Ом/м; для фехраля – $8\ 10^{-7}$ Ом/м. Радиус проводов нагрузочной линии обычно принимают равным $(1\cdot10^{-3}...2\cdot10^{-3})$ м.

2.8. Порядок расчета ромбических антенн

Исходными техническими данными для расчета ромбической антенны обычно служат протяженность радиолинии, диапазон используемых волн (λ_{min} и λ_{max}), мощность передатчика P, допустимое ухудшение направленных свойств в заданном диапазоне использования ΔD.

Исходные данные приведены в таблице 1.

По этим исходным данным необходимо произвести следующее:

1) определить соответствующий протяженности радиолинии угол подъема максимума излучения в вертикальной плоскости θ_m; выбор этого угла можно осуществить с помощью графика, показанного на рисунке 2 (на этом графике приведены кривые, показывающие зависимость угла наклона θ_m от длины магистрали при однократном отражении для различных высот отражающего слоя);

2) определить оптимальную длину волны λ_0, для которой должен быть произведен расчет параметров ромбической антенны (для начала расчета можно приближенно принять

$$\lambda_0 \approx \sqrt{\lambda_{min} \cdot \lambda_{max}}\ ;$$

3) рассчитать геометрические параметры - длину стороны l, половину тупого угла ромба Φ, половину острого угла φ_0;

4) определить направленные свойства антенны - диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях, коэффициент усиления, коэффициент направленного действия;

5) произвести проверку направленных свойств в заданном диапазоне использования - уменьшение коэффициента усиления, отклонение максимума излучения $\delta\theta_m$ от θ_m, расширение главного лепестка ДН в обеих плоскостях на краях диапазона;

6) рассчитать энергетические характеристики антенны - сопротивление из-

лучения, коэффициент затухания, коэффициент полезного действия, проверить электрическую прочность антенны;

7) рассчитать питающий фидер и нагрузочное сопротивление.

Расчет диаграмм направленности антенны в вертикальной и горизонтальной плоскостях производится в пределах $0...180^0$.

Таблица 1 – Данные для расчета ромбической антенны

$M_з$	P, кВт	$N_з$	λ_{max}, м	λ_{min}, м	L, м	ΔD, %
0	20	0	100	70	$1500 \cdot 10^3$	30
1	40	1	90	60	$3000 \cdot 10^3$	25
2	60	2	80	50	$2000 \cdot 10^3$	50
3	80	3	70	40	$1000 \cdot 10^3$	50
4	50	4	60	30	$800 \cdot 10^3$	30
5	62	5	50	20	$600 \cdot 10^3$	40
6	24	6	40	20	$500 \cdot 10^3$	30
7	26	7	30	15	$300 \cdot 10^3$	30
8	22	8	20	10	$400 \cdot 10^3$	60
9	30	9	30	20	$500 \cdot 10^3$	40

Примечание:

$M_з$ – предпоследний № зачетной книжки,

$N_з$ - последний № зачетной книжки.

3. СИНФАЗНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ ДЕКАМЕТРОВЫХ И МЕТРОВЫХ ВОЛН

3.1. Основные типы антенн и их обозначения

Требования, предъявляемые к антеннам указанного диапазона, определяются многими факторами, главными из которых являются: протяженность линии радиосвязи, особенности условий распространения радиоволн (пространственные волны или поверхностные), назначение антенны.

С учетом вышесказанного техническое задание на разработку данного типа антенн формулируется, исходя из условий ее применения. В данном случае студентам предлагается освоить методику расчета и построения трех вариантов синфазных решеток, основные типы которых показаны на рисунках 9…11, в их разнообразном применении на практике.

Соответствующие обозначения приведены после каждого рисунка, а исходные данные для расчета антенны представлены в таблице 2.

3.2. Основные соотношения для расчета диаграммы направленности антенны

Будем считать, что угловая координата φ определяет зависимость ДН антенны в горизонтальной плоскости *YOZ* (см. рисунки 9…11) и отсчет ее ведем от оси *Z*. Координата θ определяет зависимость ДН антенны в вертикальной плоскости *XOZ*, и также ее отсчет ведется от оси *Z*.

На рисунке 12 изображен элемент решетки в виде горизонтального (рисунок 12,а) и вертикального (рисунок 12,б) вибраторов.

Тогда для горизонтального вибратора (рисунок 12,а) будем иметь:

в горизонтальной плоскости –

$$f_{эл}^{г}(\varphi) = \frac{cos(kl\,sin\,\varphi) - cos\,kl}{cos\,\varphi}, \qquad (19)$$

где *l* – длина плеча вибратора,

в вертикальной плоскости -

$$f_{эл}^{в}(\theta) = 1. \qquad (20)$$

Для вертикального вибратора (рисунок 12,б):

в горизонтальной плоскости –

$$f_{эл}^{в}(\varphi) = 1,$$

Антенна типа 1.

Обозначение *ВСВ-Н/Д-АР/ПР-m-n*,
где *В* – вертикальное полотно (относительно границы раздела),
С – синфазное питание вибраторов, *В* – вертикальные вибраторы,
Н – настраиваемая антенна, *Д* – диапазонная антенна,
АР – активный рефлектор, *ПР* – пассивный рефлектор,
m – число этажей,
n – число элементов в этаже,
h – высота установки антенны (подвес нижнего этажа).

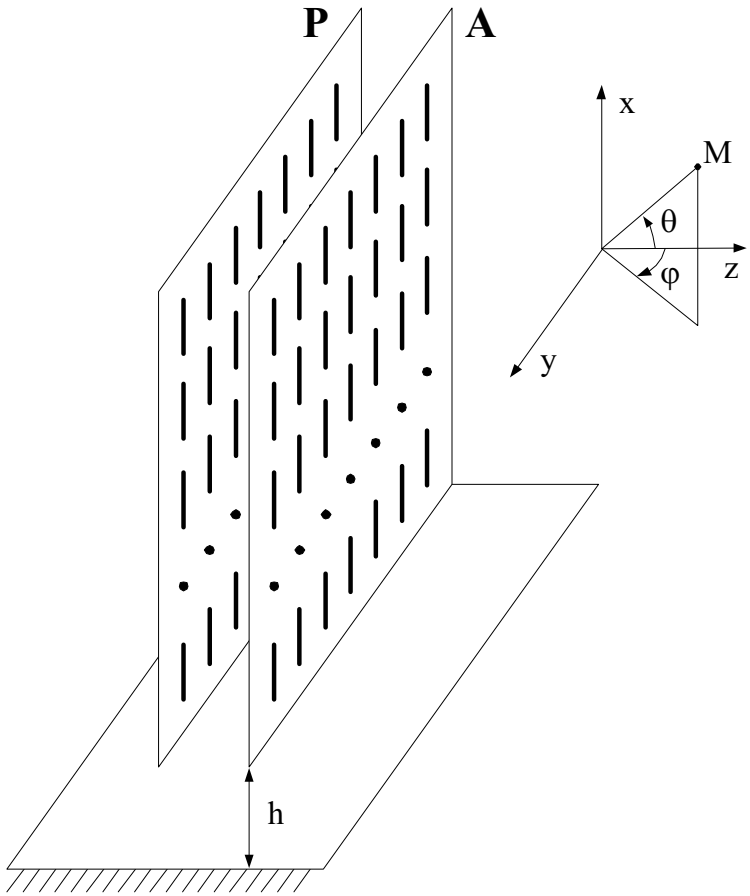


Рисунок 9 – Геометрия антенны типа 1

Антенна типа 2.

Обозначение *ВСГ-Н/Д-АР/ПР-т-п*,

где *Г* – горизонтальные вибраторы (остальные обозначения см. тип 1).

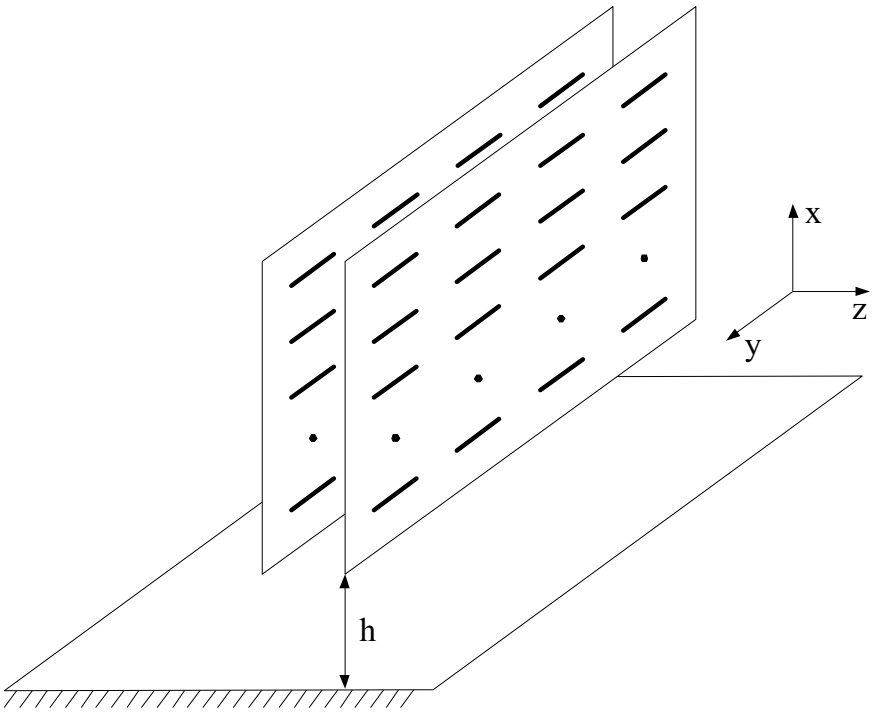


Рисунок 10 – Геометрия антенны типа 2

Антенна типа 3.

Обозначение *ГСГ-Н/Д-АР/ПР-т-п*,

где *Г* – горизонтальное полотно (относительно границы раздела).

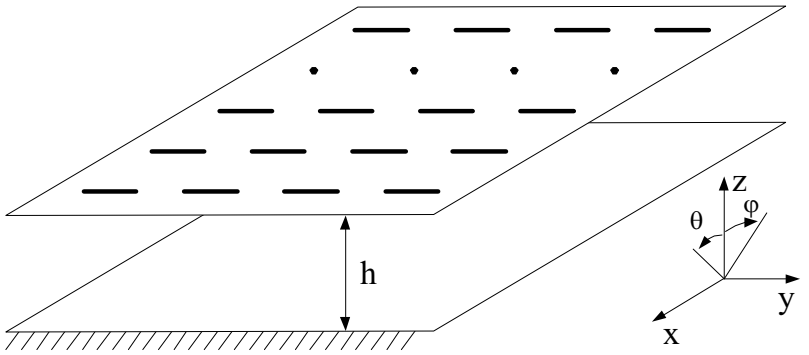


Рисунок 11 – Геометрия антенны типа 3

в вертикальной –

$$f_{эл}^{в}(\theta)=\frac{cos(kl\,sin\theta)-cos\,kl}{cos\,\theta}\ . \qquad (21)$$

Перейдем к анализу множителя решетки антенного полотна.

Для вертикальной решетки будем иметь:

в горизонтальной плоскости -

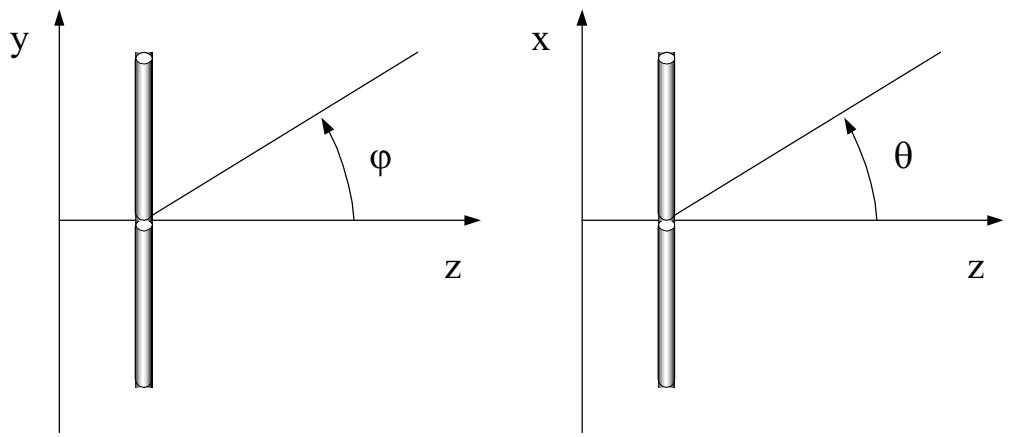
$$f_{p}^{г}(\varphi)=\frac{sin\left(\frac{nkd}{2}sin\varphi\right)}{sin\left(\frac{kd}{2}sin\varphi\right)}, \qquad (22)$$

где n - число элементов в этаже; d – расстояние между элементами решетки;

в вертикальной плоскости -

$$f_{p}^{в}(\theta)=\frac{sin\left(\frac{mkd}{2}sin\theta\right)}{sin\left(\frac{kd}{2}sin\theta\right)}, \qquad (23)$$

где m - число этажей.



а) б)

Рисунок 12 – Отсчет угловых координат:
а) для горизонтального вибратора;
б) для вертикального вибратора

Ниже приводятся различные типы антенн, которые имеют порядковую нумерацию и интерпретацию условных символов обозначения их параметров.

Для случая горизонтального полотна (см. рисунок 11) множитель решетки будем определять в двух вертикальных ортогональных плоскостях по аналогии с формулами (22) и (23). Далее необходимо учесть влияние рефлектора и подстилающей поверхности Земли путем введения множителя рефлектора $f_{p\phi}(\theta,\varphi)$ и интерференционного множителя $f_3(\theta)$.

Если предположить, что рефлектор активный и идеально настроен, то для случая вертикального полотна в горизонтальной плоскости будем иметь

$$f^{в}_{p\,\phi}(\varphi) = sin\left(kd_p\,cos\,\varphi\right), \tag{24}$$

где d_p – расстояние между полотнами антенны и рефлектора,
в вертикальной плоскости -

$$f^{в}_{p\,\phi}(\theta) = sin\left(kd_p\,cos\,\theta\right). \tag{25}$$

Формулами (24) и (25) можно пользоваться только при расчете ДН в диапазоне углов от -90° до +90°. Более полные сведения о множителе рефлектора см. в [3].

Аналогично будет учитываться и роль пассивного рефлектора, либо идеально-проводящего экрана.

Влияние Земли сказывается в основном на ДН антенны в вертикальной плоскости, следовательно, можем воспользоваться соотношением (для случая горизонтальных вибраторов)

$$f^{в}_{3}(\theta) = sin\left(kh\,sin\,\theta\right), \tag{26}$$

где h-средняя высота подвеса антенны.

На основании приведенного рассмотрения можем записать итоговую формулу для ДН антенны:
в вертикальной плоскости -

$$F(\theta) = f_{эл}(\theta)\cdot f_p(\theta)\cdot f_{p\,\phi}(\theta)\cdot f_3(\theta), \tag{27}$$

в горизонтальной плоскости -

$$F(\varphi) = f_{эл}(\varphi)\cdot f_p(\varphi)\cdot f_{p\,\phi}(\varphi). \tag{28}$$

Численные расчеты ДН выполняются на основе формул (27) и (28), при этом необходимо сначала определить нулевые и максимальные направления излучения, затем, выбирая соответствующий интервал $\Delta\theta$ и $\Delta\varphi$, получить все численные значения для ДН, включая 2-3 боковых лепестка.

Полученные численные результаты необходимо представить на графике с использованием логарифмического масштаба, переходя для этого к выражению $F(\theta,\varphi)$ в децибеллах (по напряженности поля):

$$F_{дБ}(\theta,\varphi) = 20\,lg\,F(\theta,\varphi). \tag{29}$$

На основании полученных результатов нужно определить ширину главного лепестка $\Delta\theta_{0,7}, \Delta\varphi_{0,7}$ (или по уровню -3дБ), также уровень бокового излучения для заданного частотного диапазона.

3.3. Сопротивление излучения антенны

Строгого метода определения сопротивления излучения антенны $R_{\Sigma A}$ в литературе не существует. Поэтому возможны только его приближенные оценки, либо экспериментальные измерения.

Однако можно получить соотношения для $R_{\Sigma A}$, исходя из следующих предположений.

Пусть антенное и рефлекторное полотна образованы из системы активных полуволновых вибраторов. Будем также считать, что амплитуды токов в каждом элементе антенны равны I_0. Тогда можно считать, что суммарная мощность излучения всей системы в целом равна $R_{\Sigma A}=I_0^2 R_{\Sigma A}$, где

$$R_{\Sigma A} = R_{\Sigma 1} + ... R_{\Sigma n} + ... R_{\Sigma m}. \qquad (30)$$

В соотношении (30) каждое сопротивление R_{Σ_n} определяется как сумма собственного и вносимых сопротивлений (как активных, так и реактивных) со стороны всех окружающих вибраторов. Если учесть то обстоятельство, что на расстоянии $d \geq \lambda/2$ (в нашем случае $d = \lambda/2$ для ближайшего элемента) вносимые сопротивления достаточно малы и знакопеременны, то сопротивление излучения элемента будет близким к его собственному. Экспериментальные проверки показали, что сопротивление излучения полуволнового вибратора можно принять равным 77,0 Ом, а, следовательно, для $R_{\Sigma A}$ справедливо соотношение:

$$R_{\Sigma A} \approx 77 \cdot n \cdot m, \text{ Ом}. \qquad (31)$$

При наличии рефлектора поле в заданном направлении увеличивается в два раза, а мощность излучения – в 4 раза, но эта мощность излучается в двух направлениях (в обратном направлении она компенсируется), следовательно, получим:

$$\frac{1}{2} \cdot 4 R_{\Sigma A} = 2 R_{\Sigma A}.$$

Отсюда с учетом влияния рефлектора будем иметь

$$R_{\Sigma Ap} = 2 R_{\Sigma A} \approx 154 \cdot n \cdot m. \qquad (32)$$

Формула (32) справедлива для активного рефлектора. В случае пассивного рефлектора необходимо вместо «2» взять коэффициент 1,6 , тогда получаем

$$R_{\Sigma Apн} \approx 123 \cdot n \cdot m. \qquad (33)$$

Таким образом, в зависимости от типа рефлектора для расчета $R_{\Sigma A}$ приме-

няют формулу (32) или (33).

3.4. Действующая длина антенны

При вычислении КНД антенных полотен необходимо определить их действующую длину l_{∂}.

На основании формулы

$$l_{\partial} = \frac{2(1-\cos kl)}{k \sin kl} \tag{34}$$

для случая полуволнового вибратора получим значение для $l_{\partial} = \lambda / \pi$.

Для всей антенны в целом с рефлектором получаем

$$l_{\partial A} = 2mn\lambda / \pi . \tag{35}$$

Необходимо также учесть при определении l_{∂} влияние Земли.

Для случая вертикальных вибраторов их действующая длина увеличивается в 2 раза, следовательно, $l^{в}_{\partial A} = 4mn\lambda / \pi$.

При оценке l_{∂} горизонтальных вибраторов необходимо учесть, что максимум излучения горизонтального полотна направлен под некоторым углом к линии горизонта, поэтому здесь l_{∂} увеличивается практически на 60…70 %, т.е. будет равна $l^{г}_{\partial A} = 3{,}2mn\lambda / \pi$.

3.5. Коэффициент направленного действия антенны

Для вычисления коэффициента направленного действия (КНД) антенны удобно воспользоваться следующей формулой:

$$D = \frac{30k^2 l^2_{\partial A}}{R_{\Sigma A}} . \tag{36}$$

Подставляя в формулу (36) соотношения для $l_{\partial A}$ и $R_{\Sigma A}$, получаем:

для вертикального полотна, состоящего из вертикальных вибраторов, с учетом влияния активного рефлектора и земли:

$$D_{в} \approx 12 \cdot n \cdot m , \tag{37}$$

для горизонтальных вибраторов –

$$D_{г} \approx 8 \cdot n \cdot m . \tag{38}$$

3.6. Входное сопротивление антенны

Входное сопротивление антенны R_{AA} определяется электрической схемой питания каждого элемента антенны. Для получения возбуждения синфазного и равноамплитудного распределения токов в антенне используют два метода: метод скрещенной (см. рисунок 13) и разветвленной линии передачи (рисунок 14).

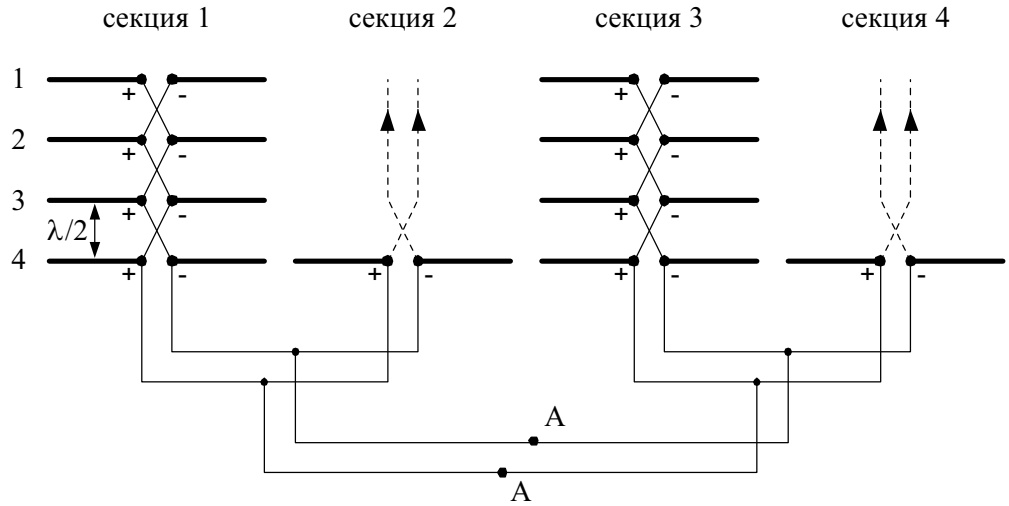


Рисунок 13 – Схема питания элементов антенны по методу скрещенной линии передачи

При выполнении электрической схемы питания антенного полотна необходимо обеспечить наименьшие потери мощности в местах подключения вибраторов (максимальный КПД).

Данное обстоятельство привело к тому, что целесообразно возбуждать вибраторы в местах пучности напряжения (отсутствие тока в местах контактов), тогда потери мощности будут минимальны. С этой точки зрения удобно из полуволновых вибраторов образовать волновые вибраторы. Все предыдущие расчеты по-прежнему относятся к полуволновым вибраторам, только их число в 2 раза больше, чем в схеме питания.

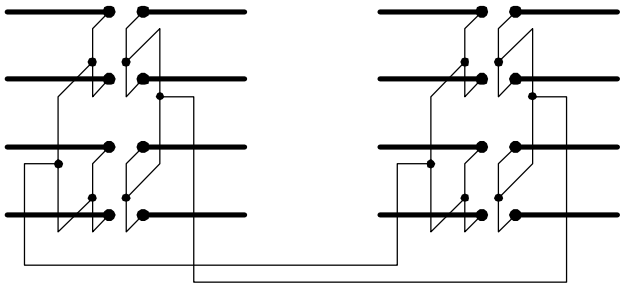


Рисунок 14 – Схема питания антенны по методу
разветвленной линии передачи

На основании электрической схемы питания составляют эквивалентную схему. В качестве примера рассмотрим более очевидную схему, изображенную на рисунке 13. Из рисунка 13 видно, что к зажимам антенны А-А параллельно подключены четыре секции, при этом в каждой секции вибраторы также соединены параллельно.

Рассмотрим входное сопротивление секции 1, которое необходимо определить на зажимах 4-4, представляя ее, как показано на рисунке 15.

Известно, что $R_{вх1}$ волнового вибратора определяется соотношением

$$R_{вх1} = \frac{\rho^2}{R_{\Sigma 1}},$$

где ρ - его волновое сопротивление, а $R_{\Sigma 1}$ необходимо определить. Для одиночного волнового вибратора $R_{\Sigma 1} \approx 200$ *Ом*.

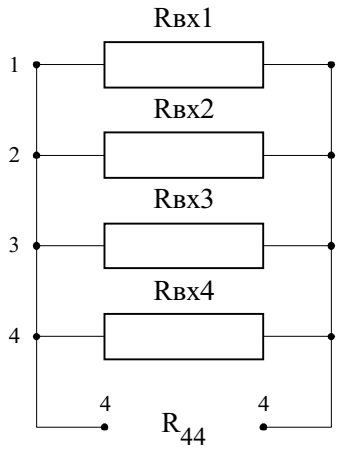


Рисунок 15– К определению входного сопротивления секции 1

В нашем случае оно получено из 2-х полуволновых вибраторов, сопротивление излучения которых определено выше с учетом влияния рефлектора.

Следовательно, $R_{\Sigma 1}=154 \cdot 2 = 308 \approx 300$ *Ом*,

$$R_{вх1} = \frac{\rho^2}{300} \quad Ом.$$

Таким образом, продолжая рассмотрение, получаем для $R_{44} = \rho^2 / (4 \cdot 300)$, аналогично и для R_{AA} с учетом всех длин разветвленной линии передачи.

После определения R_{AA} необходимо рассчитать согласующее устройство (СУ) и схему подключения входного сопротивления R_{BX} передатчика (приемника), представленную на рисунке 16.

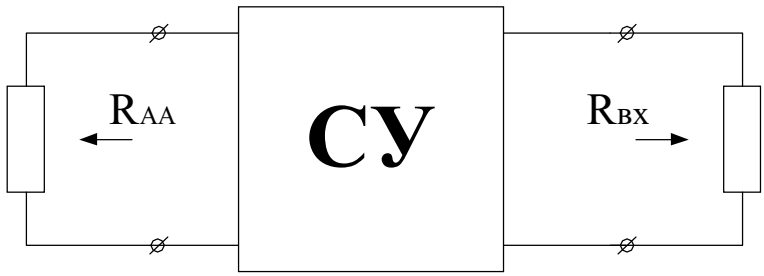


Рисунок 16 – Схема подключения передатчика (приемника) к антенне

Схема питания определяется, исходя из требуемых свойств антенны (диапазонная или настроенная).

Завершающим этапом расчета R_{AA} является выбор и обоснование студентом самостоятельно типа вибратора, расчет его конструктивных параметров, его резонансного укорочения и электрической прочности, с учетом стандартных характеристик существующих линий передач.

Варианты конструктивного исполнения антенных решеток приведены в [1,3,4].

4. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ПЕРЕДАЮЩИЕ АНТЕННЫ (антенны метровых и дециметровых волн)

4.1. Особенности метода построения телевизионных передающих антенн

В рассмотренном диапазоне метровых и дециметровых волн наиболее высокие требования предъявляются к передающим телевизионным (ТВ) антеннам, поэтому студентам предлагаются варианты именно этих антенн с тем, чтобы выработать навыки и научиться проектировать любой тип антенн данного диапазона. При выборе схемы ТВ антенны необходимо учитывать основные требования, которым должны удовлетворять передающие антенны: ширина полосы частот $\Delta f \approx 10$ МГц; в указанной полосе $КБВ \geq 0,9$; поле излучения должно иметь горизонтальную поляризацию; ДН в горизонтальной плоскости – близкую к круговой; ДН в вертикальной плоскости – с заданными направленными свойствами. Антенна должна иметь хорошую механическую прочность и грозозащиту.

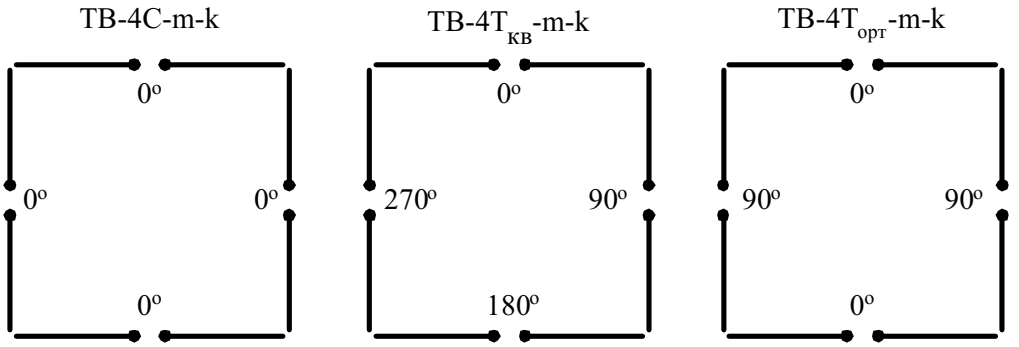
В качестве излучателей применяют волновые, полуволновые вибраторы, а также диполи. Однако чаще всего применяют волновые вибраторы. Кроме высокого КПД, они имеют значительно большее входное сопротивление, благодаря чему обладают пологой частотной характеристикой. Для увеличения диапазонных свойств эти вибраторы выполняются с малым волновым сопротивлением.

Указанные вибраторы объединяются в блоки, состоящие из 4-х или 2-х вибраторов, укрепленных на щите-рефлекторе, устанавливаемом на четырехгранной призме, которая является частью телебашни. Количество таких блоков по вертикали определяется величиной требуемого КНД антенн. Для обеспечения достаточно слабой связи между вибраторами в вертикальной плоскости расстояние между ними выбирается из условия $\geq \lambda/2$.

4.2. Основные типы телевизионных антенн и их обозначения

Широкое применение получили блоки вибраторов, состоящие из 4-х и 2-х элементов (см. [1,3,4]).

Антенная система, состоящая из 4-х элементов, расположенных вокруг призмы, применяется для трех схем питания (см. рисунок 17,а,б,в): 1- синфазная (рисунок 17,а); 2 – турникетная с последовательностью питания 0°-90°-180°-270° (рисунок 17,б); 3- турникетная с последовательностью питания 0°-90°-0°-90° (рисунок 17,в).



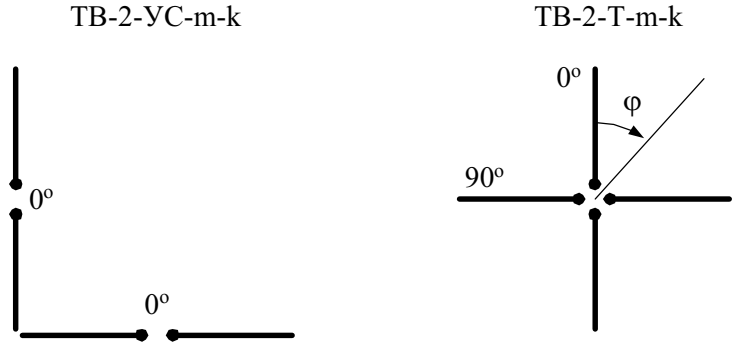
а) Схема №1 б) Схема №2 в) Схема №3

Рисунок 17 – Схемы питания антенной системы, состоящей из 4-х элементов

Обозначения приведенных схем антенн и исходные данные для расчета приведены в таблице 3.

Антенная система, состоящая из 2-х элементов, строится по типу уголковых антенн с синфазным возбуждением (см. рисунок 18,а) и турникетных антенн с возбуждением 0°-90° и ортогональным расположением (рисунок 18,б).

Исходные данные для расчета также приведены в таблице 3.



а) Схема №4 б) Схема №5

Рисунок 18 – Схемы питания антенной системы из 2-х элементов

4.3. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости

Проведем анализ ДН в горизонтальной плоскости для предложенных пяти схем антенн.

1. Синфазное питание – (рисунок 17,а, схема 1)

Данная схема питания отличается простотой и дает наиболее равномерную ДН в горизонтальной плоскости. Строгое решение данной задачи весьма затруднительно, поэтому используем приближенную методику, которая сводится к расчету поля от 4-х вибраторов с рефлекторами (см. рисунок 19), где

$$r_1 = r_0 - d\cos\varphi\,; \quad r_3 = r_0 + d\cos\varphi\,;$$
$$r_2 = r_0 - d\sin\varphi\,; \quad r_4 = r_0 + d\sin\varphi\,.$$

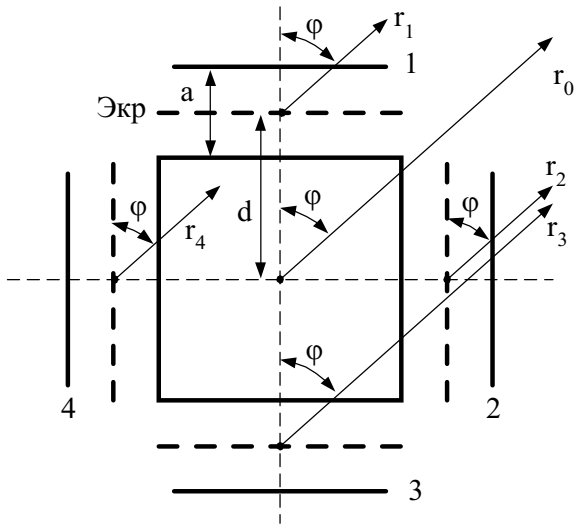


Рисунок 19 – Геометрия 4-х элементной антенной системы

На рисунке 19 введены обозначения: $a = \lambda_{cp}/2$ - расстояние от вибратора до призмы; $d = 3\lambda_{cp}/4$ - расстояние от центра призмы до экрана; λ_{cp} - средняя длина волны данного телевизионного канала. Таким образом, для случая синфазного питания для удаленной точки r_0 1-й и 2-й вибраторы синфазны, а 3-й и 4-й находятся в противофазе с 1-м и 2-м вибраторами, следовательно, общее поле будет определяться как

$$E = E_1 + E_2 - E_3 - E_4 = E_{13} + E_{24}\,,$$

где E_{13} и E_{24} - поля двух пар противофазных вибраторов.

Опуская известные преобразования и учитывая геометрическую разность

хода лучей r_1, r_2, r_3, r_4 относительно r_0 , получаем:

$$E = \cos\varphi\cos\left(\frac{kl}{2}\sin\varphi\right)\cos\left(\frac{ka}{2}\right)\sin\left(\frac{ka}{2}\cos\varphi\right)\cos\left(kd\cdot\cos\varphi\right)+$$
$$+ j\cos\varphi\cos\left(\frac{kl}{2}\sin\varphi\right)\sin\left(\frac{ka}{2}\right)\cos\left(\frac{ka}{2}\cos\varphi\right)\sin\left(kd\cos\varphi\right)+$$
$$+\sin\varphi\cos\left(\frac{kl}{2}\cos\varphi\right)\cos\left(\frac{ka}{2}\right)\sin\left(\frac{ka}{2}\sin\varphi\right)\cos\left(kd\sin\varphi\right)+$$
$$+ j\sin\varphi\cos\left(\frac{kl}{2}\cos\varphi\right)\sin\left(\frac{ka}{2}\right)\cos\left(\frac{ka}{2}\sin\varphi\right)\sin\left(kd\sin\varphi\right). \quad (39)$$

На основании (39) вычисляются *Re(E)* и *Im(E),* затем определяется $|E|^2$ и затем ДН в виде $f(\varphi)_2 = \frac{|E|}{|E|_{max}}$.

2. Турникетное питание (см. рисунок 17,б, схема №2)

В этом случае результирующее поле будет определяться следующим образом

$$E = E_1 + jE_2 + E_3 + jE_4,$$

$$E = \cos\varphi\cos\left(\frac{kl}{2}\sin\varphi\right)\sin\left(\frac{ka}{2}\right)\cos\left(\frac{ka}{2}\cos\varphi\right)\cos\left(kd\cdot\cos\varphi\right)+$$
$$+ j\cos\varphi\cos\left(\frac{kl}{2}\sin\varphi\right)\cos\left(\frac{ka}{2}\right)\sin\left(\frac{ka}{2}\cos\varphi\right)\sin\left(kd\cos\varphi\right)-$$
$$-\sin\varphi\cos\left(\frac{kl}{2}\cos\varphi\right)\cos\left(\frac{ka}{2}\right)\sin\left(\frac{ka}{2}\sin\varphi\right)\sin\left(kd\sin\varphi\right)+$$
$$+ j\sin\varphi\cos\left(\frac{kl}{2}\cos\varphi\right)\sin\left(\frac{ka}{2}\right)\cos\left(\frac{ka}{2}\sin\varphi\right)\cos\left(kd\sin\varphi\right). \quad (40)$$

Далее поступаем по аналогии с предыдущим (39) случаем.

3. Турникетное (квадратурное) питание (см. рисунок 17,в, схема №3):

$$E = E_1 + jE_2 - E_3 - jE_4 = E_{13} + jE_{24},$$

задача сводится к определению полей двух пар противофазных излучателей. В результате получим:

$$\begin{aligned} E = {} & jE_{13}\sin\left(\frac{ka}{2}\right)\cos\left(\frac{ka}{2}\cos\varphi\right)\sin(kd\cos\varphi) + \\ & + E_{13}\cos\left(\frac{ka}{2}\right)\sin\left(\frac{ka}{2}\cos\varphi\right)\cos(kd\cos\varphi) - \\ & - E_{24}\sin\left(\frac{ka}{2}\right)\cos\left(\frac{ka}{2}\sin\varphi\right)\sin(kd\sin\varphi) + \\ & + jE_{24}\cos\left(\frac{ka}{2}\right)\sin\left(\frac{ka}{2}\sin\varphi\right)\cos(kd\sin\varphi), \end{aligned} \qquad (41)$$

где

$$E_{13} = \cos\varphi\cos\left(\frac{kl}{2}\sin\varphi\right), \quad E_{24} = \sin\varphi\cos\left(\frac{kl}{2}\cos\varphi\right).$$

Далее поступаем по аналогии с предыдущими случаями. В приведенных формулах опущен амплитудный коэффициент $E_0 = -j\dfrac{60I_0}{r_0}e^{-jkr_0}$.

4. Турникетная 2-х элементная антенна (см. рисунок 18,б, схема №5).

Предположим, что φ отсчитывается от вертикального вибратора, тогда

$$E = E_1 + jE_2 = E_0\left(f_1(\varphi) + jf_2(\varphi)\right).$$
$$|E| = E_0\sqrt{f_1^2(\varphi) + f_2^2(\varphi)},$$

отсюда, если применяются дипольные вибраторы, то

$$f_1(\varphi) = \sin\varphi, \quad f_2(\varphi) = \cos\varphi,$$

и сдвиг по фазе ψ точно равен $\pi/2$, тогда $|E| = E_0 = const$ - будем иметь круговую ДН в горизонтальной плоскости.

В том случае, когда

$$f_1(\varphi) = \frac{cos(kl\cos\varphi) - \cos kl}{\sin\varphi},$$
$$f_2(\varphi) = \frac{cos(kl\sin\varphi) - \cos kl}{\cos\varphi}, \qquad (42)$$

получим

$$F(\varphi) = \frac{|E|}{E_0} = \sqrt{f_1^2(\varphi) + f_2^2(\varphi) + 2f_1(\varphi)f_2(\varphi)cos\psi}\,.$$

Уголковая 2-х элементная антенна рассматривается по аналогии.

4.4. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости

Поскольку антенное полотно находится на достаточном удалении от земной поверхности, то влиянием Земли можно пренебречь. ДН в вертикальной плоскости зависит как от количества этажей *m*, так и от экрана.

Таким образом, можем записать

$$f^{в}(\theta) = f^{в}_{эл}(\theta) f_p(\theta) f_{p\,ф}(\theta), \qquad (43)$$

где

$$f^{в}_{эл}(\theta) = 1; \quad f_p(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{kmd_в}{2}\sin\theta\right)}{\sin\left(\frac{kd_в}{2}\sin\theta\right)};$$

$$f_{p\,ф}(\theta) = \sin\left(\frac{ka}{2}\cos\theta\right);$$

$d_в \approx \frac{\lambda_{ср}}{2}$ - расстояние между этажами.

При анализе ДН в вертикальной плоскости необходимо учитывать наличие зон частотно-амплитудных искажений, обусловленных наличием боковых лепестков. Действительно, в (43) $f_{p\,ф}(\theta)$ является медленно меняющейся функцией от θ, и многолепестковость в основном определяется функцией $f_p(\theta)$.

Если учесть норму на изменение поля в данном телевизионном канале, ко-

торая не должна превышать 6 дБ, расчет искажений можно провести следующим образом

1. Рассчитываем $f^{в}(\theta)$ по (43) на $\lambda_{с\,р}, \lambda_{min}, \lambda_{max}$, и строим нормированные $f^{в}(\theta)$ для трех длин волн.
2. Определяем интервал углов θ, где изменение $f^{в}(\theta)$ не превышает 6 дБ.
3. Определяем расстояние, на котором расположены зоны искажений по формуле $R = \dfrac{h}{tg\theta}$, где h- высота подъема антенны над Землей.

4.5. Определение КНД

В данном случае удобно провести определение КНД на основе рассчитанной ДН антенны по формуле

$$D = \frac{4\pi}{\int\limits_0^{2\pi}\int\limits_0^{\pi} F^2(\varphi,\theta)\sin\theta\, d\theta\, d\varphi},$$

где $F^2(\theta,\varphi)$ - нормированная ДН по мощности, которая определяется как

$$F^2(\theta,\varphi) = \frac{|f(\theta)|^2 + |f(\varphi)|^2}{\left(|f(\theta)|^2 + |f(\varphi)|^2\right)max}.$$

4.6. Выбор схемы питания и согласующего устройства

В данном случае, как и ранее при расчете синфазных антенн, необходимо выбрать элемент ТВ-антенны, рассчитать его конструктивные параметры и резонансное укорочение, согласуя выбранный тип вибратора с типом телевизионного коаксиального кабеля. Затем разработать согласующее устройство.

Так же рассчитывается электрическая прочность как блока вибраторов, так и главного фидера. Затем рассчитывается КПД антенны.

Таблица 2 - Исходные данные для расчета антенн типов №1, 2, 3

$M_з$	m	n	$АР/ПР$	f_0, МГц	$N_з$	$Н/Д$	$\Delta f/f_{ср}$	$КБВ$	h, м	P, кВт	Тип антенны
0	1	6	АР	15	0	Н	—	0,8	8	1	ВСВ
1	2	4	ПР	200	1	Д	0,5	0,5	10	2	ВСГ
2	3	6	АР	25	2	Н	—	0,8	6	3	ГСГ
3	4	4	ПР	500	3	Д	0,4	0,5	4	4	ВСВ
4	5	6	АР	12	4	Н	—	0,85	8	5	ВСГ
5	6	6	ПР	400	5	Д	0,3	0,6	10	5	ВСГ
6	7	2	АР	18	6	Н	—	0,9	10	4	ВСВ
7	8	4	ПР	300	7	Д	0,4	0,6	10	2	ВСГ
8	9	2	АР	20	8	Н	—	0,9	8	1	ГСГ
9	10	2	ПР	250	9	Д	0,3	0,6	6	3	ВСВ

Примечание:
$M_з$ и $N_з$– предпоследний и последний № зачетной книжки;
h – высота установки антенны (подвес нижнего этажа);
f_0 – частота настройки (для настраиваемой антенны);
$f_{ср}$ – средняя частота диапазона (для диапазонной антенны);
Δf – рабочий диапазон (для диапазонной антенны);
АР – активный рефлектор;
ПР – пассивный рефлектор;
Н – настраиваемая антенна;
Д – диапазонная антенна;
КБВ – коэффициент бегущей волны;
Р – мощность передатчика.

Таблица 3 - Исходные данные для расчета антенн ТВ

$M_з$	m	$КБВ$	h, м	$N_з$	Тип антенны	K	f_{min}, МГц	f_{max}, МГц	$f_{ср}$, МГц	P, кВт
0	3	0,9	100	0	ТВ-4С	1	48,5	56,5	52	1
1	4	0,95	200	1	ТВ-4$Т_{кв}$	2	58	66	62	2
2	5	0,90	300	2	ТВ-4$Т_{орт}$	3	76	84	80	3
3	6	0,95	400	3	ТВ-2Т	4	84	92	88	1
4	6	0,90	500	4	ТВ-2УС	5	92	100	96	3
5	5	0,95	150	5	ТВ-4С	6	174	182	178	1
6	3	0,92	250	6	ТВ-4$Т_{кв}$	7	182	190	186	2
7	4	0,93	350	7	ТВ-4$Т_{орт}$	8	190	198	194	3
8	3	0,94	450	8	ТВ-2Т	9	198	206	202	2
9	5	0,95	80	9	ТВ-4$Т_{кв}$	10	206	214	210	1

Примечание:

$M_з$ – предпоследний № зачетной книжки; $N_з$, – последний № зачетной книжки;

m – количество этажей;

$КБВ$ – коэффициент бегущей волны;

h – высота установки антенны (подвес нижнего этажа);

K – номер телевизионного канала;

f_{min}, f_{max}, $f_{ср}$ – соответственно нижняя, верхняя и средняя частоты рабочего диапазона;

P – мощность передатчика.

При разработке конструкции антенны можно использовать примеры из [1,3,4].

5. ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫЕ АНТЕННЫ

5.1. Общие сведения и основные характеристики волноводно-щелевых антенн

Волноводно-щелевые антенны (ВЩА) находят широкое применение в антенной технике. Они используются в качестве облучателей сложных антенн и как самостоятельные конструкции, позволяющие реализовать широкий класс ДН. При расчете поля излучения щели, прорезанной в неограниченной металлической плоскости и возбуждаемой, например, плоской волной, полагают, что вторичное поле, обусловленное влиянием щели, можно определить, если в соответствии с принципом двойственности ввести понятие эквивалентного магнитного тока. Таким образом, щель можно рассматривать как некоторый магнитный вибратор, анализ направленных свойств которого может быть выполнен с помощью формул, полученных для электрического вибратора [2-5].

В технике СВЧ преимущественно используются щели, прорезанные в стенках волноводов. Стенки волновода имеют ограниченные размеры, поэтому указанное теоретическое рассмотрение реальной щели будет иметь приближенный характер. В некоторых случаях возможно строгое решение задачи о возбуждении электромагнитных волн во внешнем пространстве, например для щели на поверхности круглого волновода.

Щели, прорезанные в стенках волновода, возбуждаются токами, протекающими по его внутренней поверхности (рисунок 20). Распределение поверхностного тока определяется типом волны, распространяющейся в волноводе, а интенсивность возбуждения щели зависит от числа пересекающих ее линий тока. Чем больше проекция щели на нормаль к линиям тока и чем больше его плотность, тем сильнее возбуждается щель и больше напряженность излучаемого ею поля. Таким образом, интенсивность поля излучения можно регулировать путем выбора положения щели на поверхности волновода.

Это свойство щелевых излучателей используется в расчетах многощелевых решеток с целью создания необходимого распределения амплитуд возбуждения вдоль антенны [3,6].

Одиночный щелевой излучатель обладает слабыми направленными свойствами. Поэтому практическое применение находят многоэлементные щелевые антенны, направленные свойства которых существенно зависят от числа щелей, их взаимного расположения на стенках волновода и режима работы передающей линии. В соответствии с этим различают резонансные и нерезонансные антенны. В каждом из этих классов возможно построение антенн с так называемыми согласованными щелями.

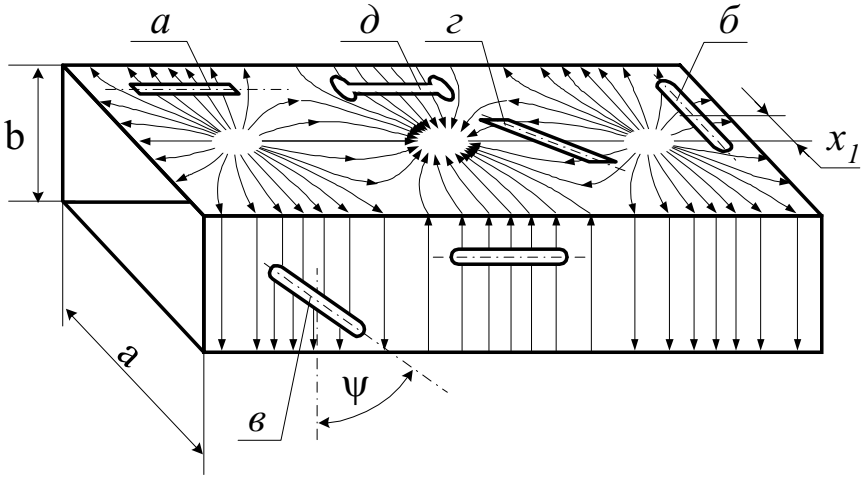


Рисунок 20 – Поверхностные токи в волноводе

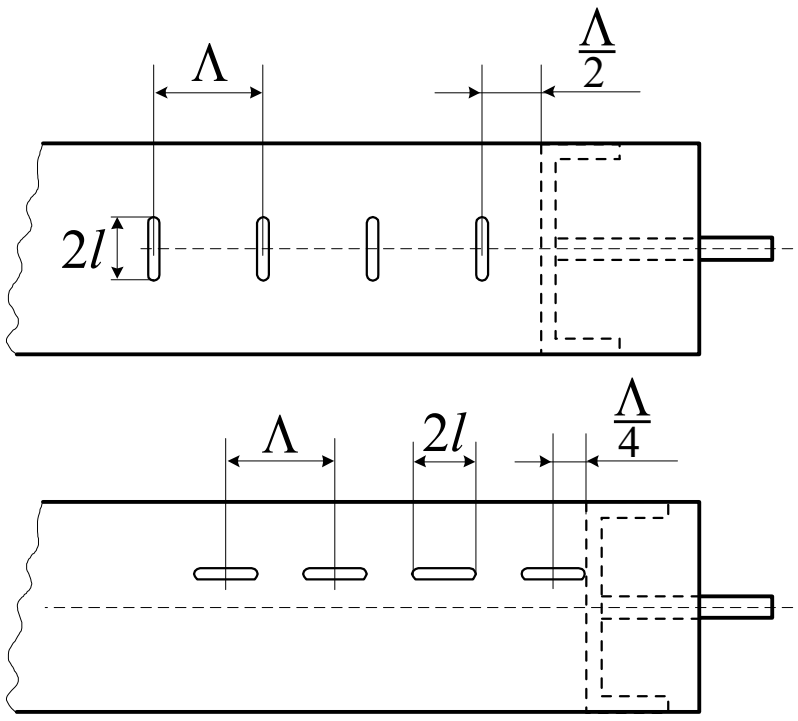
В резонансных волноводных антеннах щели возбуждаются синфазно. Это достигается расположением их относительно друг друга на расстоянии Λ, где Λ - длина волны в волноводе (рисунок 21). При этом на конце волновода может быть короткозамыкающий поршень или поглощающая нагрузка. Если в конце антенны на расстоянии $\Lambda/4$ от последней щели находится короткозамыкающий поршень, то все щели оказываются расположенными в пучности тока.

Для уменьшения длины антенны при данном числе щелей их прорезают в шахматном порядке по обе стороны от средней линии широкой стенки волновода (рисунок 21,б) на расстоянии $\Lambda/2$ друг от друга. При таком расположении они возбуждаются синфазно, так как поверхностные токи (см. рисунок 20) пересекают их в одном направлении.

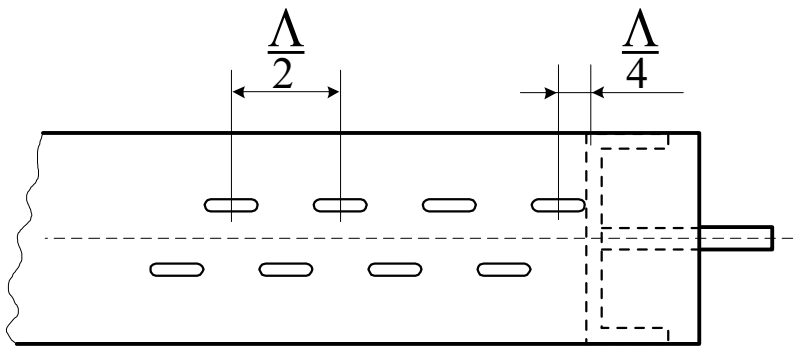
Полагая, что взаимное влияние щелей пренебрежимо мало, а размеры и интенсивность их возбуждения одинакова (рисунок 22), направленные свойства многоэлементной антенны можно характеризовать функцией направленности

$$F(\theta) = F_1(\theta)\frac{\sin\left[\frac{1}{2}N(kd\sin\theta - \psi_0)\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}(kd\sin\theta - \psi_0)\right]}, \qquad (44)$$

где N — число щелей; d — расстояние между щелями; ψ_0 — разность фаз токов соседних излучателей; θ — угол, отсчитываемый в плоскости H от нормали к плоскости антенны; $F_1(\theta)$ — функция направленности одиночного излучателя.



а)



б)

Рисунок 21 – Щели в резонансных антеннах:
а) расстояние между щелями *Λ*;
б) расстояние между щелями *Λ/2*

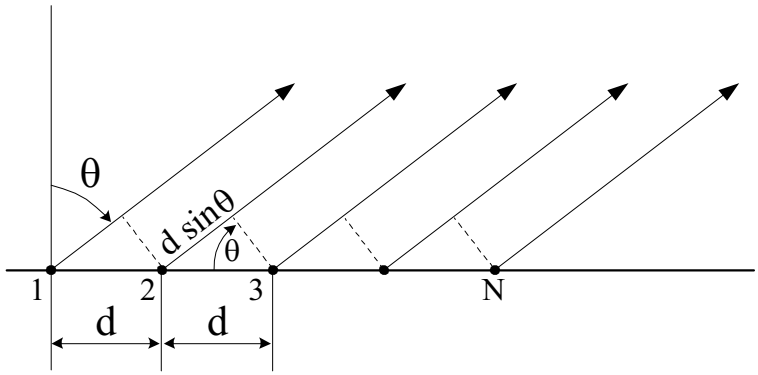


Рисунок 22– К определению ДН малоэлементной антенны

Для щели длиной *2l в* плоскости *H* эта функция имеет вид

$$F_1(\theta) = \frac{cos(kl\,sin\,\theta) - cos\,kl}{cos\,\theta}\ . \qquad (45)$$

В плоскости *E* продольный волноводу щелевой вибратор в отличие от электрического вибратора не является всенаправленным вследствие влияния ограниченных размеров стенок волновода. Расчет функции направленности в этом случае сложен, ограничивается частными результатами эксперимента (рисунок 23) и приближенными расчетами. Пример ДН показан на рисунке 23.

У нерезонансных антенн щели располагаются вдоль волновода на расстояниях, отличных от Λ, и возбуждаются несинфазно бегущей волной (рисунок 24). Режим бегущей волны обеспечивается согласованием антенны с конечной нагрузкой, для чего в конце волновода ставится поглотитель. Поэтому КПД нерезонансных антенн меньше, чем у резонансных.

Функция направленности нерезонансной антенны определяется выражением (44), при этом $\psi_0 \neq 0$ и направление максимального излучения образует с нормалью к плоскости расположения щелей угол

$$\theta_M = arcsin\frac{\psi_0 \lambda}{2\pi d}. \qquad (46)$$

Нули функции направленности определяются выражением

$$sin\,\theta_{0p} = p\frac{\lambda}{Nd} + \frac{\psi_0}{2\pi}\frac{\lambda}{d},\ \ p = \pm 1, \pm 2, \pm 3,... \qquad (47)$$

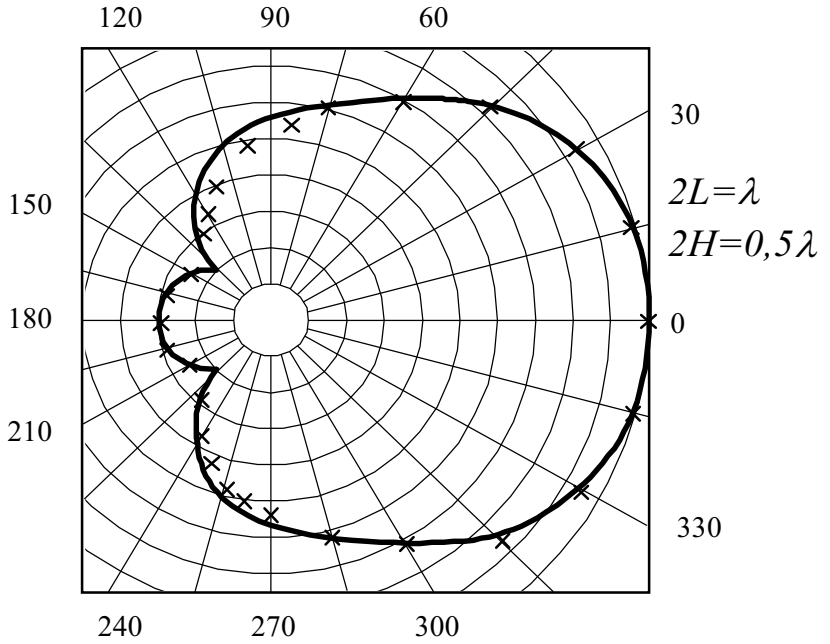


Рисунок 23 - ДН щели, прорезанной в экране:

× × × - экспериментальные ДН;

— - расчетные ДН

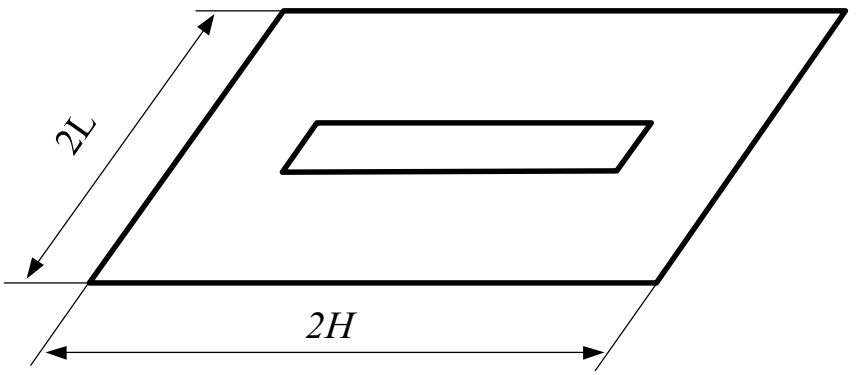


Рисунок 24 - Металлический экран конечных размеров

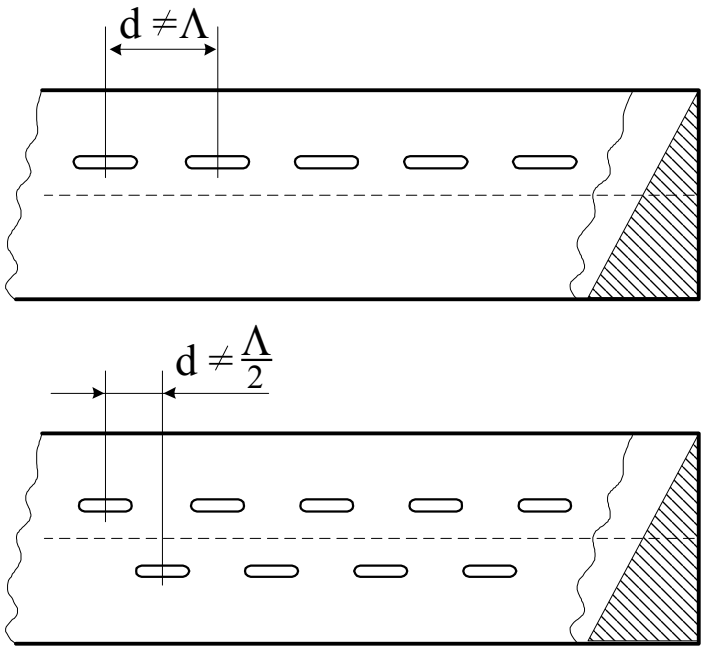


Рисунок 25 – Щели в нерезонансных антеннах

Ширина главного лепестка по нулям составляет

$$2\theta_0 = 2\arcsin\frac{\lambda}{Nd}. \qquad (48)$$

Если число элементов N велико, то

$$2\theta_0 \approx 2\frac{\lambda}{Nd}\ рад \approx 115\frac{\lambda}{Nd}\ град. \qquad (49)$$

и ширина главного лепестка на уровне половинной мощности определяется формулой

$$2\theta_{0,5} \approx 0{,}88\frac{\lambda}{Nd}\ рад \approx 51\frac{\lambda}{Nd}\ град. \qquad (50)$$

Если щели нерезонансной антенны располагаются в шахматном порядке по обе стороны средней линии широкой стенки волновода, то вместо величины ψ_0 в (46) следует подставить величину $\psi'_{0=}\psi_0 + \pi$. Линейное изменение фазы элементов решетки вдоль антенны приводит к повороту ДН на некоторый угол. При этом направление главного максимума излучения определяется формулой $kd\sin\theta_M = \psi_0 + \pi$ или $\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta_M = \frac{2\pi}{\Lambda}d + \pi$.

Отсюда легко определить значение угла

$$\theta_M = arcsin\left[\frac{\lambda}{\Lambda} + \frac{\lambda}{2d}\right] \qquad (51)$$

при заданном расстоянии d между щелями или определить расстояние d при известном значении угла θ_M:

$$d = \frac{\lambda\Lambda}{2\left(\Lambda\ sin\theta_M - \lambda\right)}. \qquad (52)$$

Нерезонансные антенны являются более широкодиапазонными, чем резонансные. Это положительное качество нерезонансных щелевых антенн обусловлено хорошим согласованием в полосе частот.

В резонансных и нерезонансных щелевых антеннах можно осуществить индивидуальное согласование щелей с волноводом при помощи штырей или подходящего выбора места расположения щели относительно средней линии стенки волновода (рисунок 26). В таком случае говорят об антеннах с согласованными щелями.

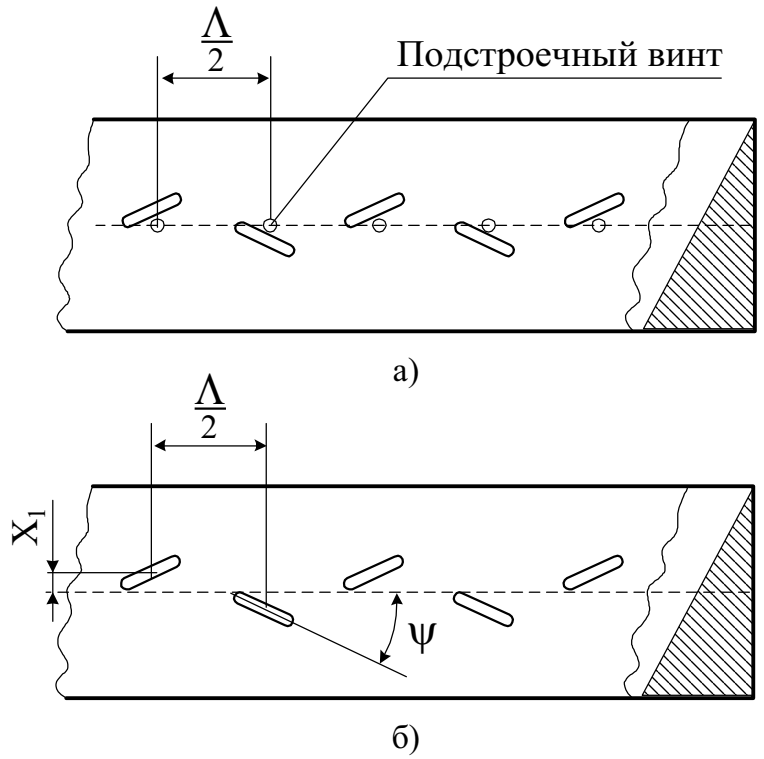


Рисунок 26 – Согласование щелей с волноводом:
а) подстройка с помощью реактивных штырей;
б) подстройка выбором смещения x_1 и угла наклона ψ

5.2. Проводимость и сопротивление щели

Определение проводимостей и сопротивлений щелей для многоэлементной антенны производится в пренебрежении взаимным влиянием соседних щелей, что оказывается возможным, так как в большинстве случаев щели располагаются на расстоянии, приближенно равном $\Lambda/2$.

Нормированная проводимость одиночной щели длиной $\lambda/2$, расположенной вдоль широкой стенки волновода (рисунок 20, щель а), определяется формулой

$$G = 2{,}09\frac{a}{b}\frac{\Lambda}{\lambda}\sin^2\frac{\pi x_1}{a}\cos^2\frac{\pi\lambda}{2\Lambda} \qquad (53)$$

где a,b - размеры поперечного сечения волновода; x_1 - смещение щели относительно средней линии широкой стенки волновода.

Нормированное сопротивление одиночной поперечной щели (см. рисунок 20, щель б), расположенной на широкой стенке, равно

$$R = 0{,}523\left(\frac{\Lambda}{\lambda}\right)^3\frac{\lambda^2}{ab}\cos^2\frac{\pi\lambda}{4a}\cos^2\frac{\pi x_1}{a}, \qquad (54)$$

где x_1 - смещение середины щели относительно средней линии широкой стенки волновода.

Для наклонной щели на узкой стенке (рисунок 20, щель в) нормированная проводимость определяется как

$$G = \frac{30}{73{,}1\pi}\frac{\Lambda}{a}\frac{\lambda^3}{2a^2b}\left[\frac{\sin\psi\cos\left(\frac{\pi\lambda}{2\Lambda}\sin\psi\right)}{1-\left(\frac{\lambda}{\Lambda}\sin\psi\right)^2}\right]^2, \qquad (55)$$

где ψ —.угол наклона щели.

Для практически часто встречающегося случая щели, прорезанной в широкой стенке волновода симметрично относительно ее средней линии и образующей с ней малый угол ψ (рисунок 20, щель г), нормированное сопротивление определяется формулой:

$$R = 0{,}524\psi^2\frac{\lambda\Lambda}{ab}\left[\frac{\pi}{2}\sin\left(\frac{\pi\lambda}{2\Lambda}\right)-\frac{4a^2}{\lambda\Lambda}\cos\left(\frac{\pi\lambda}{2\Lambda}\right)\right]. \qquad (56)$$

Определение параметров щели, расположенной произвольным образом на поверхности волновода, связано с громоздкими вычислениями.

5.3. Расчет проводимостей и сопротивлений щелей в многоэлементной антенне по заданному распределению амплитуд и фаз возбуждения

Формулы (53)…(56) позволяют определить положение (смещение x_1, угол наклона ψ) щелей на стенках волновода в том случае, если известны их сопротивления или проводимости. В свою очередь эти параметры можно найти по заданному распределению амплитуд и фаз возбуждения вдоль антенны.

Для резонансных антенн, когда расстояние между соседними щелями равно $\Lambda/2$, а в конце на расстоянии $\Lambda/4$ от последней N-ой щели находится короткозамыкающий поршень, входная проводимость антенны определяется выражением

$$G_{вх} = \sum_{\nu=1}^{N} G_\nu \,, \tag{57}$$

где N – число излучающих элементов; G_ν - проводимость ν-ой щели.

Если проводимости излучения G_Σ всех щелей одинаковы, то справедливо равенство

$$\frac{P_\nu}{P} = \frac{I_\nu^2}{\sum_{\nu=1}^{N} I_\nu^2} = \frac{U^2 G_\nu}{\sum_{\nu=1}^{N} U^2 G_\nu} = \frac{G_\nu}{\sum_{\nu=1}^{N} G_\nu} = \frac{G_\nu}{G_{вх}}, \tag{58}$$

где P_ν - мощность, излучаемая ν-ой щелью; P - полная мощность, подводимая к антенне; I_ν - функция, характеризующая амплитуду возбуждения ν-ой щели; U - напряжение в волноводе в месте расположения щели.
Для всех щелей величина U одинакова.

Из (58) следует выражение

$$G_\nu = G_{вх} \frac{I_\nu^2}{\sum_{\nu=1}^{N} I_\nu^2}, \tag{59}$$

которое позволяет определить проводимость каждой щели, если заданы закон распределения амплитуд возбуждения вдоль антенны и ее входная проводимость. С целью согласования входная проводимость может быть выбрана равной единице. Закон распределения амплитуд возбуждения определяется требованиями, предъявляемыми к направленным свойствам антенны.

Для нерезонансной антенны проводимости ν-ой и $(\nu+1)$-ой щели связаны соотношением [1]

$$G_\nu = G_{вх}\frac{I_\nu^2}{G_{\nu+1} + \left(G_{(\nu+1)вх} + G_{\nu+1}\right)\dfrac{I_{\nu+1}^2}{I_\nu^2}}, \qquad (60)$$

где $G_{\nu\,вх}$ - входная проводимость части антенны, расположенной справа от ν-ой щели, которая определяется по круговой диаграмме Вольперта или по соответствующим формулам длинной линии при известном расстоянии между щелями, а также известном $G_{(\nu+1)вх}$.

Если число излучателей велико и в волноводе соблюдается режим бегущей волны *($G_{\nu вх} \approx G_{(\nu+1)вх} \approx 1 >> G_\nu$)*, то из (60) следует

$$G_\nu = G_{вх}\frac{G_{\nu+1}}{G_{\nu+1} + \left(\dfrac{I_{\nu+1}^2}{I_\nu^2}\right)}. \qquad (61)$$

Формулы (60) и (61) являются рекуррентными и позволяют точно или приближенно определить последовательно, начиная с *N*-ой щели, проводимость каждой из них, если заданы закон распределения амплитуд возбуждения вдоль антенны и проводимость нагрузки G_{N+1} в конце антенны. Для определения необходимой в расчетах величины I_{N+1} воспользуемся следующими соотношениями. Из первого равенства (58) можно записать

$$\frac{P_{N+1}}{P} = \frac{P_{N+1}}{\sum_{\nu=1}^{N} P_N + P_{N+1}} = \frac{I^2_{N+1}}{\sum_{\nu=1}^{N} I^2_\nu + I^2_{N+1}} = 1-\eta,$$

где η - КПД антенны.

Отсюда получаем

$$I^2_{N+1} = \frac{1-\eta}{\eta}\sum_{\nu=1}^{N} I^2_\nu .$$

Таким образом, эта формула позволяет определить I_{N+1}, если известно значение КПД антенны. Если в конце антенны стоит поглощающая нагрузка, то для многощелевой антенны КПД берется в пределах *(0,7...0,95)* с последующим уточнением по формулам, приведенным ниже.

Если при расчетах используются эквивалентные сопротивления щелей, то в (59)…(61) следует произвести замену обозначений G_ν на P_ν.

5.4. Расчет режима работы антенны

Коэффициент стоячей волны антенны определяется по известному коэффициенту отражения

$$КСВ = \frac{1+|\Gamma_1|}{1-|\Gamma_1|}.$$

Коэффициент отражения щелевой антенны находится с помощью формулы

$$\Gamma_1 = \frac{-e^{ikdN}\left[\sum_{\nu=1}^{N}\frac{(G_\nu + ib_\nu)e^{-i2kd\nu}}{2}\right] + e^{-ikdN}\left[1-\sum_{\nu=1}^{N}\frac{(G_\nu + ib_\nu)}{2}\right]\Gamma_0}{e^{ikdN}\left[1+\sum_{\nu=1}^{N}\frac{(G_\nu + ib_\nu)}{2}\right] + e^{-ikdN}\left[\sum_{\nu=1}^{N}\frac{(G_\nu + ib_\nu)e^{i2kd\nu}}{2}\right]\Gamma_0}, \quad (62)$$

где Γ_0 – коэффициент отражения от нагрузки в конце антенны;

d - расстояние между соседними щелями; N - число щелей в антенне;

$k=2\pi/\lambda$; $G_\nu + ib_\nu$ - полная нормированная проводимости ν-ой щели.

Если антенна на конце согласована, т.е. $\Gamma_0=0$, то формула (62) упрощается и в случае идентичных щелевых излучателей, когда проводимости всех щелей одинаковы, выражение для коэффициента отражения принимает вид

$$\Gamma_1 = \frac{\frac{N}{2}(G+ib)e^{-ik(N+1)d}}{1+\frac{N}{2}(G+ib)}\frac{\sin kdN}{\sin kd}. \quad (63)$$

Отсюда следует, что коэффициент отражения равен нулю, если $kdN=\pi(N\pm1)$, что в свою очередь позволяет определить допустимую величину расстояния между излучателями:

$$d \le \frac{N-1}{2N}\Lambda_{мин}. \quad (64)$$

5.5. Расчет коэффициента полезного действия и коэффициента направленного действия

Коэффициент полезного действия антенны можно определить по формуле

$$\eta = 1 - \prod_{\nu=1}^{N} \frac{G_{\nu\,вх}}{G_{\nu} + G_{\nu\,вх}}, \qquad (65)$$

которая для многощелевой нерезонансной антенны и малых величин G_{ν} приводится к более простой:

$$\eta \approx 1 - exp\left(- \sum_{\nu=1}^{N} G_{\nu} \right). \qquad (66)$$

Для резонансной антенны с большим числом щелей выражение для КПД имеет вид

$$\eta \approx 1 - \prod_{\nu=1}^{N} \left(1 - \frac{G_{\nu}}{G_{\nu\,вх}} \right) \approx 1 - exp\left[- \sum_{\nu=1}^{N} \frac{G_{\nu}}{G_{\nu\,вх}} \right], \qquad (67)$$

где

$$G_{\nu\,вх} = \sum_{i=\nu+1}^{N} G_i \ .$$

КНД и коэффициент усиления *КУ* многощелевой антенны при условии, что расстояние между элементами равно $\Lambda/2$ и имеет место равноамплитудное распределение, могут быть определены приближенно по следующим формулам:

$$D_0 = 3{,}2N \ ; \quad КУ = \eta D_0 . \qquad (68)$$

5.6. Расчет антенны по заданным параметрам диаграммы направленности

Приведенные выше формулы позволяют рассчитать электрические параметры и направленные свойства щелевой антенны, если задано число щелей N и распределение их амплитуд возбуждения, например равномерное. Однако чаще оказываются заданными ширина основного лепестка и уровень боковых лепестков. В этой связи большой интерес представляет отыскание такого распределения амплитуд возбуждения элементов, при котором соотношение между параметрами характеристики направленности было бы оптимальным. Такая постановка вопроса определяет задачу синтеза антенны. При этом оказывается возможным обеспечить минимальный уровень боковых лепестков при заданной ширине главного лепестка или минимальную ширину главного лепестка при заданном уровне боковых лепестков. Антенну с такими свойствами называют оптимальной, и ее диаграмма должна описываться полиномом Чебышева.

5.7. Свойства полиномов Чебышева

Тригонометрическое выражение

$$T_m(x) = cos(m \ \ ar\cos x) = x_m - \frac{m(m-1)}{2!} x^{m-2}\left(1 - x^2\right) + \ldots \quad (69)$$

представляет собой полином степени m и называется полиномом Чебышева. Правая часть (69) определена на всей оси x, однако в расчетах чаще используется две записи

$$T_m(x) = cos(m \ \ arc\cos x), \quad -1 \le x \le 1, \quad (70)$$

$$T_m(x) = ch(m \ \ arch x), \quad -1 \ge x \ge 1, \quad (71)$$

справедливые в различных областях. Степенной полином $T_m(x)$ на интервале $[-1,+1]$ имеет m нулей

$$T_m(x_{0p}) = cos(m \ \ ar\cos x_{0p}) = 0,$$

откуда следует

$$x_{0p} = \cos\frac{(2p-1)\pi}{2m}, \quad p=1, 2, 3, \ldots m. \quad (72)$$

Если для упрощения полагать $u = arc\cos(x)$, то первые несколько полиномов имеют следующий вид:

$$T_0(x) = 1,$$
$$T_1(x) = \cos u = x,$$
$$T_2(x) = \cos 2u = 2x^2 - 1,$$
$$T_3(x) = \cos 3u = 4x^3 - 3x,$$
$$T_4(x) = \cos 4u = 8x^4 - 8x^2 + 1,$$
$$T_5(x) = \cos 5u = 16x^2 - 20x^3 + 5x.$$

Общее выражение для полинома Чебышева может быть представлено формулой

$$T_m(x) = \frac{m}{2} \sum_{k=0}^{\frac{m}{2}} (-1)^k \frac{(m-k-1)!}{k!(m-2k)!}(2x)^{m-2k}, \quad (73)$$

где $(m/2)$ - целое число, ближайшее к $m/2$. Выражение (73) удовлетворяет ре-

куррентному соотношению

$$T_{m+1}(x) = 2xT_m(x) - T_{m-1}(x), \qquad (74)$$

позволяющему определить любой полином $T_{m+1}(x)$, если известны $T_m(x)$ и $T_{m-1}(x)$. Графики функции $T_m(x)$ при $m=1, 2, 3, 4$ изображены на рисунке 27.

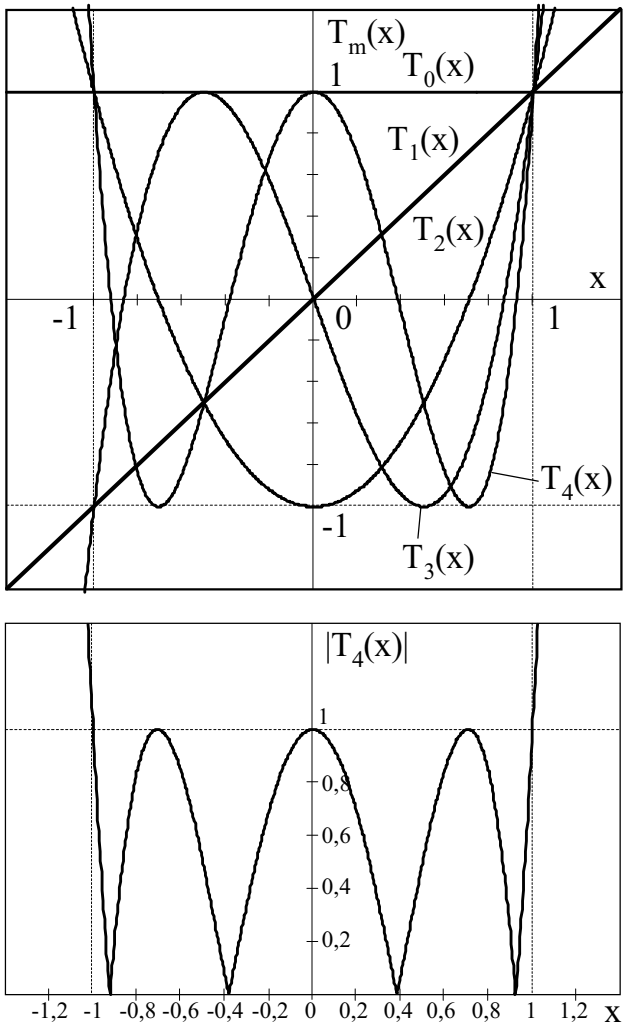


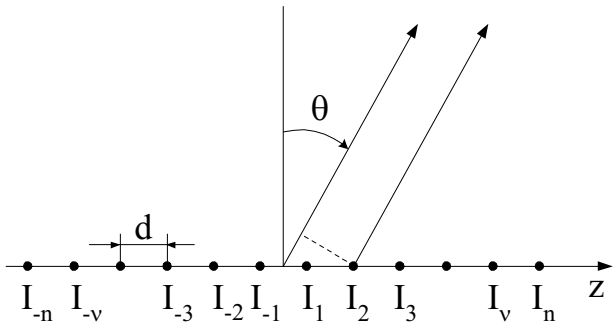
Рисунок 27 - Графики функции $T_m(x)$

Полиномы Чебышева обладают следующими замечательными свойствами:

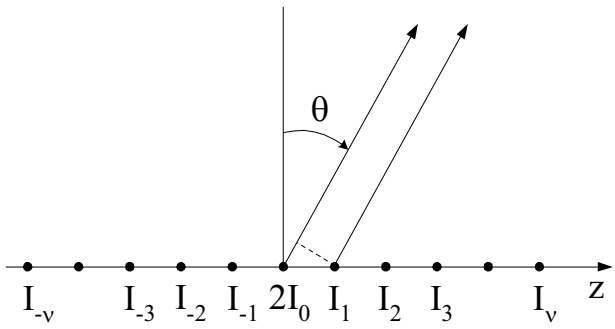
- в пределах $-1 \le x \le 1$ из всех полиномов данной степени с действительными коэффициентами и коэффициентом при старшем члене, равном 2^{m-1}, полиномы Чебышева имеют наименьшее максимальное значение, не превосходящее единицы;
- для них характерно наибольшее значение корня x_{01}, т.е. интервал $[x_{01}, 1]$ является наименьшим;
- при $|x| > 1$ их значения возрастают с наибольшей скоростью.

5.8. Описание ДН решетки при помощи полиномов Чебышева

Рассмотрим линейную решетку N излучателей (рисунок 28). Полагаем, что начало координат совмещено с серединой решетки, вибраторы возбуждаются синфазно и распределение неизвестных амплитуд относительно центра симметрично, т. е. $I_{-1} = I_1$, $I_{-2} = I_2$, $I_{-\nu} = I_\nu$, ... $I_{-n} = I_n$.



а)



б)

Рисунок 28 – Линейная решетка:
а) четное число излучателей $N=2n$;
б) нечетное число излучателей $N=2n+1$

Поле излучения ν-ой пары вибраторов имеет вид:

$$E_\nu = \frac{60 I_\nu}{r} e^{-ikr} F_1(\theta,\varphi) 2\cos\left(\frac{\nu kd}{2}\sin\theta\right). \qquad (75)$$

Если $F_1(\theta,\varphi)=const$, то с точностью до постоянного множителя полное поле всей антенны равно:

— для четного числа вибраторов $N = 2n$

$$E_{2n} = I_1 \cos\left(\frac{kd}{2}\sin\theta\right) + I_2 \cos\left(\frac{3kd}{2}\sin\theta\right),$$

$$+ \ldots + I_n \cos\left(\frac{2n-1}{2} kd \sin\theta\right) = \sum_{\nu=1}^{n} I_\nu \cos\left(\frac{2\nu-1}{2} kd \sin\theta\right), \qquad (76)$$

— для нечетного $N= 2n+1$

$$E_{2n+1} = \sum_{\nu=1}^{n} I_\nu \cos\left(2\nu \frac{kd}{2}\sin\theta\right). \qquad (77)$$

С помощью подстановки $\frac{kd}{2}\cdot\sin\theta = \arccos x$ и полиномов Чебышева (70) тригонометрические ряды (76) и (77) приводятся к рядам *(N-1)* степени

$$E_{2n} = \sum_{\nu=1}^{n} I_\nu T_{2\nu-1}(x), \quad E_{2n+1} = \sum_{\nu=1}^{n} I_\nu T_{2\nu}(x), \qquad (78)$$

где $x = \cos(\frac{kd}{2}\sin\theta)$.

Очевидно, что изменяя коэффициенты I_ν этих рядов, можно изменять ДН антенны. Оптимальная ДН должна описываться полиномом Чебышева *N-1* степени $T_{N-1}(y)$. Сравнивая этот полином с соответствующим выражением (78), можно определить неизвестные коэффициенты I_ν. Однако при $|y| \le 1$ максимальные значения полинома $T_{N-1}(y)=\cos[(N-1)\cdot\arccos(y)]$ не превосходят единицы, поэтому функция $T_{N-1}(y)$ в данном интервале не описывает главного лепестка ДН. Для приведения полинома $T_{N-1}(y)$ к необходимому виду надо сжать шкалу абсцисс, положив $y= a_0 \cdot x$, где $a_0 \ge 1$ – коэффициент сжатия.

Таким образом, из выражений (78) получаем следующие уравнения:

- для четного N

$$E_{2n} = \sum_{\nu=1}^{n} I_\nu T_{2\nu-1}(x) = T_{N-1}(a_0 x), \tag{79}$$

- для нечетного N

$$E_{2n+1} = \sum_{\nu=1}^{n} I_\nu T_{2\nu}(x) = T_{N-1}(a_0 x), \tag{80}$$

позволяющие определить I_ν:

- для четного $N= 2n$

$$I_\nu = \sum_{i=\nu}^{n} (-1)^{n-1} a_0^{2i-1} \frac{(N-1)(i+n-2)!}{(i-\nu)!(n-i)!(i+\nu-1)!}, \tag{81}$$

- для нечетного $N= 2n+1$

$$I_\nu = \sum_{i=\nu}^{n} (-1)^{n-1} a_0^{2i} \frac{(N-1)(i+n-1)!}{(i-\nu)!(i+\nu)!(n-i)!}. \tag{82}$$

Если в оптимальной антенне создать линейный фазовый набег, то главный лепесток ДН отклонится на угол $\theta_м$, определяемый из соотношения

$$\sin\theta_M = \frac{\psi_0}{kd}. \tag{83}$$

При этом в вышеприведенных формулах необходимо сделать подстановку

$$\arccos x = kd\,(\sin\theta - \sin\theta_M). \tag{84}$$

5.9. Основные свойства антенны с Чебышевской характеристикой направленности

Выражение для функции направленности

$$F(\theta) = T_{N-1}(a_0 x) = T_{N-1}\left[a_0 \cos\left(\frac{kd}{2}\sin\theta\right)\right] \tag{85}$$

позволяет определить максимальное значение главного лепестка ДН, соответствующее точке $|x| = 1$:

$$T_{N-1}(a_0 x) = R = ch\left[(N-1)\,arch\, a_0\right]. \tag{86}$$

Из свойств полиномов Чебышева следует, что максимальное значение всех боковых лепестков равно единице, поэтому их относительный уровень будет $1/R$. Из (86) можно определить коэффициент сжатия

$$a_0 = ch\left(\frac{archR}{N-1}\right). \qquad (87)$$

Положение нулей ДН определяется формулой (72), которую следует переписать в виде

$$x_{0p} = \frac{1}{a_0}\cos\frac{(2p-1)\pi}{2(N-1)}, \quad p = 1, 2, 3, \ldots, N-1. \qquad (88)$$

Отсюда получается выражение для определения ширины главного лепестка по нулям

$$x_{01} = \cos\left(\frac{kd}{2}\sin\theta_{01}\right) = \frac{1}{a_0}\cos\frac{\pi}{2(N-1)}, \qquad (89)$$

или

$$2\theta_{01} = 2\arcsin\left\{\frac{2}{kd}\arccos\left[\frac{1}{a_0}\cos\frac{\pi}{2(N-1)}\right]\right\}. \qquad (90)$$

Выражение (89) позволяет определить коэффициент a_0, если задана ширина главного лепестка ДН по нулям $2\theta_{01}$ и число излучателей N:

$$a_0 = \frac{\cos\frac{\pi}{2(N-1)}}{\cos\left(\frac{kd}{2}\sin\theta_{01}\right)}. \qquad (91)$$

Положение максимумов боковых лепестков определяется выражением

$$x_{Mp} = \frac{1}{a_0}\cos\frac{p\pi}{(N-1)}. \qquad (92)$$

Для определения ширины главного лепестка ДН на уровне половинной мощности необходимо решить уравнение

$$T_{N-1}(a_0, x_{0,5}) = ch\left[(N-1)arch\, a_0, x_{0,5}\right] = \frac{R}{\sqrt{2}}$$

относительно $x_{0,5}$.

В результате получаем

$$x_{0,5} = \cos\left(\frac{kd}{2}\sin\theta_{0,5}\right) = \frac{1}{a_0}ch\left[\frac{1}{N-1}arch\frac{R}{\sqrt{2}}\right],$$

или

$$\sin\theta_{0,5} = \frac{2}{kd}\arccos\frac{1}{a_0}ch\left[\frac{1}{N-1}arch\frac{R}{\sqrt{2}}\right], \qquad (93)$$

$$\sin\theta_{0,5} = \frac{2}{kd}\arccos\left\{\frac{ch\left[\frac{1}{N-1}arch\frac{R}{\sqrt{2}}\right]}{ch\left[\frac{1}{N-1}archR\right]}\right\} = \frac{2}{kd}V, \qquad (94)$$

где

$$V = \arccos\left\{\frac{ch\left[\frac{1}{N-1}arch\frac{R}{\sqrt{2}}\right]}{ch\left[\frac{1}{N-1}archR\right]}\right\}. \qquad (95)$$

Выражения (93)…(95) позволяют определить ширину основного лепестка ДН на уровне половинной мощности $2\theta_{0,5}$ или по заданной ширине основного лепестка найти уровень боковых лепестков $1/R$. Обычно уровень боковых лепестков задается в децибелах

$$R = 10^{-\frac{r}{20}}. \qquad (96)$$

Значения R из (96) можно использовать в вышеперечисленных формулах.

При определении КНД чебышевских антенн необходимо учитывать неравномерное распределение тока вдоль антенны. По этой причине КНД такой антенны меньше, чем у антенны, с равномерным распределением D_0, т.е.

$$D = \nu_p D_0, \qquad (97)$$

где ν_p – коэффициент, зависящий от распределения тока.

Для четного $N= 2n$

$$\nu_p = \left(\sum_{i=1}^{n} I_i\right)^2 \Bigg/ \left(n\sum_{i=1}^{n} I^2{}_i\right) \leq 1, \qquad (98)$$

для нечетного $N= 2n+1$

$$\nu_p = \left(I_0 + 2\sum_{i=1}^{n} I_i\right)^2 \Bigg/ \left(I^2{}_0 + 2\sum_{i=1}^{n} I^2{}_i\right)n \leq 1. \qquad (99)$$

Эти формулы справедливы при $d=\Lambda/2$. Приближенно КНД можно определить по формуле [6]

$$D = \frac{101,5}{2\theta^0_{0,5}}. \qquad (100)$$

Основную трудность в расчетах чебышевских антенн представляет определение токов $I\nu$ в элементах решетки. Если число N невелико, то можно воспользоваться формулами (81) и (82). Однако, если $N > 24$, то применение этих формул затруднительно. При большом количестве элементов в решетке и уровне боковых лепестков $r < -25$ дБ применима приближенная формула [6]

$$I(\xi)=(C_1\xi^4+D_1\xi^2+1)^2, \qquad (101)$$

где $\xi=2z/L$ - относительная координата элемента на оси решетки (считается от середины антенны); $L=d(N-1)$ - длина антенны;
$C_1=0{,}0861\ archR-0{,}228$; $D_1=-0{,}225\ archR+0{,}24$.

Величина тока в крайних элементах определяется отдельно по формуле

$$I_n = I_{n-1}\frac{a_0^2}{(N-1)(a_0^2-1)}. \qquad (102)$$

Для некоторых частных случаев токи рассчитаны и в виде таблиц приводятся в [5]. Если N нечетное, то при использовании формулы (101) следует считать, что $I_0=0{,}5$.

В заключение необходимо отметить, что чебышевская аппроксимация ДН, описанная выше, требует соблюдения неравенства $|x| \le 1$, т.е.

$$\pi \ge \frac{\pi d}{\lambda}\sin\theta \ge -\pi. \qquad (103)$$

С увеличением d это условие нарушается, и в ДН появляются два симметричных лепестка с максимумами в направлениях $\theta_M = \pm 90°$, т. е. вдоль линии вибраторов.

Уменьшение d сопряжено с резким увеличением амплитуд возбуждающих токов и изменением их фаз в соседних вибраторах на противоположные. Это приводит к неустойчивости ДН, т. е. при случайном изменении токов в элементах ДН сильно искажается. Поэтому при проектировании чебышевских антенн величину d рекомендуется выбирать из условия

$$\Lambda/2 \le d \le \Lambda.$$

Таким образом, формулы (78)…(102) позволяют произвести расчет любой оптимальной решетки в предположении, что ее элементы являются ненаправленными. Описанный способ оптимизации решетки можно считать приближенным, если функция $F1(\theta,\varphi)$ в (75) является медленно меняющимся множителем, т. е. элементы решетки являются слабонаправленными источниками.

5.10. Задание на курсовой проект

Исходные данные для расчета волноводно-щелевой антенны приведены в таблице 4.

Таблица 4 - Исходные данные для выбора варианта по предпоследней $M_з$ и последней $N_з$ цифрам номера зачетной книжки

$M_з$	$2\theta_{0,5}$	f_0, ГГц	$2\Delta f/f_0$	$N_з$	P_Σ, кВт	$2\varphi_{0,5}$	$\theta_м$	УБЛ, дБ
0	3^0	14	0,05	0	30	20^0	0^0	-30
1	4^0	10	0,04	1	40	25^0	15^0	-20
2	5^0	6	0,05	2	50	30^0	10^0	-25
3	3^0	11	0,06	3	30	15^0	20^0	-20
4	4^0	10,5	0,04	4	40	20^0	0^0	-13
5	3^0	11,5	0,05	5	50	30^0	0^0	-25
6	3^0	12	0,06	6	30	40^0	10^0	-13
7	4^0	8,5	0,05	7	40	20^0	0^0	-30
8	5^0	8	0,06	8	50	30^0	15^0	-13
9	4^0	9	0,07	9	30	50^0	20^0	-27

Обозначения в таблице 4:

$2\theta_{0,5}$, $2\varphi_{0,5}$ - значения ширины ДН по уровню половинной мощности в двух взаимноперпендикулярных плоскостях;

f_0 - среднее значение рабочей частоты;

$2\Delta f/f_0$ - относительная величина диапазона рабочих частот;

P_Σ - излучаемая в импульсе мощность; необходимые для дальнейших расчетов длительность и частота повторения импульсов, одинаковые для всех вариантов, $\tau_и = 0,1$ мкс; $F_п = 3$ кГц;

$\theta_м$ - направление главного максимума ДН;

УБЛ - уровень боковых лепестков.

5.10.1. Общие рекомендации

После анализа исходных данных определите, к какому типу антенн - резонансной или нерезонансной можно отнести проектируемый вариант.

Выберите тип щелей.

Выберите тип амплитудного распределения по раскрыву антенны, обеспечивающий заданный *УБЛ*. Если окажется необходимой чебышевская характеристика направленности, можно принять $\theta_м = 0$, независимо от заданного Вам значения. При расчете воспользуйтесь примером в §5.13.

Для обеспечения требуемой ширины $2\varphi_{0,5}$ ДН можно объединить необходимое количество волноводов (линейных решеток) и сформировать плоскостную решетку, либо использовать рупор, как описано в §5.12.

Необходимо рассчитать ДН в двух взаимноперпендикулярных плоскостях на средней частоте f_0 и на краях диапазона.

Необходимо оценить КБВ в волноводе на средней частоте и на краях диапазона.

При разработке конструкции можно воспользоваться примерами §5.12 для линейных решеток и привлечь рекомендованную литературу [1-6] и другие источники. Порядок расчета и необходимые расчетные соотношения приведены в §5.11.

5.10.2. Содержание графического материала

1. Графики ДН в Е- и Н-плоскостях на средней частоте и на краях диапазона.
2. Конструктивный чертеж антенны.

5.11. Порядок расчета многощелевой антенной решетки

Исходными данными для расчета антенны могут быть ширина главного лепестка ДН, уровень боковых лепестков, размеры антенны. В дальнейшем полагаем, что щелевые излучатели располагаются на стенках волновода, в котором распространяется волна основного типа H_{10}. Техническое задание на проектирование позволяет выбрать тип антенны и порядок расчета. Если направление максимума излучения главного лепестка $\theta_м \neq 0$ целесообразно выбрать нерезонансную антенну. Если это направление перпендикулярно оси антенны и задана фиксированная длина волны или узкая полоса частот, то наиболее подходящей является резонансная антенна.

Если проектируемая антенна должна обеспечивать максимальный КНД, то целесообразно выбрать антенну с равномерным возбуждением всех щелей. ДН при этом рассчитывается по формуле (44), а порядок расчета антенны изложен ниже (§5.11.1).

Часто, когда необходимо произвести расчет антенны по заданной ширине главного лепестка и уровню боковых, может оказаться, что равноамплитудная решетка не удовлетворяет требованиям технического задания. В этом случае необходимо рассчитать антенну с неравномерным распределением амплитуд возбуждения. Чебышевское распределение при этом является одним из возможных вариантов. Порядок расчета антенны с чебышевским распределением дан в (§5.11.2).

При выборе закона распределения амплитуд можно ориентироваться на известные непрерывные распределения, например, приведенные в [1-6]. Практически более выгодными считаются оптимальные антенны, которые находят широкое применение.

5.11.1. Расчет многощелевой антенны с равномерным распределением амплитуд

Если задана ширина главного лепестка ДН, то расчет может быть выполнен в следующем порядке:

1) определяется длина антенны

$$L \approx \frac{2\lambda}{2\theta_0} \quad \text{или} \quad L \approx 0{,}88\frac{\lambda}{2\theta_{0,5}}; \tag{104}$$

2) расстояние между щелями для резонансной антенны равно $\Lambda/2$, для нерезонансной - выбирается из условия $0{,}25\Lambda<d<0{,}8\Lambda$ заданного угла наклона главного лепестка $\theta_м$ и рассчитывается по формуле (52);

3) определяется число щелей $N=L/d$; по формулам (50) находится ширина ДН, соответствующая этому значению N (если она не совпадает с заданной величиной, то необходимо скорректировать число N);

4) рассчитывается ненормированная проводимость или сопротивление излучения, приведенные к пучности напряжения в щели:

$$G_\Sigma = \frac{0{,}45R_\Sigma}{(60\pi)^2} \quad \text{или} \quad R_\Sigma = \frac{1{,}8(60\pi)^2}{R'_\Sigma}, \tag{105}$$

где R_Σ=73,1 Ом, если длина щели $2l=\lambda/2$;

5) по известной мощности излучения антенны P_Σ определяется напряжение пучности $U_П$ в щели:

$$U_n = \sqrt{\frac{P_\Sigma}{NG_\Sigma}}, \text{В} \quad \text{или} \quad U_n = \sqrt{\frac{R_\Sigma P_\Sigma}{N}}, P_\Sigma, \text{ Вт}; \tag{106}$$

6) по заданной длительности импульса $\tau_и$ (мкс) и частоте повторения импульсов $F_П$ (импульсов/с) определяется критическая напряженность поля в щели

$$E_{кр} = \frac{cp_B}{\sqrt[6]{\tau_И}\cdot\sqrt[16]{F_П}}, \tag{107}$$

где p_B - давление воздуха. Значение постоянной: $c=0{,}315$, если p задано в Н/м^2 (ньютон на квадратный метр); при этом ширина щели равна

$$z' = (2...4)\frac{U_П}{E_{кр}}; \tag{108}$$

7) определяется укорочение щели

$$\Delta l = \frac{42{,}5\lambda}{240\pi\left(ln\frac{4\lambda}{\pi z'} - 0{,}578\right)}, \tag{109}$$

а также резонансная длина

$$2l = \frac{\lambda}{2} - 2\Delta l\,; \qquad (110)$$

8) проводимости (сопротивления) щелей для резонансной антенны определяются формулой

$$G_\nu = \frac{1}{N}, \qquad (111)$$

которая получается из (59) при $G_{вх} = 1,\ I_\nu^2 = 1$;

для нерезонансной антенны проводимость (сопротивление) определяем последовательно для каждой щели по формулам (60) или (61), начиная от поглощающей нагрузки, величина которой принимается равной единице; полагая КПД антенны приближенно равным 0,9, по формуле (62) находится I_{N+1}^2;

9) по известным проводимостям (сопротивлениям) с помощью формул (53)…(56) определяется положение щелей на стенках волноводов; например, если продольная щель располагается на широкой стенке, то смещение x_1 можно вычислить по формуле

$$x_1 = \frac{a}{\pi} arcsin \frac{\sqrt{\dfrac{b\lambda G}{a\Lambda 2{,}09}}}{cos\dfrac{\lambda\pi}{2\Lambda}}, \qquad (112)$$

если щель располагается на узкой стенке, то формула (55) позволяет определить угол наклона ψ;

10) входная проводимость (сопротивление) резонансной антенны определяется с помощью формулы (57);

11) для согласования антенны с питающим фидером необходимо знать ее коэффициент отражения, который определяется с помощью формул (62) или (63);

12) КПД и коэффициент усиления антенны определяются по формулам (65)...(68); если рассчитанный КПД значительно (более чем на 10%) отличается от принятого в §5.3, то расчет проводимостей, токов I_ν, и смещения $x_{1\nu}$ для нерезонансной антенны следует повторить, начиная с §5.3 ;

13) по формуле (44) рассчитывается ДН.

Следует отметить, что уровень боковых лепестков в многоэлементных антеннах с равноамплитудным возбуждением равен приближенно 13 дБ. Поэтому, если требуется рассчитать антенну по заданному уровню боковых лепестков и ширине ДН, необходимо выбрать неравномерное распределение амплитуд возбуждения.

5.11.2. Расчет многощелевой антенны с неравномерным распределением амплитуд

Закон распределения амплитуд возбуждения щелей вдоль антенны можно, как уже говорилось, выбрать, исходя из заданного уровня боковых лепестков, воспользовавшись таблицами, приведенными в [1-5].

Наряду с этим возможно применение оптимальных антенн с ДН, описываемой полиномом Чебышева, порядок расчета которой приводится ниже.

Пусть задана ширина главного лепестка и уровень боковых лепестков, тогда расчет выполняется в нижеследующем порядке.

1. Расстояние между щелями выбирается (см. §5.9) близким к $\Lambda/2$;
2. Для резонансных антенн $d=\Lambda/2$, а для нерезонансных $d<>\Lambda/2$ и определяется выражением (52), если задано направление θ_M главного лепестка ДН;
3. По заданной ширине диаграммы определяется число элементов N в антенне;

Если ширина ДН задана по нулевому уровню главного лепестка, то из (87) и (88) получаем трансцендентное уравнение

$$\cos\frac{\pi}{2(N-1)} = x_{01}\,ch\frac{archR}{N-1}, \tag{113}$$

решение которого определяется до ближайшего целого числа N.

Для антенн с узкой ДН, когда следует ожидать в расчетах большое число N, уравнение (113) может быть решено приближенно

$$N = 1+\sqrt{\frac{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 + x_{01}(archR)^2}{2(1-x_{01})}} \approx \approx 1+\sqrt{\frac{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 + x_{01}(archR)^2}{\left(\frac{kd}{2}\sin\theta_{01}\right)^2}}, \tag{114}$$

и этот результат уточняется при помощи (113) до ближайшего к точному решению целого числа.

4. С помощью формулы (87) определяется коэффициент сжатия a_0;

Может оказаться, что $N >> archR$, тогда $a_0 \approx 1+0{,}5[archR/(N-1)]^2$;

5. По формулам (90) или (93) определяется уточненное значение ширины главного лепестка;

Если главный лепесток ДН достаточно узкий, так что $N >> archR$, то эти формулы допускают следующие приближения:

$$2\theta_0 \approx \frac{4}{kd}\sqrt{\frac{2}{a_0}\left[a_0 - 1 + \frac{1}{8}\left(\frac{\pi}{N-1}\right)^2\right]};$$

$$2\theta_{0,5} \approx \frac{4}{kd}\sqrt{\frac{2}{a_0}\left[a_0 - 1 - \frac{1}{2}\left(\frac{arch\frac{R}{\sqrt{2}}}{N-1}\right)^2\right]}.$$

Возможно, что уточненное значение отличается от заданного. Тогда необходимо скорректировать число элементов в решетке *N* или изменить уровень боковых лепестков.

6. Определяются амплитуды возбуждения I_ν;

Если $N \le 24$, то необходимо применить формулы (81) и (82); если $N > 24$, то используются выражения (101) и (102).

7. По формулам (105) — (110) определяется ширина щели ε' и ее резонансная длина;

8. С помощью формул (59) — (61) определяется проводимость (сопротивление) каждой щели для резонансной и нерезонансной антенн;

В этих расчетах необходимо учесть, что нумерация щелей ведется от начала антенны к нагрузке.

9. По формулам (53) — (56) определяется положение щелей на стенках волновода;

10. Для резонансных антенн входная проводимость (сопротивление) определяется с помощью (57);

11. Коэффициент отражения определяется по формуле (62);

12. По формулам (98) и (99) определяется коэффициент ν_p;

13. КНД находится приближенно из (100), а затем уточняется по (68) и (97);

14. С помощью формул (65) или (66) находится коэффициент полезного действия, а затем определяется коэффициент усиления антенны;

15. ДН рассчитывается по формуле (85). При этом следует иметь в виду, что в соответствии с (70) и (71) в различных областях изменения переменного θ нужно пользоваться различными формулами;

Так, в области основного лепестка ДН при малых θ, когда

$$\sin\theta \le \frac{2}{kd}\arccos\frac{1}{a_0}, \qquad (115)$$

функция направленности имеет вид

$$F(\theta) = ch\left\{(N-1)arch\left[a_0\cos\left(\frac{kd}{2}\sin\theta\right)\right]\right\}, \qquad (116)$$

где значение $archx$ может быть вычислено по формуле $arch\,x = ln\left(x \pm \sqrt{x^2-1}\right)$. Однако, если неравенство (115) не выполняется (в области боковых лепестков), то для расчетов нужно взять формулу

$$F(\theta) = \cos\left\{(N-1)\arccos\left[a_0\cos\left(\frac{kd}{2}\sin\theta\right)\right]\right\}. \qquad (117)$$

Несмотря на то, что структура приведенных формул простая и расчет с их помощью не представляет труда, при *M> (15...20)* погрешность вычислений может стать недопустимо большой. В этом случае точные выражения могут быть заменены приближенными, справедливыми в области основного лепестка при

$$\theta \le \frac{2}{kd}\sqrt{2\frac{a_0 - 1}{a_0}}, \tag{118}$$

$$F(\theta) \approx ch\left\{(N-1)\sqrt{2(a_0-1) - a_0\left(\frac{kd}{2}\theta\right)^2}\right\} \tag{119}$$

и в области первых боковых лепестков ДН

$$F(\theta) \approx cos\left\{(N-1)\sqrt{a_0\left(\frac{kd}{2}\theta\right)^2 - 2(a_0-1)}\right\}, \tag{120}$$

где угол θ берется в радианах.

Следует отметить, что данный порядок расчета направленных свойств применим для любых линейных эквидистантных решеток ненаправленных излучателей. В частности, таким образом может быть рассчитана решетка линейных вибраторов.

5.12. Конструкции щелевых антенн

Щелевые антенны находят широкое применение на практике благодаря сравнительной простоте изготовления и возбуждения. Они используются в широком диапазоне частот, начиная от длины волны КВ диапазона и до миллиметровых волн.

Щелевые антенны получили распространение в радиоаппаратуре летательных аппаратов благодаря своим конструктивным особенностям [3, 6]. Щелевая антенна не выступает над поверхностью аппарата и не нарушает его аэродинамических свойств, что оказывается очень важно для современных высокоскоростных самолетов и ракет.

Недостатком щелевых антенн является их узкодиапазонность. Иногда с целью расширения полосы частот увеличивают ширину щели или делают гантельные щели (рисунок 20, д). Геометрия типичной нерезонансной ВЩА изображена на рисунке 29, а простейшая конструкция возбуждающего устройства – на рисунке 30.

Многощелевые антенны применяются также в тех случаях, когда необходимо создать веерную ДН. Например, судовые навигационные РЛС предназначены обеспечивать обнаружение буев во время волнения на море и качке судна, поэтому антенна должна иметь узкую ДН в горизонтальной плоскости и широкую в вертикальной. Такая антенна может быть реализована с помощью вариантов антенн, изображенных на рисунках 21; 25; 26; 29, 32.

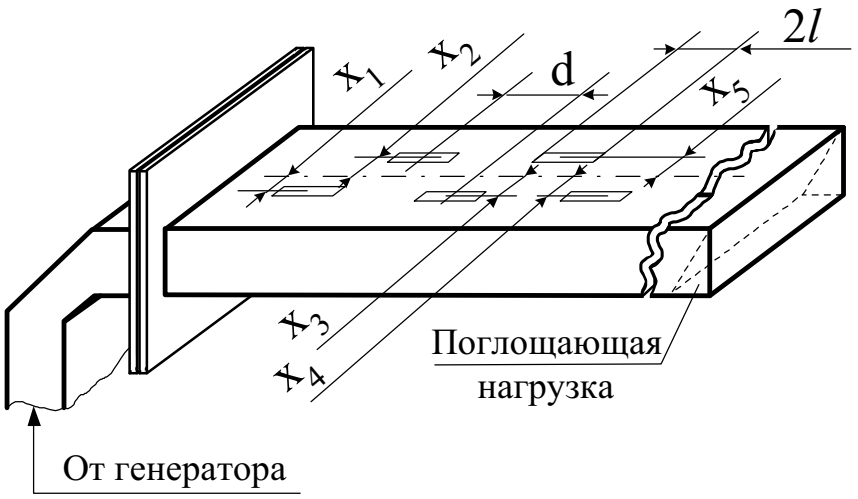


Рисунок 29 – Геометрия нерезонансной ВЩА

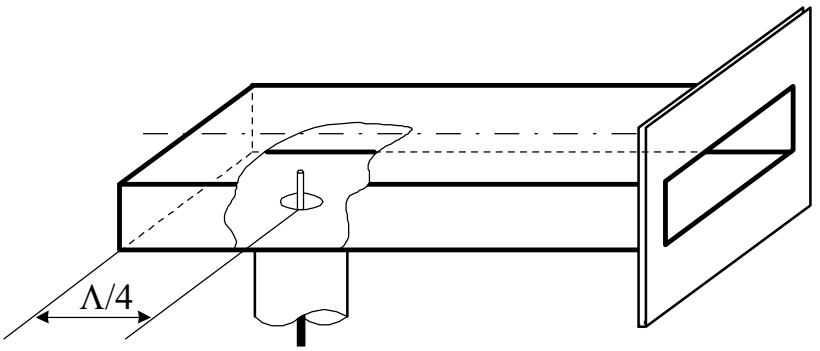


Рисунок 30 – Возбуждение волновода с помощью штыря

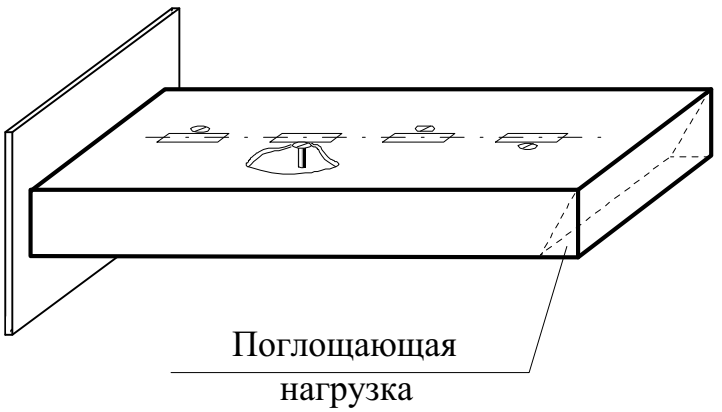


Рисунок 31 – Согласование щелей с помощью подстроечных винтов

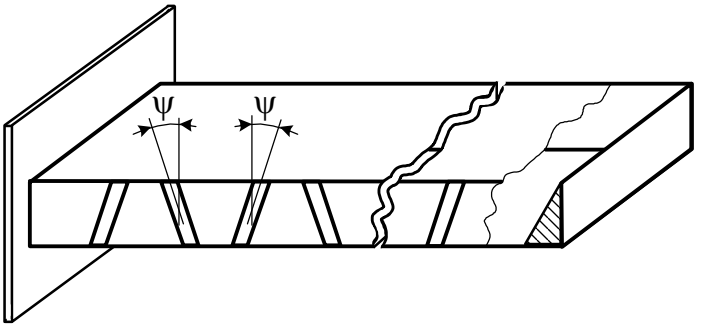


Рисунок 32 – ВЩА с наклонными щелями на узкой стенке волновода

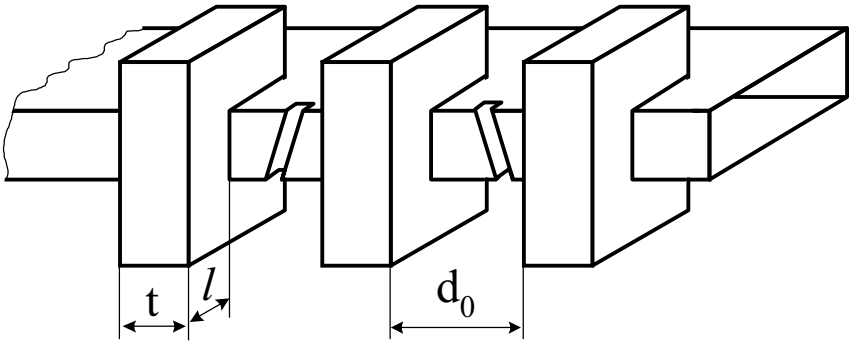


Рисунок 33 – Подавление паразитной поляризации
излучения с помощью экранов

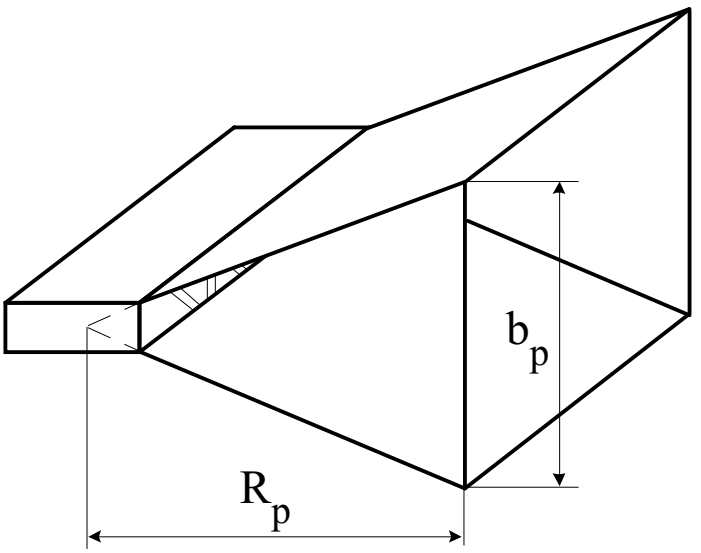


Рисунок 34 – Схема рупора

При использовании конструкции, изображенной на рисунке 32, из-за наклона щелей поле излучения имеет сложную поляризационную структуру. Для ослабления паразитной составляющей электрического поля, направленной перпендикулярно оси волновода, между соседними щелями устанавливаются разделительные металлические блоки (см. рисунок 33). Расстояние d_0 между ними выбирается меньше, чем $\lambda/2$. Это обеспечивает затухание перпендикулярной составляющей электрического поля.

ДН антенн, представленных на рисунках конструкций, в плоскости, перпендикулярной оси волновода, получаются весьма широкими (см. рисунок 23).

С целью уменьшения ширины основного лепестка и уровня боковых в этой плоскости щелевая антенна ограничивается стенками рупора (рисунок 34). Его длина R_p и размер раскрыва b_p рассчитываются по известным из теории рупорных антенн формулам [3, 4] и исходным данным технического задания - на ширину основного лепестка в вертикальной плоскости.

Для создания антенны с заданными параметрами ДН в вертикальной плоскости щелевые антенны могут быть использованы в качестве облучателей в более сложных системах, например, в зеркальных антеннах. При этом линейка щелевых излучателей располагается на линии параболического цилиндра.

Более детальный анализ достоинств и недостатков щелевых антенн, обсуждение различных вариантов конструктивного оформления антенных сооружений и рекомендации содержатся в цитированной литературе.

5.13. Пример расчета ВЩА

Пусть согласно техническому заданию на проектирование резонансной многощелевой антенны необходимо произвести расчет по следующим исходным данным:

— ширина лепестка ДН по нулям $2\theta_0 = 8°$;

— уровень боковых лепестков $r = -34$ дБ;

— длина волны $\lambda = 0{,}032$ м;

— излучающая мощность $P_\Sigma = 50$ кВт;

— длительность импульса $0{,}1$ мкс;

—частота повторения импульсов 3 кГц.

Очевидно, данный уровень боковых лепестков не может быть обеспечен антенной с равноамплитудным возбуждением, поэтому целесообразно выбрать антенну с неравномерным распределением. Следуя рекомендациям, приведенным выше, выполним расчет антенны с чебышевским распределением:

1. Выбираем антенну с продольными полуволновыми щелями на широкой стенке волновода стандартного поперечного сечения $0{,}023 \times 0{,}01$ м^2 для заданного диапазона волн. Расстояние между отдельными щелями согласно исход-

ным данным должно быть

$$d = \frac{\Lambda}{2} = \frac{1}{2}\frac{\lambda}{\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \approx 0{,}0223\ м \approx 0{,}697\lambda;$$

$$kd = \frac{2\pi}{\lambda}0{,}697\lambda = 4{,}37.$$

2. Определяем число излучающих элементов антенны:

- находим значение первого корня полинома Чебышева

$$x_{01} = cos\left(\frac{kd}{2}sin\theta_0\right) = cos\left(\frac{4{,}37}{2}sin 4^0\right) \approx 0{,}9883;$$

- по заданному уровню боковых лепестков и значению x_{01} по формуле (114) находим число элементов *N=33*.

Определяем длину антенны

$$L = d(N-1) = 0{,}7127\ м.$$

3. Определяем коэффициент сжатия a_0. Так как в данном случае *N>>archR*, то применима приближенная формула

$$a_0 \approx 1 + 0{,}5\left(\frac{archR}{N-1}\right)^2 = 1 + 0{,}5\left(\frac{4{,}625}{32}\right)^2 = 1{,}01046.$$

4. Определяем ширину главного лепестка ДН по нулям для антенны с рассчитанными параметрами:

$$2\theta_0 = 2\,arcsin\left\{\frac{2}{kd}arccos\left[\frac{1}{a_0}cos\frac{\pi}{2(N-1)}\right]\right\} \approx$$

$$\approx \frac{4}{kd}\sqrt{\frac{2}{a_0}\left[a_0 - 1 + \frac{1}{8}\left(\frac{\pi}{2(N-1)}\right)^2\right]} =$$

$$= \frac{4}{4{,}37}\sqrt{\frac{2}{1{,}01046}\left[1{,}01046 + \frac{1}{8}\left(\frac{\pi}{32}\right)^2\right]} \approx 0{,}13942.$$

$$\theta_0 \approx 8^0.$$

5. Определяем амплитуды возбуждения щелей; так как для рассчитываемой антенны число щелей *N = 33* и удовлетворяются условия применимости приближенной формулы (101), то амплитуды возбуждения находятся следующим

образом

$$I(\xi)=(C_1\xi^4+D_1\xi^2+1)^2,$$

где $C_1=0,0861archR-0,228=0,0861\ 4,625-0,228=0,17;$

$D_1=-0,225archR+0,24=-0,225\ 4,625+0,24=-0,84;$

$\xi=2z/L,\ L=d(N-1)=0,7127$ м.

Число щелей в антенне $N=2n+1=33$ —нечетное, следовательно, центр решетки излучателей совпадает со средним элементом $\nu = 0$ (см. рисунок 28,б), любой другой ν-ый элемент будет находиться от центра на расстоянии $\nu \cdot d$. Таким образом,

$$\xi = \frac{2\nu}{N-1} = \frac{\nu}{16} = \xi_\nu, \quad 0 \le \nu \le 15;$$

$$I_\nu=(0,17\xi_\nu^4+0,84\xi_\nu^2+1)^2.$$

Амплитуды возбуждения крайних элементов определяем по формуле

$$I_{16} = I_{15}\frac{a_0^2}{(N-1)(a_0^2-1)} = \frac{1,02103}{30\cdot 0,02103} I_{15} = 1,52\cdot I_{15}.$$

Результаты вычислений помещены в таблице 5 и в виде эпюры представлены на рисунке 35.

По результатам расчетов находим

$$\sum_{\nu=1}^{N} I_\nu^2 \approx 14,1; \qquad \sum_{\nu=1}^{N} I_\nu^2 \approx 9,962.$$

Эти числа потребуются в дальнейших расчетах.

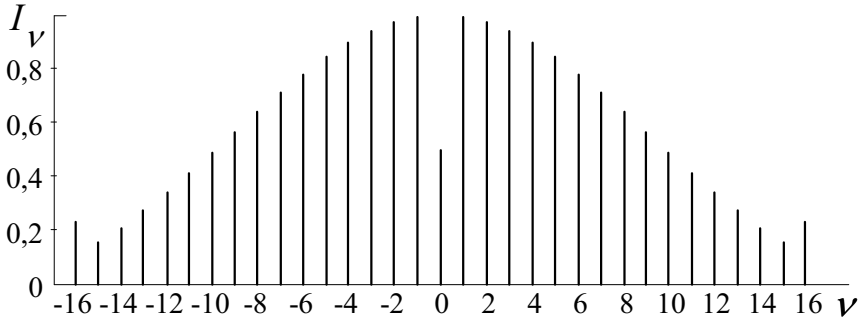


Рисунок 35 – Амплитудное распределение по решетке излучателей

6. Определяем проводимость излучения, приведенную к пучности напряжения в щели

$$G_{\Sigma} = \frac{0{,}45 \cdot 73{,}1}{(60\pi)^2} = 0{,}00915;$$

напряжение в пучности

$$U_{П} = \sqrt{\frac{P_{\Sigma}}{NG_{\Sigma}}} = \sqrt{\frac{50000}{33 \cdot 0{,}00915}} = 405 \quad В,$$

критическую напряженность поля при нормальном атмосферном давлении

$$E_{кр} = \frac{c\, p_B}{\sqrt[6]{\tau_{И}}\sqrt[16]{F_{П}}} = \frac{0{,}315 \cdot 1{,}013 \cdot 10^5}{\sqrt[6]{0{,}1 \cdot 10^{-6}}\sqrt[16]{3 \cdot 10^3}} \approx 4{,}4 \cdot 10^6, \text{ В/м.}$$

и допустимую ширину щели

$$z' = (2...4)\frac{U_{П}}{E_{кр}} = 4\frac{405}{4400000} = 0{,}00037, \text{ м.}$$

Ширину щели выбираем равной *0,001* м;

7. Определяем укорочение щели

$$\Delta l = \frac{42{,}5\lambda}{240\pi\left(\ln\frac{4\lambda}{\pi z'} - 0{,}578\right)} =$$

$$= \frac{42{,}5 \cdot 3{,}2}{240\pi\left(\ln\frac{4 \cdot 3{,}2}{\pi \cdot 0{,}1} - 0{,}578\right)} = 0{,}00057\ м$$

и ее резонансную длину

$$2l = \frac{\lambda}{2} - 2\Delta l = 0{,}00159 \text{ м.}$$

8. Определяем проводимости щелей

$$G_{\nu} = G_{вх}\frac{I_{\nu}^2}{\sum_{\nu=1}^{N} I_{\nu}^2}.$$

Результаты вычислений приводятся в таблице 6.

9. Определяем смещение щелей относительно средней линии широкой стенки волновода

$$x_{1\nu} = \frac{a}{\pi} arcsin \frac{\sqrt{\frac{b\lambda G_\nu}{a\Lambda 2{,}09}}}{cos\frac{\lambda\pi}{2\Lambda}} =$$

$$= \frac{a}{\pi} arcsin \frac{\sqrt{G_\nu \frac{1{,}0 \cdot 3{,}2}{2{,}3 \cdot 4{,}46 \cdot 2{,}09}}}{cos\,\pi \frac{3{,}2}{2 \cdot 4{,}46}} = 0{,}732\, arcsin\left(0{,}784\sqrt{G_\nu}\right).$$

Результаты вычислений приводятся в таблице 5.

10. Определяем КНД. Коэффициент использования ν_p определяется из выражения (99):

$$\nu_p = \frac{\left(I_0 + 2\sum_{i=1}^{n} I_i\right)^2}{\left(I^2{}_0 + 2\sum_{i=1}^{n} I^2{}_i\right)} = \frac{(9{,}962)^2}{16 \cdot 14{,}1};$$

$$D = 3{,}2N \cdot \nu_p = 3{,}2 \cdot 33 \cdot 0{,}441 = 46{,}6\,.$$

11. Рассчитываем ДН

- в области основного лепестка ДН при

$$\theta \le \frac{2}{kd}\sqrt{2\frac{a_0 - 1}{a_0}} = 0{,}066$$

расчет выполняем по формуле

$$F(\theta) = ch\left\{(N-1)\sqrt{2(a_0 - 1) - a_0\left(\frac{kd}{2}\theta\right)^2}\right\} =$$

$$ch\left\{32\sqrt{0{,}02091 - 4{,}83(\theta)^2}\right\};$$

- в области боковых лепестков ДН при $\theta > 0{,}066$ расчет выполняем по формуле

$$F(\theta) = cos\left\{(N-1)\sqrt{a_0\left(\frac{kd}{2}\theta\right)^2 - 2(a_0 - 1)}\right\} \approx cos\left\{32\sqrt{4{,}83(\theta)^2 - 0{,}02091}\right\} \cdot$$

Результаты расчетов показаны на рисунке 36.

КПД антенны вычисляем по формуле

$$\eta = 1 - exp\left[- \sum_{\nu=1}^{N} \frac{G_\nu}{G_{\nu\,вх}} \right] = 1 - e^{-7,583} \approx 0,9995.$$

Таким образом, КУ антенны

$$КУ = D\eta \approx 46,6$$

равен ее КНД, что хорошо согласуется с теоретическими выводами для резонансных щелевых антенн.

Таблица 5 – Результаты расчета геометрии щелей

ν	ξ_ν	ξ_ν^2	I_ν	I_ν^2	G_ν	$x_{1\nu}$, м
0	0	0	0,5	0,25	0,0177	0,000676
1	0,0625	0,0039	0,994	0,99	0,0701	0, 00135
2	0,125	0,0146	0,975	0,95	0,0674	0, 00132
3	0,1875	0,0352	0,941	0,886	0,0628	0, 00128
4	0,25	0,0625	0,9	0,81	0,0574	0, 00122
5	0,3125	0,098	0,846	0,715	0,0507	0, 001145
6	0,375	0,143	0,78	0,61	0,0433	0, 00106
7	0,4375	0,192	0,714	0,51	0,0362	0, 000965
8	0,5	0,25	0,64	0,41	0,0291	0, 000867
9	0,5625	0,317	0,568	0,324	0,023	0, 00077
10	0,625	0,391	0,49	0,24	0,017	0, 00066
11	0,6875	0,474	0,41	0,168	0,0119	0, 000555
12	0,75	0,562	0,34	0,116	0,00823	0, 00046
13	0,8125	0,66	0,271	0,0735	0,00521	0, 000367
14	0,875	0,768	0,207	0,043	0,00305	0, 000281
15	0,9375	0,88	0,153	0,0241	0,00171	0, 000210
16	1,0	1	0,233	0,0543	0,00385	0, 000315

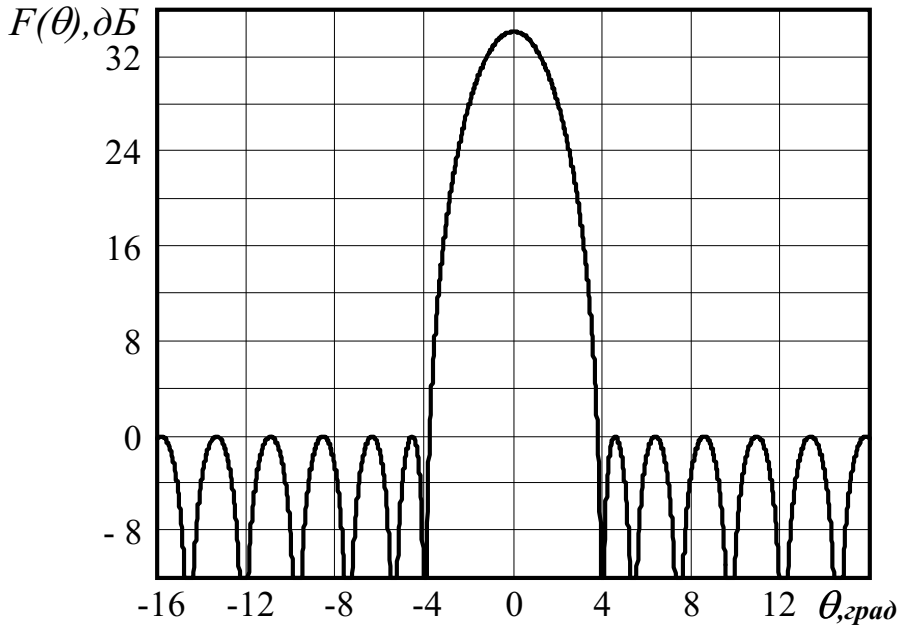


Рисунок 36 – ДН волноводно-щелевой антенны в плоскости *H*

Таблица 6 – Результаты вычислений проводимостей щелей

ν	G_ν	$G_{\nu вх}$	$G_\nu / G_{\nu вх}$	ν	G_ν	$G_{\nu вх}$	$G_\nu / G_{\nu вх}$
1	0,00385	0	0	18	0,0701	0,50865	0,1318
2	0,00171	0,00385	0,444	19	0,0674	0,57875	0,1165
3	0,00305	0,00556	0,548	20	0,0628	0,64615	0,0975
4	0,00521	0,00861	0,606	21	0,0574	0,70895	0,0811
5	0,00823	0,01382	0,596	22	0,0507	0,76635	0,0663
6	0,0119	0,02205	0,538	23	0,0433	0,81705	0,053
7	0,017	0,03395	0,502	24	0,0362	0,86035	0,0421
8	0,023	0,05095	0,452	25	0,0291	0,89655	0,0325
9	0,0291	0,07395	0,394	26	0,023	0,92565	0,0248
10	0,0362	0,10305	0,351	27	0,017	0,94865	0,01795
11	0,0433	0,13925	0,312	28	0,0119	0,96565	0,01235
12	0,0507	0,18255	0,278	29	0,00823	0,97755	0,00846
13	0,0574	0,23325	0,246	30	0,00521	0,98578	0,0053
14	0,0628	0,29065	0,217	31	0,00305	0,99099	0,00308
15	0,0674	0,35345	0,191	32	0,00171	0,99404	0,00172
16	0,0701	0,42085	0,167	33	0,00305	0,99575	0,00386
17	0,0177	0,49095	0,0361		$\sum_{\nu=1}^{N}$	0,99960	7,583

6. ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТЕРЖНЕВЫЕ АНТЕННЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛН

6.1. Основные характеристики антенн поверхностных волн

В диапазоне СВЧ широко применяются антенны, возбуждаемые поверхностными волнами. Достоинством антенн поверхностных волн (АПВ) является их диапазонность, простота конструкции, небольшие размеры.

Хорошие аэродинамические качества АПВ позволяют их использовать в качестве маловыступающих антенн для подвижных объектов. АПВ состоит из двух частей: возбудителя электромагнитных волн и излучающей поверхности. Излучающая часть антенны представляет замедляющую структуру, что способствует увеличению направленности излучения по сравнению с первичным полем возбудителя. В зависимости от типа направляющей поверхности различают плоские, стержневые и дисковые АПВ.

Наибольшее распространение получили стержневые АПВ из диэлектрика, а также в виде металлических стержней с диэлектрической оболочкой.

Например, на рисунке 37 диэлектрический стрежень возбуждается открытым концом волновода или вибратором, при этом уменьшение замедления волны к концу стержня приводит к лучшему согласованию со свободным пространством ($V\phi=c$).

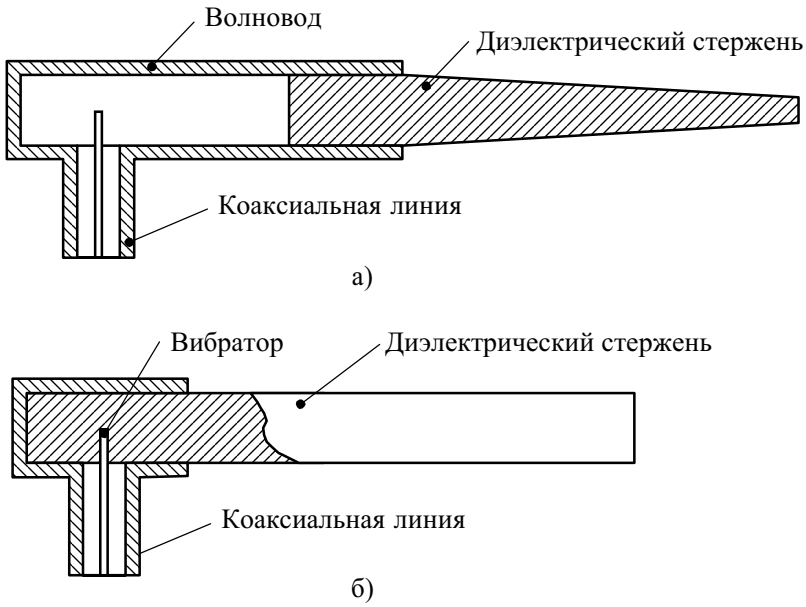
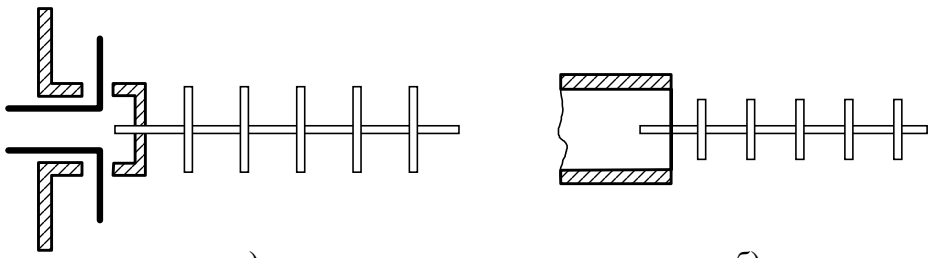


Рисунок 37 – Геометрия диэлектрической стержневой антенны:
а) при возбуждении открытым концом волновода;
б) при возбуждении вибратором

Недостатком диэлектрических стержневых антенн является сравнительно большой вес, который не позволяет применять их на волнах длиннее 0,2…0,3 м. Наличие потерь в диэлектрике снижает КПД антенн до 70…80% и ограничивает возможность их использования в качестве передающих.

Этих недостатков лишена ребристостержневая антенна, являющаяся металлическим аналогом диэлектрической антенны. Ребристо-стержневая антенна выполняется из металлических дисков, закрепленных на металлическом стержне, возбуждаемых симметричным вибратором (рисунок 38,а) или открытым концом волновода (рисунок 38,б) круглого или прямоугольного сечения. Если диски выполнить в форме эллипсов и увеличивать их эксцентриситет, то постепенно можно перейти к директорной антенне, которую также можно рассматривать как АПВ. К классу АПВ относят и спиральную антенну.



а) б)

Рисунок 38 – Геометрия ребристо-стержневой антенны:
а) при возбуждении симметричным вибратором;
б) – возбуждение открытым концом волновода

Если использовать перфорированные или сетчатые диски, то антенну можно применять на метровых и более длинных волнах. На метровых волнах преимуществом ребристо-стержневых антенн является сравнительная простота конструкции при довольно значительной (для этих волн) направленности и широкополосность. На сантиметровых волнах стержневые антенны имеют значительно меньшие габариты, чем, например, рупорные. Одиночные стержни наиболее целесообразно применять для получения диаграмм шириной до 20…30°. Более узкие ДН можно обеспечить синфазными решетками таких стержней. Четырехстержневая антенна, например, имеет диаграмму в горизонтальной плоскости шириной 10°. Вибраторная антенна такую же ДН обеспечила бы лишь при числе вибраторов, равном 10…12.

Наряду с диэлектрическими стержневыми и ребристо-стержневыми антеннами часто применяются плоскостные диэлектрические и ребристые АПВ. Плоскостная диэлектрическая антенна состоит из возбудителя в виде рупора или открытого конца волновода и замедляющей системы (направителя) в виде плоского металлического экрана, покрытого тонким слоем диэлектрика. По-

верхностная волна может быть получена и при помощи металлической ребристой системы. Плоская ребристая антенна состоит из возбудителя (например, пирамидальный рупор) и замедляющей направляющей системы в виде металлической гребенки, вблизи поверхности которой образуется поверхностная волна. Для плоских АПВ характерно некоторое отклонение максимума излучения от плоскости антенны. Это обусловлено тем, что металлический экран, на котором располагается антенна, имеет конечные размеры. АПВ с ненаправленными в одной плоскости ДН выполняются в виде дисков диэлектрических или металлических с концентрической ребристой структурой. Антенна возбуждается вертикальным вибратором, установленным в центре диска. Толщина диэлектрика или высота ребер на краю диска уменьшается до нуля с целью согласования антенны со свободным пространством. Вследствие конечных размеров экрана и в дисковых антеннах максимум ДН отклонен от плоскости антенны. Поверхностная волна возникает на границах раздела сред с различными электрическими параметрами, фазовая скорость в одной из которых меньше, чем во второй. Одной из этих сред в антенной технике является воздух, а второй может служить среда, в которой распространяются «медленные» волны, имеющие скорость меньше скорости *c*. Поверхностная волна образуется в оптически менее плотной среде, направляется поверхностью раздела сред с различными параметрами и распространяется вдоль этой поверхности, как бы прижимаясь к ней. При этом амплитуда напряженности поля волны вдоль поверхности почти не затухает. А в воздухе амплитуда напряженности поля волны убывает по экспоненциальному закону в направлении нормали к поверхности раздела сред. Вся энергия переносится волной в тонком слое, прилегающем к направляющей поверхности. В оптически более плотной среде в результате наложения падающей и отраженной волн в направлении внутренней нормали к поверхности раздела устанавливается стоячая волна поля (рисунок 39).

Поле поверхностной волны распространяется в направлении оси *z*, фазовая скорость этой волны меньше скорости света в оптически менее плотной среде и изменяется в пределах

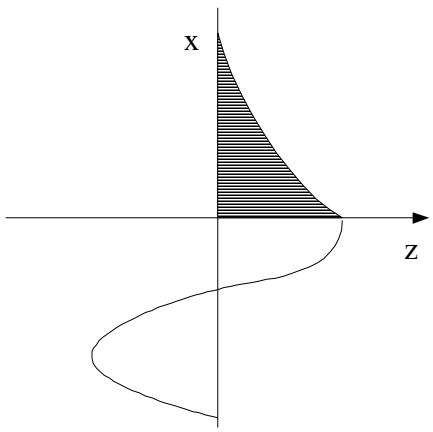


Рисунок 39 – Распределение амплитуды поля поверхностной волны

$$c > V_{ф} > \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}},$$

где c — скорость света в воздухе; ε - относительная диэлектрическая проницаемость более плотной среды; $c/\sqrt{\varepsilon}$ - скорость света в более плотной среде.

В антенной технике применяются поверхностные волны, распространяющиеся вдоль плоской и круглой цилиндрической поверхности раздела сред. Поверхностные волны образуются как вблизи плоской

границы раздела диэлектриков, так и у поверхности диэлектрических стержней, вблизи проводов, обладающих потерями или покрытых слоем диэлектрика; у металлических гребенчатых или гофрированных поверхностей. Толщина слоя воздуха, в котором распространяется основная часть энергии поверхностной волны, зависит от коэффициента замедления $\left(c/V_{ф}\right)$. Чем больше коэффициент замедления, тем сильнее концентрируется поверхностная волна вблизи замедляющей структуры.

Направляющую поверхность, вблизи которой создается поверхностная волна, принято характеризовать поверхностным сопротивлением (поверхностным импедансом), равным отношению касательных к замедляющей поверхности составляющих электрического и магнитного полей на границе раздела в воздухе.

При волне электрического типа ($H_z=0$) поверхностный импеданс определяется как отношение продольной, касательной к замедляющей поверхности, составляющей напряженности электрического поля к поперечной составляющей напряженности магнитного поля.

При плоской поверхности раздела поверхностный импеданс можно определить по формуле

$$Z_s = E_z / H_y . \qquad (121)$$

Представив составляющую напряженности магнитного поля в виде

$$H_y = H_0 e^{-\alpha x}\, exp\left(-i\beta_z z\right),$$

из уравнений Максвелла можно определить составляющие электрического поля

$$E_x = \frac{\beta_z}{\omega\varepsilon_0} H_0 e^{-\alpha x} e^{-i\beta_z z}; \qquad (122)$$

$$E_z = -\frac{\alpha}{i\omega\varepsilon_0} H_0 e^{-\alpha x} e^{-i\beta_z z},$$

где α - коэффициент затухания поля поверхностной волны в направлении оси x; β_z — коэффициент фазы поверхностной волны в продольном направлении.

Коэффициенты α и β_z в (122) связаны соотношением $\beta^2 = k^2 + \alpha^2$, где $k = 2\pi/\lambda$; λ — длина волны рабочего диапазона.

Подставив E_z и H_y в (121), поверхностный импеданс получают в виде

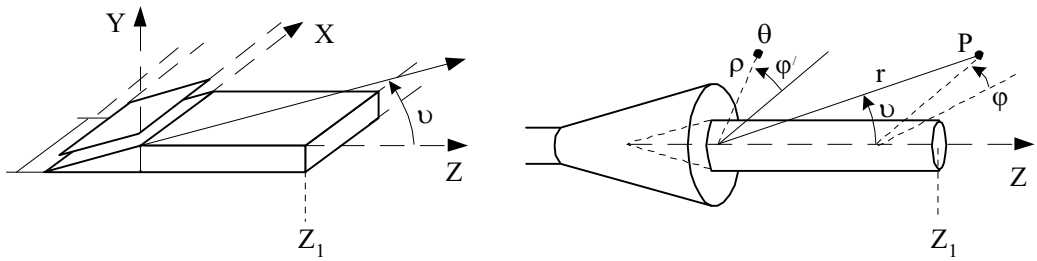
$$Z_s = i\frac{\alpha}{\omega\varepsilon_0}. \qquad (123)$$

Таким образом, условием существования поверхностной волны является индуктивный характер поверхностного импеданса. В реальных условиях выбирают поверхность, у которой реактивная часть поверхностного сопротивления

значительно превосходит активную. Требование реактивного поверхностного сопротивления диктуется еще следующими соображениями. АПВ являются антеннами бегущей волны, которые имеют максимальный КУ, если $c/V_ф > 1$, т. е. при $V_ф < c$. Фазовая скорость $V_ф$ будет меньше скорости света при реактивном поверхностном импедансе.

Чтобы получить представление о механизме излучения и методах расчета АПВ, рассмотрим две модели: плоскую систему, ограниченную в направлении распространения волны, и цилиндрическую систему (рисунок 40).

Пусть плоская система не ограничена в направлении оси *x*, тогда в системах с помощью рупорного излучателя возбуждается поверхностная волна, распространяющаяся в направлении оси *z*. Так как поверхностная структура ограничена в направлении *z*, т. е. на конце обладает неоднородностью, то требование выполнения условий непрерывности электромагнитного поля обусловливает возникновение типов волн, вызывающих излучение энергии. При этом наблюдается такой характер излучения, как при создании эквивалентными токами невозмущенной поверхностной волны на излучателе вблизи места неоднородности.



а) б)

Рисунок 40 – Модели антенн поверхностных волн:
а) плоская система; б) цилиндрическая система

Для расчета поля излучения АПВ в основном применяются два приближенных метода.

1. Метод эквивалентного раскрыва, в основе которого лежит предположение, что излучение происходит лишь в местах неоднородности поверхностной структуры. У простого стержневого излучателя неоднородность возникает на его конце, как в коническом рупоре. Как и при рупорном излучателе, когда распределение поля, возникающее в месте неоднородности (в раскрыве рупора), принимается за распределение источников излучения (без учета коэффи-

циента отражения) в основу расчета излучения стержня берется невозмущенное распределение поля в поперечной плоскости на конце стержня. Эта поперечная плоскость для стержневого излучателя является эквивалентным раскрывом. В противоположность раскрыву рупорного излучателя эквивалентный раскрыв АПВ бесконечен, но так как амплитуды поля быстро убывают с увеличением расстояния от оси антенны, то практически все излучение происходит сквозь ограниченный раскрыв. Таким образом, считают, что излученное электромагнитное поле создается синфазно-возбужденной поверхностью, которой является часть плоского фронта поверхностной волны, проходящей через конец антенны и перпендикулярного его оси. Амплитуда возбуждающего поля распределена на этой поверхности по экспоненциальному закону. Чем больше коэффициент замедления $c/V_ф$, тем меньше эффективная излучающая поверхность. Максимум излучения направлен перпендикулярно фронту волны, т.е. вдоль оси антенны. Коэффициент замедления и размеры излучающей поверхности определяются, исходя из структуры поля бесконечной замедляющей структуры, и распределение поля в эквивалентном раскрыве соответствует нормальному невозмущенному распределению поля в поперечном сечении. При конечной длине замедляющей структуры величина $c/V_ф$ не постоянна по длине антенны, что приводит к ошибкам при расчете ДН. Точность расчета повышается с увеличением длины антенны.

2. Замедляющая структура рассматривается как антенна бегущей волны с замедленной фазовой скоростью, представляющая собой совокупность непрерывно расположенных элементарных излучателей. Волной, отраженной от конца антенны, пренебрегают. Излученное АПВ поле является результатом интерференции поля, излученного замедляющей структурой, и поля, непосредственно излученного возбудителем, не перешедшего в поверхностную волну. Непосредственное излучение возбудителя искажает ДН АПВ. При коротких излучателях целесообразно применять второй метод.

6.2. Конструкция и принцип работы стержневых АПВ

Среди разнообразных антенн СВЧ диэлектрические антенны занимают в некотором смысле обособленное место. Простота конструкции и хорошие аэродинамические качества обуславливают довольно частое их применение, особенно в самолетной радиоаппаратуре.

Диэлектрическая антенна состоит из возбудителя электромагнитного поля и собственно антенны (направителя). Направителем поверхностной волны является диэлектрический стержень, а возбудителем - электрический вибратор, представляющий собой конец внутреннего провода коаксиального кабеля, металлический круглый или прямоугольный волновод (см. рисунок 37). Диэлектрические стержни выполняют из высокочастотных диэлектриков, обладающих малыми потерями (полистирол, люсит, фторопласт и др.). В антенной технике используются диэлектрические стержни двух видов - сплошные и полые. Полые стержни называются также диэлектрическими трубами. Диэлектрические антенны из сплошных стержней могут иметь коническую, цилиндрическую или иную форму.

ДН цилиндрической стержневой антенны имеет большие боковые лепестки (до 30…40% по мощности), обусловленные отражением поверхностной волны от конца стержня. Для уменьшения отражения стержень выполняют в виде конуса, суживающегося к концу. При этом к концу антенны уменьшается замедление волны, фазовая скорость распространения которой приближается к скорости c, и улучшается согласование антенны с окружающим пространством. В связи с этим уменьшается отражение поверхностной волны от конца стержня, что приводит к значительному уменьшению уровня боковых лепестков.

У диэлектрической антенны электромагнитное поле возбуждается источником в той части диэлектрического стержня, которая закрыта патроном, и там распространяется, как в волноводе. Достигнув границы патрона, волна продолжает распространяться по диэлектрическому стержню, одновременно проникая через открытую часть поверхности стержня во внешнее пространство. Для определения поля излучения диэлектрической антенны нужно знать электромагнитное поле внутри стержня и вне его. Эта задача решена в настоящее время для идеализированного случая стержня бесконечной длины и постоянного круглого поперечного сечения.

6.3. Электромагнитное поле в сплошном диэлектрическом стержне

Известно, что в бесконечном диэлектрическом волноводе электромагнитные волны распространяются путем отражения от границы раздела диэлектрик-воздух (рисунок 41) [3].

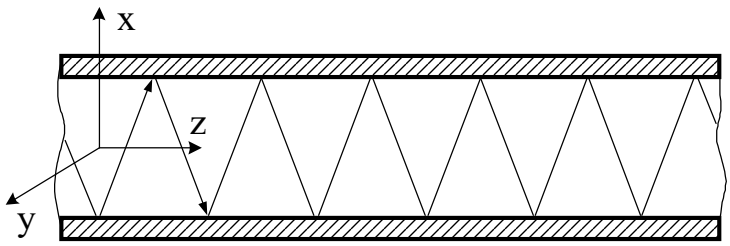


Рисунок 41 – Распространение волны в диэлектрическом волноводе

Если угол падения больше критического, то вблизи поверхности диэлектрического стержня образуется поверхностная волна, и электромагнитная энергия переносится по направлению оси волновода как внутри стержня, так и вне его. В зависимости от схемы возбуждения электромагнитное поле диэлектрического стержня может иметь различную структуру. В диэлектрическом волноводе может распространяться бесчисленное количество симметричных и несимметричных волн. Антенна используется в режиме осевого излучения, которое обеспечивает основная несимметричная волна. Для всех других типов волн распределение полей в поперечном сечении стержня такое, что излучение различных элементов стержня в осевом направлении взаимно компенсируется. Составляющие электромагнитного поля в диэлектрическом волноводе определяются так же, как в случае металлического волновода круглого сечения, и выражаются через цилиндрические функции.

В отличие от металлического волновода в диэлектрическом стержне поле будет существовать внутри и вне его (поле вне стержня имеет характер поверхностной волны).

Напряженность поля диэлектрического стержня во внешнем пространстве убывает в радиальном направлении. Внутри стержня в направлении нормали к его поверхности поле имеет характер стоячих волн.

Электромагнитное поле в диэлектрическом стержне отличается от электромагнитного поля в металлическом волноводе. Если в металлическом волноводе возможно самостоятельное существование несимметричных волн, то в диэлектрических стержнях волны E_{mn} и H_{mn} существуют только совместно. Совместное существование несимметричных волн может быть объяснено следующим образом. В металлическом волноводе на его внутренних стенках возникают по-

верхностные токи проводимости. Поскольку в диэлектриках отсутствуют токи проводимости, при возбуждении в них волн такого же типа, как в обычных волноводах, возникают эквивалентные токи смещения. Так, при возбуждении волн H_{mn} вместо продольных токов возникает продольная составляющая E_z, т.е. возникают волны E_{mn}. В зависимости от способа возбуждения и параметров стержня (диэлектрической проницаемости ε и диаметра d преобладает тот или иной тип волны). При возбуждении волны H_{11} в диэлектрическом стержне будет распространяться волна E_{11}, появление которой объясняется удовлетворением граничных условий.

Для того, чтобы диэлектрическая антенна излучала энергию вдоль своей оси, в ней возбуждают волну HE_{11}. Волна HE_{11} в диэлектрическом стержне по своей структуре сходна с волной H_{11} в металлическом круглом волноводе. Отличается она от волны H_{11} тем, что электромагнитное поле существует и во внешнем пространстве. На рисунке 42 показана структура электромагнитного поля в поперечном (рисунок 42,а) и продольном (рисунок 42,б) сечениях диэлектрического стержня. Особенностью волны типа HE_{11} является отсутствие критической длины волны ($\lambda_{кр}=\infty$), т. е. волна типа HE_{11} может распространяться при любой рабочей длине волны. Фазовая скорость поверхностной волны $V_ф$ зависит от диэлектрической проницаемости материала и относительного диаметра стержня (d/λ). При малом относительном диаметре стержня фазовая скорость близка к скорости распространения волн в окружающей среде (c), увеличение диаметра приводит к быстрому уменьшению фазовой скорости $V_ф$, которая при этом приближается к скорости света в данной среде.

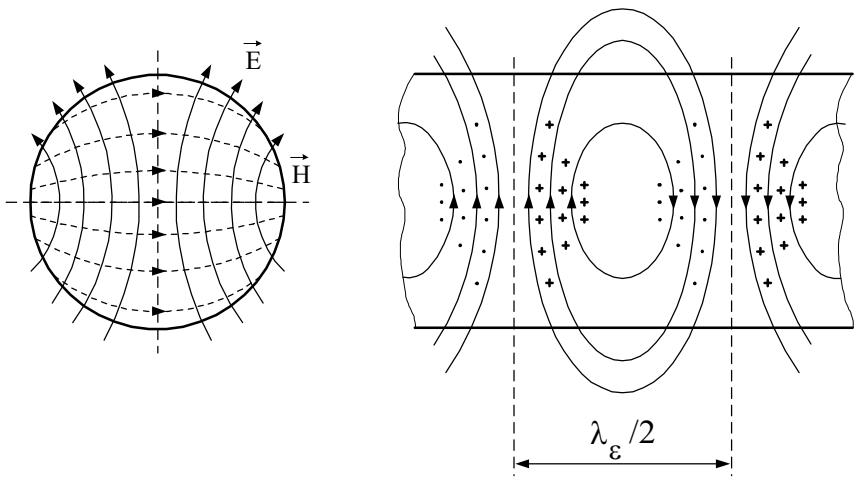


Рисунок 42 – Структура поля:
а) в поперечном; б) в продольном сечениях диэлектрического стержня

Таким образом, фазовая скорость изменяется в пределах

$$c > V_{ф} > c/\sqrt{\varepsilon}\,.$$

Зависимость относительной величины фазовой скорости волны, распространяющейся вдоль стержня, от относительного диаметра и его диэлектрической проницаемости показана на рисунке 43. Электромагнитное поле существует и вне диэлектрического стержня, поэтому часть энергии переносится внешним пространством. Соотношение между энергией, распространяющейся внутри стержня P_1, и энергией P_e, распространяющейся в свободном пространстве, определяется параметрами антенны ε и d. На рисунке 44 изображены графики зависимости отношения P_i/P_e от относительного диаметра стержня для волны HE_{11} при разных ε.

При больших диаметрах, когда $V_{ф} = c/\sqrt{\varepsilon}$, почти вся энергия переносится стержнем. При уменьшении диаметра стержня количество энергии, переносимой внутри стержня, уменьшается, фазовая скорость растет, приближаясь к скорости света c, при этом уменьшается затухание поля в радиальном направлении, т.е. диэлектрический стержень теряет направляющие свойства. Тонким стержнем очень трудно возбудить поверхностную волну, и большая часть мощности непосредственно излучается возбудителем.

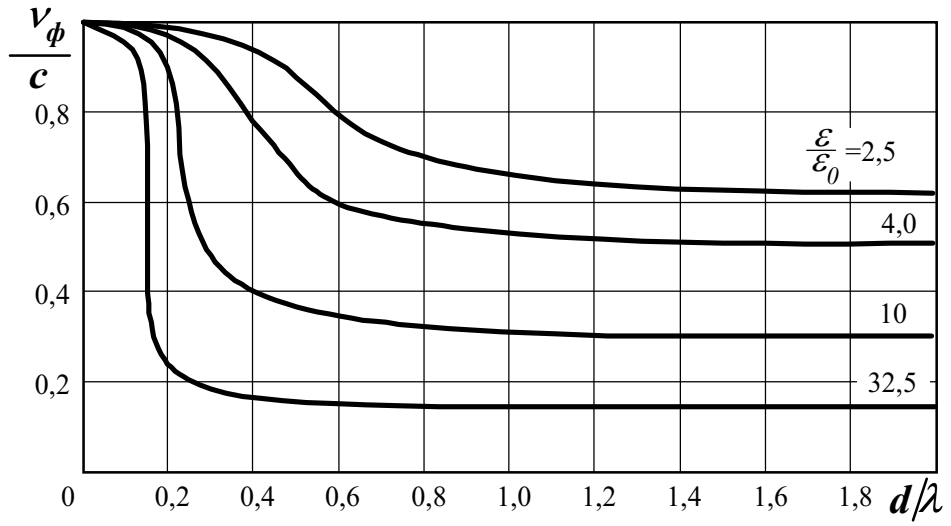


Рисунок 43 – Кривые зависимости относительной величины фазовой скорости от относительной величины диаметра стержня для несимметричной волны

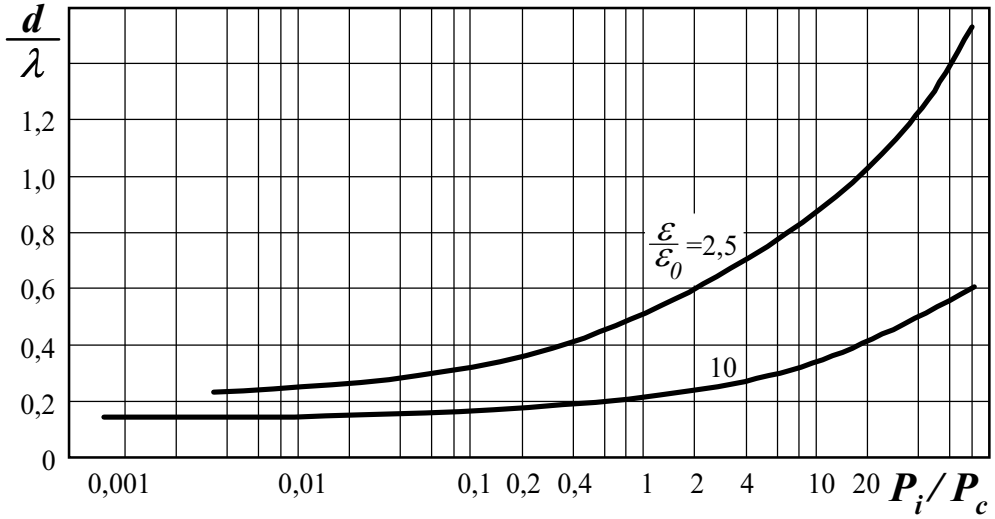


Рисунок 44 – Кривые зависимости отношения мощности, переносимой стержнем, к мощности, переносимой внешней средой, от диаметра стержня

6.4. Направленные свойства стержневых антенн

При определении поля излучения диэлектрической антенны считают, что электромагнитное поле внутри и вне стержня конечной длины имеет такую же структуру, как и в бесконечно длинном стержне. При возбуждении диэлектрической антенны вибратором или круглым волноводом с волной H_{11} в стержне при правильном выборе его диаметра возбуждается основная волна HE_{11}. Линии вектора напряженности электрического поля E в поперечном сечении стержня имеют одно преимущественное направление, перпендикулярное оси антенны.

Возникающие в стержне волны вызывают поляризацию диэлектрика вдоль силовых линий электрического поля (в поперечных плоскостях стержня), т. е. в стержне возбуждаются электрические токи поляризации, которые в основном являются поперечными. Эти поляризационные токи (токи смещения) могут рассматриваться как излучатели с равномерным (постоянным) распределением амплитуд в направлении оси антенны и распределением фаз токов поляризации, изменяющимся линейно. Таким образом, диэлектрическую стержневую антенну можно рассматривать как антенну бегущей волны осевого излучения с замедленной фазовой скоростью. Следовательно, ДН диэлектрической антенны в E и H плоскостях рассчитывается по формулам:

в плоскости E

$$F_E(\theta) = F_1(\theta)F_2(\theta)F_3(\theta);$$

в плоскости H (124)

$$F_H(\theta) = F_1(\theta)F_2(\theta).$$

Множитель $F_1(\theta)$ является функцией направленности линейки бегущей волны и определяется по формуле

$$F_1(\theta) = \frac{sh\left|\left(\frac{\alpha L}{2} + i\xi\right)\right|}{\left|\frac{\alpha L}{2} + i\xi\right|} \frac{\left|\frac{\alpha L}{2} + i\xi_0\right|}{sh\left(\frac{\alpha L}{2} + i\xi_0\right)}, \qquad (125)$$

где $\xi = \frac{kL}{2}\left(\frac{c}{V_ф} - cos\theta\right)$; $\xi_0 = \frac{kL}{2}\left(\frac{c}{V_ф} - 1\right)$; α - коэффициент затухания (определяется экспериментально).

При расчете ДН антенны из полистирола, люсита и других диэлектриков с относительной диэлектрической проницаемостью ε = 2,5…2,6 можно принять, что $\alpha L/2 = 0{,}5;\ k = 2\pi/\lambda$ — волновое число; θ — угол между осью антенны и направлением на точку наблюдения; $c/V_ф$ — коэффициент замедления волны в диэлектрическом волноводе, определяемый по графикам, изображенным на рисунке 43.

На рисунке 45 даны кривые зависимости $F_1(\xi)$ от ξ для различных значений $\alpha L/2$. Из рисунка видно, что чем больше $\alpha L/2$ (чем быстрее убывает амплитуда поля от начала антенны к концу), тем шире главный лепесток ДН и больше боковые лепестки. Основная особенность ДН при $\alpha > 0$ заключается в отсутствии нулевых значений поля, т. е. в слиянии главного и боковых лепестков в кривую со слабо выраженными точками экстремумов. Чем больше α, тем слабее выражены экстремальные точки. Кривые рисунка 45 даны для значений ξ от 0 до 4π (ξ меняется от минимального значения $\xi_{мин} = k\frac{L}{2}\left(\frac{c}{V_ф} - 1\right)$, соответствующего углу $\theta = 0°$, до максимального значения $\xi_{макс} = k\frac{L}{2}\left(\frac{c}{V_ф} + 1\right)$, соответствующего углу $\theta = 180°$.

На рисунке 46 показаны в качестве примера графики зависимости $F_1(\theta)$ от θ для различных значений параметра $\alpha L/2$. Множитель $F_1(\theta)$ оказывает определяющее влияние на ДН. В приближении пренебрежимо

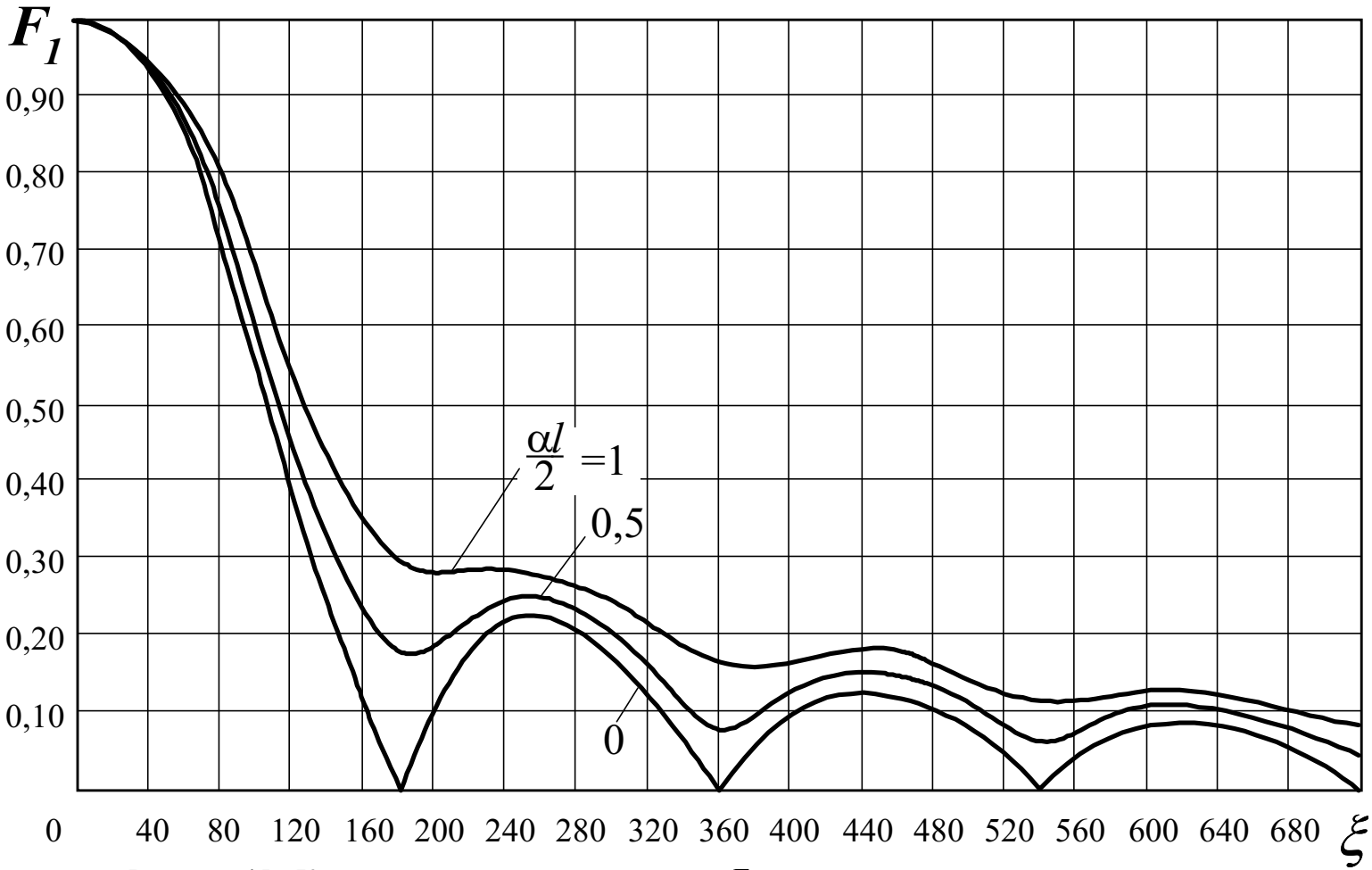


Рисунок 45 - Кривые зависимости множителя F_1, входящего в выражение для диаграммы направленности диэлектрической антенны, от параметра α

малого затухания волны в стержне для $F_1(\theta)$ получается выражение

$$F_1(\theta) = \frac{sin\left|\frac{kl}{2}\left(\frac{c}{V_ф} - cos\,\theta\right)\right|}{\frac{kl}{2}\left(\frac{c}{V_ф} - cos\,\theta\right)}. \qquad (126)$$

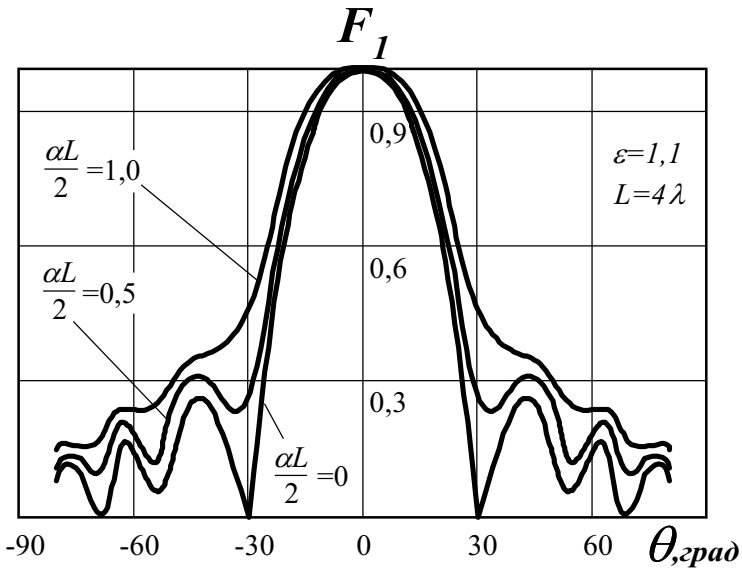


Рисунок 46 - Зависимость F_1 от θ при различных значениях параметра $\alpha L/2$

Множитель $F_2(\theta)$ характеризует влияние на ДН поперечного размера стержня, т.е. определяет направленность элементарного объемного участка, имеющего форму плоского поперечного слоя круглого сечения. ДН элемента длины стержня круглого сечения определяется по формуле

$$F_2(\theta) = \Lambda_1\left(\frac{kd}{2} sin\,\theta\right), \qquad (127)$$

где Λ_1 - лямбда-функция первого порядка [10];

d - средний диаметр диэлектрического стержня.

Наличие множителя $F_2(\theta)$ приводит к тому, что ДН стержневых антенн более направлены, чем плоскостных. Однако множитель $F_2(\theta)$ заметно влияет на ДН антенны лишь при коротких стержнях большого диаметра (порядка λ и бо-

лее).

Множитель

$$F_3(\theta) = \cos\theta \qquad (128)$$

характеризует влияние на ДН одиночного элемента тока (относится только к плоскости *E*) и в пределах $\theta=0...45^0$ слабо изменяется. Более быстрое убывание функции $F_3(\theta)$ с увеличением угла θ начинается при углах θ, больших 45^0. Таким образом, наличие множителя $F_3(\theta)$ мало сказывается на форме основного лепестка ДН антенны. Основное отличие ДН в *E*- и *H*-плоскостях у диэлектрических антенн заключается в том, что в *H*-плоскости боковые лепестки ДН заметно больше. Ширина основного лепестка в обеих плоскостях почти одинакова. ДН диэлектрических антенн малого диаметра определяется в основном функцией $F_1(\theta)$, а большого диаметра произведением функций $F_1(\theta)$ и $F_2(\theta)$.

6.5. Определение геометрических размеров и основных параметров

ДН и параметры диэлектрической стержневой антенны определяются выбором размеров стержня: диаметра *d*, длины *L* и материала стержня. Диаметр стержня следует выбирать из условия обеспечения оптимального замедления волны. При тонком стержне замедление c/V_ϕ близко к единице и почти вся энергия поверхностной волны переносится вне стержня. Поэтому основная часть мощности возбудителя излучается непосредственно, минуя диэлектрический стержень. Результирующее поле будет слабо направленным и приближается к полю излучения раскрыва круглого волновода. С увеличением диаметра стержня увеличивается замедление и эффективность возбуждения поверхностной волны, но при этом появляется реальная возможность возбуждения и распространения волн высших типов и растут отражения от конца стержня, которые искажают структуру поля в нем, искажают ДН. При этом расчет ДН по (124) будет недостоверным. Диаметр стержня выбирают таким, чтобы ограничить возможность возбуждения волн высших типов. При обычных способах возбуждения диэлектрических стержневых антенн отсутствует опасность возбуждения симметричных волн, поэтому достаточно выбрать диаметр стержня таким, при котором невозможно распространение несимметричных волн EH_{12} и HE_{12}, критическая длина волны которых определяется формулой

$$\lambda_{кр12} = \frac{\pi\sqrt{\varepsilon - 1}}{3{,}83} d \, .$$

Следовательно, при выборе диаметра стержня должно выполняться условие

$$d < \frac{3,83}{\pi}\frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon - 1}} \approx \frac{1,22}{\sqrt{\varepsilon - 1}}\lambda . \qquad (129)$$

Как уже отмечалось, чаще используются диэлектрические антенны конической формы. При этом диаметр стержня у патрона выбирается таким, чтобы энергия в основном направлялась по стержню, а не излучалась непосредственно с раскрыва патрона, и рассчитывается по формуле

$$d_{max} \approx \frac{\lambda}{\sqrt{\pi(\varepsilon - 1)}}. \qquad (130)$$

Фазовая скорость у патрона близка к $c/\sqrt{\varepsilon}$. С уменьшением диаметра стержня фазовая скорость волны увеличивается. Стержень срезается на конус до диаметра, при котором фазовая скорость почти равна скорости света ($V_ф \approx c$). При этом будут согласованы волновое сопротивление входа антенны и волновое сопротивление свободного пространства и уменьшится отражение волн от конца стержня. На практике минимальный диаметр конического стержня рассчитывается по формуле

$$d_{min} \approx \frac{\lambda}{\sqrt{2,5\pi(\varepsilon - 1)}}. \qquad (131)$$

Фазовая скорость определяется по графикам (см. рисунок 43). Фазовую скорость распространения волны вдоль конического стержня считают постоянной и рассчитывают, как для эквивалентного цилиндрического стержня среднего диаметра:

$$d_{cp} \approx \frac{1}{2}(d_{max} + d_{min}).$$

При коническом полистироловом стержне ($\varepsilon = 2,5$) $d_{max}=0,46\lambda$, $d_{min}=0,3\lambda$.

Длину диэлектрического стержня выбирают из условия получения максимального КНД для антенн бегущей волны осевого излучения. Из теории антенн бегущей волны известно, что максимальный КНД антенн достигается при оптимальной длине стержня, равной

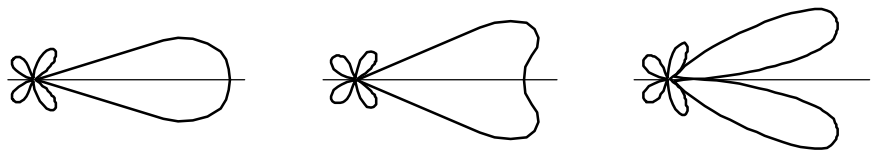
$$\frac{L_{opt}}{\lambda} = \frac{1}{2(c/V_ф - 1)}.$$

При заданных значениях коэффициента замедления, который зависит от выбора диаметра d и материала диэлектрического стержня ε, оптимальная длина антенны равна

$$L_{opt} = \frac{\lambda}{2(c/V_ф - 1)}. \qquad (132)$$

Оптимальная длина антенны не может быть очень большой, так как ее увеличение связано с повышением фазовой скорости, т.е. с уменьшением диаметра стержня. Длина диэлектрической стержневой антенны обычно не превышает (6...7)λ, а ширина ее ДН по половине мощности (22...25)°.

Зависимость ДН антенны от ее длины L показана на рисунке 47. У антенн, длина которых меньше оптимальной, расширяется основной лепесток ДН и уменьшается уровень боковых лепестков. Если длина антенны незначительно превышает оптимальную, то основной лепесток диаграммы сужается, но растет уровень боковых лепестков. Дальнейшее увеличение длины стержня может привести к раздвоению основного лепестка ДН.



$L = L_{opt}$ $L > L_{opt}$ $L = 2L_{opt}$

Рисунок 47 – Зависимость ДН антенны от ее длины

Коэффициент направленного действия (КНД) диэлектрической стержневой антенны оптимальной длины в осевом направлении вычисляется по формуле

$$D=(7\text{-}8)L/\lambda, \qquad (133)$$

КПД определяется соотношением [3]

$$\eta = \frac{P_\Sigma}{P_\Sigma + P_П} = \frac{\alpha_\Sigma + \alpha_П e^{-2(\alpha_\Sigma+\alpha_П)l}}{\alpha_\Sigma + \alpha_П}, \qquad (134)$$

где P_Σ - излученная мощность; $P_П$ - мощность, расходуемая на тепловые потери в диэлектрическом стержне; α_Σ, $\alpha_П$ - затухание, вызываемое тепловыми потерями и излучением.

Величина $\alpha_П$ рассчитывается по формуле

$$\alpha_П = 2729\frac{\varepsilon\, tg\delta}{\lambda}R, \qquad (135)$$

где $tg\delta$ - тангенс угла потерь $tg\delta = \sigma/(\omega\varepsilon)$; R – фактор затухания, определяемый по кривым рисунка 48.

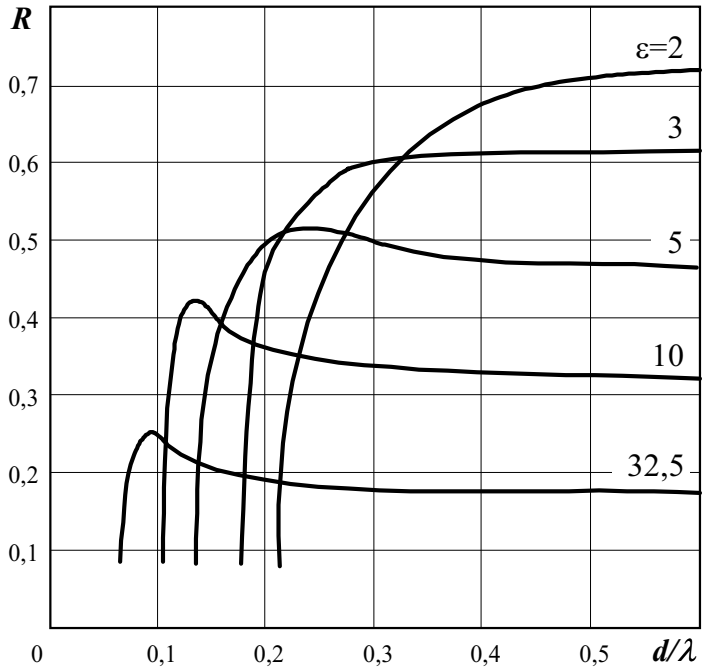


Рисунок 48 – Зависимость фактора затухания от параметров антенны

Коэффициент усиления (КУ) $\varepsilon = D\eta$, но тепловые потери пренебрежимо малы, поэтому величину коэффициента усиления антенны можно считать равной величине КНД. КНД и КУ диэлектрической антенны уменьшаются при отходе от оптимальной волны.

6.6. Трубчатые диэлектрические антенны

Диэлектрические стержневые антенны применяются главным образом в десятисантиметровом диапазоне. Это связано с тем, что на более длинных волнах диэлектрический стержень оказывается слишком тяжелым и громоздким, а на более коротких – становятся заметными потери в диэлектрике. Эти недостатки слабее сказываются в диэлектрических трубах – полых диэлектрических стержнях.

Теоретическое исследование диэлектрических труб можно проводить аналогично исследованию сплошных диэлектрических стержней, т.е. считая трубы бесконечно длинными, можно найти частные решения уравнений Максвелла для отдельных областей, а затем, применяя граничные условия, постоянные интегрирования. Особенность диэлектрических труб заключается в том, что у них имеются три среды и две границы раздела (диэлектрик - воздух), что усложняет анализ их излучения. Поэтому в настоящее время при проектировании таких антенн основываются лишь на результатах экспериментального исследования.

6.7. Многостержневые диэлектрические антенны

Антенна из одиночного диэлектрического стержня или одиночной диэлектрической трубы формирует ДН шириной $2\theta_0 \geq (20\ldots25)°$. Для получения более узких ДН используются линейки из диэлектрических стержневых антенн (рисунок 49).

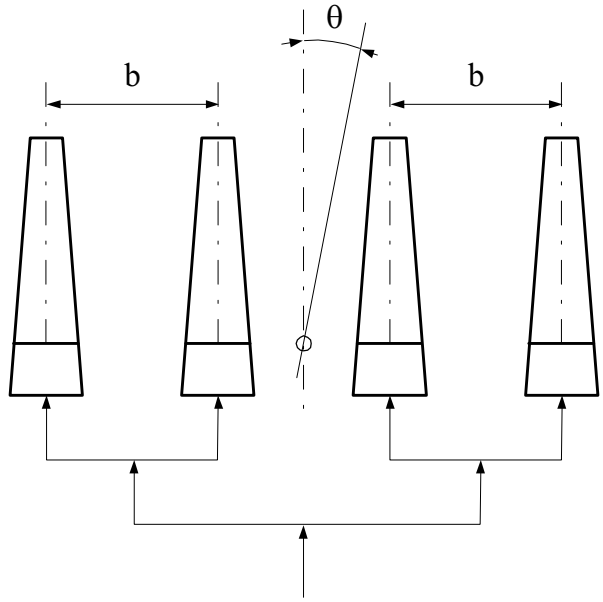


Рисунок 49 – Геометрия многостержневой антенны

Несколько диэлектрических стержней могут включаться параллельно и образовывать синфазную линейку излучателей, дающих остронаправленное излучение. Так как поле поверхностной волны уменьшается по экспоненте при удалении от стержней в радиальных направлениях, взаимодействие между стержнями в линейке незначительное. Они работают почти независимо друг от друга, и КНД в главном направлении оказывается пропорциональным числу элементов в системе, т.е. числу стержней. Благодаря слабой связи между элементами такой линейки упрощаются настройка и фазировка их по сравнению с настройкой линеек, выполненных из элементов других типов.

ДН сложной антенны рассчитывается по формуле

$$F(\theta) = F_1(\theta)F_N(\theta) \qquad (136)$$

где $F_1(\theta)$ - ДН одиночного стержня; $F_N(\theta)$ — множитель решетки.

Множитель $F_N(\theta)$ зависит от соотношения амплитуд и фаз колебаний, возбуждаемых в отдельных стержнях, и от взаимного расположения излучателей в решетке.

При синфазном и равномерном возбуждении излучающих стержней множи-

тель линейки определится формулой

$$F_N(\theta) = \frac{sin\left(N \frac{\pi b}{\lambda} sin\,\theta \right)}{N\, sin\left(\frac{\pi b}{\lambda} sin\,\theta \right)}, \qquad (137)$$

где b – расстояние между стержнями.

Из (136) видно, что одну и ту же ширину ДН можно получить при различных значениях множителей линейки и элемента, так как она определяется произведением двух множителей. При выборе размеров отдельного элемента, расстояния между элементами и их числа, определяющих множитель линейки, целесообразно поступать следующим образом. При значении угла $\theta_{0,5}$, соответствующем половине заданной ДН решетки по полю в (136), должно выполняться условие $F(\theta_{0,5})=0,707$. Если необходимо получить низкий уровень боковых лепестков, вторым условием является требование, чтобы угол θ_2 одного из нулей множителя линейки совпал с углом максимума первого бокового лепестка множителя элемента. При этом уровень боковых лепестков значительно уменьшится.

Рекомендуется кроме того добиваться, чтобы направление θ_1 первого нуля множителя элемента было близким к направлению одного из первых максимумов множителя линейки. При достаточно большом расстоянии между соседними излучателями коэффициент усиления растет пропорционально числу излучателей и равен $КУ = N \cdot КУ_1$, где $КУ_1$ - коэффициент усиления одного диэлектрического стержня.

Минимально необходимое расстояние между излучателями при оптимальной их длине $L_{opt} = \frac{\lambda}{2\left(c/V_ф - 1\right)}$ ориентировочно может быть определено по формуле

$$b_{min} \approx \frac{\lambda}{2}\sqrt{\frac{2L_{opt}}{\lambda}}. \qquad (138)$$

Если расстояние между стержнями меньше величины, получающейся из (138), то коэффициент усиления будет меньше, чем $N \cdot КУ_1$. Если расстояние между стержнями больше (138), то КУ остается равным $N \cdot КУ_1$, но увеличиваются боковые лепестки.

При оптимальном расстоянии КНД антенны, состоящей из N диэлектрических стержней, $D=ND_1$, где D_1 - КНД одиночного стержня в свободном пространстве.

6.8. Порядок расчета диэлектрических стержневых антенн

Расчет диэлектрической стержневой антенны состоит в определении ее геометрических размеров по требуемым параметрам ДН. Последовательность расчета зависит от технического задания на проектируемую антенну. Учитывая, что с помощью одного стержня возможно формировать ДН шириной $2\theta_0 \geq (20...25)^\circ$, для получения более узких ДН используются решетки, в которых диэлектрические стержневые антенны являются отдельными излучателями. Если по техническому заданию нет ограничений на уровень боковых лепестков, то расчет одиночного диэлектрического стержня рекомендуется проводить в следующей последовательности.

1. Выбрать материал и форму диэлектрического стержня. Выбор диэлектрика зависит от величины диэлектрической проницаемости, тангенса угла потерь и конструктивных соображений. Для некоторых типов диэлектриков эти величины приведены в [3]. На практике обычно применяется полистирол с ε = 2,5…2,56. Для уменьшения отражений от конца стержня и снижения уровня боковых лепестков следует применять конические стержни, возбуждаемые волной HE_{11}.

2. Используя формулы (130) и (131), определить максимальный и минимальный диаметры конического стержня.

Расчет фазовой скорости и параметров антенны проводится по среднему диаметру

$$d_{cp} \approx \frac{1}{2}(d_{max} + d_{min}).$$

3. Для выбранных диаметра стержня d_{cp} и диэлектрической проницаемости из рисунка 43 определить фазовую скорость волны, распространяющейся вдоль стержня.

4. Определить оптимальную длину стержня по формуле (132).

5. Рассчитать КПД, используя соотношение (133).

6. Рассчитать коэффициент затухания, обусловленный потерями в диэлектрике, используя формулу (135). Фактор затухания находится по кривым рисунка 48.

7. Определить КПД по формуле (134). Затухание α_Σ, обусловленное излучением энергии, определяется из соотношения $\alpha_\Sigma = 1/L$.

Если КПД мал, то необходимо применить диэлектрик с меньшим $tg\sigma$.

8. Рассчитать ДН в плоскостях вектора E и вектора H при изменении углов от 0° до 180°; расчеты выполнить на средней рабочей частоте f_0 и на краях диапазона.

9. Рассчитать КУ.

10. Разработать схему питания антенны с учетом заданной мощности.

11. Рассчитать согласование антенны с питающим устройством на частоте f_0 и оценить согласование на краях диапазона.

Исходные данные для расчета выбрать из таблицы 7.

Таблица 7 - Исходные данные для выполнения расчетов в соответствии с предпоследней $M_з$ и последней цифрой $N_з$ номера зачетной книжки

$M_з$	$2\theta_{0,5}^{E}$, град	$N_з$	$2\varphi_{0,5}^{H}$, град	λ_0, м	$2\Delta f/f_0$	P, Вт
0	10	0	20	0,20	0,5	20
1	15	1	15	0,21	0,4	30
2	8	2	25	0,22	0,3	40
3	12	3	24	0,23	0,5	50
4	14	4	18	0,24	0,4	60
5	16	5	14	0,25	0,3	70
6	18	6	22	0,26	0,5	80
7	11	7	12	0,27	0,4	90
8	13	8	16	0,28	0,3	95
9	17	9	22	0,30	0,4	100

Содержание графического материала

1. ДН в Е- и Н-плоскостях на частоте f_0; ДН в E-плоскости на краях диапазона.
2. Схема питания антенны.
3. Чертеж антенны в эскизной проработке.

7. ПЛОСКОСТНЫЕ АНТЕННЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛН

7.1. Конструкция и принцип работы плоскостных АПВ

Плоскостные антенны поверхностных волн выполняются в основном в двух вариантах: в виде плоской металлической пластины с диэлектрическим слоем и в виде плоской периодической металлической структуры. В обоих случаях плоская поверхностная волна распространяется вдоль направляющей поверхности с замедленной фазовой скоростью.

При плоской поверхности раздела используются плоские и цилиндрические волны. В зависимости от свойств замедляющей структуры и способа возбуждения вдоль антенны могут распространяться *E*-волны, обеспечивающие вертикально поляризационное излучение, и *H*-волны, обеспечивающие горизонтально поляризованное излучение.

Особенности поверхностных волн, возникающих на плоской границе раздела сред с различными параметрами, рассмотрены во введении.

Плоскостная диэлектрическая антенна состоит из возбудителя поверхностной волны в виде рупора или открытого конца волновода и замедляющей структуры, выполненной в виде плоского металлического экрана, покрытого тонким слоем диэлектрика.

Электромагнитная волна, выходящая из открытого волновода или рупора, замедляется диэлектрической пластинкой и превращается в поверхностную волну. Распространение поверхностных волн над диэлектриком связано с явлением полного внутреннего отражения, наблюдаемого при падении плоской волны из диэлектрика на границу раздела с менее плотной средой. При угле падения, большем угла полного внутреннего отражения, вдоль границы раздела сред распространяется поверхностная волна с фазовой скоростью $V_ф > c$.

В диэлектрическом слое могут возбуждаться волны типов *E* и *H*. Поверхностные *E*-волны могут распространяться при произвольно малой толщине диэлектрического слоя *h*. Поверхностные волны типа *H* могут существовать, начиная с некоторой толщины слоя, обеспечивающей емкостный характер поверхностного сопротивления. Поэтому возбуждение волн типа *E* наиболее предпочтительно, так как конструкция АПВ в этом случае является более простой и имеет меньший вес.

Для волны типа *E* поверхностный импеданс с учетом (121) и (122) определяется по формуле

$$Z_s = \frac{E_z}{H_y} = i\frac{\gamma}{\omega\varepsilon} tg\gamma h, \qquad (139)$$

где $\gamma = \sqrt{k_\varepsilon^2 - \beta^2}$; $k_\varepsilon = 2\pi/\lambda_\varepsilon$; λ_ε - длина волны в диэлектрике.

Сравнивая (123) и (139), получаем трансцендентное уравнение

$$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}\alpha \cos \gamma h = \gamma \sin \gamma h, \qquad (140)$$

из которого можно определить коэффициент α, характеризующий замедление поверхностной волны для заданной толщины слоя h. Решение уравнения (140) существует при $k<\alpha<k_\varepsilon$ и $\gamma h<\pi/2$. В этом случае поверхностный импеданс замедляющей структуры имеет индуктивный характер.

Другим видом замедляющей структуры является плоская ребристая структура на металлическом экране в виде гребенки, вблизи поверхности которой образуется поверхностная волна. Ребристая структура (рисунок 50) представляет собой периодически чередующиеся между собой металлические выступы (ребра высотой h, толщиной τ и канавки шириной Δ). В общем случае канавки могут быть заполнены диэлектриком.

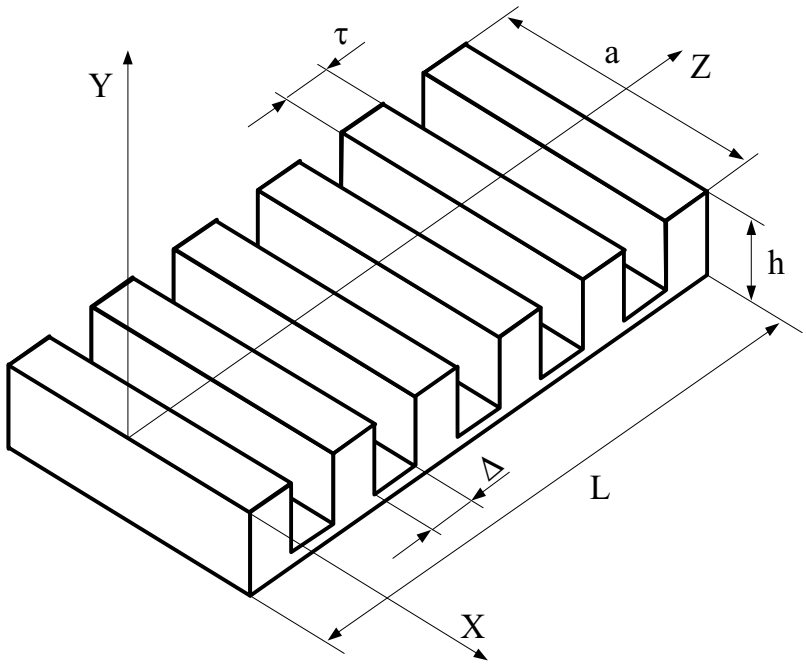


Рисунок 50 – Плоская ребристая замедляющая структура

Пути токов в ребристой структуре удлиняются только в направлении, перпендикулярном канавкам, поэтому в отличие от диэлектрического слоя ребристая структура замедляет волны, имеющие поперечные электрические токи, т. е. E-волны. Фазовая скорость в ребристой структуре зависит от направления распространения волны. Для волн, распространяющихся в направлении оси z, фазовая скорость меньше скорости света в свободном пространстве и зависит от геометрических размеров структуры. Меняя размеры h, τ, Δ, можно регули-

ровать фазовую скорость $V_ф$, подбирая ее таким образом, чтобы обеспечить максимальную направленность вдоль оси антенны.

Замедление электромагнитных волн ребристой структурой приближенно можно объяснить следующим образом. Два соседних ребра и канавка между ними образуют как бы короткозамкнутую на конце линию длиной h, входное сопротивление которой определяется по формуле $Z_{ab}=iWtgkh$, где W - волновое сопротивление линии; k - волновое число свободного пространства. Z_{ab} имеет индуктивный характер. Таким образом, ребристая структура при $h<\lambda/4$ эквивалентна длинной линии с последовательно включенными в нее индуктивностями (рисунок 51). Фазовая скорость в такой линии меньше скорости света.

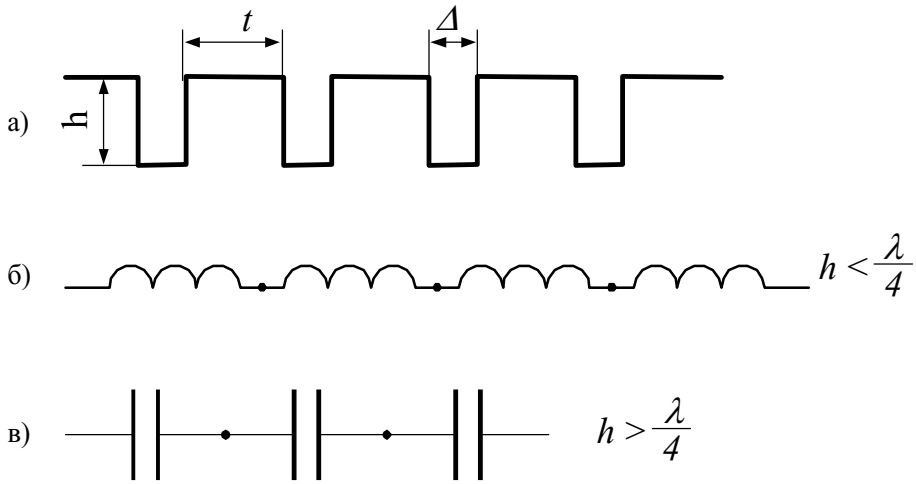


Рисунок 51 – Геометрия ребристой структуры (51,а)
и ее эквивалентные схемы б) и в)

При $h>\lambda/4$ входное сопротивление короткозамкнутой линии имеет емкостный характер, волна вдоль ребристой структуры ускоряется, и вблизи ее поверхности не образуется поверхностная волна типа ТЕМ.

При выполнении условия

$$k(\Delta+t)<<1. \qquad (141)$$

ребристая структура эквивалента непрерывной замедляющей поверхности с отличным от нуля поверхностным импедансом, при этом можно считать, что поле внутри каждой канавки не зависит от координаты z и практически в канавках распространяется лишь волна типа ТЕМ.

Поверхностное сопротивление гребенчатой структуры при выполнении условия (141) можно приближенно рассчитать по формуле

$$Z_s = i\frac{\Delta}{\Delta + t}\frac{k}{\omega\varepsilon_0}tgkh. \qquad (142)$$

Сравнивая правые части выражений (123) и (142), определяем коэффициент затухания поля поверхностной волны в направлении нормали к замедляющей поверхности

$$\alpha = \frac{\Delta}{\Delta + t}k\,tgkh. \qquad (143)$$

Коэффициент замедления поверхностной волны определяется по формуле

$$\frac{c}{V_\phi} = \sqrt{1 + \left(\frac{\Delta}{\Delta + t}\right)^2 tg^2 kh}. \qquad (144)$$

Приведенные формулы справедливы при наличии большого числа выступов на одну длину волны, т.е. при $(\Delta + t)/\lambda \to 0$.

На рисунке 52 показана зависимость коэффициента замедления от параметров структуры при конечной ширине ребер, рассчитанная при учете высших типов волн в канавках.

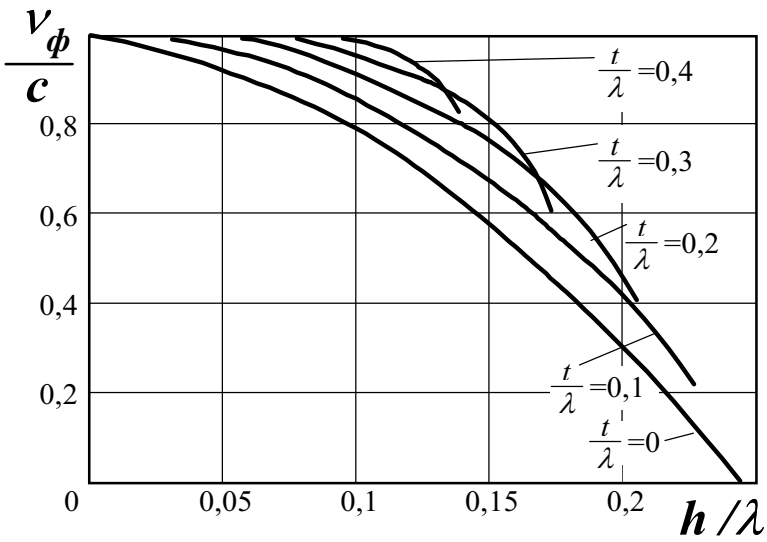


Рисунок 52 – Зависимость коэффициента замедления от параметров структуры

7.2. Направленные свойства АПВ с плоскими поверхностными волнами

Поле излучения антенны определяется как сумма поля излучения поверхностной волны, возбужденной в антенне, и поля излучения возбудителя. При достаточно эффективном возбудителе, когда почти вся энергия, подводимая к нему, переходит в энергию поверхностных волн, излучение возбудителя можно не учитывать, так как оно слабо и влияет лишь на структуру и уровень боковых лепестков антенны. Основной лепесток ДН определяется размерами замедляющей поверхности антенны и фазовой скоростью поверхностной волны.

Для определения направленных свойств антенны используют принцип эквивалентных поверхностных токов [3]. Распределение поля поверхностной волны вдоль антенны принимают приближенно таким, как в бесконечно протяженной структуре. Зная распределение поля на поверхности антенны, находят эквивалентные электрические и магнитные поверхностные токи, а по полученному распределению токов определяется поле излучения антенны.

Плоские антенны поверхностных волн обычно возбуждаются линейными возбудителями. При этом функция распределения эквивалентных поверхностных токов на поверхности антенны является произведением двух функций, каждая из которых зависит от одной из координат - продольной или поперечной. Согласно общему правилу ДН в главных плоскостях не будут зависеть друг от друга. В плоскости замедляющей поверхности ДН определяется поперечным распределением эквивалентных токов, а в плоскости, перпендикулярной к замедляющей поверхности, - продольным распределением токов. Поэтому при определении направленных свойств антенны целесообразно рассматривать влияние поперечного и продольного распределений на ДН отдельно.

Учитывая приведенные замечания при излучении ДН в вертикальной плоскости, считают антенну в поперечном направлении (вдоль оси x) бесконечно протяженной, а распределение поля поверхностей волны - не зависящим от поперечной координаты x. Таким образом, замедляющая поверхность антенны представляет собой бесконечную полоску шириной L. Для простоты считают, что антенна расположена на бесконечно протяженном металлическом экране (рисунок 53).

Следовательно, тангенциальная составляющая вектора $\vec{E}$ не равна нулю лишь в пределах замедляющей структуры. Поле излучения такой идеализированной системы тождественно полю, возбуждаемому эквивалентными поверхностными токами, определяемыми по формулам

$$\vec{J}^{\,Э} = \left[\vec{n}, \vec{H}\right]; \; \vec{J}^{\,M} = -\left[\vec{n}, \vec{E}\right].$$

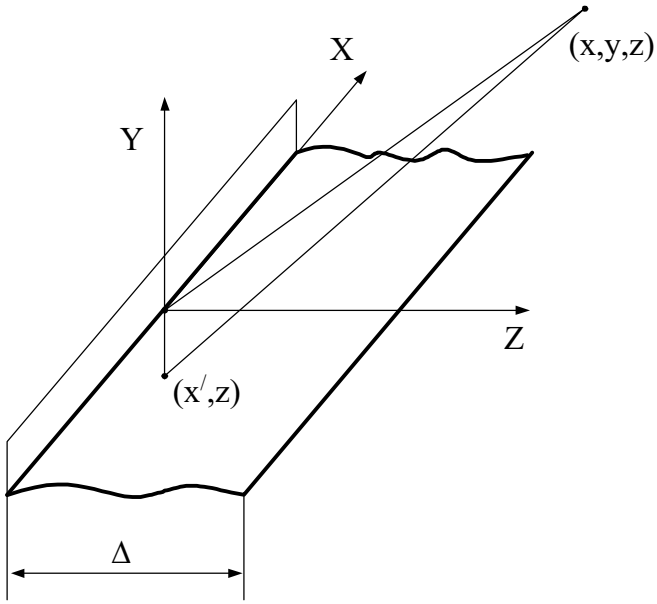


Рисунок 53 – Геометрия излучающей площадки

Используя принцип зеркальных изображений, получают поле магнитных токов, протекающих на металлическом экране, равное удвоенному полю этих же токов, расположенных в свободном пространстве, а поля эквивалентных электрических токов компенсируются зеркальными изображениями в металлическом экране. Таким образом, излучаемое поле определяется удвоенным значением магнитных поверхностных токов, распределенных по замедляющей поверхности, и ДН, как и для антенн бегущей волны в случае поперечных магнитных токов (*E*-волны), выражается формулой

$$F(\theta) = \frac{sin\left[\frac{kL}{2}\left(\frac{c}{V_ф} - cos\,\theta\right)\right]}{\frac{kL}{2}\left(\frac{c}{V_ф} - cos\,\theta\right)} cos\,\theta\,. \qquad (145)$$

Излучаемое поле вертикально поляризовано, максимум излучения направлен вдоль оси антенны $\theta = 0°$. Известно, что при увеличении замедления ДН антенны бегущей волны сужается, но одновременно растут боковые лепестки, поэтому каждой длине антенны соответствует некоторое оптимальное замедление, при котором КНД антенны максимален. Оптимальная длина антенны, соответствующая максимуму КНД, определяется выражением

$$\frac{L_{opt}}{\lambda} = \frac{1}{2\left(c/V_{ф} - 1\right)},$$

а ширина ДН такой антенны приближенно рассчитывается по формуле

$$2\theta_{0,5} \approx 2\sqrt{0{,}28\,\lambda/L_{opt}}\ . \qquad (146)$$

При продольных магнитных токах (*H*-волна) ДН антенны определится, как для линейной антенны с бегущей волной продольных токов по формуле

$$F(\theta) = \frac{sin\left[\frac{kL}{2}\left(\frac{c}{V_{ф}} - cos\,\theta\right)\right]}{\frac{kL}{2}\left(\frac{c}{V_{ф}} - cos\,\theta\right)} sin\,\theta\,. \qquad (147)$$

Наличие множителя $sin\theta$ приводит к отклонению максимума излучения от плоскости антенны и возрастанию уровня боковых лепестков, а следовательно, к уменьшению КНД. При некотором замедлении основной лепесток может оказаться ниже по своему уровню первого бокового лепестка.

При определении направленных свойств в вертикальной плоскости считают антенну бесконечно протяженной в поперечном направлении, так как ее поперечные размеры практически не влияют на ДН в вертикальной плоскости. ДН в горизонтальной плоскости в основном определяется поперечными размерами антенны. Для определения направленных свойств в горизонтальной плоскости мысленно разбивают импедансную поверхность антенны на ряд продольных полосок, таким образом, приходят к системе параллельных линейных антенн бегущей волны, ее ДН в горизонтальной плоскости представляет произведение диаграммы одиночного элемента системы - линейной антенны бегущей волны на множитель системы:

$$F(\theta) = F_1(\theta)F_n(\theta).$$

Множитель системы аналогичен ДН линейного синфазного раскрыва, амплитудное распределение вдоль которого определяется линейным возбудителем антенны.

Функция $F_n(\theta)$ зависит от функции распределения поля (тока), определяемого возбудителем антенны. Желательно возбуждение осуществлять таким образом, чтобы амплитуда поля на краях замедляющей структуры ($x = \pm a/2$) была мала, так как в противном случае возникают высшие типы волн и ДН антенны исказится. Требуемое амплитудное распределение задается возбудителем поверхностных волн. Учитывая, что поле в раскрывах рупора и волновода (в *H*-плоскости), а также вдоль щели распределено по синусоидальному закону (с максимумом в середине), можно таким же принять и амплитудное распределе-

ние поля вдоль координаты *x* замедляющей структуры. Тогда ДН в плоскости *xz* (см. рисунок 50) будет рассчитываться по формуле

$$F(\theta)=\frac{\cos\left(\frac{\pi a}{\lambda}\sin\theta\right)}{1-\left(\frac{2a}{\lambda}\sin\theta\right)^2}\frac{\sin\left[\frac{kL}{2}\left(\frac{c}{V_\phi}-\cos\theta\right)\right]}{\frac{kL}{2}\left(\frac{c}{V_\phi}-\cos\theta\right)}, \qquad (148)$$

где *a* - ширина замедляющего слоя; *L* - длина направляющей поверхности.

Если длина антенны *L>>a*, то ДН в обеих плоскостях практически будет определяться только множителем $F_n(\theta)$.

При определении направленных свойств плоскостной ребристой антенны каждую канавку можно рассматривать как щель, возбуждаемую тангенциальной к поверхности ребристой структуры составляющей напряженности электрического ноля E_z. Таким образом, ребристая структура представится как многощелевая антенна, излучатели которой расположены перпендикулярно оси *z*.

Вдоль щели амплитуда напряженности поля изменяется по закону

$$E_z = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right),$$

где E_0 - напряженность поля в центре щели.

От щели к щели напряженность возбуждающего поля изменяется по закону бегущей волны, и так как щели расположены близко друг к другу, то можно принять, что на поверхности ребристой структуры поле распределено непрерывно и меняется по закону

$$E_z = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right)e^{-i\beta_z z}.$$

Вдоль оси z возбуждающее поле изменяется по закону бегущей волны, поэтому в плоскости *E(yz)* ДН определится выражением (126) ($F_2(\theta)=1$, так как одиночная щель не обладает направленными свойствами в *E*-плоскости), ДН в плоскости *H(xz)* определяется по формуле (148).

На практике АПВ размещаются на металлической плоскости конечных размеров. На нижней поверхности экрана возникают токи, что приводит к отклонению направления максимального излучения антенны от ее оси.

ДН в этом случае приближенно определится по формуле

$$F(\theta)=\sqrt{\left(\frac{c}{V_ф}\right)^2-\cos^2\theta}\;\frac{\sin\left[\frac{kL}{2}\left(\frac{c}{V_ф}-\cos\theta\right)\right]}{\frac{kL}{2}\left(\frac{c}{V_ф}-\cos\theta\right)}. \qquad (149)$$

ДН становится несимметричной относительно направления $\theta=0^0$ (рисунок 54).

Направление максимума ДН θ_{max} можно определить, решая трансцендентное уравнение вида

$$\frac{tg\left[\frac{kL}{2}\left(\frac{c}{V_ф}-\cos\theta\right)\right]}{\frac{kL}{2}\left(\frac{c}{V_ф}-\cos\theta\right)}=1+\frac{c}{V_ф}\cos\theta_{max}.$$

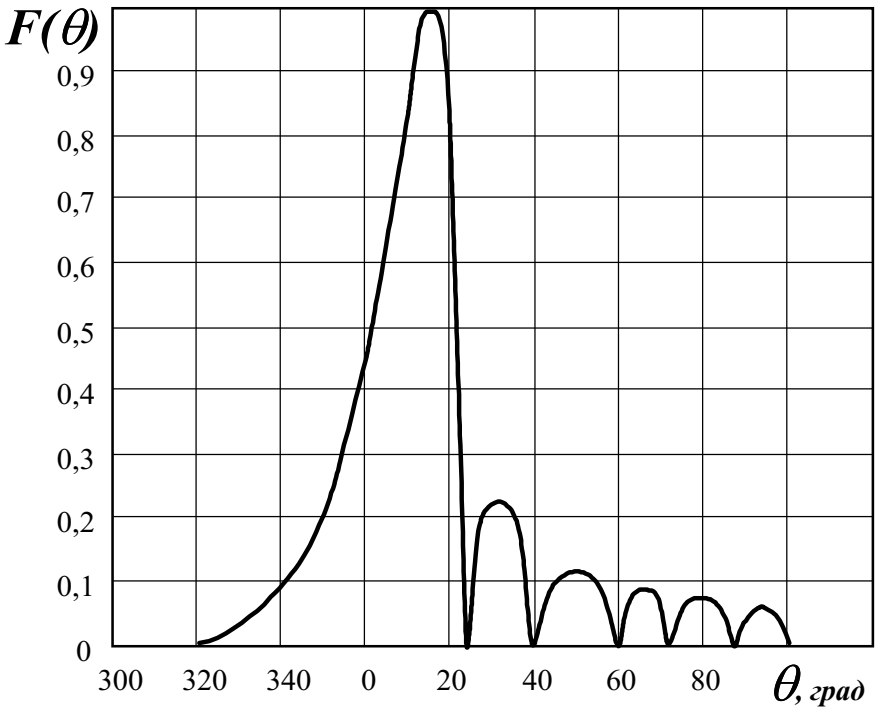


Рисунок 54 – ДН плоскостной антенны

На рисунке 55 приведены графики изменения направления максимумов ДН для различных $c/V_ф$ и длин антенны.

Для уменьшения отражения от конца замедляющей структуры толщину ее постепенно уменьшают. Плоские АПВ имеют небольшую высоту и являются маловыступающими. Диапазонные свойства их хорошие (ширина рабочего диапазона составляет десятки процентов). Ширина ДН по половинной мощности одиночной антенны составляет (15…20)°.

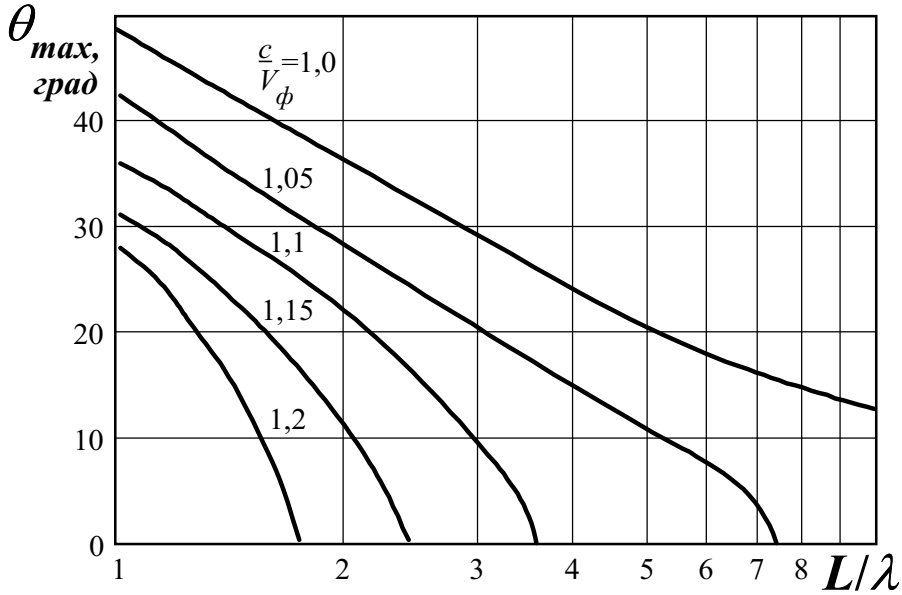


Рисунок 55– К определению направления максимума ДН

7.3. Возбуждение плоских АПВ

Возбуждающее устройство АПВ служит для преобразования энергии, подводимой к антенне по фидерной линии, в энергию поверхностной волны, излучаемой антенной. Возбуждающее устройство должно обладать высокой эффективностью, определяемой соотношением между мощностью, передаваемой в поверхностную волну, и мощностью, непосредственно излучаемой возбудителем. Непосредственное излучение возбудителя снижает эффективность возбуждающего устройства и приводит к искажению ДН антенны. Для оценки эффективности возбудителей необходимо рассчитать амплитуды поверхностных волн и поле, непосредственно излучаемое возбудителем. Расчет эффективности возбудителя для плоских АПВ приведен в [3].

В качестве возбудителей плоскостных антенн могут использоваться: ган-

тельные щели в прямоугольном волноводе; раскрыв рупора или волновода; прямоугольный провод, протянутый на некоторой высоте над направителем параллельно его плоскости симметрично относительно краев; штыревая антенна. Для эффективного возбуждения распределение источников должно воспроизводить распределение поля поверхностной волны. Если источники расположены в поперечном сечении, их распределение должно воспроизводить распределение поля поверхностной волны в поперечном сечении. При расположении источника вдоль поверхностной волны он должен обеспечить такое амплитудно-фазовое распределение, которое соответствует распределению поля поверхностной волны в направлении ее распространения. Это возбуждение реализуется сосредоточенными источниками в виде щелей или вибраторов.

С увеличением размеров возбудителя его диаграмма становится более направленной с максимумом, прижатым к плоскости антенны, и эффективность возбуждения поверхностной волны возрастает, поэтому применение направленных возбудителей более выгодно. Но направленные возбудители значительно искажают ДН антенны вследствие интерференции ее поля с полем волны, непосредственно излучаемой возбудителем. Если излучение возбудителя ненаправленно, то интерференция полей не приводит к сильному искажению основного лепестка ДН антенны, при этом лишь возрастут боковые лепестки. При направленном возбудителе значительно исказится основной лепесток, вплоть до раздвоения главного максимума излучения. Учитывая требования маловыступающей или невыступающей конструкции АПВ, целесообразнее в качество возбудителя использовать слабонаправленные излучатели.

7.4. АПВ с периодически изменяющимися вдоль антенны параметрами замедляющей поверхности

Для получения узких ДН необходимо применять длинные антенны с замедлением, мало отличающимся от единицы. Поскольку малое замедление трудно выдержать с требуемой точностью, ширина ДН антенны осевого излучения практически не может быть меньше (15…20)° по половинной мощности. Для получения узких ДН в АПВ применяют замедляющие структуры с периодически изменяющимся вдоль оси антенны замедлением или структуры большой длины с плавно увеличивающейся от начала к концу антенны фазовой скоростью.

Для получения периодически изменяющегося замедления вдоль антенны должна периодически изменяться толщина диэлектрического слоя или высота выступов, что можно рассматривать как наличие непрерывно распределенных неоднородностей (рисунок 56). Такая антенна аналогична обычной многовибраторной антенне бегущей волны или волноводной многощелевой антенне.

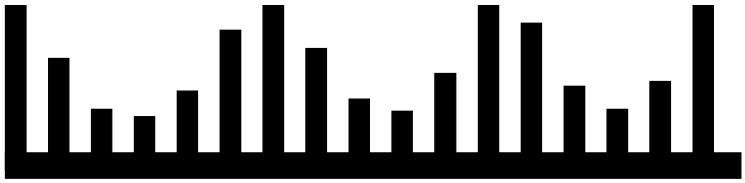


Рисунок 56– Периодически изменяющаяся замедляющая структура

ДН такой антенны представляет ДН линейки, помноженную на диаграмму одиночного элемента. Множитель решетки зависит от расстояния между излучателями, а также от амплитуды и фазы возбуждения, которые в свою очередь определяются коэффициентами распространения волны в структуре и расстоянием между излучателями.

За одиночный излучатель принимается участок структуры протяженностью в один период. Каждый такой элемент обладает некоторой ДН и имеет излучающий центр, совпадающий с его геометрическим центром. Расстояние между излучателями равно периоду структуры.

При периодическом изменении фазовой скорости (модуляция по фазе) закон изменения фазы возбуждающего поля может быть задан в виде

$$\psi(z) = k\frac{c}{V_\phi}z - \alpha_p \sin\frac{p\pi z}{L},$$

где L - длина антенны; α_p - коэффициент, определяемый степенью изменения фазовой скорости в антенне на протяжении одного пространственного периода (глубина модуляции); p - число полуволн фазовой модуляции, укладывающихся на длине антенны L.

Если предположить, что амплитуда возбуждающего поля не зависит от координаты z, то ДН антенны в случае модуляции по фазе определится по формуле

$$F(\theta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\alpha_p)\frac{\sin\left[\frac{kL}{2}(\xi_n - \cos\theta)\right]}{\frac{kL}{2}(\xi_n - \cos\theta)}, \qquad (150)$$

где

$$\xi_n = \frac{c}{V_\phi} - n\frac{p\lambda}{2L},\ n = 0;\pm1;\pm2,\ldots. \qquad (151)$$

Таким образом, ДН антенны с периодическим изменением параметров поверхностной структуры создается не одной бегущей волной с модулированной фазовой скоростью, а наложением бесконечного ряда волн, фазовые скорости которых находятся из соотношения (151). Для оценки направленных свойств

модулированной антенны ограничиваются первыми членами ряда формулы (150). Отдельные волны обладают как повышенными (быстрые волны), так и пониженными (медленные волны) фазовыми скоростями. Поле в дальней зоне создается в основном быстрыми волнами (волнами излучения) и волнами с небольшим замедлением, поэтому при большой длине антенны можно получить узкую ДН. Поле поверхностных волн, обладающих значительным замедлением, сосредоточено в непосредственной близости от замедляющей структуры. Антенна с модулированной фазовой скоростью, выполненная из металлического стержня с насаженными на него металлическими дисками, диаметр которых изменяется по периодическому закону, при длине $L = 80\lambda$ имеет ДН шириной 7° и КНД примерно 29,5 дБ.

Узкую ДН можно получить и при помощи длинной АПВ, фазовая скорость вдоль оси которой плавно увеличивается, что достигается постепенным уменьшением высоты замедляющей структуры.

7.5. Порядок расчета плоскостных АПВ

Расчет АПВ состоит в расчете ее замедляющей структуры и возбуждающего устройства по требуемым параметрам ДН. Приводимый расчет является приближенным, так как проводится в предположении: 1) распределение поля бегущей волны, распространяющейся вдоль замедляющей структуры антенны, совпадает с полем бегущей волны над регулярной структурой с тем же замедлением; 2) отражение бегущей волны от конца замедляющей структуры пренебрежимо мало; 3) излучение возбудителя мало и его можно не учитывать.

Расчет АПВ рекомендуется проводить в следующей последовательности:

1. По заданной ДН, используя соотношения (146) и (133), определить длину L замедляющей структуры. Длина замедляющей структуры L при однородном распределении импеданса ограничивается величиной $(6...8)\lambda$. Дальнейшее увеличение L приводит к уменьшению величины оптимального замедления, определяемого соотношением (132). Для увеличения направленности антенны используются АПВ с периодически изменяющимися параметрами замедляющей поверхности.

2. Из соотношения (132) определить величину оптимального замедления поверхностной волны.

3. Рассчитать ДН антенны в E- и H-плоскостях на средней частоте f_0; на краях диапазона – в плоскости вектора H.

4. Выбрать замедляющую структуру. При выборе замедляющей структуры необходимо учитывать, что ребристые структуры целесообразнее применять в сантиметровом диапазоне волн, так как они обладают малыми потерями и удобны в конструктивном отношении. При неизменном замедлении величина потерь в ребристой структуре обратно пропорциональна длине волны в степе-

ни 3/2. Диэлектрические замедляющие структуры имеют большие потери. Поэтому их используют в дециметровом диапазоне волн. При выборе диэлектрика следует руководствоваться рекомендациями §7.2.

5. Рассчитать замедляющую структуру. Расчет ребристой замедляющей структуры проводится по известной величине замедления с использованием формул (142) и (144). При выборе конструктивных параметров структуры используют графики рисунков (52) и (55).

Если в качестве замедляющей структуры используется слой диэлектрика на металлической подложке, то толщину слоя рассчитывают с использованием формул (123) и (139).

6. Выбрать возбуждающее устройство в соответствии с рекомендациями §7.3. С ростом длины замедляющей структуры величина замедления убывает, что снижает эффективность возбуждения поверхностной волны. Поэтому появляется необходимость в плавном переходе от структуры возбудителя с большим замедлением к структуре, формирующей ДН антенны. Этот переход по длине может составлять до 20% от длины L формирующей структуры и его относят к возбуждающему устройству.

7. Определить величину пропускаемой мощности максимально допустимой напряженностью электрического поля в возбуждающем устройстве и замедляющей структуре антенны.

Электрическая прочность возбуждающего устройства зависит от его конструкции. Наиболее критичными в этом отношении являются ребристые структуры. Мощность, пропускаемая ребристой структурой шириной a, оценивается соотношением

$$P_{пред} = \frac{E_{пред}^2 a}{4\beta W \sqrt{\left(\frac{c}{V_ф}\right)^2 - 1}},$$

где $E_{пред}$ - предельно допустимая напряженность поля;

$c/V_ф$ - величина замедления поверхностной волны; $W = \sqrt{\mu/\varepsilon}$.

Допустимая мощность составляет $(1/4...1/5)P_{пред}$, для воздуха $E_{пред}=3\cdot10^6$ В/см.

8. Рассчитать согласование антенны с питающим устройством на средней частоте f_0 и оценить согласование на краях диапазона.

Исходные данные для расчета выбрать из таблицы 8.

Таблица 8 - Исходные данные для выполнения расчетов в соответствии с предпоследней $M_з$ и последней цифрой $N_з$ номера зачетной книжки

$M_з$	$2\theta_{0,5}$, град.	$N_з$	λ_0, м	$2\Delta f/f_0$	P, Вт
0	15	0	1,5	0,15	100
1	16	1	1,2	0,2	200
2	17	2	1,0	0,3	300
3	18	3	0,5	0,15	400
4	19	4	0,4	0,2	500
5	20	5	0,3	0,3	100
6	14	6	0,2	0,15	200
7	13	7	0,6	0,2	300
8	21	8	0,25	0,3	400
9	22	9	0,45	0,35	500

Содержание графического материала

1. ДН в *E*- и *H*-плоскостях на средней частоте f_0; ДН в Н-плоскости на краях диапазона.
2. Чертеж антенны с питающим устройством в эскизной проработке.

8. ПАРАБОЛИЧЕСКАЯ АНТЕННА

8.1. Общие сведения и принцип действия параболической антенны

Параболические антенны являются одним из наиболее распространенных типов антенн, используемых в современных радиотехнических системах различного назначения (радиорелейные системы связи, радиолокационные станции, спутниковые системы связи и телевидение, системы радиоуправления и т.д.). Они применяются в различных диапазонах волн, от метровых до миллиметровых. Наибольшее распространение получили антенны с зеркалами в виде параболоида вращения, усеченного параболоида, параболического цилиндра и вырезки из параболоида вращения (обычно с контуром овальной формы). Такое широкое распространение этих антенн объясняется возможностью формирования самых разнообразных диаграмм направленности при относительной простоте конструкции, достаточно высоком КПД, малой шумовой температуре [2-4,7].

Параболическая антенна состоит из двух элементов: металлического зеркала параболического профиля и облучателя, помещенного в фокусе зеркала. Схема антенны с параболическим зеркалом изображена на рисунке 57.

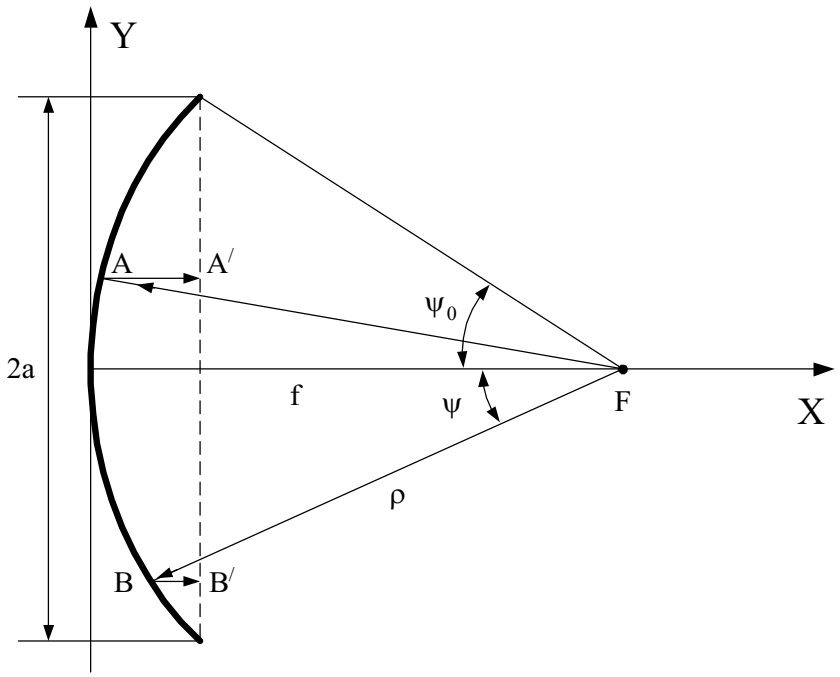


Рисунок 57 - Схема параболической антенны

Принцип работы антенны основан на том, что сумма расстояний от фокуса F до зеркала и от зеркала до апертуры является величиной постоянной ($FA+AA'=FB+BB'$...). Следовательно, если в фокусе расположен источник сферической волны, то после отражения от зеркала волна преобразуется в плоскую, и излучающий раскрыв антенны возбуждается синфазно.

Параболический профиль зеркала описывается в прямоугольной системе координат уравнением

$$y^2 = 4fx,$$

где f - фокусное расстояние,
в полярной системе координат соотношение имеет вид

$$\rho = \frac{2f}{1+\cos\psi}.$$

Параболическая антенна характеризуется геометрическими параметрами a - радиусом раскрыва (апертуры), f - фокусным расстоянием и ψ_0 - углом раскрыва, которые связаны соотношением

$$a = 2f \cdot tg\frac{\psi_0}{2}. \qquad (152)$$

Если $\psi_0 < \pi/2$ ($a<2f$), параболоид называют длиннофокусным, при $\psi_0 > \pi/2$ ($a>2f$) - короткофокусным.

С точки зрения формирования поля излучения и диаграммы направленности антенну с зеркалом в виде параболоида вращения можно рассматривать как синфазно возбужденный круглый раскрыв, амплитудное распределение возбуждающего поля на котором описывается некоторой функцией $A(r,a)$. Вид этой функции определяет форму и параметры ДН антенны при заданном размере раскрыва (ширину главного лепестка; уровень бокового излучения).

В методических разработках [8,9] приведены наиболее часто встречающиеся на практике виды функций $A(r,a)$, соответствующие им выражения для диаграмм направленности и значения указанных выше параметров.

Необходимый для выполнения требований технического задания на проектирование закон амплитудного распределения возбуждающего поля по раскрыву антенны, т.е. вид функции $A(r,a)$ может быть реализован путем выбора облучателя антенны с соответствующей диаграммой направленности и геометрических параметров зеркала.

8.2. Облучатели параболических антенн

Облучатель является важнейшим элементом параболической антенны, в значительной степени определяющим ее характеристики. В качестве облучателей используются слабонаправленные антенны, удовлетворяющие следующим основным требованиям:

1) диаграмма направленности должна обеспечивать необходимое амплитудное распределение поля на излучающем раскрыве зеркала;
2) облучатель должен иметь фазовый центр, совмещаемый с фокусом зеркала;
3) рабочая полоса частот должна соответствовать заданной;
4) электрическая прочность облучателя должна быть достаточной для пропускания без пробоя полной мощности излучения антенны;
5) поперечные размеры облучателя должны быть минимальными для уменьшения затенения зеркала;
6) облучатель должен обеспечивать работу антенны при заданной поляризации;
7) конструкция облучателя должна быть механически прочной.

Наибольшее применение на практике нашли облучатели следующих типов:

1) вибраторные;
2) волноводно-рупорные;
3) щелевые.

8.2.1. Вибраторные облучатели

Вибраторные облучатели представляют собой систему из активного полуволнового вибратора и рефлектора в виде пассивного вибратора или диска, которые применяются для создания однонаправленного излучения (рисунок 58). Возбуждение активного вибратора осуществляется с помощью коаксиальной линии или прямоугольного волновода. На рисунке 58,а показана конструкция вибраторного облучателя с коаксиальным возбуждением, рефлектором типа пассивного вибратора и симметрирующим устройством в виде четвертьволнового цилиндра, на рисунке 58,б - вибраторный облучатель с дисковым рефлектором и щелевым симметрирующим устройством.

Во втором случае обеспечивается лучшая симметрия распределения тока в активном вибраторе, однако пропускаемая облучателем мощность, определяемая допустимым напряжением между краями щели, оказывается ниже.

Фазовый центр в обоих случаях находится между вибратором и рефлектором.

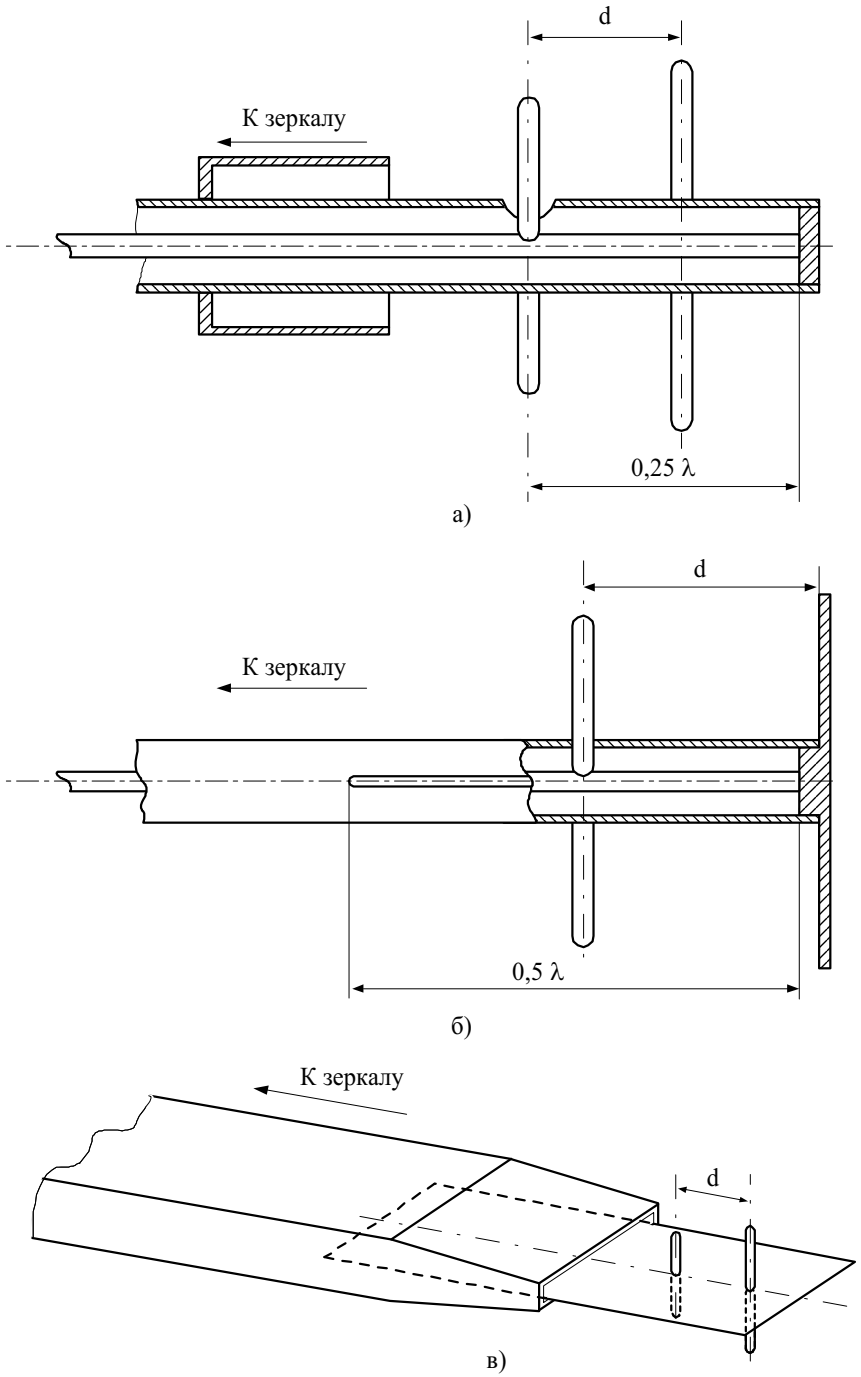


Рисунок 58 – Конструкции вибраторных облучателей:
а) с вибраторным рефлектором, б) – с дисковым рефлектором,
в) – при возбуждении прямоугольным волноводом

Диаграмма направленности двухвибраторного облучателя может быть рассчитана на основе следующих соотношений [3,4]:

в плоскости *E* –

$$f_E(\theta) = \frac{\cos\left(\pi/2 \sin\theta\right)}{\cos\theta}\sqrt{1 + q^2 + 2q \cdot \cos(\phi - kd \cdot \cos\theta)};$$

в плоскости *H* -

$$f_H(\theta) = \sqrt{1 + q^2 + 2q \cdot \cos(\phi - kd \cdot \cos\theta)}, \qquad (153)$$

где θ - направление на точку наблюдения (угол θ отсчитывается от оси облучателя); d - расстояние между активным и пассивным вибраторами; $q = \sqrt{\frac{R_{12}^2 + X_{12}^2}{R_{22}^2 + X_{22}^2}}$ - отношение амплитуды тока в пассивном вибраторе к амплитуде тока в активном; $\phi = \pi + arctg\frac{X_{12}}{R_{12}} - arctg\frac{X_{22}}{R_{22}}$ - отношение фаз токов; R_{12}, X_{12} - взаимные сопротивления вибраторов; R_{22}, X_{22} - собственные сопротивления пассивного вибратора.

Значения R_{12} и X_{12} в зависимости от d можно определить по таблице [5], R_{22} можно считать равным примерно 73 Ом, для вычисления X_{22} используется соотношение

$$X_{22} = 42{,}5 + \frac{\Delta l}{l}(60\pi)\ln\frac{\lambda}{2\pi r}, \text{ Ом},$$

где Δl - удлинение плеча рефлектора по сравнению с длиной плеча полуволнового вибратора ($l=\lambda/4$); r - радиус проводника вибратора.

Расстояние d выбирается в пределах $(0{,}15...0{,}2)\lambda$. Коэффициент направленного действия вибратора с линейным рефлектором вычисляется по формуле

$$D_{обл} = \frac{120}{R_\Sigma}(1 - \cos kl)^2\left[1 + q^2 + 2q \cdot \cos(\phi - kd)\right], \qquad (154)$$

где R_Σ - сопротивление излучения активного вибратора с учетом влияния рефлектора;

$$R_\Sigma = R_{11} + q(R_{12}\cos\phi - X_{12}\sin\phi). \qquad (155)$$

ДН вибраторного облучателя с дисковым рефлектором рассчитывается по формулам (153), при этом полагается, что вибратор и его зеркальное изображение возбуждаются противофазными токами равной амплитуды ($q=1$, $\phi=\pi$).

Для расчета *КНД* облучателя с дисковым рефлектором можно использовать соотношение (154) при аналогичном предположении, учитывая дополнительно при определении R_Σ на основе (155), что в данном случае противофазно возбужденный рефлектор находится на расстоянии $2d$ от вибратора (d - расстояние между вибратором и диском).

Вибраторные облучатели с дисковым рефлектором имеют лучшую ДН, чем облучатели с вибраторным рефлектором, однако они создают большее затенение раскрыва зеркала и поэтому применяются преимущественно при достаточно больших относительных размерах зеркала.

Вибраторный облучатель, возбуждаемый прямоугольным волноводом, показан на рисунке 58, в.

Расстояние между вибраторами, их размеры выбираются так, чтобы сформировать требуемую ДН облучателя. Для уменьшения заднего излучения облучателя вертикальный размер волновода плавно уменьшают, при этом обеспечивается также более интенсивное возбуждение вибраторов. Применяя две пары вибраторов, расположенных на пластине, можно получить одинаковую ширину ДН облучателя в *E*- и *H*-плоскостях.

Рассмотренные выше варианты вибраторных облучателей применяются в антеннах с линейной поляризацией излучения.

Общим недостатком вибраторных облучателей является узкополосность, связанная с резонансными свойствами вибраторов.

8.2.2. Волноводно-рупорные облучатели

Волноводно-рупорные облучатели находят широкое применение в связи с простотой конструкции, возможностью формирования ДН требуемой ширины в обеих плоскостях и хорошими диапазонными свойствами.

Простейшим облучателем данного типа является открытый конец прямоугольного волновода с волной H_{10}. Такой облучатель имеет ДН с различной шириной в *E*- и *H*-плоскостях (соответственно, около 180° и 120° на уровне минус 10 дБ), поэтому его целесообразно применять в зеркальных антеннах, формирующих веерную ДН.

Облучатель в виде открытого конца круглого волновода с волной H_{11} имеет почти одинаковую ширину ДН в обеих плоскостях, что позволяет сформировать осесимметричную ДН антенны. На рисунке 59 показан облучатель данного типа. Перед открытым концом круглого волновода, который проходит через вершину зеркала вдоль фокальной оси, установлен дисковый рефлектор, который направляет излучение волновода на зеркало. В связи со значительным размером рефлектора наблюдается эффект затенения раскрыва зеркала, хотя питающий волновод его не затеняет.

Облучатели с круговой симметрией пригодны при любой поляризации питающей волны. Они используются в антеннах систем радиорелейной связи, которые работают одновременно на двух ортогональных поляризациях, в радиолокационных станциях с переменной поляризацией для борьбы с помехами, вызываемыми осадками, или для изменения диаграммы направленности зеркальной антенны за счет переключения поляризации излучения.

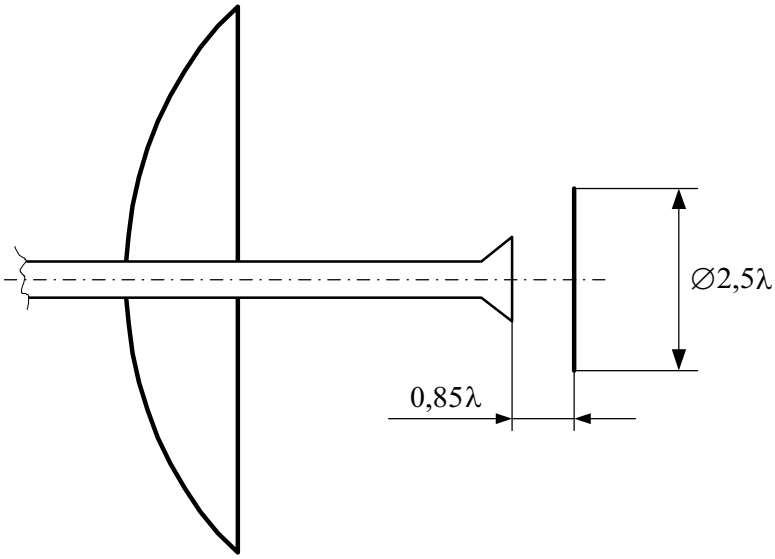


Рисунок 59 – Облучатель в виде открытого конца круглого волновода с дисковым рефлектором

Выражения для диаграммы направленности открытого конца прямоугольного волновода с волной H_{10} имеют следующий вид:

в *E*-плоскости

$$f_E(\theta)=\left(1+\frac{\gamma}{k}\,\frac{1-\Gamma}{1+\Gamma}\cos\theta\right)\frac{\sin\left(\frac{kb}{2}\sin\theta\right)}{\frac{kb}{2}\sin\theta}, \qquad (156)$$

в *H*-плоскости

$$f_H(\theta)=\left(\cos\theta+\frac{\gamma}{k}\,\frac{1-\Gamma}{1+\Gamma}\right)\frac{\cos\left(\frac{ka}{2}\sin\theta\right)}{1-\left(\frac{2a}{\lambda}\sin\theta\right)^2}, \qquad (157)$$

где γ - коэффициент распространения в волноводе, $\gamma=2\pi/\lambda_B$; k - коэффициент распространения в свободном пространстве, $k=2\pi/\lambda$; a, b - размеры волновода в *H*- и *E*-плоскостях, соответственно; Γ - комплексный коэффициент отражения от открытого конца волновода.

На практике при расчетах по формулам (156), (157) обычно считают, что фаза Γ равна нулю, а величину модуля вычисляют приближенно с помощью соотношения

$$\Gamma = \frac{1-\frac{\gamma}{k}}{1+\frac{\gamma}{k}}. \qquad (158)$$

Рассчитанные таким путем ДН достаточно хорошо совпадают с экспериментальными. Ширина ДН на нулевом уровне равна:

в *E*-плоскости

$$2\theta_0^E = 2\arcsin\left(\frac{\lambda}{b}\right),$$

в *H*-плоскости

$$2\theta_0^H = 2\arcsin\left(\frac{1{,}5\lambda}{a}\right). \qquad (159)$$

Коэффициент направленного действия открытого конца прямоугольного волновода с волной H_{10} можно вычислить, используя соотношение

$$D_{обл} = 0{,}81\frac{\pi ab}{\lambda^2}\frac{\left(\frac{\gamma}{k}\frac{1-\Gamma}{1+\Gamma}+1\right)^2}{\gamma(1-\Gamma)/k(1+\Gamma)}. \qquad (160)$$

Диаграммы направленности облучателя в виде открытого конца круглого волновода с волной H_{11} определяются следующими формулами [1,3]:

в плоскости *E*

$$f_E(\theta) = \left(\frac{1-\Gamma}{1+\Gamma}+\frac{\gamma}{k}\cos\theta\right)\frac{J_1(ka\cdot\sin\theta)}{ka\cdot\sin\theta},$$

в плоскости *H*

$$f_H(\theta) = \left(\cos\theta+\frac{\gamma}{k}\frac{1-\Gamma}{1+\Gamma}\right)\frac{J_1(ka\cdot\sin\theta)}{1-((ka\cdot\sin\theta)/1{,}84)^2}, \qquad (161)$$

где $2a$- диаметр круглого волновода; $J_1(x)$ и $J_1'(x)$ - функция Бесселя и ее производная по аргументу [10].

На практике обычно при расчетах принимают $\Gamma=0$. Ширина ДН на нулевом уровне равна:

в плоскости *E*

$$2\theta_0^E = 2\arcsin\left(\frac{3{,}83\lambda}{2\pi a}\right),$$

в плоскости *H*

$$2\theta_0^H = 2\arcsin\left(\frac{5{,}33\lambda}{2\pi a}\right). \qquad (162)$$

При малых размерах волновода $a<\lambda$ можно пользоваться следующими соотношениями:

$$2\theta_0^E \approx 34{,}7^\circ \cdot \lambda/a\,,$$
$$2\theta_0^H \approx 46{,}5^\circ \cdot \lambda/a\,. \qquad (163)$$

Коэффициент направленного действия можно определить с помощью формулы

$$D_{обл} = 0{,}83\frac{\pi^2 a^2}{\lambda^2}\frac{\left(\frac{\gamma}{k}\frac{1-\Gamma}{1+\Gamma}+1\right)^2}{\gamma(1-\Gamma)/k(1+\Gamma)}. \qquad (164)$$

При необходимости иметь облучатель с более узкой ДН, чем ДН открытого конца волновода, применяют рупорные облучатели.

Рупорные облучатели позволяют сравнительно просто получать необходимую ширину ДН в каждой из плоскостей. Так как размеры раскрыва облучателей сравнительно невелики, фазовые искажения в раскрыве малы, и ДН можно рассчитывать, используя соотношения, в которых размеры волновода в *H*- и *E*-плоскостях должны быть заменены соответствующими размерами рупора a_p и b_p. В том случае справедливы также соотношения (157) - (160), позволяющие рассчитать коэффициент отражения от раскрыва рупора, ширину ДН на нулевом уровне в обеих плоскостях и КНД облучателя (под γ в данном случае понимается коэффициент распространения в раскрыве рупора).

Кроме пирамидальных рупоров, на практике широко применяются конические рупоры. Возбуждение этих рупоров производится с помощью плавных или ступенчатых переходов от прямоугольного волновода к круглому с волной H_{11}. Переходы располагаются в непосредственной близости к горловине рупора. Характеристики конического рупора в предположении малой фазовой ошибки на раскрыве (диаграммы направленности, коэффициент направленного действия и т.д.) могут быть рассчитаны по соответствующим формулам для открытого конца круглого волновода (161). В этом случае под a понимается радиус раскрыва конического рупора, γ - коэффициент распространения в раскрыве.

Рупорные облучатели (пирамидальные и конические) могут обеспечить одновременную работу зеркальной антенны на двух ортогональных поляризациях, а также работу на круговой поляризации.

Основным недостатком рупорных облучателей является сравнительно большое затенение раскрыва зеркала самим рупором, питающим волноводом и поддерживающими рупор опорами.

8.2.3. Щелевые облучатели

Щелевые облучатели широко применяются в сантиметровом диапазоне при сравнительно небольших мощностях излучения. Чаще всего используется двухщелевой облучатель, конструкция которого изображена на рисунке 60. Щели закрывают пластинками из высокочастотного диэлектрика, что обеспечивает герметизацию облучателя. Для согласования питающего волновода его суживают и используют реактивный настроечный штырь на закорачивающей стенке резонатора, в котором прорезаны щели. Двухщелевой облучатель имеет сферическую фазовую характеристику и отличается низким уровнем заднего излучения. Поперечные размеры облучателя малы, что обеспечивает малое затенение.

ДН двухщелевого облучателя рассчитываются по формулам [3,7]:

в плоскости *E*

$$f_E(\theta) = cos\left(\frac{kd}{2} sin\,\theta\right),$$

где *d* – расстояние между щелями;

в плоскости *H*

$$f_H(\theta) = \frac{cos\left(\frac{\pi}{2} sin\,\theta\right)}{cos\,\theta}. \qquad (165)$$

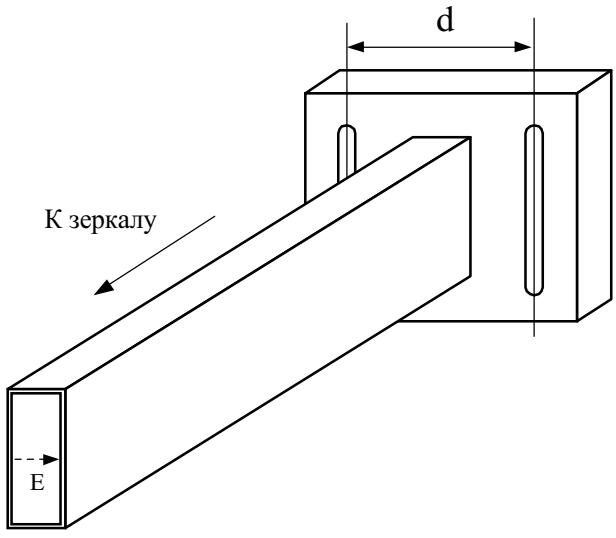


Рисунок 60 – Двухщелевой облучатель

Обычно для получения примерно одинаковой ширины ДН в обеих плоскостях выбирают $d \approx \lambda/2$. В этом случае диаграмма направленности облучателя удовлетворительно аппроксимируется выражением

$$f(\theta) = \cos^n \theta, \; n = 2. \qquad (166)$$

Коэффициент направленного действия облучателя может быть вычислен по формуле

$$D_{обл} = 2(n+1). \qquad (167)$$

Основным недостатком щелевых облучателей является узкая полоса рабочих частот.

8.3. Определение направленных свойств параболической антенны

Основной характеристикой излучения антенны является ее диаграмма направленности, которая полностью определяется распределением поля, возбужденного в плоскости апертуры облучателем.

В дальнейшем будем полагать, что фазовый фронт поля облучателя сферический, а следовательно, в плоскости апертуры антенны будет иметь место плоский фронт, т.е. ее синфазное возбуждение.

При синфазном возбуждении апертуры антенны в виде параболоида вращения для определения ее диаграммы направленности ДН можем воспользоваться следующей формулой:

$$F(\theta,\varphi) = (1+\cos\varphi) \iint\limits_S f(\xi,\eta) e^{jk \sin\theta (\xi\cos\varphi + \eta \sin\varphi)} d\xi d\eta \;, \qquad (168)$$

где $f(\xi,\eta)$ - функция, описывающая амплитудное распределение поля в апертуре; S - геометрическая площадь апертуры; $k=2\pi/\lambda$ - волновое число; θ, φ - сферические координаты точки наблюдения, при этом θ отсчитывается от нормали к апертуре.

Для дальнейшего интегрирования в формуле (168) удобно перейти от декартовых координат ξ, η к полярным координатам r и α:

$$\xi = r \cdot \cos\alpha, \; \eta = r \cdot \sin\alpha,$$

тогда $d\xi d\eta = r dr d\alpha$, а формула (17) запишется в виде

$$F(\theta,\varphi) = (1+\cos\theta) \int\limits_0^{2\pi} \int\limits_0^a f(r,\alpha) e^{jkr \sin\theta \cos(\varphi - \alpha)} r dr d\alpha \;, \qquad (169)$$

где a - радиус апертуры.

Если ввести переменные

$$u = \frac{2\pi a}{\lambda} \sin\theta, \; r_H = r/a,$$

то получим следующее выражение для ДН:

$$F(u,\varphi) = a^2(1+\cos\theta)\int_0^{2\pi}\int_0^{1} f(r_H,\alpha)e^{jur_H\cos(\varphi-\alpha)} r_H\, dr_H\, d\alpha\,. \quad (170)$$

Здесь $f(r_H,\alpha)$ представляет собой нормированное распределение амплитуды поля в апертуре антенны.

Интегрирование в соотношении (170) зависит от вида функции $f(r_H,\alpha)$, которая представляет собой аппроксимирующую функцию для поля излучения данного облучателя.

На основании формулы (170) и заданного вида амплитудной функции $f(r_H,\alpha)$ исследуем основные параметры ДН круглой синфазной апертуры.

Рассмотрим следующие случаи.

1. В апертуре антенны имеет место равномерное амплитудное распределение, тогда

$$f(r_H,\alpha) = 1,$$

а интегрирование в (170) позволяет получить следующую формулу:

$$F(u) = 2\pi a^2(1+\cos\theta)\frac{J_1\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\sin\theta\right)}{\frac{2\pi a}{\lambda}\sin\theta}, \quad (171)$$

где $J_1(u)$ - функция Бесселя первого порядка (см. [10]).

Отсутствие в (171) зависимости от φ указывает на осевую симметрию ДН круглой апертуры, т.е. ДН имеет вид “игольчатой”. Нормированная ДН по мощности будет определена таким соотношением:

$$\left|F(u)\right|^2 = \left|\frac{J_1\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\sin\theta\right)}{2\frac{2\pi a}{\lambda}\sin\theta}\right|^2. \quad (172)$$

Часто необходимо при подготовке к расчетам ДН производить приближенную оценку некоторых важных параметров ДН, таких как ширина ДН на уровне половинной мощности - $2\theta^{E}_{0,5}$ (в пл. E, при $\varphi=0$) и $2\theta^{H}_{0,5}$ (в пл. H, при $\varphi=\pi/2$), угловое положение первого нуля ДН θ_0 в пл. E и в пл. H; уровень первого бокового лепестка в дБ по напряженности поля, определяемый величиной $\gamma_{бок}$

$$\gamma_{бок,\ дБ} = 20\cdot lg\frac{\left|E_{бок,\ дБ}\right|}{\left|E_{мах}\right|}.$$

Таким образом, для распределения $f(r_H, \alpha)$ будем иметь следующие значения для указанных параметров:

$$2\theta_{0,5}^{E} = 2\theta_{0,5}^{H} = 58,9\frac{\lambda}{2a}\ град,$$

$$\theta_0^E = \theta_0^H = 69,8\frac{\lambda}{2a},$$

$$\gamma_{бок} = -17\,дБ.$$

В данном случае *КИП* апертуры - наибольший и равен единице.

2. Пусть в апертуре имеет место спадающее до нулевых значений амплитудное распределение, которое можно описывать следующей функцией:

$$f(r_H, \alpha) = (1 - r_H{}^2)^n, \qquad (173)$$

где $n=1,2,3...$

Подставляя (173) в формулу (170), получаем

$$F(u) = 2\pi a^2 (1+\cos\theta)\int_0^1 (1 - r_H{}^2)^n J_0(u \cdot r_H) dr_H, \qquad (174)$$

где J_0 – функция Бесселя нулевого порядка.

Интегрирование в (174) позволяет получить формулу

$$F(u) = \frac{\pi a^2 n! \cdot J_{n+1}(u)}{u^{n+1}}(1+\cos\theta) = \frac{\pi \cdot a^2}{n+1}\Lambda_{n+1}(u)(1+\cos\theta), \qquad (175)$$

где $J_n(u) = (\frac{u}{2})^2 \frac{1}{n!}\Lambda_n(u)$, Λ_n - лямбда функция n-порядка (см. [10]).

Параметры ДН будут иметь следующие значения:

при $n=1$

$$2\theta_{0,5}^{E} = 2\theta_{0,5}^{H} = 84,2\frac{\lambda}{2a}\ \text{град},$$

$$\theta_0^E = \theta_0^H = arcsin(93,4\frac{\lambda}{2a}),$$

$$\gamma_{бок} = -24,6\ дБ;$$

при $n=2$

$$2\theta_{0,5}^{E} = 2\theta_{0,5}^{H} = 84,2\frac{\lambda}{2a}\ \text{град},$$

$$\theta_0^E = \theta_0^H = arcsin(116{,}3\frac{\lambda}{2a}),$$

$$\gamma_{бок} = -30{,}6\ дБ;$$

при $n=3$

$$2\theta_{0,5}^E = 2\theta_{0,5}^H = 94{,}5\frac{\lambda}{2a}\ \text{град},$$

$$\theta_0^E = \theta_0^H = arcsin(138{,}7\frac{\lambda}{2a});$$

при $n=4$

$$2\theta_{0,5}^E = 2\theta_{0,5}^H = 103{,}7\frac{\lambda}{2a}\ \text{град},$$

$$\theta_0^E = \theta_0^H = arcsin(159{,}9\frac{\lambda}{2a}).$$

При увеличении степени спадания n, *КИП* апертуры уменьшается так, что при

$$n=1,\ КИП=0{,}75; n=3,\ КИП=0{,}44;$$
$$n=2,\ КИП=0{,}56; n=4,\ КИП=0{,}36.$$

Однако на практике стремятся увеличить *КНД* антенны, увеличивая амплитуду поля на краях, хотя бы до минус 10 дБ относительно максимума. Такие спадающие распределения располагаются на пьедестале с величиной амплитуды, равной Δ.

В этом случае

$$f(r_H, \alpha) = 1 - (1 - \Delta) \cdot r_H{}^2. \qquad (176)$$

3. Проанализируем параметры ДН для распределения (176). В этом случае ДН круглой апертуры определяется так:

$$F(u) = (1 + \cos\theta)\left[\frac{\Delta J_1(u)}{u} + 2(1-\Delta)\frac{J_2(u)}{u^2}\right], \qquad (177)$$

$$КИП = \frac{3 \cdot (1+\Delta)^2}{4 \cdot \left[1 + \Delta(1+\Delta)\right]}. \qquad (178)$$

Параметры ДН представим в виде таблицы 9.

Таблица 9 – Численные параметры ДН

Δ	$2\theta^{E,H}_{0,5}$, град	$2\theta^{E,H}_{0}$, град	$\gamma_{бок}$, дБ
0,1	67,4×λ/(2a)	178×λ/(2a)	-24,3
0,2	66,4×λ/(2a)	170×λ/(2a)	-23
0,3	64,8×λ/(2a)	163,8×λ/(2a)	-22
0,4	63,6×λ/(2a)	158×λ/(2a)	-21,5
0,5	62,8×λ/(2a)	152,2×λ/(2a)	-20,5
0,6	61,4×λ/(2a)	150×λ/(2a)	-19,9
0,7	60,2×λ/(2a)	147,8 ×λ/(2a)	-19,36
0,8	59,8×λ/(2a)	144,2 ×λ/(2a)	-18,8
0,9	59×λ/(2a)142	×λ/(2a)	-18,0
1,0	58,5×λ/(2a)	139,6 ×λ/(2a)	-17,6

4. На практике редко удается получить распределение амплитуд, обладающее круговой симметрией. Обычно скачок поля на краях апертуры в *E*- и *H*-плоскостях получается различным. Так, распределение амплитуд, изменяющееся по закону

$$f(r_H,\alpha) = 1 - {r_H}^2 \cos^2\alpha, \qquad (179)$$

создается полем линейно-поляризованного облучателя. При распределении (179) амплитуда поля постоянна в плоскости $\alpha = \pi/2$, а в плоскости $\alpha=0$ меняется по закону $(1-r_H^2)$.

В плоскости $\alpha=0$ для ДН можно получить соотношение:

$$F(u) = (1+\cos\theta)\cdot\left[\frac{3\pi}{4}a^2\Lambda_2(u)\right], \qquad (180)$$

в плоскости $\alpha = \pi/2$

$$F(u) = (1+\cos\theta)\left[\pi a^2(\Lambda_1(u) - \frac{\Lambda_2(u)}{4}\right]. \qquad (181)$$

Однако часто распределение поля, не зависящее от α, изменяется по закону

$$f(r_H,\alpha) = \Delta + (1-\Delta)\cdot\cos^2\frac{\pi r_H}{2}. \qquad (182)$$

В этом случае ДН апертуры определяется соотношением

$$F(u) = \left[\Delta\frac{J_1(u)}{u} + (1-\Delta)\cdot\chi_0(u)\right]\cdot(1+\cos\theta), \qquad (183)$$

где $\chi_0 = \int_0^1 r_H \cdot J_0(u\cdot r_H)\cdot\cos^2\frac{\pi\cdot r_H}{2}dr_H$.

Значения функции χ_0 приведены в [3, 10].

В случае неравномерного распределения по окружности апертуры будем иметь

$$f(r_H,\alpha)=\left[\Delta_2+(1-\Delta_2)\cos\frac{\pi\cdot r_H}{2}\right]\sin^2\alpha+\left[\Delta_1+(1-\Delta_1)\cos\frac{\pi r_H}{2}\right]\cos^2\alpha,$$

где Δ_1- скачок амплитуды поля на краю апертуры, в плоскости $\alpha=0$, Δ_2 - в плоскости $\alpha=\pi/2$.

Для такого распределения поля в плоскости $\alpha=0$ получим:

$$F(u)=(1+\cos\theta)\left\{\Delta_1\frac{J_1(u)}{u}-\frac{\Delta_2-\Delta_1}{2}\left[2\frac{J_0(u)-1}{u^2}+\chi_2(u)\right]+(1-\frac{\Delta_2+\Delta_1}{2})\chi_0(u)\right\},$$

в плоскости $\alpha=\pi/2$

$$F(u)=(1+\cos\theta)\left\{\Delta_2\frac{J_1(u)}{u}+\frac{\Delta_2-\Delta_1}{2}\left[2\frac{J_0(u)-1}{u^2}+\chi_2(u)\right]+\right.$$
$$\left.+(1-\frac{\Delta_2+\Delta_1}{2})\chi_0(u)\right\}. \qquad (184)$$

Значения функций χ_0 и χ_2 приведены в таблицах [3, 10]. Таким образом, реальное распределение амплитуды поля в апертуре параболической антенны, которое обеспечивается облучателем, может быть аппроксимировано одной из рассмотренных выше функций $f(r_H,\alpha)$, для которых приведены расчетные формулы для диаграммы направленности $F(u)$.

Сведения о характеристиках ДН антенн при различных законах изменения амплитуды поля приведены в таблице 10, а законы изменения амплитуды поля в апертуре показаны на рисунке 61. Таблицы функций Бесселя, лямбда-функций и функций χ_0 и χ_2 приведены в [10].

8.4. Методические указания по расчету

8.4.1. Геометрия зеркала

1. Определение размеров раскрыва зеркала производится с помощью данных, приведенных в §8.3, исходя из требований задания на ширину диаграммы направленности антенны и уровень бокового излучения.

2. Предварительный выбор угла раскрыва зеркала или фокусного расстояния осуществляется таким образом, чтобы результирующий коэффициент использования поверхности зеркала был близок к оптимальному

$$КИП_{рез}=КИП_a\cdot КПД,$$

где $КИП_a$ - коэффициент использования апертуры, зависящий от вида амплитудного распределения; $КПД$ - коэффициент полезного действия антенны, который определяется в основном долей мощности облучателя, перехваченной зеркалом.

Таблица 10 – Основные параметры ДН

	Закон изменения амплитуды поля	Формула для ДН (без учета направленных свойств элементарной площадки)		Ширина ДН на уровне половинной мощности, град	Положение первого нуля ДН, град	Уровень первого бокового лепестка, дБ	Коэффициент использования площади раскрыва
1	Смотри рисунок 61, а	$\frac{J_1(U)}{U}$		$58{,}9\frac{\lambda}{D}$	$69{,}8\frac{\lambda}{D}$	-17,6	1,0
2	Смотри рисунок 61, б $f(r_н)=\left(1-r_н^2\right)^n$, $D=2a$	$\frac{J_{n+1}(U)}{U^{n+1}}$	n=1	$72{,}2\frac{\lambda}{D}$	$\arcsin\left(93{,}4\frac{\lambda}{D}\right)$	-24,6	0,75
			n=2	$84{,}2\frac{\lambda}{D}$	$\arcsin\left(116{,}3\frac{\lambda}{D}\right)$	-30,6	0,56
			n=3	$94{,}5\frac{\lambda}{D}$	$\arcsin\left(138{,}7\frac{\lambda}{D}\right)$	—	0,44
			n=4	$103{,}5\frac{\lambda}{D}$	$\arcsin\left(159{,}9\frac{\lambda}{D}\right)$	—	0,36
3	Смотри рисунок 61, в $f(r_н)=1-(1-\Delta)\cdot r_н^2$	$\Delta\frac{J_1(U)}{U}-$ $-\frac{2(1-\Delta)J_2(U)}{U^2}$	Δ=0,8	$60{,}0\frac{\lambda}{D}$	—	-18,6	0,996
			Δ=0,6	$61{,}9\frac{\lambda}{D}$	—	-19,8	0,980
			Δ=0,4	$64{,}2\frac{\lambda}{D}$	—	-21,5	0,943
			Δ=0,2	$67{,}0\frac{\lambda}{D}$	—	-23,5	0,870

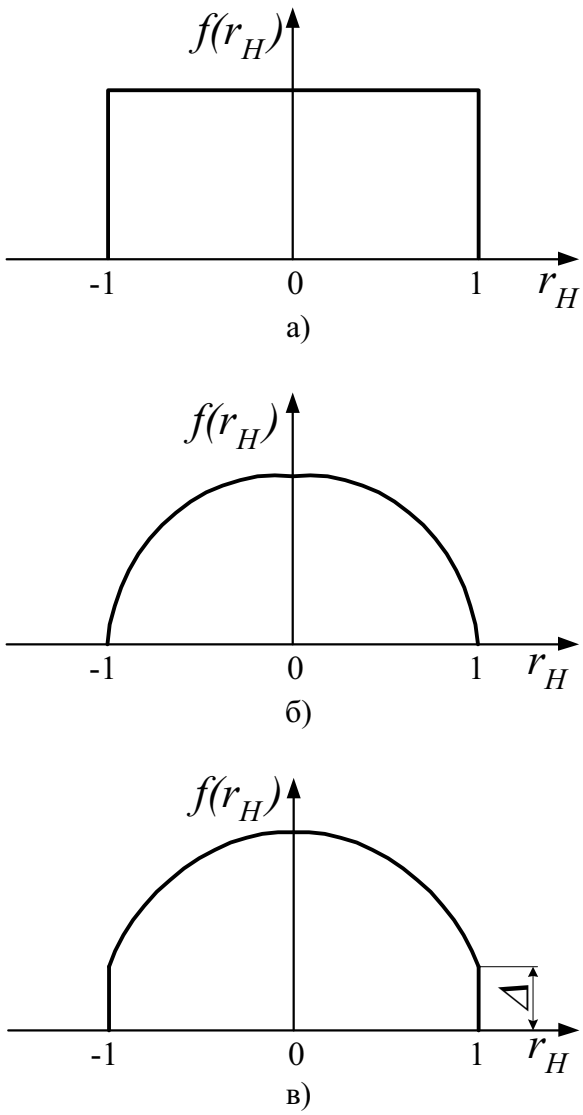


Рисунок 61– Некоторые из возможных вариантов функций распределения амплитуды поля в апертуре антенны (иллюстрация к таблице 10)

Теоретически максимальное значение $КИП_{рез} \approx 0,8$ достигается при отношении $a/f \approx 1,2...1,3$ [2-5]. Этому условию соответствует снижение уровня облучения края зеркала примерно на 10 дБ относительно центра ($E_{кр} \approx 0,3E_{max}$). Следовательно, на предварительном этапе можно выбрать фокусное расстояние равным примерно половине диаметра зеркала и определить угол раскрыва из соотношения (152).

8.4.2. Облучатель

1. Выбор типа облучателя осуществляется с учетом целого ряда факторов: рабочей длины волны, поляризации излучения, требований к форме диаграммы направленности облучателя - симметричная или несимметричная; необходимой электрической прочности; допустимостью затенения раскрыва зеркала элементами конструкции облучателя и т.д.

2. Размеры облучателей вибраторного, щелевого и волноводного типов определяются в соответствии с рабочей длиной волны и конструктивным решением по данным, приведенным в §8.2.

Размеры раскрыва пирамидального и конического рупорных облучателей выбираются также по данным §8.2 таким образом, чтобы обеспечить требуемую ширину диаграммы направленности облучателя.

3. Диаграммы направленности в *E*- и *H*-плоскостях рассчитываются по следующим формулам:

- для вибраторных облучателей с рефлектором в виде пассивного вибратора - формулы (153), с дисковым рефлектором - формулы (153) при $q=1$, $\phi=\pi$;
- для облучателей в виде открытого конца прямоугольного волновода (156), (157);
- для рупорных облучателей используются те же соотношения, что и для волноводных, но в формулах размеры поперечного сечения волноводов заменяются размерами раскрыва рупора в соответствующей плоскости;
- для щелевого облучателя - формулы (165) или (166).

Рассчитанные диаграммы направленности должны быть построены в полярной системе координат в нормированном виде.

4. Коэффициент направленного действия облучателя выбранного типа рассчитывается также по формулам, приведенным в §8.2:

- для вибраторных облучателей - (154);
- для волноводно-рупорных - (160) или (164);
- для щелевых - (167).

5. Для проверки влияния отраженной от зеркала волны на согласование облучателя с питающим фидером вычисляется коэффициент бегущей волны, обусловленный этим эффектом:

$$КБВ = \frac{1-\Gamma_0}{1+\Gamma_0}. \qquad (185)$$

В соотношении (185) Γ_0 - модуль коэффициента отражения, равный

$$\Gamma_0 \approx \frac{\lambda \cdot D_{обл}}{4 \cdot \pi \cdot f},$$

где $D_{обл}$ - коэффициент направленного действия облучателя; f - фокусное расстояние зеркала; λ - рабочая длина волны.

Если значение $КБВ<0,8$, необходимо предложить меры по уменьшению от-

раженной волны или по согласованию облучателя с фидером.

8.4.3. Амплитудное распределение на апертуре зеркала

Амплитудное распределение поля на излучающем раскрыве зеркала рассчитывается по вычисленным диаграммам направленности облучателя в *E*- и *H*-плоскостях с помощью соотношения

$$E(\theta,\varphi) = \frac{F_{обл}(\theta,\varphi)}{\rho} = cos^2\frac{\psi}{2}\cdot F_{обл}(\theta,\phi),$$

$$cos\frac{\psi}{2} = \frac{1-(r/2f)^2}{1+(r/2f)^2}, \qquad (186)$$

где $F_{обл}(\theta,\varphi)$ - нормированная ДН облучателя; r - текущая координата раскрыва зеркала; ψ - текущий угол раскрыва.

По результатам расчетов необходимо построить графики амплитудного распределения $A(r)$ и график аппроксимирующей функции по данным §8.3, при которой удовлетворяются требования задания к параметрам ДН антенны.

Для того, чтобы достигнуть совпадения полученного амплитудного распределения с требуемым, следует соответствующим образом изменять угол раскрыва зеркала за счет изменения фокусного расстояния или диаграмму направленности облучателя.

Например, если для выполнения требований задания по уровню бокового излучения уровень облучения края зеркала должен составлять $E_{кр} \approx 0,2E_{max}$ (т.е. $\Delta = 0,2$), а при рассчитанном по ДН облучателя амплитудном распределении $\Delta > 0,2$, необходимо увеличивать угол раскрыва зеркала, уменьшая для того фокусное расстояние в соответствии с формулой (152).

Можно применить другой способ корректировки: изменить размеры облучателя таким образом, чтобы уменьшить ширину его ДН. Такой способ целесообразно применять для рупорных облучателей. В данном примере размеры раскрыва рупора нужно было бы увеличить, чтобы его ДН стала более узкой. Вследствие этого амплитудное распределение поля по раскрыву зеркала станет более неравномерным, и уровень облучения края зеркала снизится.

Если максимальное различие между достигнутым и требуемым амплитудными распределениями не превышает 2 дБ, совпадение можно считать удовлетворительным.

8.4.4. Расчет диаграмм направленности

Расчет диаграмм направленности антенны в *E*- и *H*-плоскостях производится по формулам, приведенным в §8.3. Выбор конкретной формулы определяется характером амплитудного распределения возбуждающего поля по раскрыву

зеркала.

При проектировании антенн, имеющих зеркало в виде параболического цилиндра или усеченного параболоида, распределения поля в *E*- и *H*-плоскостях значительно отличаются друг от друга. Аналогичная ситуация может возникнуть при несимметричной относительно оси диаграмме направленности облучателя. В этих случаях для аппроксимации амплитудных распределений в *E*- и *H*-плоскостях могут быть использованы формулы (179) или (182) Для расчета диаграмм направленности тогда следует использовать соотношения (180) и (181) или (182) и (183).

Вычисление коэффициента направленного действия антенны производится с помощью соотношения

$$D = \frac{4\pi}{\int\limits_{-\pi}^{\pi} F_1(\varphi)\,d\varphi \int\limits_{-\pi/2}^{\pi/2} F_2(\theta)\cos\theta\, d\theta}, \qquad (187)$$

где $F_1(\varphi)$ и $F_2(\theta)$ - нормированные диаграммы направленности антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях, соответственно.

Вычисления интегралов в знаменателе формулы (187) могут быть выполнены методами численного интегрирования или графическим методом.

Для этого по данным, полученным при расчете ДН антенны, строятся графики нормированных функций $F_1(\varphi)=[f_1(\varphi)]^2$ и $F_2(\theta)=[f_2(\theta)]^2$ в пределах главного лепестка (см. рисунок 62).

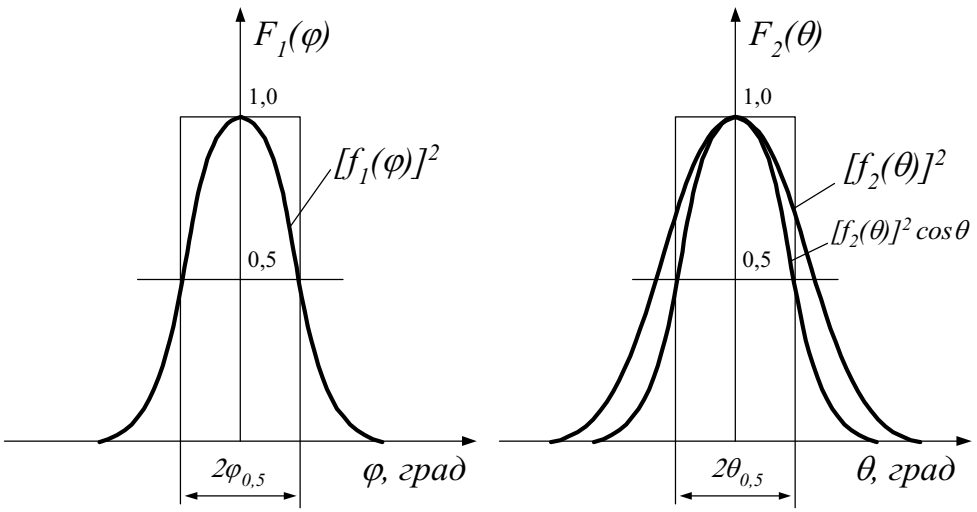


Рисунок 62 - К расчету коэффициента направленного действия антенны

Затем вычисляется площадь I_1, ограниченная кривой $[f_1(\varphi)]^2$ и осью абсцисс (простейшее приближение - равновеликий прямоугольник высотой *1* и шириной $2\varphi_{0,5}$):

$$I_1 = 1 \cdot 2\varphi_{0,5} \text{ рад.}$$

На графике $F_2(\theta)$ выполняется дополнительное построение (см. рисунок 62) - строится кривая $[f_2(\theta)]^2 \cdot \cos\theta$, и вычисляется площадь $I_2=1\cdot(2\theta_{0,5})$ рад, затем вычисляется *КНД*

$$D = \frac{4\pi}{I_1 I_2}. \qquad (188)$$

При вычислении I_1 и I_2 значения $2\varphi_{0,5}$ и $2\theta_{0,5}$ могут быть представлены непосредственно по результатам построений в градусах, в этом случае полный телесный угол 4π в числителе необходимо заменить соответственно, т.е.

$$D = \frac{41300}{(2\varphi_{0,5})(2\theta_{0,5})}. \qquad (189)$$

Результат вычислений значения *КНД* по (188) или (189) должен быть представлен в децибелах.

8.4.5. Технические допуски на точность выполнения поверхности зеркала

1. Расчет технических допусков на отклонение формы отражающей поверхности зеркала от параболической производится из условия, чтобы обеспечивалась синфазность возбуждения излучающего раскрыва с точностью до $\pi/2$. Этому условию соответствует допустимое отклонение:

$$\delta_{доп} \le \pm\lambda/16. \qquad (190)$$

2. Допустимое смещение облучателя из фокуса в осевом направлении определяется по формуле

$$\delta_{11} \le \frac{\lambda}{4(1-\cos\psi_0)}. \qquad (191)$$

3. Допустимое смещение облучателя из фокуса в поперечном направлении рассчитывается по формуле

$$\delta_{\perp} \le f \cdot \sin\alpha_{max}, \qquad (192)$$

где d_{max} - максимально допустимое отклонение главного максимума ДН антенны от оси антенны, вызванное смещением облучателя, при котором расширение главного лепестка еще незначительно,

$$d_{max} = \frac{\lambda}{4 \cdot a} \cdot \left(4\frac{f^2}{a^2} - 1 \right).$$

Если в задании на проектирование указано требуемое значение КНД, то для его обеспечения все технические допуски (190) - (192) должны быть уменьшены в 2 раза.

При разработке конструкции антенны должна быть предусмотрена возможность регулировки положения облучателя (юстировки антенны) для обеспечения указанных технических допусков на установку облучателя.

8.5. Техническое задание на проектирование

Исходные данные для расчета параболической антенны:

1) среднее значение рабочей частоты f_0;
2) относительный диапазон рабочих частот $2\Delta f / f_0$;
3) ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности в *E*- и *H*-плоскостях - $2\theta^E_{0,5}$ и $2\theta^H_{0,5}$ (или коэффициент направленного действия *D*);
4) допустимый уровень бокового излучения $\gamma_{бок}$;
5) мощность передатчика $P_{пер}$;
6) поляризация излучения.

8.6. Содержание расчета

На основе исходных данных технического задания требуется:

1) определить размеры излучающего раскрыва и геометрические параметры зеркала (фокусное расстояние, угол раскрыва);

2) выбрать тип облучателя, определить его размеры, рассчитать и построить диаграммы направленности облучателя в *E*- и *H*-плоскостях, рассчитать *КНД* облучателя, согласовать облучатель с питающим фидером;

3) рассчитать и построить амплитудное распределение поля на излучающем раскрыве в *E*- и *H*-плоскостях по соответствующим диаграммам направленности облучателя, выбрать аппроксимирующую функцию для амплитудного распределения и уточнить параметры зеркала и размеры излучающего раскрыва;

4) рассчитать и построить в прямоугольной системе координат диаграммы направленности антенны в *E*- и *H*-плоскостях, вычислить коэффициент направленного действия на частоте f_0; рассчитать и построить ДН на краях диапазона в *E*-плоскости;

5) определить технические допуски на точность изготовления зеркала и установку облучателя.

Таблица 11 - Исходные данные для расчета параболических антенн

$M_з$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
f_0, ГГц	0,4	0,6	0,8	1,2	4,0	6,0	9,2	10,0	11,0	14,0
$2\Delta f / f_0$	0,10	0,12	0,15	0,20	0,22	0,25	0,30	0,14	0,16	0,18
$2\theta^E_{0,5}$, град	4,0	2,5	6,0	5,0	2,0	1,5	4,0	2,0	2,0	1,0
$2\theta^H_{0,5}$, град	4,0	5,0	4,0	5,0	2,0	1,5	6,0	4,0	2,0	1,0
$N_з$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Уровень бокового излучения, дБ	-18	-20	-22	-30	-24	-25	-19	-21	-28	-26
Поляризация излучения	Л	Л	Л	Л	К	К	Л	Л	К	К

Условные обозначения: Л - линейная; К - круговая

Выбор варианта задания производится в соответствии с предпоследней ($M_з$) и последней ($N_з$) цифрами в номере зачетной книжки (шифре).

9. ДВУХЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

9.1. Принцип действия и основные схемы двухзеркальных антенн

Зеркальные антенны являются наиболее распространенным типом остронаправленных антенн СВЧ диапазона. Широкое распространение зеркальных антенн объясняется, главным образом, принципиальной простотой их как радиотехнического устройства, возможностью получения высокой направленности, хорошими диапазонными свойствами. Зеркальные антенны позволяют формировать диаграммы направленности различной формы и управлять их положением.

До недавнего времени почти все зеркальные антенны строились по однозеркальной схеме, и эти антенны в основном удовлетворяли предъявляемым к ним требованиям. Однако развитие радиолокации, радиоастрономии, техники космической и радиорелейной связи поставило новые задачи, решение которых с помощью однозеркальных антенн не представлялось возможным или было неоптимальным. Указанное обстоятельство связано с малым числом степеней свободы у однозеркальных антенн: изменение их характеристик возможно лишь за счет изменения формы зеркала или диаграммы направленности облучателя (в весьма набольших пределах). Это заставило искать новые схемы построения зеркальных антенн, которые имели бы большее число степеней свободы и позволяли бы решать более широкий класс задач.

По сравнению с однозеркальными антеннами двухзеркальные имеют следующие основные преимущества.

1. Для двухзеркальной антенны имеет место тот принципиальный факт, что в приближении геометрической оптики при любой диаграмме направленности облучателя можно получить любое наперед заданное амплитудно-фазовое распределение поля в апертуре основного зеркала.

Очевидно, что это свойство делает целесообразным применение двухзеркальных антенн для целей их синтеза.

2. В двухзеркальных антеннах результирующий коэффициент использования поверхности (*КИП*) может быть получен существенно большим, чем у однозеркальных.

Так, например, вместо значений *КИП=0,4…0,5*, обычных для однозеркальных антенн, можно добиться величины *КИП=0,7…0,8* для двухзеркальной системы.

3. Расположение первичного облучателя вблизи вершины большого зеркала упрощает конструкцию фидерного тракта и уменьшает его длину. Так как фидер является источником шумов, то уменьшение его длины приводит к уменьшению шумовой температуры антенны, а малошумящий приемник обычно располагают вблизи вершины большого зеркала.

4. Расположение облучателя двухзеркальной антенны вблизи вершины зеркала приводит к тому, что непосредственно в облучатель попадает энергия шу-

мов, идущая из атмосферы, в то время как в облучатель однозеркальной антенны попадают шумы Земли, но, поскольку земная поверхность является источником гораздо больших шумов, чем атмосфера, то в двухзеркальных антеннах можно получить меньшую шумовую температуру, чем в однозеркальных.

5. Кроссполяризационная развязка в двухзеркальных антеннах может быть получена более высокой, чем в однозеркальных.

6. В двухзеркальных антеннах можно осуществить простое электромеханическое качание луча путем поворота малого зеркала.

Перечисленные достоинства обусловили широкое применение в настоящее время двухзеркальных антенн в радиотехнических системах различного назначения: многоканальных моноимпульсных радиолокационных станциях (бортовых и наземных), радиотелескопах, системах радиорелейной, спутниковой и космической связи.

Более подробные сведения о многозеркальных антеннах, результаты теоретических и экспериментальных исследований их характеристик и описание конструкций современных антенн можно найти, например в [1-7].

В настоящем пособии приводятся методы расчета конструктивных параметров и электрических характеристик основных типов двухзеркальных антенн.

На рисунке 63,а изображена общая схема двухзеркальной антенны. Она состоит из облучателя, электромагнитное излучение которого освещает поверхность небольшого зеркала, служащего для переизлучения падающей от облучателя волны в сторону зеркала большого размера. После отражения от последнего волна образует в его раскрыве требуемое амплитудно-фазовое распределение. В соответствии с размерами будем пользоваться терминами: «малое зеркало», «большое» или «основное зеркало».

Наиболее широкое распространение в антенной технике получили зеркала, формы поверхности которых являются телами вращения кривых второго порядка - параболы, гиперболы, эллипсы, окружности, - носящих название конических сечений.

Процессы переизлучения малым зеркалом и формирования поля в раскрыве основного зеркала принято в теории антенн трактовать с позиции геометрической оптики, пользуясь концепцией падающих и отраженных лучей. При достаточно большом (в единицах длины волны) расстоянии облучателя от основного рефлектора, а также при достаточно большом радиусе кривизны обоих зеркал такая трактовка дает хорошее приближение к истинным результатам. Исходя из этой концепции, можно утверждать, что сферическая волна, излученная из фокуса параболоида, преобразуется зеркалом в плоскую (подробно это пояснено в [2,7]), а исходя из какого-либо фокуса параболоида или эллипсоида после переизлучения, поле сохраняет сферическую форму фронта волны, но ее фазовый центр переносится во второй фокус малого зеркала.

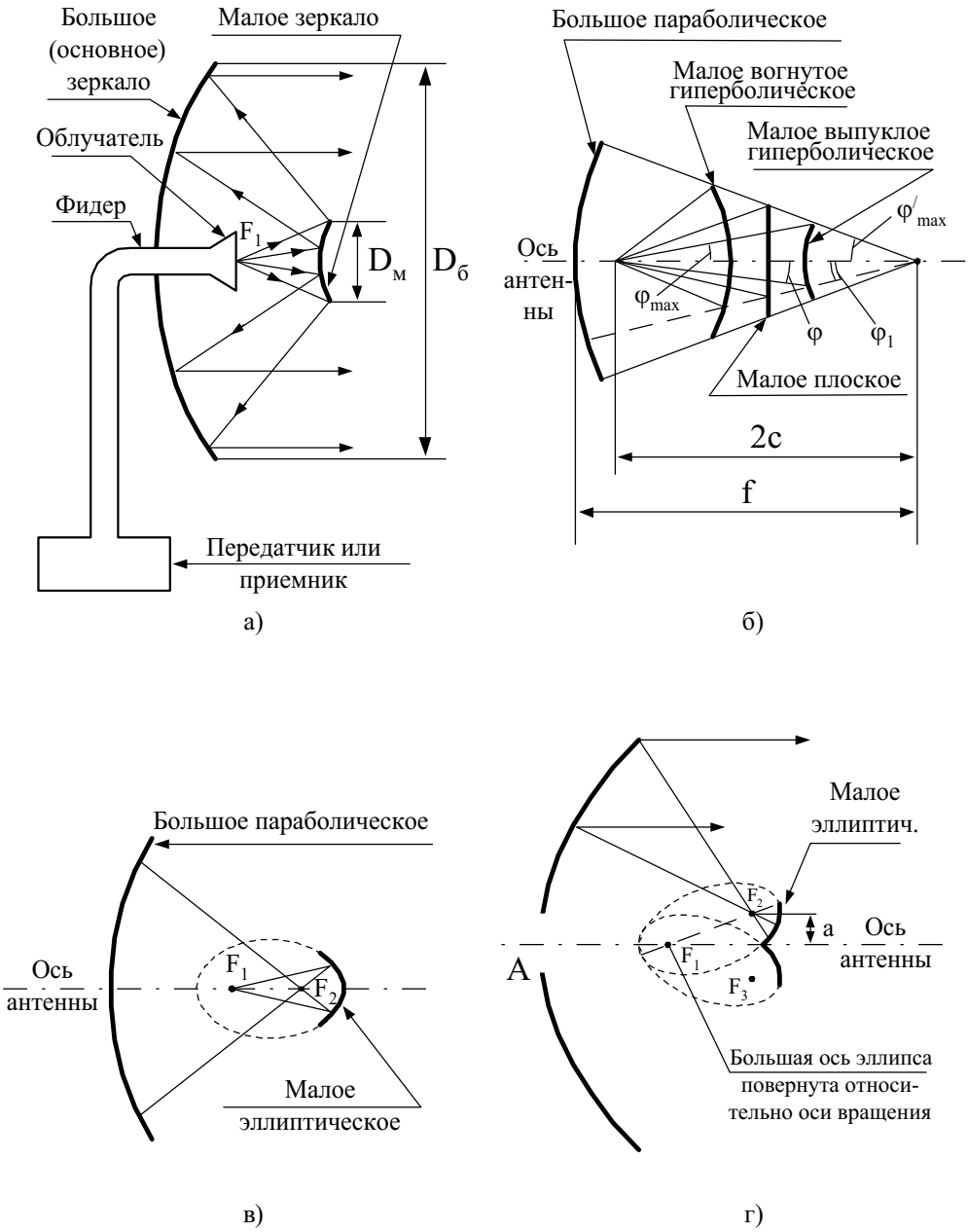


Рисунок 63 – Основные типы двухзеркальных антенн

Если второй фокус (точку фазового центра) совместить с фокусом параболоида, то после второго переизлучения от параболоида образуется плоская волна. Рисунок 63 иллюстрирует эти положения на примере траектории лучей фокальной плоскости зеркал. Гиперболическое зеркало может быть обращено в сторону параболического выпуклостью или вогнутостью. Промежуточное положение между выпуклым и вогнутым параболоидами занимает плоскость. В случае плоского малого зеркала переизлученная сферическая волна имеет фазовый центр на расстоянии зеркального изображения точки фазового центра облучателя. Эллиптическое зеркало обращено всегда вогнутостью к параболическому.

Изображенные на рисунке 63,б,в схемы двухзеркальных антенн с малыми выпуклыми и вогнутыми зеркалами в сторону большого зеркала заимствованы из астрономической оптики и названы соответственно именами изобретателей зеркальных телескопов Кассегрена и Грегори [7].

Антеннами Кассегрена и Грегори не исчерпываются возможные варианты построения двухзеркальных антенн [см. 11-16].

На рисунке 63,г показаны профили зеркал, у которых так же, как в схеме Грегори, один из фокусов эллипсоида F_1 совмещен с облучателем, а другой – F_2 с фокусом параболоида, но фокальные оси этих зеркал F_1F_2 и OF_2 образуют между собой угол, а осью симметрии в целом является прямая AA_1, смещенная относительно линии OF_2 на отрезок а, равый радиусу малого зеркала. По этой причине антенны, построенные по схеме на рисунке 63,г, называются антеннами со смещенной фокальной осью.

У таких антенн отсутствуют лучи, возвращающиеся после отражения от зеркала обратно к облучателю. Поэтому в приближении геометрической оптики можно считать, что в антенне на рисунке 63,г устранено влияние отраженной волны на облучатель. Схемы Кассегрена и Грегори без специальных мер отличаются весьма значительным влиянием на облучатель отраженной от малого зеркала волны.

Заметим, что у антенны со смещенной фокальной осью лучи облучателя, близкие к оси антенны, после отражения от малого зеркала направляются на периферию большого зеркала, а лучи, попадающие на участки близкие к краю малого зеркала, направляются к центральной части раскрыва антенны. Поскольку максимум диаграммы направленности облучателя ориентирован, как правило, вдоль оси антенны и уровень поля убывает с отклонением от оси, то это ведет к усилению поля в периферийных областях и ослаблению поля в центральных областях раскрыва большого зеркала.

В двухзеркальных антеннах возможно большое зеркало сферической формы [2,7]. Как и во всех других схемах, форма малого зеркала при сферическом большом зеркале рассчитывается таким образом, чтобы в раскрыве большого зеркала сформировался плоский фронт волны.

В отличие от параболической поверхности сфера не имеет точки фокуса, но небольшая часть поверхности сферы достаточно точно может быть аппрокси-

мирована параболоидом с фокусным расстоянием, равным половине радиуса сферы. Поэтому по примеру схемы Кассегрена и Грегори малое зеркало двухзеркальной антенны с основным сферическим отражателем малой глубины должно иметь соответственно гиперболическую или эллиптическую форму. Если же поверхность основного зеркала составляет значительную часть сферы, то периферийные области малого зеркала будут иметь форму, отличную от гиперболической или эллиптической.

Дополнительный отражатель в двухзеркальных антеннах позволяет по-новому решать проблему качания (сканирования) главного лепестка диаграммы направленности. Если в однозеркальной антенне сканирование при неподвижном зеркале возможно лишь путем перемещения облучателя перпендикулярно фокальной оси, то в двухзеркальной антенне качание можно осуществить также и путем поворота малого зеркала вокруг его вершины. Однако в обоих случаях сканирование без заметного ухудшения направленных свойств допустимо лишь в весьма ограниченном секторе углов, что вынуждает в этих случаях при необходимости обзора обширных областей пространства предусматривать поворот всей антенно-фидерной системы. От этого недостатка свободны антенны со сферическими зеркалами, в чем и заключается их главное достоинство. В силу центральной симметрии сферического отражателя сканирование главного лепестка диаграммы направленности без искажения возможно путем совместного вращения малого зеркала и облучателя вокруг центра сферы.

9.2. Синтез амлитудно-фазового распределения поля в раскрыве большого зеркала

Как отмечалось выше, добавление второго (малого) зеркала в зеркальной антенне имеет своей целью получение дополнительной степени свободы для регулировки амплитудного распределения в раскрыве большого зеркала и реализации заданных диаграмм направленности.

Мы будем рассчитывать двухзеркальные антенны на получение оптимально возможных характеристик. В теории антенн разработан метод получения с помощью дискретных антенных решеток оптимальной (Дольф-Чебышевской) диаграммы направленности, которая отличается тем, что все ее боковые лепестки имеют одинаковый уровень, причем каждому уровню боковых лепестков и заданному электрическому размеру антенны соответствует минимальная ширина главного лепестка. Доказывается, что с помощью апертур, имеющих непрерывное распределение излучателей, в особенности круглой формы, принципиально невозможно реализовать Дольф-Чебышевскую диаграмму направленности. В связи с этим разработаны методы получения так называемых квазиоптимальных диаграмм направленности.

Один из методов построения квазиоптимальных диаграмм направленности предложен Тейлором [2,11]. Тейлоровские диаграммы направленности отли-

чаются тем, что лишь часть боковых лепестков (около главного) в пределах сектора углов от $-\theta_{гр}$ до $+\theta_{гр}$ имеет одинаковый уровень, а остальные - уровень, убывающий с их номером; главный лепесток у этих диаграмм направленности при одинаковых электрических размерах антенн и одинаковом уровне боковых лепестков имеет большую ширину $2\theta_{0,5}$, чем Дольф-Чебышевские диаграммы направленности $2\theta_{0,5opt}$.

Для количественной оценки указанных различий вводят коэффициент расширения главного лепестка

$$\gamma = \frac{2\theta_{0,5}}{2\theta_{0,5opt}}$$

и численный параметр

$$m = \frac{D_б}{\lambda}\left|\sin\theta_{гр}\right|,$$

который округляют до целого числа в большую сторону.

Необходимо отметить гибкость амплитудного распределения, отвечающего квазиоптимальным диаграммам Тейлора. Например, при значении m не более 4...5 поле в раскрыве характеризуется плавным уменьшением к его краям (что вполне реализуется в антеннах Кассегрена и Грегори), а при возрастании m поле на периферии апертуры может превышать поле в центре (такое распределение свойственно антеннам со смещенной фокальной осью и сферической из-за отмеченного при их описании специфического перераспределения энергии облучателей после отражения от зеркал). Следует указать, что параметры m и γ являются взаимосвязанными. Например, с ростом m диаграмма направленности приближается к оптимальной, т.е. γ уменьшается.

Данные о квазиоптимальных диаграммах направленности приведены в таблице 12, на основании которой можно произвести расчет диаметра раскрыва основного зеркала антенны.

В соответствии с заданным допустимым относительным уровнем боковых лепестков и выбранным параметром m по таблице определяется коэффициент расширения γ и численный параметр B. Диаметр раскрыва $D_б$ рассчитывается по формуле

$$D_б = \lambda\frac{B\gamma}{2\theta^{\circ}_{0,5}}. \qquad (193)$$

Таблица 12 – Параметры квазиоптимальных ДН

$\xi(\theta)_{бок}$, дБ	M^2	B, град	Коэффициент расширения γ							
			m=3	m=4	m=5	m=6	m=7	m=8	m=9	m=10
-15	0,58950	45,93	1,2382	1,1836	1,1485	1,1244	1,1069	1,0937	1,0833	1,0751
-20	0,90777	51,17	1,2104	1,1692	1,1398	1,1186	1,1028	1,0906	1,0810	1,0732
-25	1,29177	56,04	1,1782	1,1525	1,1296	1,1118	1,0979	1,0870	1,0782	1,0708
-30	1,74229	60,55	1,1455	1,1338	1,1180	1,1039	1,0923	1,0827	1,0749	1,0683
-35	2,25976	64,78	—	1,1134	1,1050	1,0951	1,0859	1,0711	1,0711	1,0653

Таблица 13 - Корни функции Бесселя первого порядка

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
μ_n	—	1,21967	2,23313	3,23832	4,24106	5,24276	6,24392	7,24476	8,24539	9,24589	10,24629

Диаграмма направленности вычисляется по формуле

$$F(\theta)=\frac{2J_1(\pi u)}{\pi u}\prod_{n=1}^{m-1}\frac{1-\dfrac{u^2}{\gamma^2\left[M^2+(n-0{,}5)^2\right]}}{1-\dfrac{u^2}{\mu_n^2}}, \qquad (194)$$

где J_1 – функция Бесселя первого порядка; $u=\dfrac{D_б}{\lambda}\sin\theta$; M – параметр, определяемый по таблице 12; μ_n – корни уравнения $J_1(\pi\mu_n)=0$, значения которых определяются по таблице 13.

Функция амплитудного распределения поля в раскрыве антенны с квазиоптимальной диаграммой направленности рассчитывается по следующей формуле

$$A(r')=\frac{2}{\pi^2}\sum_{k=0}^{m-1}\frac{F(\mu_k)}{\left|J_0(\pi\mu_k)\right|^2}J_0(\pi\mu_k r'), \qquad (195)$$

где $r'=\dfrac{2r}{D_б}$ - нормированное расстояние от заданной точки на раскрыве до его центра; J_0 – функция Бесселя нулевого порядка;

$F(\mu_k)=-J_0(\pi\mu_k)\prod_{\substack{n=1\\n\neq k}}^{m-1}\dfrac{1-\dfrac{\mu_k^2}{\gamma^2\left[M^2+(n-0{,}5)^2\right]}}{1-\left(\dfrac{\mu_k}{\mu_n}\right)^2}$; $\mu_к$ – параметр, определяемый из таблицы 13 путем замены *к* на *n*, при *к=0* $F(\mu_к)=1$.

9.3. Расчет антенны Кассегрена

Напомним, что у антенны Кассегрена применяется большое зеркало параболической формы, а малое – гиперболической (рисунок 64). Фазовый центр облучателя располагается в фокусе F_1 гиперболического отражателя; второй фокус F_2 гиперболоида совмещается с фокусом параболического зеркала. Сферическая волна облучателя трансформируется малым зеркалом в сферическую же волну, но с центром в F_2, которая в свою очередь преобразуется большим зеркалом в плоскую волну, создающую в раскрыве синфазное поле.

Проектирование антенны необходимо начать с изучения материалов §9.1 и 9.2. Затем выбрать величину параметра *m*, используемого при построении квазиоптимальных ДН (см. § 9.2), учитывая, что значение *m* будет определять

число боковых лепестков в ДН, имеющих примерно одинаковый уровень. По таблице 12 для выбранного m и заданного $\xi_{бок}$ можно найти следующие параметры квазиоптимальной ДН: M^2, B, γ.

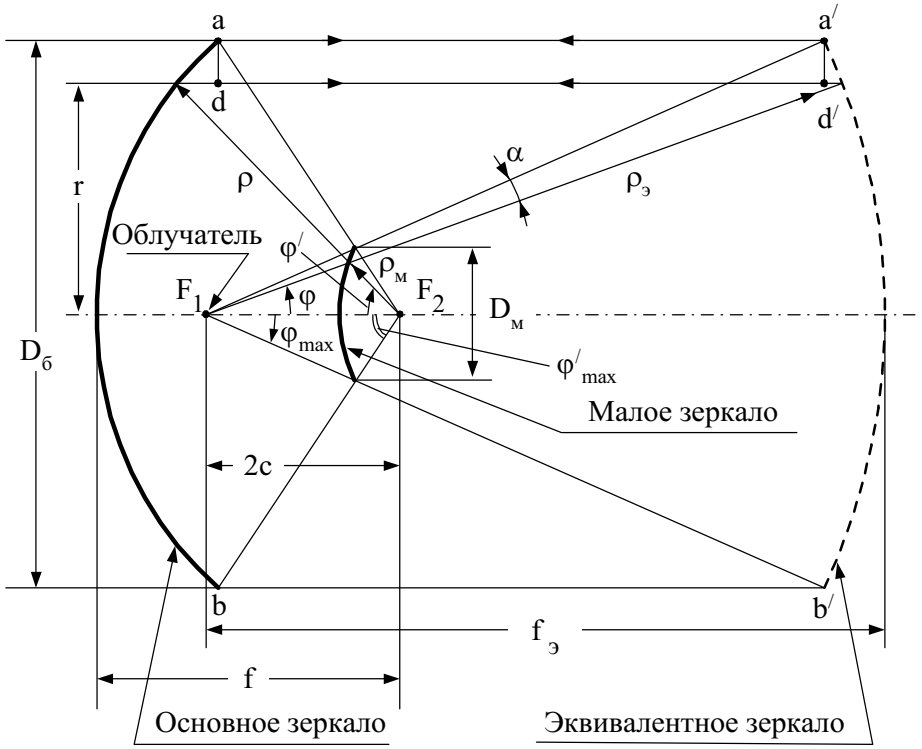


Рисунок 64 – Схема антенны Кассегрена

Диаметр раскрыва $D_б$ основного зеркала рассчитывается по формуле (193) в соответствии с заданием. Фокусное расстояние параболоида, диаметр раскрыва его малого зеркала $D_м$ и параметр гиперболоида $2c$ (расстояние между его фокусами) определяются из соотношений:

$$f = (0{,}35...0{,}50)D_б; \quad (196)$$

$$D_м = (0{,}15...0{,}25)D_б; \quad (197)$$

$$2c = (0{,}50...0{,}75)f. \quad (198)$$

Выбор $D_м$ и c контролируется условием

$$D_м \geq 2{,}2\sqrt{\lambda c}, \quad (199)$$

где λ - длина волны.

Выполнение (199) требует, чтобы теневой эффект облучателя не превосхо-

дил теневой эффект малого зеркала.

Углы φ'_{max} и φ_{max}, показанные на рисунке 64, определяются по формулам:

$$\varphi'_{max} = 2arctg\frac{D_б}{4f}; \tag{200}$$

$$\varphi_{max} = arcctg\left[\frac{4c}{D_м} - ctg\varphi'_{max}\right]. \tag{201}$$

Эксцентриситет гиперболы равен

$$e = \frac{sin\frac{\varphi'_{max} + \varphi_{max}}{2}}{sin\frac{\varphi'_{max} - \varphi_{max}}{2}}. \tag{202}$$

Профили параболического и гиперболического зеркал определяются по формулам:

$$\rho = 2f\frac{1}{1+\cos\varphi'}; \tag{203}$$

$$\rho_м = \frac{c\left(e^2 - 1\right)}{e\left(e\ \cos\varphi' + 1\right)}, \tag{204}$$

причем $0 \le \varphi' \le \varphi'_{max}$.

Центр полярных координат, в которых записаны формулы (203) и (204), находится в точке F_2.

При расчете двухзеркальных антенн удобно пользоваться понятием эквивалентной однозеркальной параболической антенны, графическое построение профиля которой иллюстрируется рисунком 64. Через крайние точки кривой большого зеркала *a* и *b* проводятся прямые, параллельные оси антенны; из фокуса F_1 проводятся две прямые через края малого зеркала до пересечения в точках a' и b' с горизонтальными прямыми.

Через точки a' и b' проводится парабола с фокусом в точке F_1. Фокусное расстояние $f_э$ эквивалентного зеркала равно

$$f_э = f\frac{e+1}{e-1}. \tag{205}$$

Кривая эквивалентного зеркала вычисляется по формуле

$$\rho_э = 2f_э\frac{1}{1+\cos\varphi}. \tag{206}$$

Легко видеть, что парабола антенны и эквивалентная парабола взаимны по отношению к гиперболе малого зеркала. Если построить двухзеркальную ан-

тенну, используя в качестве большого зеркала эквивалентную параболу, в качестве малого зеркала – тот же гиперболоид, но обращенный вогнутой стороной к большому зеркалу, и поместить облучатель в точке F_1, тогда парабола антенны будет эквивалентной параболой.

Любые два луча, исходящие один из точки F_1 в сторону эквивалентной параболы, другой – из точки F_2 в сторону параболы антенны и проходящие через одну и ту же точку малого зеркала, отражаются от соответствующих больших зеркал по одной прямой навстречу друг другу. Рассматривая траекторию лучей в пределах исходящего от облучателя узкого пучка лучей с угловым размером α, можно определить, что у раскрыва двухзеркальной и эквивалентной однозеркальной антенн площадь сечения пучков будет одинаковой *(ad=a'd'),* и поскольку энергия, переносимая через эти сечения, одна и та же, то и плотности энергии, а, следовательно, амплитудные распределения поля в обеих апертурах окажутся тождественными.

Это позволяет при исследовании амплитудного распределения *A(z)* поля в раскрыве большого зеркала двухзеркальной антенны решать подобную задачу для эквивалентной однозеркальной антенны.

При этом следует иметь в виду, что на пути $\rho_э$ от точки F_1 до эквивалентного параболоида фронт волны сферический и напряженность поля убывает пропорционально $\rho_э$, а на пути от параболоида до его раскрыва – волна плоская, и на этом отрезке напряженность поля сохраняется неизменной.

Таким образом,

$$A(r') = \frac{f_э}{\rho_э} f(\varphi), \qquad (207)$$

где $r' = \frac{2r}{D_б}$; r – радиальная координата раскрыва эквивалентной параболы; $f(\varphi)$ – диаграмма направленности облучателя.

Между φ и r' существует следующая зависимость:

$$\varphi' = 2arctg\left(\frac{r'D_б}{4f_э}\right). \qquad (208)$$

Зная $A(r')$ из решения задачи синтеза диаграммы направленности антенны, можно найти диаграмму направленности облучателя $f(\varphi)$, которая согласно (207) равна

$$f(\varphi) = \frac{A(r')}{cos^2\frac{\varphi}{2}}. \qquad (209)$$

Расчет $f(\varphi)$ удобно вести с помощью таблицы 14.

Таблица 14 – Расчет требуемой диаграммы направленности облучателя

r'	$A(r')$	φ	$\cos^2\frac{\varphi}{2}$	$f(\varphi)$
1	2	3	4	5

Графа 2 таблицы 14 заполняется в соответствии с расчетами по формуле (195); данные для граф 3 и 5 вычисляются по формулам (208) и (209).

9.4. Расчет антенны Грегори

Ранее отмечалось, что в такой схеме (рисунок 65) присутствуют основное параболическое и малое зеркало эллиптической формы. Сферическая волна облучателя, помещенного в фокус F_1 малого рефлектора, после отражения от последнего преобразуется в сферическую волну с центром в точке F_2, в которой совмещены второй фокус эллипса и фокус параболы.

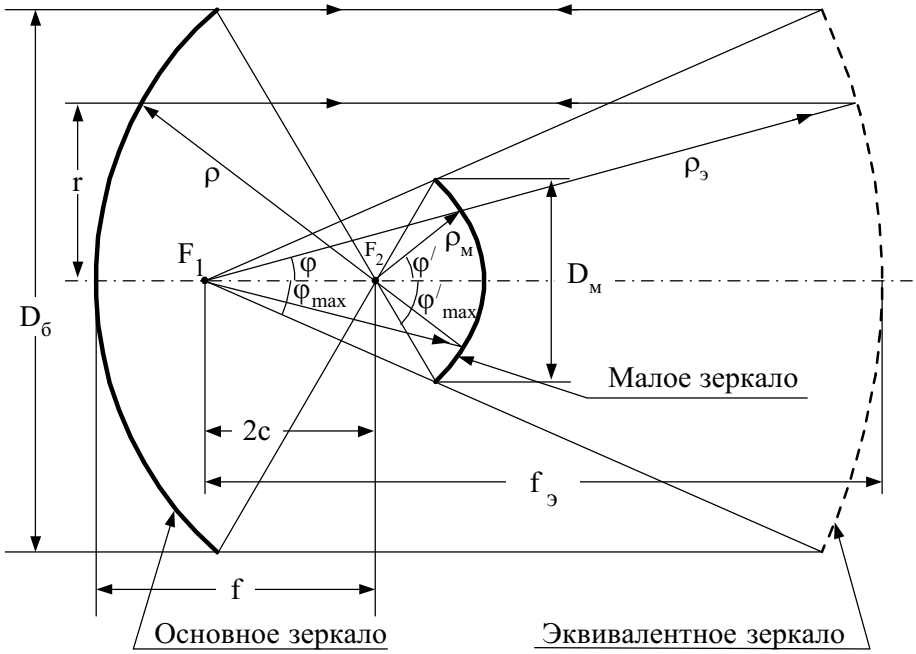


Рисунок 65 – Схема антенны Грегори

Проектирование антенны необходимо начать с изучения материалов § 9.1 и 9.2. Затем выбрать величину параметра *m*, используемого при построении квазиоптимальных ДН (см. § 9.2), учитывая, что значение *m* будет определять число боковых лепестков в ДН, имеющих примерно одинаковый уровень. По

таблице 12 для выбранного m и заданного $\xi_{бок}$ можно найти следующие параметры квазиоптимальной ДН: M^2, B, γ.

Диаметр основного зеркала вычисляется по формуле (193), параметры f, $D_м$, $2c$ и φ'_{max} - соответственно по формулам (197) – (200);

$$\varphi_{max} = arcctg\left[\frac{4c}{D_м} + ctg\varphi'_{max}\right]. \qquad (210)$$

Эксцентриситет эллиптического зеркала равен

$$e = \frac{sin\frac{\varphi'_{max} - \varphi_{max}}{2}}{sin\frac{\varphi'_{max} + \varphi_{max}}{2}}. \qquad (211)$$

Профиль основного зеркала вычисляется по формуле (203), а малого зеркала по формуле

$$\rho_м = \frac{c\left(1 - e^2\right)}{e\left(1 + e\ cos\varphi'\right)}. \qquad (212)$$

По аналогии с антенной Кассегрена, вычисление диаграммы направленности облучателя по заданному распределению поля в раскрыве проводится методом эквивалентной однозеркальной антенны с фокусным расстоянием параболоида, равным

$$f_э = \frac{1+e}{1-e} f. \qquad (213)$$

Метод построения эквивалентной параболы показан на рисунке 65.

Расчет требуемой диаграммы направленности облучателя выполняется по формуле (209), построение ее – по данным таблицы 14.

9.5. Расчет антенны со смещенной фокальной осью

Основное зеркало антенны (рисунок 66) представляет собой поверхность, образованную вращением полупараболы вокруг прямой, параллельной фокальной оси и смещенной относительно нее на расстояние a, а малое зеркало является фигурой вращения вокруг этой же прямой сегмента эллипса, один из фокусов которого F_2 совмещен с фокусом параболы, а другой – F_1 – с фазовым центром облучателя. Сегмент эллипса обращен вогнутостью в сторону основного зеркала, крайние точки сегмента расположены одна на фокальной оси параболы, другая на оси вращения.

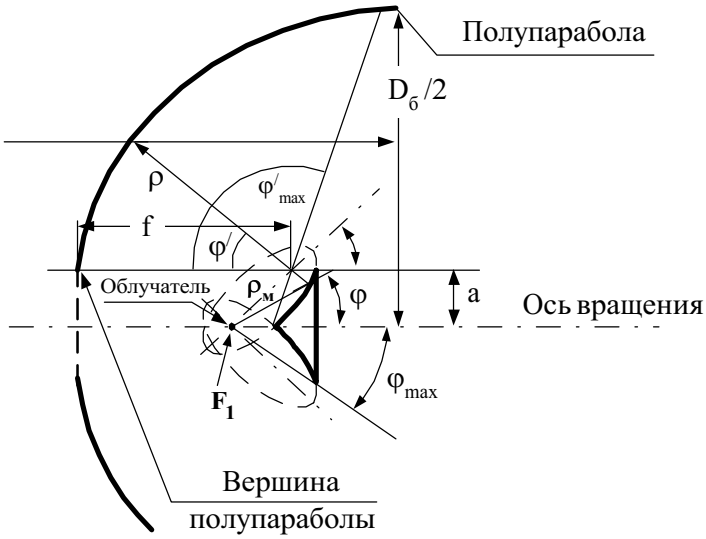


Рисунок 66 – Схема антенны со смещенной фокальной осью

Проектирование антенны необходимо начать с изучения материалов §9.1 и 9.2. Затем выбрать величину параметра *m*, используемого при построении квазиоптимальных ДН (см. §9.2), учитывая, что значение *m* будет определять число боковых лепестков в ДН, имеющих примерно одинаковый уровень. По таблице 12 для выбранного *m* и заданного $\xi_{бок}$ можно найти следующие параметры квазиоптимальной ДН: M^2, B, γ.

Диаметр раскрыва основного зеркала $D_б$ рассчитывается по формуле (193), фокусное расстояние f берется в пределах $(0{,}2...0{,}3)D_б$, смещение a рекомендуется порядка $(0{,}05...0{,}1)D_б$.

Эксцентриситет эллипса e и угол φ между фокальными осями эллипса и параболы выбирается в следующих границах:

$$e = 0{,}6...0{,}8\,, \tag{214}$$

$$\varphi_1 = 20^\circ...40^\circ\,. \tag{215}$$

Парабола рассчитывается по формуле (203), причем

$$0 \le \varphi' \le \varphi'_{max} = 2arctg\left[\frac{1+e}{1-e}tg\frac{\varphi_1}{2}\right]. \tag{216}$$

Эллиптический профиль малого зеркала в полярной системе координат с центром в точке F_1 удовлетворяет формуле

$$\rho_м = \frac{a\left(1-e^2\right)}{2e\ sin\varphi_1\left[1-e\ \ cos\left(\varphi-\varphi_1\right)\right]}, \tag{217}$$

причем

$$0 \le \varphi \le \varphi_{max} = \varphi_1 - 2arctg\left[\frac{1-e}{1+e}tg\frac{\varphi_1}{2}\right]. \tag{218}$$

Значение $\varphi=\varphi_{max}$ соответствует кромке малого зеркала.

Подобно рассмотренным выше схемам двухзеркальных антенн, расчет требуемой диаграммы направленности $f(\varphi)$ облучателя, удовлетворяющей заданной функции $A(r')$ амплитудного распределения поля в апертуре основного зеркала, ведется в предположении, что согласно закону сохранения энергии количество ее, заключенное в любом ограниченном пучке лучей от облучателя, равно количеству энергии, заключенной в соответствующем цилиндрическом пучке в раскрыве основного зеркала.

Для антенны со смещенной фокальной осью

$$f\left(\varphi\right) = A\left(r\right)\cdot B\,, \tag{219}$$

где

$$B = \frac{1+\dfrac{2e}{1+e^2}cos\left(\varphi'+\varphi_1\right)}{\left[1+\dfrac{2e}{1+e^2}cos\varphi_1\right]cos^2\dfrac{\varphi'}{2}}. \tag{220}$$

Результаты расчета заносятся в таблицу 15.

Таблица 15 – Расчет диаграммы направленности облучателя

φ'	r'	φ	$A(r')$	B	$f(\varphi)$
1	2	3	4	5	6

Данные для граф 2 и 3 вычисляются по следующим формулам:

$$r' = \frac{2}{D}\left(a + 2f\ tg\frac{\varphi'}{2}\right); \tag{221}$$

$$\varphi = \varphi_1 - 2arctg\left[\frac{1-e}{1+e}tg\frac{\varphi'+\varphi_1}{2}\right]. \tag{222}$$

В графу 4 заносятся ординаты построенной по формуле (195) кривой амплитудного распределения.

9.6. Расчет облучателя

Выше отмечалось, что распределение поля в раскрыве основного зеркала антенны, зависящее только от радиальной координаты, приблизительно обеспечивается либо волноводным облучателем круглого сечения, либо рупорным коническим облучателем с волной типа H_{11}. Расчет диаметра раскрыва рупора D_p производится по кривым рисунка 67, выражающим зависимость угла φ от D_p/λ, соответствующего различным относительным уровням диаграммы направленности E.

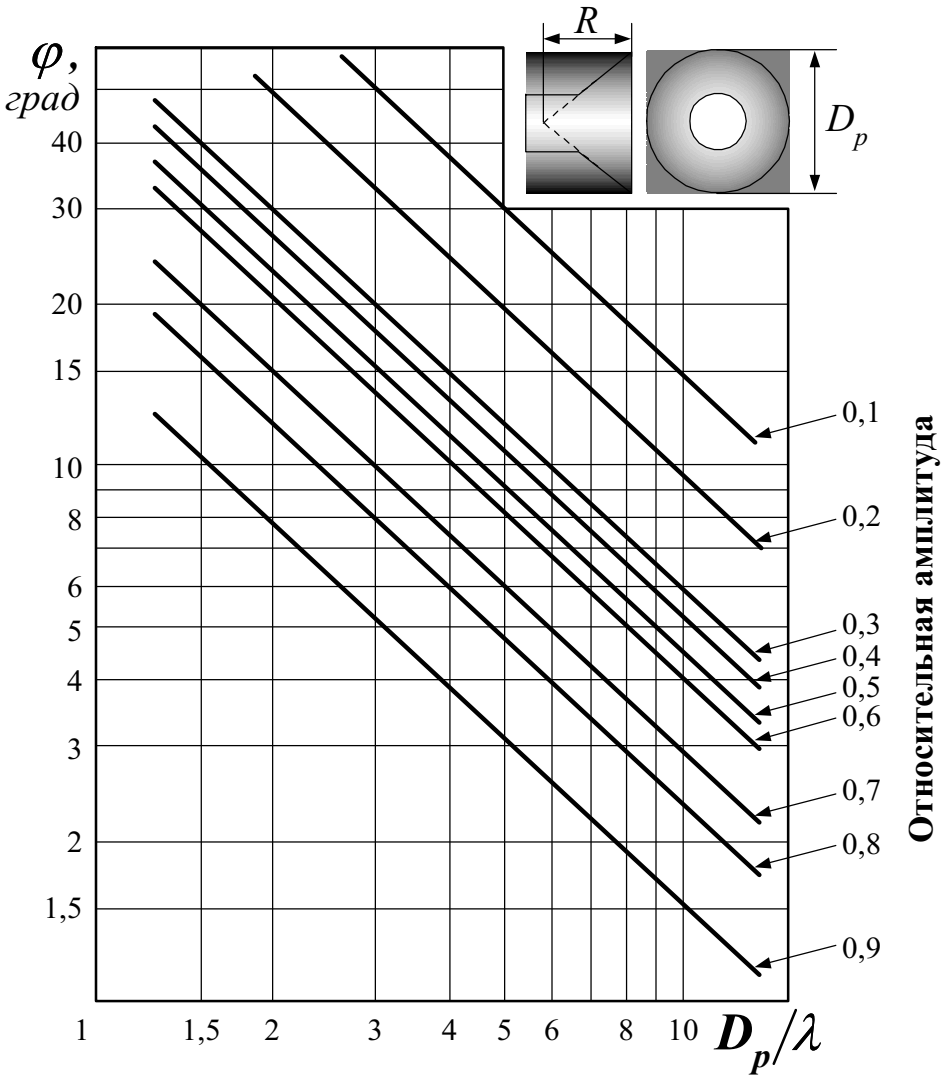


Рисунок 67– К расчету облучателя антенны

Подобные кривые имеются и для плоскости *H*, но ввиду отмеченной осевой симметрии диаграммы направленности в плоскостях *E* и *H* оказываются близкими. По рассчитанной и построенной в §§9.3-9.5 диаграмме направленности облучателя определяется аргумент φ, соответствующий произвольно выбранному относительному уровню, например *0,707*. Далее на основании рисунка 67 по найденному значению φ и выбранному относительному уровню определяется диаметр раскрыва рупорной антенны, после чего по тем же кривым производится построение ее диаграммы направленности. Длина рупора *R* определяется по следующей формуле:

$$R = \frac{D_p^2}{3\lambda}.$$

Если в секторе углов φ, соответствующем видимому из облучателя угловому размеру малого зеркала, отличие ранее рассчитанной диаграммы направленности облучателя и диаграммы выбранного конического рупора составляет более 2 дБ, необходимо задаться новыми численными значениями параметра *m* квазиоптмальной диаграммы Тейлора либо пересмотреть геометрические размеры антенны в целом.

После расчета облучателя необходимо оценить, насколько близки его характеристики к оптимальным. ДН облучателя оказывает влияние на коэффициент использования поверхности *(КИП)* антенны K_u. *КИП* представляют в виде произведения пяти сомножителей

$$K_u = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4 \cdot K_5 , \qquad (223)$$

где K_1 – апертурный *КИП* антенны, зависящий от амплитудно-фазового распределения поля в апертуре антенны;

K_2 – коэффициент использования энергии облучателя, показывающий, какая часть энергии облучателя перехватывается малым зеркалом;

K_3 – коэффициент, учитывающий уменьшение коэффициента направленного действия (КНД) антенны из-за затенения раскрыва большого зеркала малым;

K_4 – коэффициент, учитывающий неточность изготовления зеркал;

K_5 – коэффициент, учитывающий дифракционные потери на краях зеркал и элементах крепления.

ДН облучателя практически влияет на величину коэффициентов K_1 и K_2. Так, если расширять ДН облучателя, то амплитудное распределение поля в апертуре будет более равномерным, и коэффициент K_1 увеличится, но вместе с тем уменьшится K_2. Поэтому целесообразно облучатель выбирать так, чтобы произведение $K_1 \cdot K_2$ было максимальным.

Для расчета K_1 и K_2 выведены соотношения [3]

$$K_1 = \frac{\left| \iint\limits_S E_S dS \right|^2}{S \iint\limits_S |E_S|^2 dS}, \qquad (224)$$

где S – площадь раскрыва; E_S – напряженность поля в раскрыве.

Для круглого раскрыва при известной функции $A(r')$ амплитудного распределения поля в раскрыве (224) можно записать в виде

$$K_1 = \frac{2\left| \int\limits_0^1 A(r')r'dr' \right|^2}{\lambda^2 \int\limits_0^1 A^2(r')r'dr'}. \qquad (225)$$

Вычисление интегралов производится графически посредством измерения площади под кривыми функций $A(r')r'$ и $A^2(r')r'$, построенными на интервале аргумента r' от 0 до 1.

Коэффициент K_2 определяется из соотношения

$$K_2 = \frac{\int\limits_0^{2\pi} \int\limits_0^{\varphi_0} |f(\theta,\varphi)|^2 \sin\theta d\theta d\varphi}{\int\limits_0^{2\pi} \int\limits_0^{\pi} |f(\theta,\varphi)|^2 \sin\theta d\theta d\varphi}, \qquad (226)$$

где $f(\theta,\varphi)$ – ДН облучателя; φ_0 – угол облучения края малого зеркала.

Необходимо также обратить внимание на соотношение размеров апертуры облучателя и малого зеркала. Существуют оптимальные соотношения указанных величин, когда затенения, создаваемые облучателем и малым зеркалом, примерно одинаковы, что соответствует минимальному затенению апертуры основного зеркала:

$$\frac{2c}{f} \approx \frac{D_p}{D_м}. \qquad (227)$$

9.7. Расчет коэффициента направленного действия антенны

КНД рассчитывается по следующей формуле:

$$D = \frac{4\pi SK_u}{\lambda^2}. \qquad (228)$$

Для расчета K_3, входящего сомножителем в K_u (см. (223)), выведено соотношение [7]

$$K_3 = 1 - \frac{\iint_{S_м} |E_S|^2 dS}{\iint_S |E_S|^2 dS}, \qquad (229)$$

где S_M – поверхность, являющаяся проекцией малого зеркала на апертуру S.

Оценка K_3 для случая равномерного амплитудного распределения поля может быть получена из соотношения:

$$K_3 = 1 - \left(\frac{D_м}{D_б}\right)^2. \qquad (230)$$

Коэффициенты K_4 и K_5 (см. (223)) не поддаются аналитическому представлению. Учитывая уровень технологии изготовления зеркал, можно считать, что $K_4 \cdot K_5 \approx 0{,}95$.

9.8. Задание на проектирование

Исходными данными для расчета антенны являются:

- схема антенны;
- рабочая длина волны λ;
- ширина главного лепестка диаграммы направленности по уровню половинной мощности $2\theta_{0,5}$;
- уровень бокового излучения $\xi_{бок}$.

По указанным данным необходимо выполнить следующее:

1) произвести выбор функции амплитудного распределения поля в раскрыве основного (большого) зеркала антенны, при которой удовлетворяются заданные требования к диаграмме направленности;

2) определить габаритные размеры и форму зеркал, взаимное расположение зеркал и облучателя;

3) рассчитать диаграмму направленности облучателя, необходимую для обеспечения выбранного амплитудного распределения поля по раскрыву антенны;

4) произвести выбор облучателя, определить его габариты и рассчитать реальную диаграмму направленности облучателя;

5) рассчитать диаграмму направленности и коэффициент направленного действия антенны.

Выбор варианта задания производится по таблице 16 в соответствии с предпоследней $M_з$ и последней $N_з$ цифрой в номере зачетной книжки. Схема построения антенны расшифровывается следующим образом: Кас – антенна Кассегрена, Гр – антенна Грегори, См-Ф – антенна со смещенной фокальной осью.

Таблица 16 – Варианты заданий для расчета двухзеркальной антенны

$M_з$	*Схема*	λ, *м*	$2\theta_{0,5}$, *град*	$N_з$	$\xi_{бок}$, *дБ*
0	Кас	0,1	5	0-	30
1	Гр	0,09	4	1-	32
2	См-Ф	0,08	3,5	2-	24
3	Кас	0,07	4,5	3-	28
4	Гр	0,06	2,5	4-	31
5	См-Ф	0,05	4	5-	27
6	Кас	0,04	3	6-	25
7	Гр	0,03	2	7-	33
8	См-Ф	0,012	1,5	8-	26
9	Кас	0,008	1	9-	29

10. МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО РАСЧЕТУ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕНН

10.1. Основные соотношения и расчетные формулы

Проектирование антенных устройств основывается на расчетных методах, которые не позволяют учесть все особенности конструкции и возбуждения антенны, поэтому необходимым условием их аттестации является измерение диаграмм направленности (ДН).

Измеренные ДН обычно отличаются от расчетных, так коэффициент усиления (КУ) оказывается несколько меньше расчетного значения, уровень бокового излучения – больше. Причина данного обстоятельства объясняется тем, что на практике не удается точно создать требуемое распределение амплитуд и фаз поля в раскрыве антенны, либо распределение возбуждающих токов в антенной решетке. Ошибки фаз и амплитуд поля или токов могут быть систематическими или случайными, при этом систематические ошибки достаточно полно рассмотрены в учебной литературе, что касается случайных ошибок, то для определения степени их влияния на ДН антенны необходимо обратиться к статистической теории антенн, разработанной в монографиях [17,18]. В данном учебном пособии рассмотрены вопросы статистической оценки основных характеристик излучения антенны при ее проектировании.

Учитывая тот факт, что ДН любой двумерной апертуры в заданных плоскостях можно заменить эквивалентными линейными апертурами, то будем вести анализ характеристик любой апертуры на основе теории линейной апертуры.

Проведем анализ линейной синфазной системы со случайными амплитудно-фазовыми распределениями источников, что позволит выяснить роль амплитудных и фазовых ошибок в отдельности.

Рассмотрим линейную систему длиной L с заданным случайным амплитудным $A(z)$ и фазовым $\varphi(z)$ распределением источников, тогда для множителя системы можем записать исходное уравнение в виде

$$f(\theta) = \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} A(z)\exp(j[\varphi(z) + kz\sin\theta])dz, \qquad (231)$$

где θ - угол, отсчитываемый от нормали к оси системы (см. рисунок 68); $k=2\pi/\lambda$ - волновое число.

Формула (231) записана для зоны излучения. Удобно ввести относительную

координату $x = 2z/L$ и обобщенный угол $\psi = \frac{\pi L}{\lambda} sin\theta$, тогда

$$f(\psi) = \frac{L}{2} \int_{-1}^{1} A(x) exp(j[\varphi(x) + \psi(x)])dx. \qquad (232)$$

Не выясняя пока причины случайных изменений амплитуды $A(x)$, представим ее в виде

$$A(x)=A_0(x)exp(B(x)),$$

где $B(x)=ln\left(\frac{A(x)}{A_0(x)}\right)$ - определяет уровень амплитуды относительно детерминированного распределения при отсутствии ошибок - $A_0(x)$.

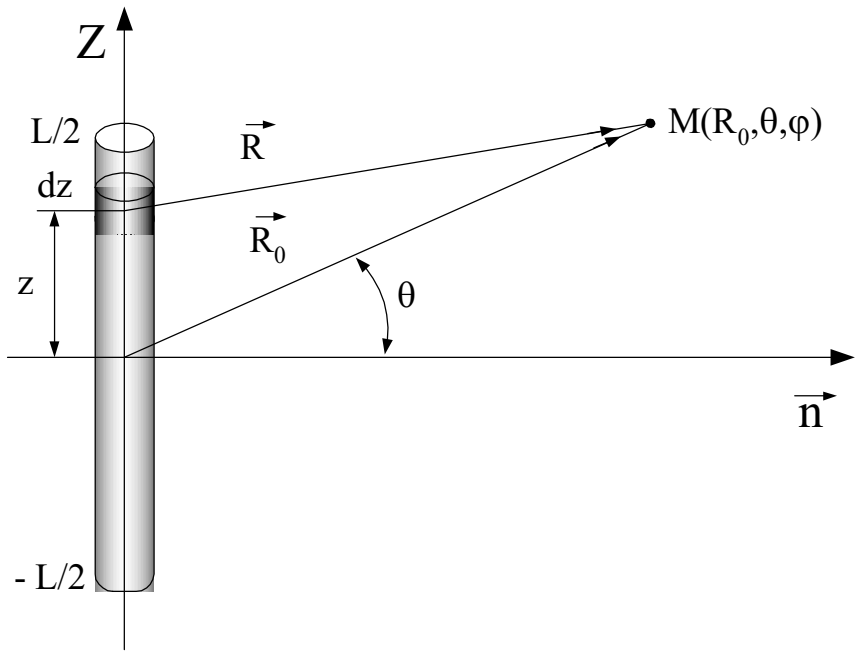


Рисунок 68– К определению поля излучения одномерной апертуры

Далее, если предположить, что случайные функции $B(x)$ и $\varphi(x)$ являются нормальными случайными функциями со средними значениями

$$\langle B(x)\rangle = B_0(x) \text{ и } \langle \varphi(x)\rangle = 0;$$

дисперсиями $\sigma_B{}^2 = \left\langle [B(x) - \langle B(x)\rangle]^2 \right\rangle, \sigma_\varphi{}^2 = \left\langle \varphi^2(x) \right\rangle,$

и коэффициентами корреляции

$$r_B(x,x_1)=\frac{\langle[B(x)-B_0(x)][B(x_1)-B_0(x_1)]\rangle}{\sigma_B(x)\sigma_B(x_1)},$$

$$r_\varphi(x,x_1)=\frac{\langle\varphi(x)\varphi(x_1)\rangle}{\sigma_\varphi(x)o_\varphi(x_1)},$$

и если коэффициент взаимной корреляции между $B(x)$ и $\varphi(x)$ равен

$$r_{B\varphi}(x,x_1)=\frac{\langle[B(x)-B_0(x)]\cdot\varphi(x)\rangle}{\sigma_B(x)\sigma_\varphi(x)},$$

то при заданном ψ множитель системы $f(\psi)$ также является случайной функцией.

С учетом вышеизложенного запишем исходные формулы для следующих ДН антенны:

ДН по полю:

$$f(\psi)=\int_{-1}^{1}A_0(x)\exp(B(x)+j[\varphi(x)+\psi(x)]dx, \qquad (233)$$

ДН по мощности:

$$F(\psi)=|f(\psi)|^2=\int_{-1}^{1}\int_{-1}^{1}A_0(x)A_0(x_1)\exp\{B(x)+B(x_1)+$$
$$+j[\varphi(x)-\varphi(x_1)+\psi(x-x_1)]\}dxdx_1. \qquad (234)$$

Формулы (233) и (234) используем при определении средней ДН по полю и по мощности, но для дальнейшего рассмотрения удобно принять следующее:

1) распределение амплитуды при отсутствии ошибок равномерное, т.е. $A_0(x)=A_0$;

2) ошибки стационарны, т.е. постоянны вдоль системы $B_0(x)=B_0$; $\sigma_B^2(x)=\sigma_{B0}^2$; $\sigma_\varphi^2(x)=\sigma_{\varphi0}^2=\alpha$;

3) коэффициенты корреляции зависят только от разности координат x-x_1

$r_B=\exp\left(\frac{(x-x_1)^2}{C^2{}_B}\right)$; $r_\varphi=\exp\left(\frac{(x-x_1)^2}{C^2{}_\varphi}\right)$; где $C_B=\frac{2\cdot\rho_B}{L}$, $C_\varphi=\frac{2\cdot\rho_\varphi}{L}$ - нормированные значения радиусов корреляции ρ_B и ρ_φ;

4) взаимной корреляцией амплитуд и фаз будем пренебрегать, т.е. положим $r_{B\varphi}=0$, что выполняется на практике.

Принятые допущения позволяют точно вычислить интегралы для $\langle f(\psi)\rangle$ и $\langle F(\psi)\rangle$ при произвольных значениях дисперсий $\sigma_{B0}{}^2$ и $\sigma_{\varphi_0}{}^2$ и радиусов корреляции ρ_B и ρ_φ, что позволяет изучить и определить статистические характеристики поля излучения антенн в зависимости от $\sigma_\varphi{}^2$ и ρ_B, ρ_φ.

Необходимо отметить, что выбор коэффициентов корреляции в гауссовой форме соответствует экспериментальным данным и удобен при теоретических исследованиях [17].

С учетом принятых допущений можем записать исходные формулы для расчета:

1) средней диаграммы направленности по полю

$$\langle f(\psi)\rangle = 2A_0\, exp\left\{B_0 + \frac{1}{2}\left(\sigma_{B0}^2 - \sigma_{\varphi 0}^2\right)\right\}\cdot\frac{\sin\psi}{\psi}; \qquad (235)$$

2) средней диаграммы направленности по мощности

$$\langle F(\psi)\rangle = A_0{}^2\, exp(2B_0 + \sigma_{B0}^2 - \sigma_{\varphi 0}{}^2)\int_{-l}^{l}\int_{-l}^{l} exp\{\sigma_{B0}^2 r_B(x-x_1) -$$

$$-\sigma_{\varphi 0}^2 r_\varphi(x-x_1)\}exp(j[\psi x - \psi x_1])dxdx_1. \qquad (236)$$

Однако формулы (235) и (236) используют на практике без учета амплитудных флуктуаций, так как их роль незначительна по сравнению с фазовыми флуктуациями, поэтому можем считать, что $B_0=0$, $\sigma_{B0}^2 = 0$, тогда, опуская постоянные сомножители, (235) и (236) запишем в виде:

$$\langle f(\psi)\rangle = exp\left(-\frac{1}{2}\sigma_{\varphi 0}^2\right)\cdot\frac{\sin\psi}{\psi}, \qquad (237)$$

$$\langle F(\psi)\rangle = \int_{-l}^{l}\int_{-l}^{l} exp\left(-\sigma_{\varphi 0}^2(1-r_\varphi(x-x_1)\right)exp(j[\psi x - \psi x_1])dxdx_1. \qquad (238)$$

Анализ (237) показывает, что СДН по полю сохраняет свой вид $\frac{\sin\psi}{\psi}$, однако при этом уменьшается амплитуда поля излучения при $\psi=0$; СДН по мощности существенно зависит от $\sigma_{\varphi 0}^2$ и ρ_φ.

10.2. Методика определения статистических параметров линейных систем

Наибольший интерес при исследовании статистических параметров линейных систем представляют:

1) форма средней диаграммы направленности по мощности (формула 238);
2) среднее значение КНД в направлении максимума излучения $\psi=0$;
3) вероятный уровень бокового излучения.

Рассмотрим эти характеристики.

На основании формулы (238) для случая слабых флуктуаций фазы, т.е. при $\sigma_\varphi^2 << 1$ и радиусов корреляции $\rho_\varphi << L$ можем записать следующую приближенную формулу для $F(\psi)$ [17]

$$F(\psi) = e^{-\sigma_\varphi^2}\left[\left(\frac{sin(\psi)}{\psi}\right)^2 + \sqrt{\pi}\sigma_\varphi^2\,\frac{\rho_\varphi}{L}\,exp\left(-\frac{\psi^2\rho_\varphi^2}{L^2}\right)\right], \quad (239)$$

где $\psi = \frac{kL}{2}sin\theta$.

Из (239) следует, что при $\sigma^2_\varphi \to 1$ и $\rho_\varphi \to 0$ СДН по мощности стремится к своему неискаженному виду $\left(\frac{sin\psi}{\psi}\right)^2$.

Наличие фазовых ошибок σ_φ^2 приводит к уменьшению главного максимума, увеличению уровня боковых лепестков (*УБЛ*) и заполнению нулевых направлений в СДН. Далее, как следует из (239), при одном и том же произведении $\sigma_\varphi^2 \cdot \rho_\varphi$ уровень *УБЛ* меньше у более длинных апертур (L).

Появление повышенного уровня бокового излучения приводит к снижению КНД, при этом наиболее значительное уменьшение КНД происходит при радиусе корреляции $\rho_\varphi = \frac{\lambda}{\pi}\sqrt{ln\left(\frac{2L}{\lambda}\right)}$, причем КНД оказывается равным

$$D = D_0 \cdot e^{-\sigma_\varphi^2}, \quad (240)$$

где $D_0 = \frac{2L}{\lambda}$ - КНД при отсутствии случайных ошибок в амплитудно-фазовом распределении источников, при $\sigma_\varphi^2 << 1$ можно записать для КНД более простую формулу:

$$D \cong D_0(1-\sigma_\varphi{}^2) = \frac{D_0}{1+\sigma_\varphi{}^2}. \qquad (241)$$

Таким образом, снижение КНД антенны на 10%, т.е. уменьшение *КИП* до 0,9, происходит при $\sigma_\varphi{}^2 = 0{,}105$, а среднеквадратичное отклонение фазы

$$\sigma_\varphi = \sqrt{0{,}105} = 0{,}324\,рад = 18{,}5^\circ.$$

Если учесть принимаемый доверительный интервал в законе распределения фазовых ошибок равным $3\sigma_\varphi$, то получим величину максимального разброса при возбуждении линейной решетки, не превышающую 3·18,5°=56°.

Далее анализ (239) показал, что можно повысить *КИП* антенны до 0,916 (вместо 0,9), если радиус корреляции $\frac{\lambda}{\pi} \le \rho_\varphi \le 0{,}1L$.

Уменьшение КНД связано в свою очередь с увеличением ширины главного лепестка СДН, следовательно, для нормированного значения $\Delta Q_{0,5}$ относительно $\Delta Q_{0,5}{}^0$ - при отсутствии ошибок можем записать:

$$\frac{\Delta Q_{0,5}}{\Delta Q_{0,5}{}^0} \cong 1 + 1{,}17\sigma_\varphi{}^2 \cdot \frac{\rho}{L}. \qquad (242)$$

На основании проведенных исследований установлено, что наличие случайных фазовых ошибок не так существенно при снижении *КИП* антенны, как при возрастании уровня бокового излучения. Как следует из формулы (239), уровень бокового лепестка, ближайшего к главному максимуму, можно оценить с помощью соотношения

$$УБЛ = УБЛ_0 + \sqrt{\pi}\,\frac{\sigma_\varphi \cdot \rho_\varphi}{L}, \qquad (243)$$

где $УБЛ_0$ - нормированное значение уровня бокового лепестка в отсутствии фазовых ошибок.

Таким образом, для заданной линейной системы $\sigma_{\varphi_0}{}^2$ и ρ_φ находятся из анализа конкретной системы возбуждения и уровня бокового излучения, после этого можно оценить $\Delta Q_{0,5}$, $F(\psi)$, *УБЛ*.

10.3. Методика определения статистических параметров излучения двумерных апертур

По аналогии с линейной апертурой рассмотрим двумерные апертуры с прямоугольным и круглым раскрывами.

10.3.1. Прямоугольный раскрыв

Для случая равномерного амплитудного и синфазного распределения поле в плоскости прямоугольного раскрыва с размерами a и b вдоль осей x и y при $\rho<<a$, $\rho<<b$ и $\alpha<<1$ можем воспользоваться соотношением, аналогичным (239) и записать его в виде

$$F(\psi_x,\psi_y)=exp(-{\sigma_\varphi}^2)\left\{\left(\frac{sin(\psi_x)}{\psi_x}\right)^2\left(\frac{sin(\psi_y)}{\psi_y}\right)^2+\right.$$

$$\left.+\left(\frac{\rho_\varphi\sqrt{\pi}}{a}\right)\left(\frac{\rho_\varphi\sqrt{\pi}}{b}\right)\cdot exp\left[-\rho_\varphi\left(\frac{{\psi_x}^2}{a^2}+\frac{{\psi_y}^2}{b^2}\right)\right]\right\}, \qquad (244)$$

где $\psi_x=\frac{ka}{2}\cdot sin\theta\cdot cos\varphi$, $\psi_y=\frac{kb}{2}\cdot sin\theta\cdot cos\varphi$.

Аналогично выражению (239) первое слагаемое в (244) описывает СДН в отсутствии случайных ошибок, а второе представляет собой боковое излучение. Если учесть, что

$$\frac{{\psi_x}^2}{a^2}+\frac{{\psi_y}^2}{b^2}=\frac{\pi^2\,sin^2\theta}{\lambda^2}, \text{ а } {\sigma_\varphi}^2\cdot\frac{\pi\cdot\rho_\varphi^2}{a\cdot b}=\frac{4\pi^2\rho_\varphi^2\lambda^2}{4\pi\cdot a\cdot b\lambda^2}, \qquad (245)$$

то $${\sigma_\varphi}^2\cdot\frac{\pi\cdot\rho_\varphi^2}{a\cdot b}={\sigma_\varphi}^2\,\frac{4\pi^2\rho_\varphi^2}{D_0\lambda^2},$$

где $D_0=\frac{4\pi\,a\,b}{\lambda^2}$ - КНД прямоугольного раскрыва при отсутствии ошибок.

Подставляя полученные соотношения в (244), получаем

$$F(\theta,\varphi)=exp(-\sigma_\varphi^2)\left\{F_0(\theta,\varphi)+\sigma_\varphi^2\,\frac{4\pi^2\rho_\varphi^2}{D_0\lambda^2}exp\left(-\frac{\pi^2\rho_\varphi^2\,sin^2\theta}{\lambda^2}\right)\right\},$$

где $F_0(\theta,\varphi)$ - СДН при отсутствии случайных ошибок.

Таким образом, СДН по мощности $F(\theta,\varphi)$ определяется по аналогии с линейной антенной. Так же, как и в линейных решетках, величина бокового излучения уменьшается с ростом КНД, т.е. D_0. Уровень бокового излучения будет определяться так же, как для линейной апертуры:

$$УБЛ = УБЛ_0 + \sigma_\varphi^2 \frac{4\pi^2 \rho_\varphi^2}{D_0 \lambda^2}, \qquad (246)$$

величина КНД плоского раскрыва определяется соотношением:

$$D = D_0 \cdot e^{-\sigma_\varphi^2}, \text{ где } D_0 = \frac{4\pi S_{эф}}{\lambda^2}.$$

10.3.2. Круглый раскрыв

Определение средней диаграммы направленности для равноамплитудной и синфазной круглой апертуры связано со значительными математическими трудностями, ввиду этого представим СДН по мощности в интегральном виде

$$F(\psi) = \int_0^1 J_0(2\psi r) \exp(-\sigma_\varphi^2 [1 - R(r)]) \left(\arccos r - r\sqrt{1 - r^2} \right) r dr, \quad (247)$$

где $R(r) = exp\left(-\frac{2a\, r^2}{\rho_\varphi^2} \right)$ - коэффициент корреляции флуктуаций фазы.

На основании (247) численным интегрированием определяются *КНД*, *УБЛ* и другие характеристики, однако приближенные оценки для *D* и *УБЛ* можно получить, используя ранее полученные формулы для прямоугольной апертуры, записывая их в виде:

$$F(\theta,\varphi) = F_0(\theta,\varphi) + \sigma_\varphi^2 \cos\theta (\cos^2\theta \cos^2\varphi + \sin^2\varphi) \times$$

$$\times \frac{4\pi\rho_\varphi^2}{D_0 \lambda^2} exp\left[-\frac{\pi^2 \rho_\varphi^2 \sin^2\theta}{\lambda^2} \right]. \qquad (248)$$

Отсюда следуют соотношения для КНД антенны

$$D \cong D_0 \left(1 - \frac{3\pi^2 \rho_\varphi^2}{4\lambda^2} \sigma_\varphi^2 \right), \text{ при } \rho_\varphi << \lambda \text{ и } \sigma^2_\varphi << 1;$$

$$D \cong D_0 (1 - \sigma_\varphi^2), \text{ при } \rho_\varphi >> \lambda \text{ и } \sigma_\varphi^2 << 1.$$

Если определить уменьшение КНД антенны, или, как принято в литературе

[18], величину $\delta=D/D_0$, то в зависимости от σ_φ^2 и ρ_φ получим оценку величины потерь КНД δ, значения которых представлены в таблице 17.

На основании измеренных или рассчитанных значений σ_φ^2 и ρ_φ можно определить величину ожидаемых потерь КНД антенны или ее коэффициента усиления.

Таблица 17 – Потери КНД

σ_φ, рад	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3	0,35	0,4	0,45	0,5	0,55	0,6
$\rho_\varphi=\lambda/2\pi$	0,005	0,01	0,03	0,08	0,18	0,25	0,33	0,42	0,6	0,72	0,86	1,1
$\rho_\varphi=\lambda/\pi$	0,01	0,09	0,18	0,27	0,4	0,65	0,83	1,2	1,55	1,95	1,25	3,0
$\rho_\varphi=\lambda$	0,06	0,2	0,38	0,7	1,1	1,6	2,2	2,95	3,7	4,3	5,1	6,0
$\rho_\varphi>>\lambda$	0,06	0,2	0,38	0,7	1,15	2,0	3,5	6,0	—	—	—	—

10.4. Оценка величины дисперсии фазовых флуктуаций

Правильная оценка влияния фазовых ошибок на СДН по мощности позволяет установить допуски на необходимую точность изготовления антенн, это особенно важно при проектировании больших зеркальных антенн для космической радиосвязи, так как от величины допуска существенно зависит стоимость антенны.

Таким образом, если предположить при проектировании зеркальных антенн, что облучатель расположен в точке фокуса, средний профиль зеркала соответствует принятой модели, то наличие «шероховатостей» на зеркале, связанных с классом обработки поверхностей, можно представить в виде, изображенном на рисунке 69.

Случайные отклонения *h(y)* можно описывать следующим образом. Принимая во внимание, что можно воспользоваться дифференциальным законом распределения *h* в виде нормального закона *W(h)*, тогда

$$W(h)=\frac{1}{\sqrt{2}\sigma_\eta}exp\left[-\frac{(\eta-\langle\eta\rangle)^2}{\sigma_\eta{}^2}\right], \qquad (249)$$

где $\sigma_\eta{}^2$ - дисперсия отклонения высоты η от ее среднего значения $\langle\eta\rangle$, при этом

$$\sigma_\eta{}^2=\left\langle\left(\eta-\langle\eta\rangle\right)^2\right\rangle=\left\langle\eta^2\right\rangle-\langle\eta\rangle^2$$ (см. рисунок 70).

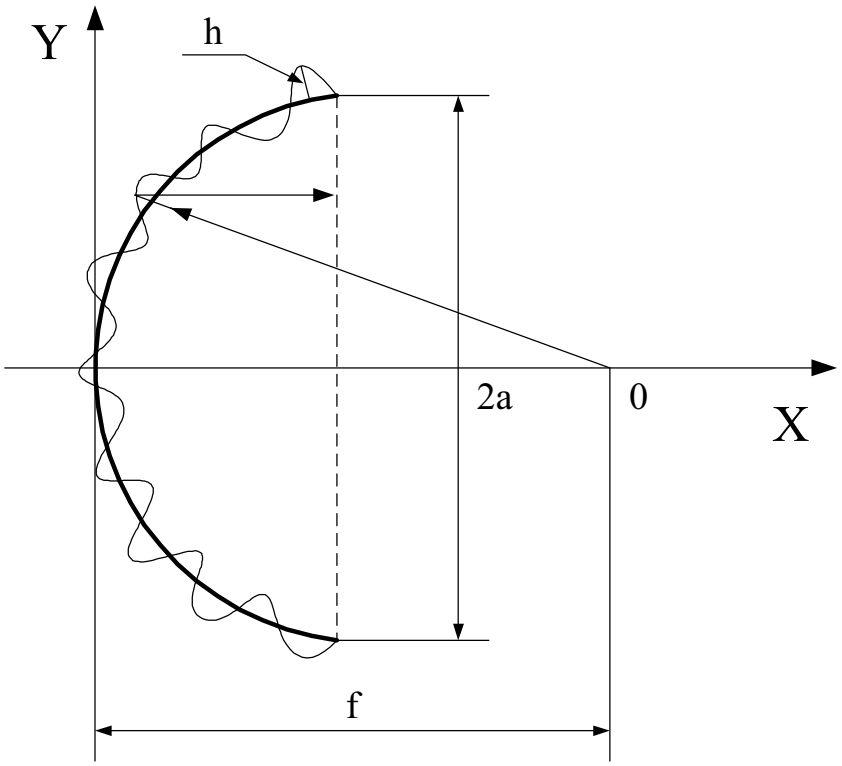


Рисунок 69 – Модель шероховатой поверхности зеркала

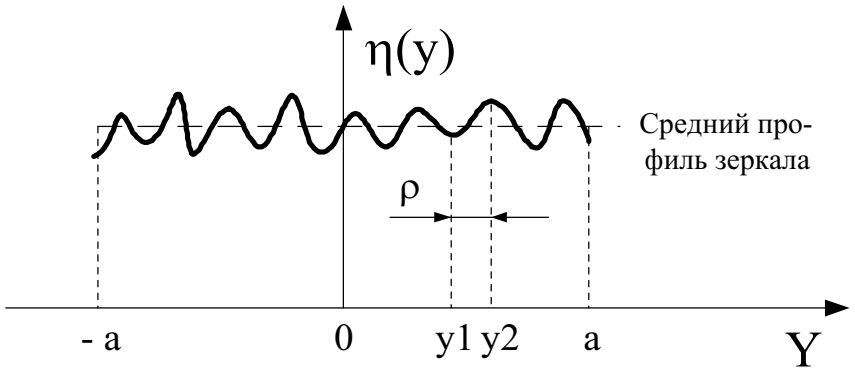


Рисунок 70– К расчету параметров шероховатости

Учитывая, что $\langle \eta \rangle = 0$, тогда $\sigma_\eta{}^2 = \langle \eta^2 \rangle$. Найдем фазу луча «1», отраженного от заданной шероховатой поверхности: $\varphi(y) = 2k\eta(y)$; $k = 2\pi/\lambda$, $\varphi(y)$ - является случайной величиной и так же, как $\eta(y)$ подчинена нормальному закону

распределения, при этом $\langle\varphi\rangle = 0$, так как $\langle\eta(y)\rangle = 0$. Следовательно, дисперсия случайного отклонения фазы отраженного луча равна:

$$\sigma_\varphi{}^2 = \left\langle \left(\varphi - \langle\varphi\rangle\right)^2 \right\rangle = \left\langle \varphi(y)^2 \right\rangle = 4k^2\sigma_\eta{}^2 . \qquad (250)$$

При изготовлении любой поверхности вводится технологический допуск на точность обработки поверхности и определяется величиной вероятного отклонения от среднего уровня. Так принято считать, если определить уровень ε, который не превышается в 99 % заданной поверхности и ввести в рассмотрение величину среднеквадратического отклонения σ_η, то необходимо потребовать, чтобы

$$\varepsilon(99\%) \cong 2{,}6\sigma_\eta, \text{ либо } \sigma_\eta = \varepsilon(99\%)/2{,}6, \qquad (251)$$

где $\varepsilon(99\%) = L \cdot 10^{-m}$; m - класс точности, который принимается равным 3 при обычном изготовлении поверхностей, а ε/L - есть относительный допуск на изготовление поверхности; L - длина раскрыва антенны. Подставляя (251) в (250), получаем расчетные формулы для σ_φ:

$$\sigma_\varphi = 2k\varepsilon / 2{,}6 = 5\varepsilon/\lambda = 5 \cdot 10^{-m} \cdot 2a/\lambda \text{ рад.} \qquad (252)$$

Таким образом, минимально возможная ошибка в определении фазы отраженного луча (σ_φ) при данном классе обработки «m» прямо пропорциональна диаметру $2a$. При некотором значении $2a$ фазовая ошибка σ_φ превысит допустимое значение, например $\sigma_\varphi > \pi/2$, тогда дальнейшее увеличение диаметра зеркала либо при заданном $2a$ уменьшение длины волны λ приведет к ухудшению СДН по мощности, а следовательно, и к уменьшению КНД.

Итак, существует некоторое предельное значение КНД антенны, которое нельзя превзойти ни увеличением диаметра зеркала, ни уменьшением длины волны. Правильный учет влияния случайных ошибок при изготовлении зеркала позволяет выбрать максимально возможный диаметр раскрыва антенны при заданных значениях λ или выбрать λ_{min} при заданном диаметре $2a$ зеркала. Необходимо отметить, что наряду со среднеквадратическим значением фазы σ_φ, необходимо учитывать и пространственную корреляцию отраженных лучей, коэффициент корреляции при этом можно определить в виде гауссовой функции

$$r_\varphi = exp\left(- \frac{\rho^2}{\left(\rho_0 \big/ 2a\right)^2} \right),$$

где ρ_0 - радиус пространственной корреляции отраженных лучей.

Значение ρ_0 зависит от технологии зеркала и обычно оно значительно превышает λ. В этом случае, если $\rho_0 << 2a$ и ошибки фазы $\sigma_\varphi < 1$, то КНД параболи-

ческих антенн так же, как и в вышеописанных вариантах построения антенн, определяется по формуле

$$D = D_0 \, exp(-\sigma_\varphi{}^2),$$

где $D_0 = \frac{4\pi S_{эф}}{\lambda^2}$, $S_{эф}=S_{геом}\cdot\nu$, ν - *КИП.*

Таким образом, σ_φ при заданном раскрыве *2a* фактически определяет возможный диапазон использования параболической антенны, который можно определить по приближенной формуле вида:

$$\lambda_{max}/\lambda_{min}=2a/(100...300)\sigma_\eta.$$

Обычно принимают, что $\lambda_{max}\leq 2a/(5...10)$, а $\lambda_{min}=(20...30)\sigma_\eta$.

На практике оказывается, что повысить точность изготовления поверхностей зеркал можно, переходя от цельных металлоконструкций к металлизированным поверхностям с использованием пластмасс.

Аналогичным образом определяется дисперсия фазовых ошибок σ_φ^2 и $r_\varphi(\rho)$, обусловленные влиянием турбулентной атмосферы. В монографии [17] этот вопрос рассмотрен подробно, здесь приведем только основные соотношения для $\sigma_{\varphi A}{}^2$:

$$\sigma_{\varphi A}{}^2 = \frac{\sqrt{\pi}}{2}\left\langle n^2 \right\rangle k^2 L_T \rho_0,$$

где $\left\langle n^2 \right\rangle$ - дисперсия флуктуаций показателя преломления атмосферы; $k = 2\pi/\lambda$; L_T - длина трассы; ρ_0 - пространственный радиус корреляции флуктуаций показателя преломления атмосферы; для определения $r_\varphi(\rho)$ применяется формула

$$r_\varphi(\rho) = exp(-\frac{\rho^2}{r_0{}^2}),$$

где r_0 - пространственный радиус корреляции флуктуаций фазы электромагнитной волны.

В общем случае при учете как влияния неточности изготовления зеркала, так и влияния турбулентной атмосферы, можно считать, что суммарная величина $\sigma_\Sigma{}^2$ дисперсии фазовых ошибок равна $\sigma_\Sigma{}^2 = \sigma_\varphi{}^2 + \sigma_{\varphi A}{}^2$, а оценка $F(\psi)$ и КНД должна проводиться с учетом радиусов корреляции как r_0, так и ρ_0, только с использованием численных методов на основе интегрального представления СДН по мощности для данного типа антенны.

Библиография

1. Айзенберг Г.З. Коротковолновые антенны / Г.З. Айзенберг, С.П.Белоусов, Э.М. Журбенко; Под ред. Г.З. Айзенберга. – М.: Радио и связь, 1985. – 536 с.
2. Жук М.С. Проектирование линзовых, сканирующих, широкодиапазонных антенн и фидерных устройств / М.С. Жук, Ю.Б. Молочков - М.: Энергия, 1973. - 440 с.
3. Фрадин А.З. Антенно-фидерные устройства / А.З. Фрадин – М.: Связь, 1977. – 440 с.
4. Кочержевский Г.Н. Антенно-фидерные устройства / Г.Н.Кочержевский – М.: Связь, 1981. – 280 с.
5. Воскресенский Д.И. Антенны и устройства СВЧ / Д.И. Воскресенский - М.: Сов. радио, 1972. - 432 с.
6. Марков Г.Т. Антенны / Г.Т. Марков, Д.М. Сазонов - М.: Энергия, 1975. - 528 с.
7. Айзенберг Г.З. Антенны УКВ. В 2-х ч. / Г.З. Айзенберг, В.Г.Ямпольский, О.Н.Терешин; Под ред. Г.З. Айзенберга. Ч.1. - М.: Связь, 1977. – 384 с.
8. Лобкова Л.М. Методические указания по расчету антенн по курсу “Антенны и устройства СВЧ” / Л.М. Лобкова, Л.И. Берхина, Н.И.Мишарева - Севастополь, КМУ СПИ, 1986. – 12 с.
9. Лобкова Л.М. Методические указания по расчету антенн по курсу “Антенны и устройства СВЧ”: Прил. / Л.М. Лобкова, Л.И. Берхина, Н.И. Мишарева - Севастополь, КМУ СПИ, 1986. – 23 с.
10. Янке Е. Специальные функции / Е. Янке, Ф. Эмде, Ф. Леш – М.: Наука, 1964. – 342 с.
11. Сканирующие антенны системы СВЧ. В 2-х т. Т.1.: Пер. с англ./ Под ред. А.Ф.Чаплина. – М.: Сов. радио, 1966. – 536 с.
12. Бахрах Л.Д. Развитие техники антенных устройств / Л.Д. Бахрах, А.А.Пистолькорс, Я.Н. Фельд // Радиотехника и электроника. - 1967. – Т.12. - № 11. – С. 1911-1922.
13. Кинбер Б.Е. О двухзеркальных антеннах / Б.Е. Кинбер // Радиотехника и электроника, 1962. – Т.7. - № 6. – С. 973-979.
14. Бахрах Л.Д. Многозеркальные антенны / Л.Д. Бахрах // Кн.: Современные проблемы антенно-волноводной техники / Под ред. А.А.Пистолькорса. – М., 1967. – С. 53-65.
15. Цейтлин Н.М. Антенная техника и радиоастрономия / Н.М. Цейтлин– М.: Сов. радио, 1976. – 352 с.
16. Антенны (современное состояние и проблемы) / Под ред. чл.-кор. АН СССР Л.Д.Бахраха и проф. Д.И. Воскресенского. – М.: Сов. радио, 1979. – 208 с.
17. Лобкова Л.М. Статистическая теория антенн сверхвысоких и оптических частот (влияние турбулентной атмосферы на характеристики антенн) / Л.М.Лобкова - М.: Связь, 1975. - 176 с.
18. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн / Я.С. Шифрин - М.: Сов. радио, 1970. - 384 с.

Учебное пособие
Лобкова Любовь Михайловна
Проектирование антенн и устройств СВЧ

Научный редактор Маригодов В.К.
Корректор Андреева Е.К.
Компьютерный набор и художественное оформление
Абрамова Е.Н., Сорокина В.Д.

Сдано в набор 15.02.2002. Подписано в печать 10.03.2002.
Формат 70×100 1/16. Бум. тип. №1. Усл.-печ.л. 11. Тираж 200. Заказ № 17.
Издательство "СевНТУ". Севастополь, 53. Стрелецкая бухта.
Студгородок. НМЦ.