

Н.Д. Козырев

# АНТЕННЫ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

---

Учебное  
пособие  
для высших  
учебных  
заведений

---

Н.Д. Козырев

# АНТЕННЫ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

---

*Допущено  
в качестве учебного пособия для студентов  
электротехнических институтов связи  
по специальности 2307 (радиосвязь,  
радиовещание и телевидение)*

Москва  
«Радио и связь»  
1990



Scan AAW

ББК 32.845  
К59  
УДК 621.396.676:621.396.946(0.75)

*Рецензенты:* кафедра технической электродинамики и антенн Куйбышевского электротехнического института связи; проф., д-р техн. наук В. А. Крицын

**Редакция литературы по радиотехнике и электросвязи**

**Козырев Н. Д.**

К59      Антенны космической связи; Учеб. пособие для вузов.—  
М.: Радио и связь, 1990.— 160 с.: ил.

ISBN 5-256-00664-9.

Описаны антенны земных и космических станций, а также требования к их параметрам с учетом особенностей линий связи, рекомендаций МККР и Регламента радиосвязи. Рассмотрены методы реализации больших значений коэффициента усиления и низкой шумовой температуры, пути увеличения коэффициента качества. Описаны антенно-фидерные тракты земных станций, их параметры, особенности конструкции и эксплуатации.

Для студентов вузов связи по специальности «Радиосвязь, радиовещание и телевидение».

К  $\frac{2302020300-053}{046(01)-90}$  9-90

**ББК 32.845**

ISBN 5-256-00664-9

© Козырев Н. Д., 1990

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В условиях перестройки системы высшего образования важное место отводится самостоятельному углубленному изучению учебных дисциплин. Это необходимо в первую очередь по перспективным направлениям развития техники связи, к которым относится спутниковая связь. Данная книга предназначена для углубленной подготовки студентов по специальности 2307 (радиосвязь, радиовещание и телевидение). Этой задаче подчинены выбор материала, способ его подачи, анализ конкретной информации по ходу изложения.

Вместе с тем автор старался избегать повторений основ теории антенной техники, которые изучаются в курсе «Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства», и надеется, что предлагаемый материал явится будущему инженеру необходимым дополнением.

Для удобства пользования в книге приведен список основных принятых обозначений и сокращений.

Автор выражает глубокую признательность рецензентам: коллективу кафедры технической электродинамики и антенн Куйбышевского электротехнического института связи и доктору технических наук, профессору В. А. Крицыну за ценные замечания и рекомендации, учтенные при доработке рукописи.

## ОСНОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

### Латинский алфавит

$D$	— диаметр раскрыва антенны, коэффициент направленного действия антенны	$g$	— скважность
$d$	— диаметр малого зеркала двухзеркальной антенны	$H_a$	— высота апогея
$e$	— эксцентриситет гиперболы, эллипса	$H_n$	— высота перигея
$F_n(u)$	— нормированная функция направленности антенны	$i$	— угол наклонения орбиты
$f$	— частота электромагнитных колебаний	$J_m(u)$	— функция Бесселя 1-го рода
$f_B$	— частота отраженной от ионосферы волны при вертикальном падении	$k$	— уровень боковых лепестков
$f(r)$	— функция распределения амплитуды поля в раскрыве антенны	$m$	— глубина модуляции
$G$	— коэффициент усиления антенны	$N_e$	— концентрация свободных электронов в ионосфере
$G_{\text{макс}}$	— коэффициент усиления антенны в главном направлении	$P$	— мощность передатчика, мощность помехи
$G_1$	— коэффициент усиления антенны в направлении 1-го бокового лепестка	$R$	— радиус охранной зоны
$G(\varphi)$	— огибающая диаграммы на-	$R_0$	— радиус раскрыва антенны
		$R_z$	— радиус земного шара
		$S$	— площадь раскрыва антенны
		$T$	— суммарная шумовая температура
		$T_a$	— шумовая температура антенны
		$T_s$	— шумовая температура радиозвезды
		$Z_b$	— волновое сопротивление линии
		$Z_c$	— волновое сопротивление свободного пространства

### Греческий алфавит

$\alpha$	— коэффициент затухания, угол раствора рупора	$\Lambda$	— длина волны в волноводе
$\beta$	— волновое число	$\Lambda_m(u)$	— лямбда-функция
$\Gamma$	— коэффициент отражения	$\lambda$	— длина электромагнитной волны
$\gamma$	— коэффициент распространения	$\lambda_{cp}$	— средняя длина волны рабочего диапазона
$\Delta$	— амплитуда поля (тока) на краю антенны, пьедестал	$\mu$	— относительная магнитная проницаемость
$\delta$	— угол диэлектрических потерь	$\nu$	— коэффициент использования поверхности антенны
$\epsilon_r$	— относительная диэлектрическая проницаемость	$\nu_{эф}$	— эффективная частота соударений электронов с положительными ионами и нейтральными частицами
$\epsilon_{ru}$	— диэлектрическая проницаемость ионосферы		
$\eta$	— коэффициент полезного действия антенны, тракта		

П	— плотность потока мощности	$\varphi_0$	— угол падения волны на нижнюю границу ионосферы
р	— текущая координата раскры- ва антенны	$\varphi_{0.5}$	— половина ширины главного лепестка диаграммы направ- ленности по уровню —3 дБ
$\rho_\psi$	— радиус-вектор параболоида	$\Omega$	— долгота восходящего угла (угол восхождения), телес- ный угол
$\sigma_n$	— проводимость ионосферы	$\omega$	— аргумент перигея
$\Phi$	— угол места		
$\varphi$	— угловая координата, теку- щая координата раскрыва антенны		

## ОСНОВНЫЕ ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

АДГ	— антенна двухзеркальная с гиперболической обра- зующей малого зеркала и смещенной параболиче- ской осью большого	МПЛ	— микрополосковая линия
АДЭ	— антенна двухзеркальная с эллиптической образу- ющей малого зеркала и смещенной параболиче- ской осью большого	МСЭ	— Международный союз электросвязи
АФАР	— активная фазированная антенная решетка	НАСА	— Национальное управление по аэронавтике и исследо- ванию космического про- странства
АФУ	— антенно-фидерное устрой- ство	НБП	— неосесимметричная антен- на с боковым питанием
ВАКР	— Всемирная административ- ная конференция по радио	НПЛ	— несимметричная полоско- вая линия
ВТО	— внеочередной технический осмотр	НПП	— неосесимметричная антен- на с передним питанием
ГИЭ	— Государственная инспек- ция электросвязи СССР	ОАП	— орбитальная антенная платформа
ГОН	— генератор опорных напря- жений	ОПУ	— опорно-поворотное устрой- ство
ДН	— диаграмма направленности антенны	ПЛ	— полосковая линия
ДОС	— диаграммообразующая схема	ППЛ	— печатная полосковая ли- ния
ИСЗ	— искусственный спутник Земли	ПУ	— параметрический усили- тель
КВ	— компланарный волновод	РПА	— рупорно-параболическая антенна
КИП	— коэффициент использова- ния поверхности антенны	РТО	— регламентный технический осмотр
КНД	— коэффициент направлен- ного действия антенны	СПЛ	— симметричная полосковая линия
КСВ	— коэффициент стоячей волны	ССС	— система спутниковой связи
КУ	— коэффициент усиления ан- тенны	ТВ	— телевидение
МДВР КЛ	— многостанционный доступ с разделением сигналов по времени и коммутацией лучей	ТЕМ	— поперечная электромагнит- ная волна
МККР	— Международный консуль- тативный комитет по радио	ТрУ	— маломощный транзис- торный усилитель
МКРЧ	— Международный комитет регистрации частот	УБЛ	— уровень боковых лепестков
МЛА	— многолучевая антенна	УПН	— устройство программного наведения
		ФАР	— фазированная антенная решетка
		ЩЛ	— щелевая линия
		ЭВГ	— эллиптический гофриро- ванный волновод
		ЭВМ	— электронная вычислитель- ная машина
		ЭМС	— электромагнитная совме- стимость

## ВВЕДЕНИЕ

Космическая радиосвязь прочно заняла свое место в системе связи нашей страны и всего мира. Растет число спутников связи, одновременно работающих на космических орбитах, осваиваются новые диапазоны частот. Активно ведется научный и технический поиск увеличения пропускной способности линий космической связи.

Принцип связи с помощью ИСЗ заключается в передаче сигналов с одной или нескольких земных станций в сторону ИСЗ и последующей ретрансляции их всем земным станциям данной сети связи. Это дает возможность каждой земной станции установить связь с любой станцией этой же сети.

В зависимости от характера обработки сигнала на спутнике ретрансляция может быть пассивной, активной и квазипассивной. На первых порах развития спутниковой связи широко обсуждался вопрос о выборе типа ретрансляции. Сейчас он решился в пользу активной ретрансляции; при этом компенсация потерь при распространении делится между спутниковой и земной аппаратурой. Однако активные ретрансляторы имеют ограниченный частотный диапазон, и, следовательно, их можно применять для передачи ограниченного объема информации. Но возможность получения выигрыша в энергетическом отношении является решающей и вполне окупает отмеченный недостаток.

Создание систем спутниковой связи сопряжено с большими капитальными и эксплуатационными затратами, в то же время стоимость каналов спутниковой связи не зависит от расстояния между земными станциями. Это приводит к тому, что такие системы оказываются экономически эффективными для связи достаточно удаленных земных пунктов.

Линии спутниковой связи, так же как и наземные кабельные и РРЛ, универсальны в отношении передаваемой информации, вследствие широкополосности и большой пропускной способности они могут быть использованы для обмена телевизионными и радиовещательными программами, передачи многоканальных телевизионных сообщений, телеграфных и фототелеграфных сигналов, а также цифровой информации.

Одним из важных узлов линий космической радиосвязи является антенно-фидерное устройство, включающее собственно антенну и тракт, соединяющий антенну с аппаратурой и выпол-

няющий одновременно ряд специальных функций (преобразование вида поляризации, фильтрацию волн, обеспечение работы в режиме приема и передачи на одну антенну и пр.).

Значительная удаленность земной и космической станций<sup>1</sup> друг от друга требует принятия специальных мер для обеспечения уверенного радиоприема. Эта задача во многом определяется выбором типа антенны и обеспечением высоких значений ее электрических параметров.

На земных станциях спутниковой связи используются в основном одно- и двухзеркальные антенны. В зависимости от диапазона частот диаметры основного зеркала достигают: в диапазоне  $4/6$  ГГц<sup>2</sup> — 26...32 и даже 34 м, в диапазоне  $11/14$  ГГц — 19 м, что при современных достижимых точностях наведения луча на ИСЗ является предельным из-за связи на крутых склонах главного лепестка диаграммы направленности.

Для обеспечения передачи все возрастающих объемов информации начато освоение диапазона частот  $20/30$  ГГц; с этой же целью во всех диапазонах внедряется двукратное использование рабочих частот за счет ортогональной поляризационной развязки при работе как на линейной, так и на круговой поляризации. Это усложняет конструкцию антенно-фидерного тракта и повышает требования к параметрам его устройств и элементов.

Для повышения КИП и коэффициента усиления зеркальных антенн, снижения их шумовой температуры проявляется тенденция использования вместо длиннофокусных антенн короткофокусных и антенн с модифицированными профилями зеркал. В качестве фидерных трактов наряду с волноводами в диапазоне  $11/14$ , и особенно  $20/30$  ГГц, начато применение лучеводов.

В бортовых антеннах вместе с зеркальными, рупорными и прочими антеннами все большее значение начинают приобретать большие антенные системы: антенные решетки, фазированные антенные решетки (ФАР), включая активные ФАР. В перспективе предусматривается создание космических антенных платформ с набором антенн различного назначения, и в том числе применение развертываемых в космосе антенн.

За счет пространственной развязки и развязки по поляризации предусматриваются четырехкратное совмещенное использование частот с помощью бортовых многолучевых остронаправленных антенн с управляемой ДН и обработки сигналов на борту.

<sup>1</sup> *Земная станция* — станция, расположенная либо на поверхности Земли, либо в основной части атмосферы Земли и предназначенная для связи: с одной или несколькими космическими станциями, или с одной или несколькими подобными ей станциями с помощью одного или нескольких отражающих спутников или других космических объектов [10].

*Космическая станция* — станция, расположенная на объекте, который находится либо находился за пределами основной части атмосферы Земли или предназначен для вывода за эти пределы.

<sup>2</sup>  $4/6$  ГГц обозначает диапазоны вблизи частот 4 и 6 ГГц.



Для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) и помехозащищенности в определенном секторе углов уменьшается уровень боковых лепестков (УБЛ), ближайших к главному лепестку, или уровень дальних боковых лепестков.

Из сказанного следует, что антенна космической линии связи представляет собой сложный радиотехнический комплекс, призванный обеспечивать оптимальное решение важнейших функциональных задач: непрерывную надежную связь на трассах большой протяженности, передачу значительных объемов информации, обеспечение частотной и поляризационной развязок, электромагнитной совместимости и пр. Оптимизация параметров антенно-фидерного устройства зависит от параметров элементов и узлов антенны и фидерного тракта с учетом степени и характера влияния каждого из них на параметры комплекса в целом.

В пособии изложены основы космической связи, необходимые для определения исходных требований к антенно-фидерному комплексу, основные типы зеркальных антенн, широко применяемых в космической связи, их различные модификации. Даны рекомендации по выбору типа облучателя. Описаны типы фидерных трактов и их основные элементы. На примерах антенн земных станций рассмотрены вопросы технической эксплуатации и обслуживания.

Излагаемый материал рассчитан на читателя, знакомого с общим курсом антенно-фидерных устройств радиотехнических факультетов высших учебных заведений.

## Глава 1. ОСНОВЫ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

---

### 1.1. ОРГАНИЗАЦИЯ КОСМИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ, РЕКОМЕНДАЦИИ МККР И РЕШЕНИЯ РЕГЛАМЕНТА РАДИОСВЯЗИ

Космическая линия связи представляет совокупность земных станций (ЗС), связь между которыми осуществляется через промежуточный ретранслятор, расположенный на искусственном спутнике Земли (ИСЗ). Спутник, движущийся по околоземной орбите, одновременно наблюдается с нескольких земных станций. Последние чаще всего находятся за пределами прямой видимости.

Ретранслятор, располагаемый на спутнике, способен одновременно обслуживать достаточно большую территорию. Так, трех искусственных спутников Земли достаточно для создания глобальной системы связи. В других случаях можно сконцентрировать электромагнитную энергию ретранслятора в узком телесном угле в соответствии с границами государства или выбранного региона обслуживания. Тот или иной вариант обеспечивается параметрами передающей антенны ретранслятора, и в первую очередь ее габаритными размерами [4, 8, 12].

Антенна земной станции должна быть все время направлена на ИСЗ, что вызвано необходимостью обеспечить непрерывную во времени связь. Поэтому перемещение спутника по орбите требует синхронного слежения за ним антенной ЗС. С этой целью антенные системы ЗС снабжаются устройствами наведения и сопровождения (ручного или чаще автоматического), обеспечивающими поворот антенны одновременно с перемещением спутника. Наличие таких устройств увеличивает стоимость антенны ЗС, делает ее более сложной в обслуживании, в определенной степени снижает надежность ее работы.

Спутники связи совершают движение вокруг Земли по замкнутым орбитам, плоскости которых проходят через центр земного шара. В зависимости от наклона  $i$ , угла между плоскостями орбиты и земного экватора различают полярные ( $i=90^\circ$ ), экваториальные ( $i=0^\circ$ ) и наклонные ( $0^\circ < i < 90^\circ$ ) орбиты

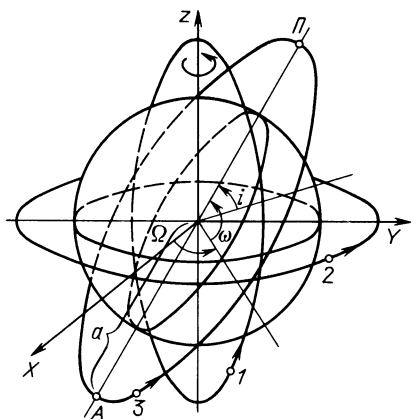


Рис. 1.1

спутников. На рис. 1.1 — это орбиты 1, 2 и 3 соответственно. Для связи особый интерес представляет размещение ИСЗ на так называемой геостационарной орбите — это находящаяся в плоскости экватора круговая орбита 2 с радиусом 42164 км ( $35786 + R_3$ ). Если направление движения спутника, находящегося на геостационарной орбите, совпадает с направлением вращения Земли, то с поверхности Земли он кажется неподвижным. Это объясняется тем, что такой спутник совершает один оборот вокруг Земли точно за одни земные сутки. Антенны земных станций, работающих с геостационарным спутником, практически не требуют сложных систем наведения и сопровождения; в таких антеннах предусмотрены устройства для компенсации небольших возмущений орбиты полями тяготения Земли и Луны.

Следует отметить, что для приполярных областей Земли качество связи через геостационарный спутник невысокое. Дело в том, что для обеспечения связи диаграмма направленности антенны ЗС должна быть ориентирована под малым углом места к поверхности Земли. Такое положение антенны сопровождается увеличением ее шумовой температуры за счет тепловых шумов Земли, повышается уровень помех от наземных радиотехнических средств. Указанные недостатки можно устранить, если воспользоваться спутником, движущимся по наклонной орбите. В системах космической связи нашей страны и в системе «Интерспутник» широко используется разновидность наклонной орбиты — высокая эллиптическая орбита. Такая орбита характеризуется периодом обращения спутника вокруг Земли, равным 12 ч. Поэтому она, как и геостационарная орбита, синхронна с земными сутками. Высота апогея  $H_a \approx 40$  тыс. км, перигея —  $H_p \approx 550$  км над северным и южным полушариями соответственно. Плоскость такой орбиты наклонена к плоскости экватора под

углом около  $63^\circ$ . Траектория полета ИСЗ повторяется с сохранением апогея над определенным меридианом. Это позволяет организовать сеансы связи в одно и то же время суток и облегчает сопровождение спутника. Антенна земной станции может быть и неподвижной, но в этом случае ее диаграмма направленности должна быть достаточно широкой ( $2\varphi_0 \approx 110^\circ$ ) для обеспечения длительного сеанса связи.

Спутниковая линия связи с ретранслятором на борту ИСЗ представляет собой линию с активной ретрансляцией сигнала. В комплексе аппаратуры такой линии антенна имеется как на земной станции, так и на спутниковом ретрансляторе. Спутниковая линия может работать также без аппаратуры на борту. Тогда она представляет собой линию с пассивной ретрансляцией сигнала. Функции пассивной антенны могут выполнять специальные отражатели, разворачиваемые в космосе.

Развитие космической связи вызвало необходимость ввести в употребление новые понятия. Сложилась и продолжает расширяться специальная терминология. Международным документом, дающим однозначное определение этих терминов, является Регламент радиосвязи [10]. Ниже приводятся определения некоторых из них.

*Космическая радиосвязь* — любая радиосвязь, при которой используется одна или несколько космических станций или один или несколько отражающих спутников, или другие космические объекты.

*Фиксированная спутниковая служба* — служба радиосвязи между земными станциями, расположенными в определенных фиксированных пунктах, при использовании одного или нескольких спутников.

*Подвижная спутниковая служба* — служба радиосвязи:

— между подвижными земными станциями и одной или несколькими космическими станциями, или между космическими станциями, используемыми этой службой; или

— между подвижными земными станциями посредством одной или нескольких космических станций.

*Радиовещательная спутниковая служба* — служба радиосвязи, в которой сигналы, передаваемые или ретранслируемые космическими станциями, предназначены для непосредственного приема населением.

*Служба космических исследований* — служба радиосвязи, в которой космические корабли или другие космические объекты используются для научных целей или технических исследований.

*Любительская спутниковая служба* — служба радиосвязи, использующая космические станции, установленные на спутниках Земли для тех же целей, что и любительская служба.

*Активный спутник* — спутник, несущий станцию, предназначенную для передачи или ретрансляции сигналов радиосвязи.

*Отражающий спутник* — спутник, предназначенный для отражения сигналов радиосвязи.

*Геостационарный спутник* — спутник, который остается приблизительно неподвижным относительно Земли.

## 1.2. ЧАСТНЫЕ ДИАПАЗОНЫ ЛИНИЙ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ. ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН НА КОСМИЧЕСКИХ ТРАССАХ. РЕКОМЕНДАЦИИ РЕГЛАМЕНТА РАДИОСВЯЗИ ПО ВЫБОРУ ДИАПАЗОНОВ ЧАСТОТ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ НАЗНАЧЕНИЯ КОСМИЧЕСКОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

Выбор диапазона частот для космических линий связи определяется в первую очередь условиями распространения электромагнитных волн на этих трассах. К настоящему времени определены оптимальные высоты орбит ИСЗ. Для связанных спутников они составляют 10000...40000 км. В этом случае электромагнитные волны проходят всю толщу атмосферы, влияние которой необходимо учитывать при выборе рабочих частот. Особенно существенно на процессы распространения электромагнитных волн оказывают влияние диэлектрическая проницаемость ( $\epsilon_{rн}$ ) и проводимость ( $\sigma_{и}$ ) ионосферы, являющиеся функциями высоты ионосферного слоя и частоты электромагнитных колебаний. Они вызывают рефракцию, отражение и поглощение радиоволн, а также оказывают другие воздействия на распространяющуюся электромагнитную волну. Значения  $\epsilon_{rн}$  и  $\sigma_{и}$  ионосферы на достаточно высоких частотах ( $f > 3$  МГц) могут быть найдены из выражений [3]:

$$\epsilon_{rн} = 1 - 80,8 N_e / f^2, \quad (1.1)$$

$$\sigma_{и} = 7,17 \cdot 10^{-10} N_e v_{эф} / f^2, \quad (1.2)$$

где  $N_e$  — концентрация свободных электронов в ионосфере,  $1/\text{м}^3$ ;  $v_{эф}$  — эффективная частота соударений электронов с положительными ионами и нейтральными частицами,  $1/\text{с}$ ;  $f$  — частота электромагнитных колебаний, Гц.

Как видно из выражения (1.1), можно подобрать такую частоту  $f = f_b$ , при которой  $\epsilon_{rн}$  обратится в нуль. Равенство нулю диэлектрической проницаемости среды означает невозможность распространения электромагнитных волн. При достижении волной слоя ионосферы с  $\epsilon_{rн} = 0$  она отражается и не проходит в космическое пространство. Выражение (1.1) определяет частоту отраженной волны  $f_b$  при вертикальном падении на ионосферный слой. При наклонном падении от ионосферы отражаются волны с частотами

$$f = f_b \sec \varphi_0, \quad (1.3)$$

где  $\varphi_0$  — угол падения волны на нижнюю границу ионосферы, град.

Условия (1.1) и (1.3) определяют частоты, ниже которых их использование на космических линиях связи невозможно. Максимальные частоты радиоволн, отражающиеся от ионосферы

при наклонном падении, лежат в пределах 30...40 МГц [3]. Таким образом, на космических линиях связи могут использоваться радиоволны метрового, дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов или соответственно частоты 30 МГц...300 ГГц. В указанном обширном диапазоне частот отдельные полосы переуплотнены различными радиослужбами. Так, полоса частот 30 МГц...10 ГГц интенсивно используется наземными службами. Здесь существует повышенный уровень взаимных помех, снижается качество радиосвязи.

Распространение радиоволн в атмосфере Земли сопровождается затуханием в атмосферных газах и в осадках, изменяется поляризация волны за счет эффекта Фарадея, возникают дисперсионные искажения. Распределение полос частот между различными службами радиосвязи не только является важной внутригосударственной задачей, но и приобретает международный характер. Этими вопросами занимается Международный союз электросвязи (МСЭ). По результатам исследований, проводимых в странах — членах МСЭ и представляемых Международному консультативному комитету по радио (МККР), Всемирная административная конференция по радио (ВАКР) вырабатывает определенные регламентирующие правила и процедуры. Последняя Всемирная административная радиоконференция состоялась в 1979 г. в г. Женева (ВАКР-79). Регламент радиосвязи содержит таблицу распределения полос частот различными службами, порядок координации систем, а также рекомендации по снижению взаимных помех, правила регистрации частотных присвоений в Международном комитете регистрации частот (МКРЧ) и ряд других материалов.

Все спутниковые службы делятся на «первичные», «разрешенные» и «вторичные». Первичные и разрешенные пользуются равными правами за исключением того, что при составлении частотных планов первичной службе по сравнению с разрешенной предоставляется приоритетное право выбора частот. Станции вторичной службы не должны создавать помехи станциям первичной или разрешенной службы, а также не могут требовать защиты от вредных помех со стороны станций первичной или разрешенной службы. В то же время они могут требовать защиты от вредных помех со стороны станций той же самой или другой вторичной службы.

О сложности задачи по распределению частот между спутниковыми службами можно судить и по числу различных служб. Регламентом радиосвязи определены следующие службы на первичной основе: фиксированная спутниковая, радиовещательная спутниковая, служба космических исследований, спутниковая служба исследования Земли, подвижная спутниковая, служба космической эксплуатации, метеорологическая спутниковая, радионавигационная спутниковая, морская подвижная спутниковая, воздушная подвижная спутниковая, любительская спутниковая и др.

В целях повышения эффективности использования всего частотного диапазона земной шар разделен на три РАЙОНА. РАЙОН I включает Европу,

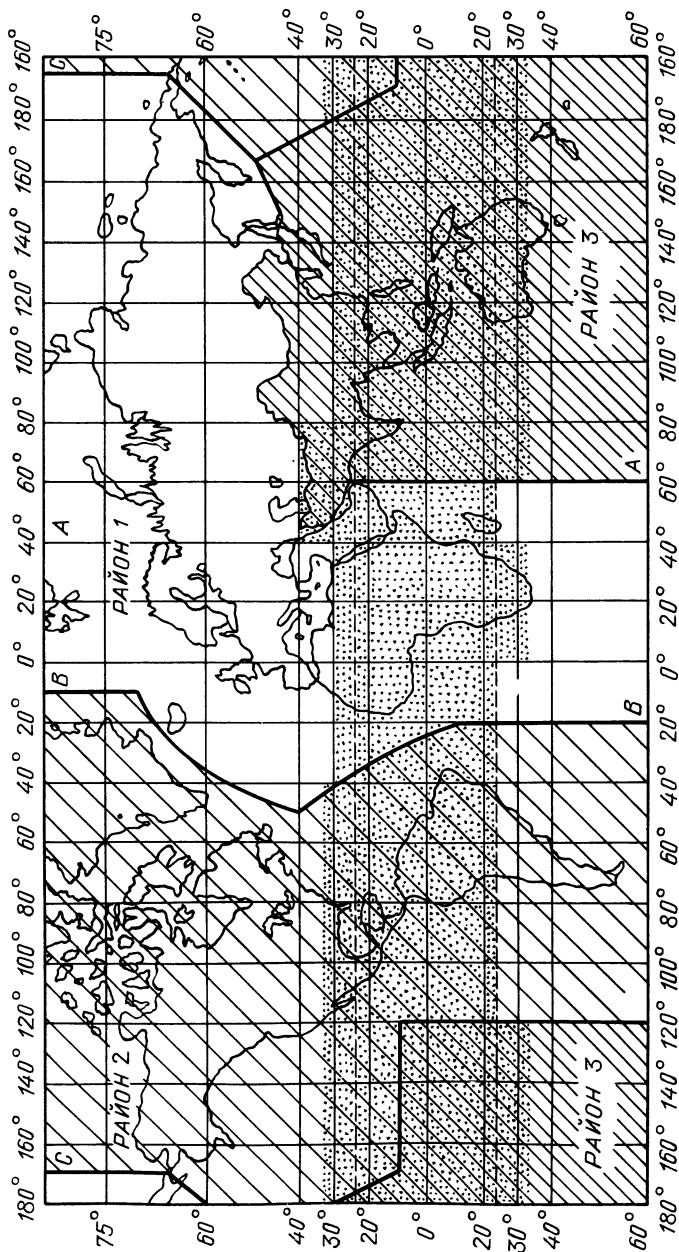


Рис. 1.2

Таблица 1.1

## Фиксированная спутниковая служба

РАЙОН 1	РАЙОН 2	РАЙОН 3
—	2500...2655 МГц (Космос — Земля)	2500...2535 МГц (Космос — Земля)
—	2655...2690 МГц (Земля — Космос) (Космос — Земля)	2655...2690 МГц (Земля — Космос)
3400...4200 МГц (Космос — Земля)	3400...4200 МГц	(Космос — Земля)
4500...4800 МГц	(Космос — Земля)	
5725...5650 МГц (Земля — Космос)	—	
5850...5925 МГц (Земля — Космос)	5850...5925 МГц (Земля — Космос)	5850...5925 МГц (Земля — Космос)
5925...7075 МГц	(Земля — Космос)	
7250...7750 МГц	(Космос — Земля)	
7900...8025 МГц	(Земля — Космос)	
8025...8400 МГц (Земля — Космос)	8025...8400 МГц (Земля — Космос)	8025...8400 МГц (Земля — Космос)
10,7...11,7 ГГц (Космос — Земля) (Земля — Космос)	10,7...11,7 ГГц	(Космос — Земля)
—	12,1...12,3 ГГц (Космос — Земля)	—
12,5...12,75 ГГц (Космос — Земля) (Земля — Космос)	12,7...12,75 ГГц (Земля — Космос)	12,5...12,75 ГГц (Космос — Земля)
12,75...13,25 ГГц	(Земля — Космос)	
14...14,3 ГГц	(Земля — Космос)	
14,3...14,4 ГГц (Земля — Космос)	14,3...14,4 ГГц (Земля — Космос)	14,3...14,4 ГГц (Земля — Космос)
14,4...14,8 ГГц	(Земля — Космос)	
17,3...17,7 ГГц	(Земля — Космос)	
17,7...18,1 ГГц	(Космос — Земля)	(Земля — Космос)
18,1...18,6 ГГц	(Космос — Земля)	
18,6...18,8 ГГц (Космос — Земля)	18,6...18,8 ГГц (Космос — Земля)	18,6...18,8 ГГц (Космос — Земля)
18,8...21,2 ГГц	(Космос — Земля)	
—	27...27,5 ГГц	(Земля — Космос)

часть территории СССР, лежащую в Азии, территорию Монгольской Народной Республики и Африку. РАЙОН 2 включает Северную и Южную Америку, РАЙОН 3 — остальную территорию земного шара (рис. 1.2). В табл. 1.1—1.3 приводятся полосы частот, отводимые согласно Регламенту радиосвязи некоторым спутниковым службам на первичной основе.



Продолжение табл. 1.1

РАЙОН 1	РАЙОН 2	РАЙОН 3
27,5...31 ГГц	(Земля — Космос)	
37,5...40,5 ГГц	(Космос — Земля)	
42,5...43,5 ГГц	(Земля — Космос)	
47,2...50,5 ГГц	(Земля — Космос)	
50,4...51,4 ГГц	(Земля — Космос)	
71...75,5 ГГц	(Земля — Космос)	
81...84 ГГц	(Космос — Земля)	
92...95 ГГц	(Земля — Космос)	
102...105 ГГц	(Космос — Земля)	
149...164 ГГц	(Космос — Земля)	
202...217 ГГц	(Земля — Космос)	
231...241 ГГц	(Космос — Земля)	
265...275 ГГц	(Земля — Космос)	

Т а б л и ц а 1.2

**Радиовещательная спутниковая служба**

РАЙОН 1	РАЙОН 2	РАЙОН 3
2500...2690 МГц 11,7...12,5 ГГц	2500...2690 МГц 12,1...12,7 ГГц	2500...2690 МГц 11,7...12,92 ГГц
40,5...42,5 ГГц 84...86 ГГц		22,5...23 ГГц

Т а б л и ц а 1.3

**Любительская спутниковая служба**

РАЙОН 1	РАЙОН 2	РАЙОН 3
	7000...7100 кГц 14000...14250 кГц 18068...18168 кГц 21000...21450 кГц 24890...24990 кГц 28...29,7 МГц 144...146 МГц 24...24,05 ГГц 47...47,2 ГГц 75,5...76 ГГц 142...144 ГГц 248...250 ГГц	

В современных спутниковых системах фиксированная спутниковая служба наиболее интенсивно использует диапазоны 4/6 и 11/14 ГГц. Согласно прогнозу происходит постепенное насыщение указанных диапазонов. В настоящее время начато освоение диапазонов 20/30 ГГц, которые обладают рядом преимуществ: широкая полоса частот (не менее 2500 МГц на прием и передачу), меньшая подверженность помехам со стороны существующих систем. Важно и то, что в этих диапазонах легче получится ДН с узкими главными лепестками для обслуживания только требуемых районов.

С другой стороны, на высоких частотах сигналы в большей степени подвержены ослаблению в атмосферных осадках. Поэтому для уверенного приема на таких частотах потребуются использовать большие мощности передачи, методы разнесенного приема и сочетания специального кодирования сигналов и разнесенного приема.

### 1.3. ТРЕБОВАНИЯ К АНТЕННАМ ПО ПАРАМЕТРАМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Развитие спутниковых систем связи сопровождается возрастающей нагрузкой диапазонов радиочастот. Совместное использование одних и тех же полос частот различными спутниковыми и наземными радиослужбами, что допускается Регламентом радиосвязи, усложняет электромагнитную обстановку. Таким образом возникает проблема электромагнитной совместимости (ЭМС). Эта проблема касается обеспечения совместимости между спутниковыми системами и совместимости спутниковых систем с наземными службами.

При определении условий совместимости спутниковых систем с наземными службами необходимо учитывать воздействие помех в полосах частот для линий Космос — Земля:

- от передатчиков космических станций приемникам наземных станций;

- от передатчиков наземных станций приемникам ЗС; в полосах частот для линий Земля — Космос:

- от передатчиков наземных станций приемникам ЗС;

- в полосах частот для линий Земля — Космос:

- от передатчиков ЗС приемникам наземных станций.

В первом случае при совпадении полос частот двух систем в направлениях Земля — Космос или Космос — Земля (линии  $F_1$  и  $F_2$  на рис. 1.3, где  $a$  — при совпадающих направлениях передачи;  $b$  — при реверсивном использовании полос частот) учитываются помехи:

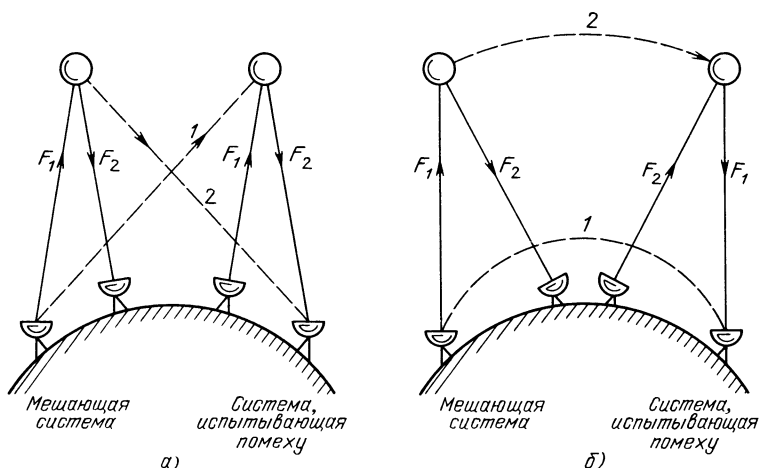


Рис. 1.3.

а) создаваемые передатчиком ЗС мешающей системы на бортовое приемное устройство системы, на которую воздействует помеха рис. (1.3, а, линия 1);

б) от бортового передатчика на приемное устройство земной станции другой системы (рис. 1.3, а, линия 2).

При реверсивном использовании частот, когда в одной системе полоса частот используется для одного направления (например, Земля — Космос), а во второй системе — для противоположного (Космос — Земля), помехи создаются:

а) передатчиком ЗС мешающей системы приемному устройству ЗС системы, подвергающейся помехе (линия 1 на рис. 1.3, б), и б) от бортового передатчика мешающей системы на бортовой приемник другой системы (линия 2 на рис. 1.3, б).

Электромагнитная совместимость различных спутниковых служб обеспечивается межсистемной координацией, техническая часть которой состоит в расчете взаимных помех между системами и в сравнении полученных результатов с установленными нормами. В случае необходимости разрабатывают меры по уменьшению создаваемых помех и проводят повторную координацию. Затем следует регистрация частотных присвоений в МКРЧ.

Проблему ЭМС в рамках конкретной спутниковой службы решают двумя путями: 1) разрабатывают более помехозащищенные радиотехнические системы; 2) проводят их оптимальное проектирование с точки зрения уменьшения создаваемых помех.

Предпосылки для решения проблемы ЭМС создают известные пространственная и частотная избирательности антенн. При анализе диаграммы направленности апертурных антенн, широко

применяемых в спутниковой связи, принято выделять три пространственно-угловые области. Первая область содержит главный и несколько первых боковых лепестков. Здесь диаграмма направленности (ДН) в основном определяется токами на излучающей поверхности. Для расчета ДН в этой области используют апертурный или токовый методы. Во второй области (область дальнего бокового излучения) ДН антенны определяется как токами на излучающей поверхности, так и прямым полем облучателя. Заметное влияние на уровень дальнего бокового излучения оказывает излучение токов, наводимых на элементы крепления антенны, и токов, затекающих на теневую сторону зеркала. Для расчета ДН в этой области используют дифракционные методы, в основном метод геометрической теории дифракции. В третьей области, к которой относится область заднего излучения, ДН в основном определяется дифракционными явлениями на краях антенны и элементах ее конструкции. Здесь она рассчитывается также методом геометрической теории дифракции.

Указанные методы позволяют определять направленные свойства любых апертурных антенн. При этом, как правило, вводятся определенные отступления от реальной антенны и рассматривается идеализированная схема. Диаграмма направленности реальной антенны по этой причине, а также из-за погрешностей изготовления и взаимного расположения элементов антенны будет отличаться от результатов расчета. При практическом использовании антенны возникают дополнительные причины, искажающие ее направленные свойства. Эти причины обусловлены влиянием размеров и формы конструкции, на которой расположена антенна, влиянием рядом расположенных других антенн и т. п. Как отмечается [13], при оценке влияния направленных свойств антенны на уровень ЭМС необходимо учитывать все эти факторы. Многие из них могут быть определены только экспериментальным путем.

С целью соблюдения необходимых условий ЭМС в настоящее время принято сравнивать ДН антенны спутниковой связи с так называемой справочной диаграммой направленности. Последняя представляет собой графическое изображение огибающей рекомендуемой ДН относительно изотропного излучателя (в децибелах).

Рассмотрим справочные диаграммы направленности антенн земных станций фиксированной спутниковой службы, предлагаемые документами МККР.

Для координации и оценки взаимных помех в диапазоне частот 2...30 ГГц рекомендованы следующие выражения справочных диаграмм направленности [10, 18, 21]:

а) для антенн ЗС с  $D/\lambda \geq 100$ , где  $D$  — диаметр раскрыва антенны;  $\lambda$  — длина волны,

$$G(\varphi) = \begin{cases} 32 - 25 \lg \varphi, & 1^\circ \leq \varphi \leq 48^\circ; \\ -10, & 48^\circ < \varphi \leq 180^\circ, \end{cases} \quad (1.4)$$

где  $G(\varphi)$  — огибающая диаграммы направленности, дБ;  $\varphi$  — угловая координата, град;

б) для антенны ЗС с  $D/\lambda < 100$  предлагается использовать справочную ДН, аналогичную справочной ДН для радиорелейных линий связи:

$$G(\varphi) = \begin{cases} 52 - 10 \lg(D/\lambda) - 25 \lg \varphi, & \varphi_1 \leq \varphi \leq \varphi_2; \\ -10, & \varphi_2 < \varphi \leq 180^\circ. \end{cases} \quad (1.5)$$

Угол  $\varphi_1$  соответствует направлению максимума первого бокового лепестка диаграммы направленности ( $\varphi_1 \approx 100 \frac{\lambda}{D}$ ); угол  $\varphi_2$  — направлению, начиная с которого принимается  $G(\varphi) = -10$  дБ.

Если отсутствуют данные о реальных диаграммах направленности антенн ЗС, то Регламентом радиосвязи рекомендовано пользоваться другими справочными диаграммами:

а) для антенн ЗС с  $D/\lambda \geq 100$

$$G(\varphi) = \begin{cases} G_{\max} - 2,5 \cdot 10^{-3} (D\varphi/\lambda)^2, & 0 < \varphi < \varphi_m; \\ G_1, & \varphi_m \leq \varphi < \varphi_r; \\ 32 - 25 \lg \varphi, & \varphi_r \leq \varphi < 48^\circ; \\ -10, & 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ, \end{cases} \quad (1.6)$$

где  $G_{\max}$  — коэффициент усиления антенны в главном направлении, дБ;  $G_1 = 2 + 15 \frac{D}{\lambda}$  — коэффициент усиления антенны в направлении первого бокового лепестка, дБ;

$$\varphi_m = \frac{20\lambda}{D} \sqrt{G_{\max} - G_1}; \quad \varphi_r = 15,85 (D/\lambda)^{-0,6};$$

б) для антенн с  $D/\lambda < 100$

$$G(\varphi) = \begin{cases} G_{\max} - 2,5 \cdot 10^{-3} (D\varphi/\lambda)^2, & 0 < \varphi < \varphi_m; \\ G_1, & \varphi_m \leq \varphi < 100\lambda/D; \\ 52 - 10 \lg D/\lambda - 25 \lg \varphi, & 100\lambda/D \leq \varphi < 48^\circ; \\ 10 - 10 \lg \frac{D}{\lambda}, & 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ. \end{cases} \quad (1.7)$$

Справочные диаграммы (1.4), (1.5) при  $D/\lambda = 65$  показаны на рис. 1.4 (кривые 1 и 2 соответственно), а диаграммы (1.6), (1.7) — на рис. 1.5 (кривая 1 для  $D/\lambda = 150$ , кривая 2 для  $D/\lambda = 40$ ).

Для бортовых антенн фиксированной спутниковой службы справочная диаграмма направленности имеет вид:

$$G(\varphi) = \begin{cases} G_{\max} - 3(\varphi/\varphi_{0,5})^2, & \varphi_{0,5} \leq \varphi \leq 2,6\varphi_{0,5}; \\ G_{\max} - 20, & 2,6\varphi_{0,5} < \varphi \leq 6,3\varphi_{0,5}; \\ G_{\max} - 25 \lg(\varphi/\varphi_{0,5}), & 6,3\varphi_{0,5} < \varphi \leq \varphi_1; \\ -10, & \varphi_1 \leq \varphi, \end{cases} \quad (1.8)$$

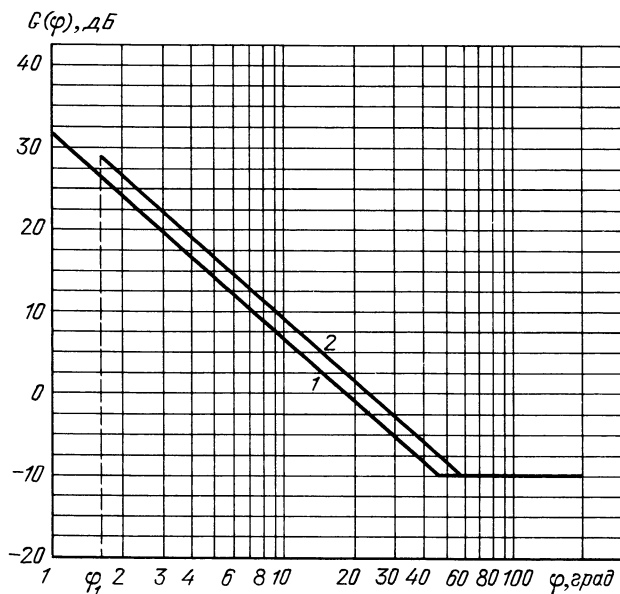


Рис. 1.4

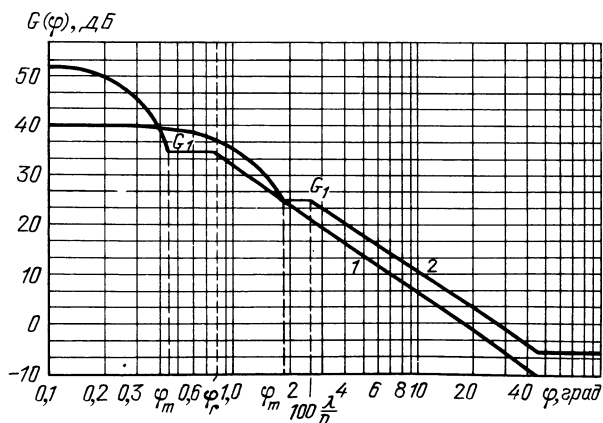


Рис. 1.5

где  $\varphi_{0.5}$  — половина ширины главного лепестка по уровню  $-3$  дБ;  $\varphi_1$  — угол, при котором  $G(\varphi) = -10$  дБ.

Справочная диаграмма, соответствующая (1.8), в относительном масштабе  $G(\varphi) - G_{\text{макс}}$  представлена на рис. 1.6.

Справочные диаграммы предназначены для использования при расчете ожидаемых помех, однако они не отражают направленных свойств антенн. Исключение представляет справочная

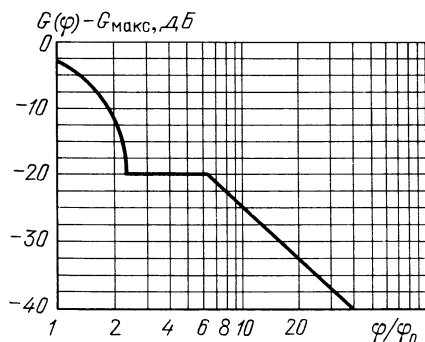


Рис. 1.6

диаграмма, приведенная в Рекомендации 580 МККР, принятой в 1982 г., для устанавливаемых после 1987 г. антенн ЗС с отношением  $D/\lambda > 100$ . Такие антенны должны обеспечивать диаграмму, 90% боковых лепестков которой не превышают уровня, определенного следующим выражением:

$$G(\varphi) = 29 - 25 \lg \varphi, \quad 1 \leq \varphi \leq 20^\circ. \quad (1.9)$$

Это требование должно выполняться для любых направлений в пределах  $\pm 3^\circ$  от направления на геостационарную орбиту.

К направленным свойствам антенн радиовещательной спутниковой службы Регламентом радиосвязи предъявляются более жесткие требования. Огибающие справочных диаграмм направленности здесь являются обязательными, так как превышение уровня боковых лепестков приведет к нарушению критерия допустимых помех. У бортовых передающих антенн диаграммы направленности должны удовлетворять требованиям:

а) для основной поляризации:

$$G(\varphi) - G_{\max} = \begin{cases} -12 (\varphi/\varphi_{0.5})^2, & 0 \leq \varphi \leq 1,58\varphi_{0.5}; \\ -30, & 1,58\varphi_{0.5} < \varphi \leq 3,16\varphi_{0.5}; \\ (17,5 + 25 \lg (\varphi/\varphi_{0.5})), & 3,16\varphi_{0.5} < \varphi \text{ до уровня} \\ & \text{изотропного излучателя } G(\varphi) = 0; \end{cases} \quad (1.10)$$

б) для перекрестной поляризации

$$G(\varphi) - G_{\max} = \begin{cases} -(40 + 40 \lg |\varphi/\varphi_{0.5} - 1|), & 0 \leq \varphi \leq 0,33\varphi_{0.5}; \\ -33, & 0,33\varphi_{0.5} < \varphi \leq 1,67\varphi_{0.5}; \\ -(40 + 40 \lg |\varphi/\varphi_{0.5} - 1|), & 1,67\varphi_{0.5} < \varphi \text{ до} \\ & \text{уровня изотропного излучателя } G(\varphi) = 0. \end{cases} \quad (1.11)$$

Значение  $\varphi_{0.5}$  определяется размерами зоны обслуживания. В Плане ВАКР-77  $\varphi_{0.5 \text{ мин}} = 0,6^\circ$ . Огибающие диаграмм направленности передающих антенн ИСЗ показаны на рис. 1.7, где по оси абсцисс отложены значения  $\varphi/\varphi_{0.5}$ .

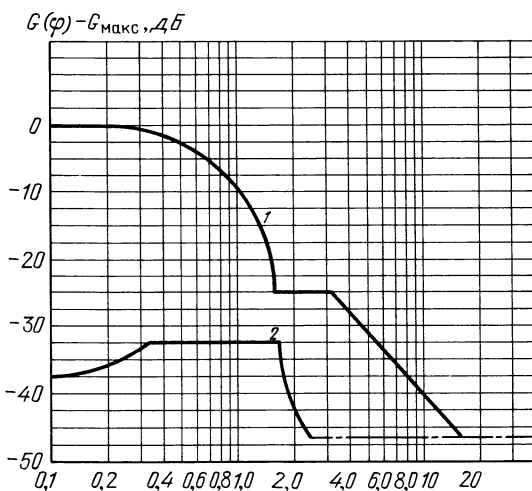


Рис. 1.7

Для приемных антенн ЗС огибающие диаграмм направленности определены международными документами в виде следующих функций:

а) для индивидуального приема на основной поляризации

$$G(\varphi) - G_{\text{макс}} = \begin{cases} 0, & 0 \leq \varphi \leq 0,25\varphi_{0,5}; \\ -12(\varphi/\varphi_{0,5})^2, & 0,25\varphi_{0,5} \leq \varphi \leq 0,707\varphi_{0,5}; \\ -(9 + 20 \lg(\varphi/\varphi_{0,5})), & 0,707\varphi_{0,5} < \varphi \leq 1,26\varphi_{0,5}; \\ -(8,5 + 25 \lg(\varphi/\varphi_{0,5})), & 1,26\varphi_{0,5} < \varphi \leq 9,55\varphi_{0,5}; \\ -33, & 9,55\varphi_{0,5} < \varphi. \end{cases} \quad (1.12)$$

где  $\varphi$  — угол, отсчитываемый от направления максимума приема. (В Плани ВАКР-77 величина  $\varphi_{0,5}$  для индивидуального приема принята равной  $2^\circ$ );

б) для коллективного приема на основной поляризации

$$G(\varphi) - G_{\text{макс}} = \begin{cases} 0 & \text{для } 0 \leq \varphi \leq 0,25; \\ -12(\varphi/\varphi_{0,5})^2 & \text{для } 0,25\varphi_{0,5} < \varphi \leq 0,8\varphi_{0,5} \\ -(10,5 + 25 \lg(\varphi/\varphi_{0,5})) & \text{для } 0,86\varphi_{0,5} < \varphi \text{ до} \\ & \text{уровня изотропного излучения } G(\varphi) = 0. \end{cases} \quad (1.13)$$

(Значение  $\varphi_{0,5}$  для коллективного приема принято равным  $1^\circ$ .)

в) для индивидуального и коллективного приема с перекрестной поляризацией

$$G(\varphi) - G_{\text{макс}} = \begin{cases} -25 & \text{для } 0 \leq \varphi \leq 0,25\varphi_{0,5}; \\ -(30 + 40 \lg|\varphi/\varphi_{0,5} - 1|) & \text{для } 0,25\varphi_{0,5} < \varphi \leq \\ & \leq 0,44\varphi_{0,5}; \end{cases} \quad (1.14)$$



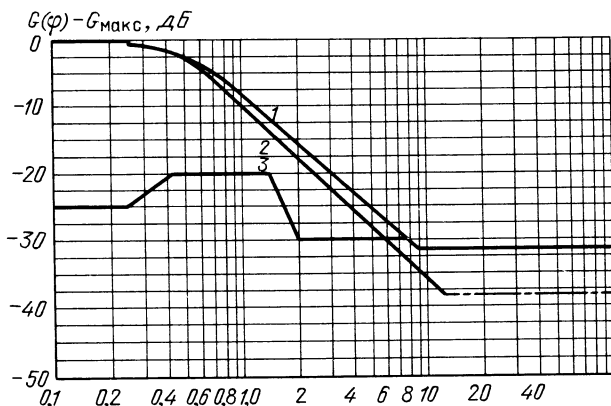


Рис. 1.8

$$G(\varphi) - G_{\max} = \begin{cases} -20 & \text{для } 0,44\varphi_{0,5} < \varphi \leq 1,4\varphi_{0,5}; \\ -(30 + 25 \lg |\varphi/\varphi_{0,5} - 1|) & \text{для } 1,4\varphi_{0,5} < \varphi < \\ < 2,0\varphi_{0,5}; \\ -30 & \text{для } \varphi > 2\varphi_{0,5} \text{ до пересечения с} \end{cases} \quad (1.14)$$

соответствующей кривой для основной поляризации и далее по этой кривой.

Графики (1.13), (1.14) представлены на рис. 1.8, где по оси абсцисс отложены значения  $\varphi/\varphi_{0,5}$ .

Для приемных антенн ИСЗ и передающих антенн ЗС имеются аналогичные рекомендации.

Следует отметить, что международные рекомендации периодически пересматриваются. Это подтверждает тенденцию ужесточения требований к диаграммам направленности антенн спутниковой связи.

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие виды орбит спутников используют в космической связи?
2. В чем состоит принцип активной и пассивной ретрансляции в спутниковых системах связи?
3. Приведите отличительные особенности фиксированной, радиовещательной и любительской спутниковых служб.
4. Чем определяются диапазоны частот линий космической связи?
5. Какие явления в атмосфере Земли оказывают влияние на распространение радиоволн спутниковых линий связи?
6. Каков порядок использования радиочастот различными спутниковыми службами?
7. В чем состоит сущность проблемы электромагнитной совместимости (ЭМС)?
8. Роль приемных и передающих антенн в решении проблемы ЭМС.
9. Что представляют собой справочные диаграммы направленности антенн космической связи?

## Глава 2. ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИЕ АНТЕННЫ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ КОСМИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

---

### 2.1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ КАЧЕСТВО ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕНН

В спутниковой системе связи антенны являются важной составной частью как земной станции, так и бортового ретранслятора. Их свойства характеризуются рядом радиотехнических параметров.

*Коэффициент* усиления антенны — отношение мощности на входе эталонной антенны к мощности, подводимой ко входу рассматриваемой антенны, при условии, что обе антенны создают в данном направлении на одинаковом расстоянии равные значения напряженности поля или такой же плотности потока мощности.

*Коэффициент* направленного действия антенны — отношение квадрата напряженности поля, создаваемой антенной в данном направлении, к среднему значению квадрата напряженности поля по всем направлениям.

*Коэффициент* полезного действия антенны — отношение мощности радиоизлучения, создаваемого антенной, к мощности радиочастотного сигнала, подводимого к антенне.

Главным фактором, определяющим требования к указанным параметрам антенн земных станций (ЗС), является значительная, в несколько десятков тысяч километров, протяженность линии космической связи. Дополнительным фактором является ограничение допустимого уровня радиоизлучения бортовой антенной в направлении Земли, что диктуется требованиями электромагнитной совместимости космических и наземных радиотехнических систем. Обеспечить необходимое отношение сигнал-шум на входе приемника в этих условиях возможно лишь, применяя антенны с высоким коэффициентом усиления и используя приемники с малошумящими входными устройствами. А поскольку отношение сигнал-шум пропорционально отношению коэффициента усиления антенны ( $G$ ) к суммарной шумовой температуре антенны ( $T_a$ ), фидера ( $T_\phi$ ) и входных цепей приемника ( $T_{пр}$ ), то отношение  $G/T$ , где  $T = T_a + T_\phi + T_{пр}$  — суммарная шумовая температура, считается также важным параметром антенны. Назовем указанное отношение коэффициентом качества антенны и проанализируем причины, определяющие его значение. Стремясь реализовать большие значения коэффициента

качества, необходимо обеспечить высокий коэффициент усиления и малое значение суммарной шумовой температуры.

Рассмотрим коэффициент усиления (КУ). Чем выше его значение, тем меньше должна быть ширина главного лепестка диаграммы направленности антенны. У современных антенн земных станций она составляет единицы градусов и даже десятки угловых минут. Последнее соответствует большим значениям коэффициента направленного действия (КНД).

$$D = v \frac{4\pi}{\lambda^2} S, \quad (2.1)$$

где  $v$  — коэффициент использования поверхности антенны (КИП);  $\lambda$  — длина волны;  $S$  — площадь раскрыва антенны.

Как видно из (2.1), КНД антенны прямо пропорционален площади раскрыва антенны. В широко применяемых на земных станциях спутниковой связи зеркальных антеннах максимальный диаметр раскрыва достигает 25 и даже 32 м.

Наличие в диаграмме направленности антенны боковых лепестков оказывает влияние на КНД антенны: уменьшает его. Однако главная причина, заставляющая уделять особое внимание боковым лепесткам в антеннах ЗС, состоит в другом. Дело в том, что бурное развитие спутниковых систем связи, использующих, в частности, геостационарную орбиту, существенно усложняет электромагнитную обстановку в эфире, повышая уровень перекрестных помех между земными станциями и ретрансляторами ИСЗ. Снижение уровня боковых лепестков является одним из важных способов повышения пространственной избирательности при излучении и приеме радиоволн. Именно поэтому вводятся международные ограничения на уровень огибающей диаграммы направленности антенн земных станций [см., например, выражения справочных диаграмм (1.4) и (1.9)]. Важно также и то, что радиосигналы, приходящие на вход приемника через боковые лепестки, в значительной мере определяют уровень собственных шумов антенны.

Уровень боковых лепестков существенно зависит от распределения амплитуды поля в раскрыве антенны. Обычно снижение уровня боковых лепестков достигается уменьшением амплитуды поля в направлении от центра к краю раскрыва антенны.

Следует, однако, отметить, что указанное неравномерное распределение амплитуд сопровождается некоторым уменьшением апертурного коэффициента использования поверхности антенны (КИП)  $v_a$ . Для антенны с круглым синфазно возбужденным раскрывом апертурный КИП

$$v_a = \frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_0^{R_0} E(\rho, \varphi) \rho \cdot d\rho \cdot d\varphi \right|^2}{\pi R_0^2 \int_0^{2\pi} \int_0^{R_0} |E(\rho, \varphi)|^2 \rho \cdot d\rho \cdot d\varphi}, \quad (2.2)$$

где  $E(\rho, \varphi)$  — функция распределения амплитуды поля в раскрыве антенны;  $R_0$  — радиус раскрыва;  $\rho, \varphi$  — текущие координаты раскрыва. Поскольку в большинстве практических случаев распределение поля в раскрыве антенны можно считать синфазным и осесимметричным, то выражение (2.2) примет вид:

$$v_a = \frac{2}{R_0^2} \frac{\int_0^{R_0} |E(\rho)|^2 \rho \cdot d\rho}{\int_0^{R_0} |E(\rho)|^2 \rho \cdot d\rho}. \quad (2.3)$$

Влияние реальных амплитудных распределений на величину апертурного КИП, на уровень первого бокового лепестка и другие параметры антенн с круглым раскрывом можно оценить, например, по табл. 7.1 [1]. Важно отметить, что  $v_a$  принимает максимальное значение, равное единице, только в случае синфазного раскрыва с равномерным распределением амплитуды поля. Итак, обращаясь к формулам (2.1) и (2.3), следует отметить, что реализовать антенну с высоким значением КНД и низким уровнем боковых лепестков можно увеличением площади раскрыва  $S$ . Здесь необходимо добавить, что численное значение суммарного КИП  $v$  определяется не только законом распределения амплитуды поля по раскрыву антенны, но и рядом других факторов, обусловленных конструкцией антенны. К этим факторам относятся: утечка части мощности облучателя за края зеркала ( $v_y$ ), затенение части раскрыва антенны облучателем ( $v_z$ ), интерференция поля антенны и поля облучателя ( $v_n$ ), несинфазность возбуждения раскрыва антенны из-за неточности изготовления профиля зеркала ( $v_n$ ), неточность совмещения фазового центра облучателя с фокусом зеркала ( $v_\phi$ ), астигматизм облучателя ( $v_o$ ), потери на кроссполаризацию ( $v_k$ ) и некоторые другие. С учетом перечисленных факторов КИП антенны

$$v = v_a v_y v_z v_n v_\phi v_o v_k. \quad (2.4)$$

Максимально возможные значения отдельных сомножителей в выражении (2.4) в реальной антенне оказываются несовместимыми. Например, максимальный коэффициент усиления зеркальной антенны соответствует равномерному распределению поля в раскрыве ( $v_a = 1$ ), а отсутствие утечки мощности облучателя за пределы зеркала антенны практически невозможно при  $v_a = 1$ . Поэтому для достижения максимально возможной эффективности приходится идти на компромисс, который, как известно, состоит в том, что края антенны возбуждаются примерно на 10 дБ ниже, чем ее центр. При этом произведение  $v_a v_y = 0,7 \dots 0,8$ . Если же по сравнению с максимумом КНД более важным требованием является обеспечение высокой помехоза-

щищенности, то следует облучать зеркало полем, спадающим к краям до нуля. Такая ситуация все чаще возникает в последнее время в связи с ростом числа различных радиослужб. Это заставляет предъявлять к антеннам жесткие требования по побочному излучению, которые являются в ряде случаев определяющими при выборе типа и схемы антенны.

Рассмотрим влияние амплитудного распределения поля в круглом синфазно возбужденном раскрыве на форму диаграммы направленности.

Для равномерного распределения поля нормированная функция направленности

$$F_n(u) = \Lambda_1(u), \quad (2.5)$$

где  $u = \frac{2\pi}{\lambda} R_0 \sin \theta$ ;  $R_0$  — радиус раскрыва;  $\Lambda_1$  — лямбда-функция;

$$\Lambda_m(u) = \frac{m!}{(u/2)^m} J_m(u);$$

$m = 0, 1, 2, \dots$  — целое число;  $J_m(u)$  — функция Бесселя первого рода.

Основные характеристики антенны с равномерным распределением даны в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Характеристики антенны с равномерным распределением

$2\varphi_{0,5}$	$2\varphi_0$	$k_1$	$k_2$	$k_3$	$v_a$
$1,02\lambda/2R$	$2,44\lambda/2R$	$-17,6$	$-23,8$	$-28,0$	1

Как показывают расчеты [13], в главном лепестке по уровню  $-3$  дБ ( $2\varphi_{0,5}$ ) заключено 47% излученной мощности, а по нулевому уровню ( $2\varphi_0$ )—84%. В первых трех боковых лепестках излучается соответственно 7,2; 2,8 и 1,4% мощности.

Во многих практических случаях распределение поля в раскрыве достаточно хорошо аппроксимируется параболическим распределением на пьедестале

$$f(\rho/R_0) = 1 - (1 - \Delta)(\rho/R_0)^2 = \Delta + (1 - \Delta)(1 - (\rho/R_0)^2),$$

где  $\Delta = E_{кр}/E_0$ ;  $E_{кр}$ ,  $E_0$  — поле на краю и в центре раскрыва;  $\rho$  — текущая радиальная координата раскрыва. Для этого распределения

$$F_n(u) = \frac{2}{1 + \Delta} \left[ \Delta \Lambda_1(u) + \frac{1}{2} (1 - \Delta) \Lambda_2(u) \right]. \quad (2.6)$$

Таблица 2.2

## Характеристики антенн с неравномерным распределением

Пьедестал $\Delta$	$2\varphi_{0.5}$	$2\varphi_0$	$k_1$	$k_2$	$k_3$	$v_a$
0,5 (–6 дБ)	$1,09\lambda/2R_0$	$2,68\lambda/2R_0$	–20,6	–27,1	–31,3	0,964
0,316 (–10 дБ)	$1,14\lambda/2R_0$	$2,83\lambda/2R_0$	–22,4	–29,3	–33,8	0,917
0,1 (–20 дБ)	$1,22\lambda/2R_0$	$3,12\lambda/2R_0$	–24,2	–32,8	–38,4	0,818
0	$1,27\lambda/2R_0$	$3,27\lambda/2R_0$	–24,6	–33,6	–39,7	0,750

Численные значения основных характеристик антенн при различных  $\Delta$  представлены в табл. 2.2. Для часто встречающегося на практике распределения с пьедесталом –10 дБ в главном лепестке по уровню –3 дБ заключено 53%, а по нулевому уровню 95,5% излученной мощности. В первых трех боковых лепестках излучается соответственно 2,3; 0,8 и 0,4% мощности.

Особый интерес представляет так называемое Бесселево распределение на пьедестале  $f(r) = (1 - \mu)J_0(ar) + \mu$ , где  $r = \rho/R_0$ , а  $\mu$  — постоянная величина. Бесселево распределение обеспечивает существенное снижение уровней нескольких ближайших к главному боковых лепестков.

Обычно в качестве  $a$  выбирается либо нуль функции  $J_0(a) = 0$ , либо нуль ее первой производной  $J'_0(a) = 0$ . Если, например,  $a = 3,832$  (первый нуль функции  $J'_0(x) = 0$ ), то в этом случае  $f(r) = \mu + (1 - \mu)J_0(3,832r)$ , а уровень поля на краю  $f(1) = \Delta = -0,4027 + 1,4027\mu$ . Для такого распределения

$$F_n(u) = \left( 0,8054 \frac{1 - \Delta}{\Delta + 0,4027} \frac{u}{14,68 - u^2} + \frac{2}{u} \right) J_1(u). \quad (2.7)$$

Подбором пьедестала  $\Delta$ , а следовательно, и постоянной  $\mu$  можно обеспечить существенное снижение уровня первых боковых лепестков. На рис. 2.1 приведены зависимости уровня четырех первых боковых лепестков от величины  $\Delta$  [13]. Как видно из графиков, при  $\Delta \approx 0,06 \dots 0,07$  первые боковые лепестки весьма малы. На рис. 2.2 приведено распределение  $f(r) = 1/3 + 2 \times J_0(3,832r)/3$ , соответствующее  $\Delta = 0,065$ . В этом случае апертурный КИП  $v_a = 0,607$ . Диаграмма направленности, соответствующая такому распределению, представлена на рис. 2.3. Как видно, здесь при достаточно высоком КИП ( $v_a = 0,607$ ) резко снижен уровень первых семи боковых лепестков ( $k_i \leq -46$  дБ).

Снизить уровень первых боковых лепестков можно и при других представлениях поля в апертуре. Сведения о них приведены, например, в [9, 13, 14].

Выбором закона распределения возбуждающего поля можно решать и другие практически интересные задачи. Например, найти распределение поля в раскрыве зеркальной антенны, при котором обеспечивается минимум мощности, излученной антен-

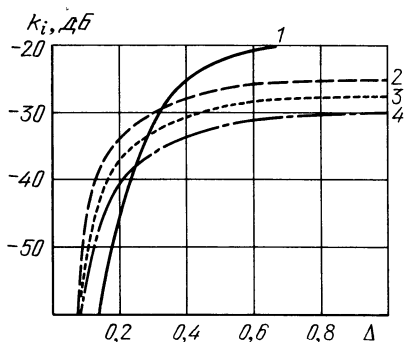


Рис. 2.1

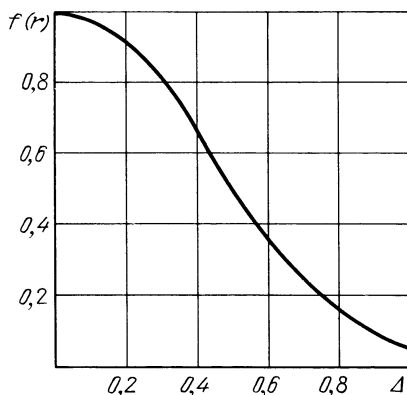


Рис. 2.2

ной в секторе углов, большем некоторого заданного. Решение такой задачи возникает при работе с геостационарным ретранслятором с целью уменьшения межсистемных помех.

Если же направление прихода помехи известно с достаточно высокой точностью (помехи со стороны определенного спутника, расположенного на геостационарной орбите), то решается задача интенсивного подавления бокового излучения в заданном направлении и в его окрестностях. Практический интерес могут представлять антенны с низким уровнем боковых лепестков в определенном секторе углов.

С ростом числа ИСЗ, находящихся на геостационарных орбитах, возможность взаимных помех между системами связи все более возрастает. Поэтому повышенные требования предъявляются и в отношении подавления дальних боковых лепестков антенн земных станций. Как следует из вышеизложенного, их снижение может быть обеспечено спадом амплитуды возбуждения раскрыва антенны. Но существуют и другие факторы, влияющие на дальнейшее боковое излучение, среди которых наиболее существенные — «перелив» излучения облучателя и дифракция на краях основного зеркала. Наиболее эффективный и простой способ ослабления влияния этих факторов — использование цилиндрических экранов (бленд). Они размещаются по контуру раскрыва зеркала (рис. 2.4, а) и позволяют снизить дальнейшее боковое излучение на 5...10 дБ. Продольный размер экрана подбирают так, чтобы уровень возбуждения его кромки был близок к нулю. Для уменьшения боковых лепестков в переднем полупространстве внутреннюю поверхность экрана иногда покрывают поглощающим материалом.

Дифракционные поля, возникающие на кромке раскрыва антенны, являясь синфазными, создают высокий уровень поля в направлении, противоположном главному. Для снижения этого

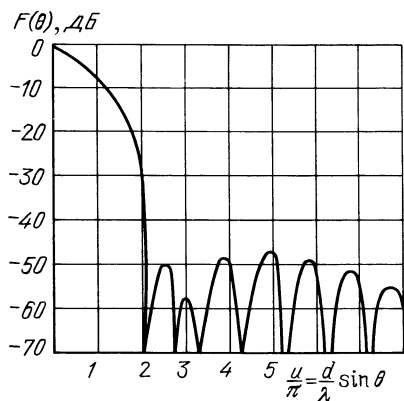


Рис. 2.3

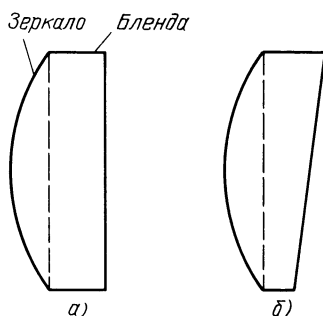


Рис. 2.4

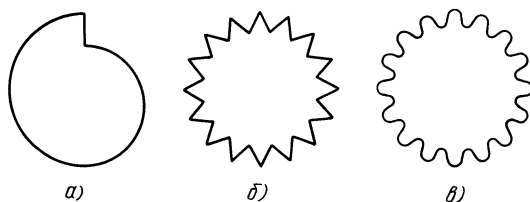


Рис. 2.5

уровня можно придать кромке специальную форму, при которой дифракционные поля от отдельных участков кромки будут расфазированы в направлении, близком к заднему. На рис. 2.5 показаны возможные формы расфазировающих кромок. Аналогичного эффекта можно добиться применением скошенных бленд (см. рис. 2.4, б).

Дифракционное излучение кромки может быть существенно уменьшено, если периферийную область зеркала сделать полупрозрачной. Это достигается ее перфорацией рядами отверстий, диаметр которых возрастает по мере приближения к кромке, как показано на рис. 2.6.

Сравнительно простой способ подавления дифракционного поля в задних квадрантах заключается в использовании дополнительных экранов. Форма и число экранов могут быть самыми различными. На рис. 2.7 показаны сечения параболических зеркал с экранами. Во всех случаях поле в заднем полупространстве формируется за счет дифракции поля облучателя на кромке экранов. Использование одиночного плоского экрана позволяет уменьшить уровень поля в заднем полупространстве на 8...14 дБ, а двух экранов — на 20...25 дБ. При этом точность выполнения и



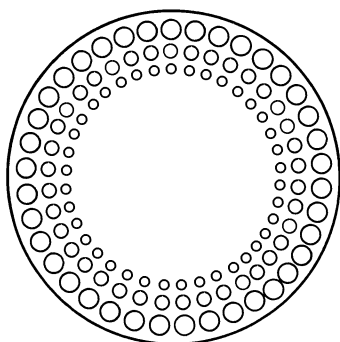


Рис. 2.6

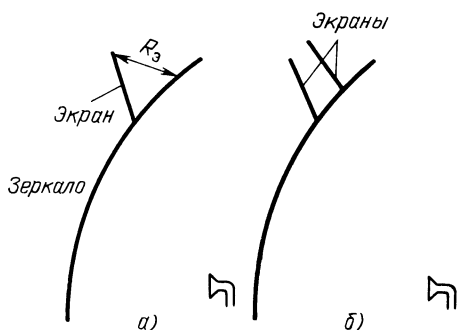


Рис. 2.7

установки экранов могут быть невысокими. Уменьшение дифракционной способности кромки зеркала может быть достигнуто и другими способами, наиболее полно представленными в [13, 14].

В спутниковых системах связи особую важность имеют поляризационные свойства зеркальных антенн. Это связано прежде всего с возможностью двукратного использования частот, позволяющей удвоить число каналов связи, используя в каждой полосе частот волны с взаимно ортогональной поляризацией. Условие ортогональности реализуется либо в виде двух взаимно перпендикулярных линейно поляризованных радиоволн, либо в виде двух волн с круговой поляризацией: правополяризованной и левополяризованной. В каждом из этих двух случаев появление кроссполяризационного сигнала будет создавать переходные помехи между сигналами, разделенными по поляризации.

Поляризационные характеристики поля, излученного антенной, находятся при анализе распределения поля по апертуре. Анализ показывает, что кроссполяризационная составляющая тем больше, чем меньше отношение фокусного расстояния к диаметру раскрыва рефлектора зеркальной антенны. В любом случае в двух главных плоскостях кроссполяризационные составляющие поля излучения минимальны. Максимум кроссполяризационного поля имеет место в плоскостях, повернутых на  $45^\circ$  к оси симметрии апертурного распределения. У зеркальных антенн с рупорным или волноводным облучателем кроссполяризационные составляющие небольшие. Из-за отсутствия симметрии уровень кроссполяризационного поля для зеркала со смещенным облучателем относительно высок.

В лучших образцах современных осесимметричных зеркальных антенн кроссполяризация составляет  $-38...-42$  дБ.

Данные соображения можно использовать как общие рекомендации. При проектировании большинства антенных систем необходимо экспериментально определять уровень кроссполяризации.

Возможность двукратного использования частот на основе развязки по поляризации ограничена деполяризующими факторами среды распространения вследствие влияния дождя и ионосферных слоев атмосферы. Для волн с ортогональными поляризациями капли дождя, которые имеют сплюснутую форму, обуславливают различные эффективные длины путей, что влияет на уровень порождаемого ими кроссполяризационного излучения. В ионосфере происходит поворот плоскости поляризации линейно поляризованной волны, вызванный эффектом Фарадея. Это приводит к поляризационным потерям, обусловленным рассогласованием поляризаций принимаемого поля и приемной антенны.

В антенной системе земной станции обеспечить требуемую развязку по поляризации можно, например, с помощью адаптивной компенсации ухудшения развязки, вызванной влиянием дождя и ионосферы.

## 2.2. ТИПЫ АНТЕНН ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ

### ОДНОЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

Выбор типа антенны земной станции спутниковой системы связи определяется основными требованиями, которые состоят в следующем:

- иметь высокий коэффициент усиления (45...55 дБ) при достаточно большом коэффициенте использования поверхности (0,6...0,7);

- обладать малым значением шумовой температуры  $T_A = 20...50 \text{ К}$  и низким уровнем боковых лепестков, например — 25... — 30 дБ;

- обеспечивать наведение луча на ИСЗ с помощью опорно-поворотного устройства и систем программного и ручного наведения и автоматического сопровождения;

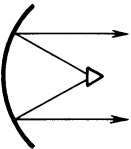
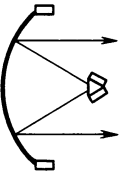
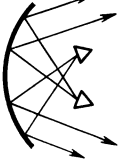
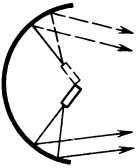
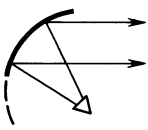
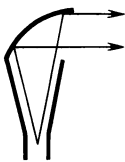
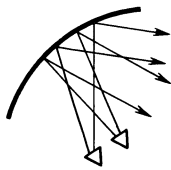
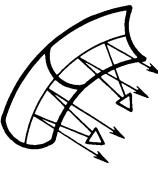
- конструкция антенны должна обеспечивать сохранение электрических характеристик и надежную работу в заданных климатических условиях.

Учитываются и другие требования, такие, как необходимость обеспечения низкого уровня кроссполяризации, согласования с трактом питания в диапазоне рабочих радиочастот и т. п.

Наиболее полно всем перечисленным требованиям отвечают зеркальные антенны. Широко известный и наиболее простой тип зеркальных антенн — осесимметричный параболический рефлектор с находящимся в его фокусе облучателем. На базе такой классической однозеркальной антенны разработаны различные модификации, некоторые из которых показаны в табл. 2.3. В ней представлены примеры симметричных (I) и асимметричных (II) однозеркальных антенн. Снижение бокового излучения в антенне можно обеспечить, разместив по периферии отражающей поверх-

Таблица 2.3

## Однозеркальные антенны

Тип		Стандартные	Низкие боковые лепестки	Многолучевые	Со сканированием
I	Вид				
	Наименование	а) Параболоид	б) С СВЧ поглотителем	в) Многолучевая	г) Сферический рефлектор
II	Вид				
	Наименование	д) С вынесенным облучателем	е) Рупорно-параболическая	ж) Многолучевая с вынесенным облучателем	з) С двойной кривизной

ности поглощающий материал (схема б, табл. 2.3). При этом распределение амплитуды поля в апертуре близко к распределению с нулем на краю зеркала, что способствует снижению уровня боковых лепестков. Антенну с несколькими главными лепестками можно реализовать, сместив фазовые центры нескольких облучателей из фокуса параболического зеркала перпендикулярно его фокальной линии (схема в). Как известно, небольшое смещение облучателя позволяет изменить направление максимального излучения без заметного искажения диаграммы направленности. Антенна с широкоугольным сканированием без искажения диаграммы направленности реализуется на базе зеркальной антенны со сферическим рефлектором (схема г).

Несимметричные типы однозеркальных антенн представлены в табл. 2.3, II антенной с вынесенным облучателем (схема д), рупорно-параболической антенной (схема е) и многолучевыми антеннами (схема ж, з). Их общей положительной особенностью является более высокое согласование с трактом питания. Оно достигается выносом облучателя из поля отраженной волны. Наряду с этим несимметричные типы зеркальных антенн обладают повышенным уровнем кроссполаризации по сравнению с симметричными, что при работе на ортогональных поляризациях является источником дополнительных помех.

## ДВУХЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

В последние годы на земных станциях спутниковой связи вместо однозеркальных стали применять двухзеркальные антенны. Такие антенны обладают рядом достоинств по сравнению с однозеркальными, основными из которых являются:

повышение коэффициента использования поверхности раскрыва (КИП) за счет наличия второго зеркала, облегчающего оптимизацию распределения амплитуд в раскрыве основного зеркала;

уменьшение длины тракта питания между приемопередающей аппаратурой и облучателем, например, путем размещения аппаратуры за основным зеркалом вблизи его вершины;

снижение шумовой температуры антенны за счет повышения КПД тракта с уменьшением его длины;

улучшение конструкции антенны, в частности сокращение продольных размеров, упрощение крепления линии питания и облучателя;

оптимизация антенны посредством модификации форм поверхности зеркал, обеспечивающих близкое к равномерному распределение поля в раскрыве двухзеркальной антенны при заданной ДН облучателя.

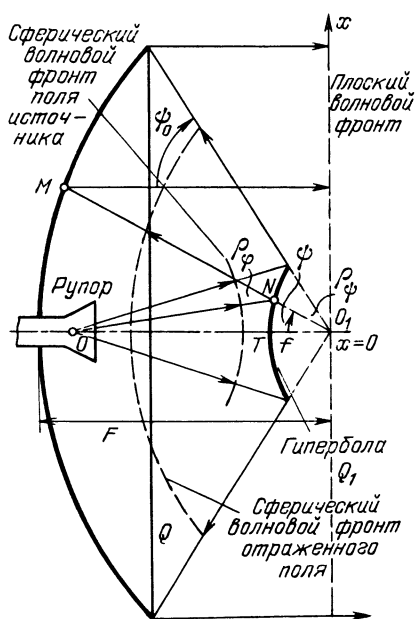


Рис. 2.8

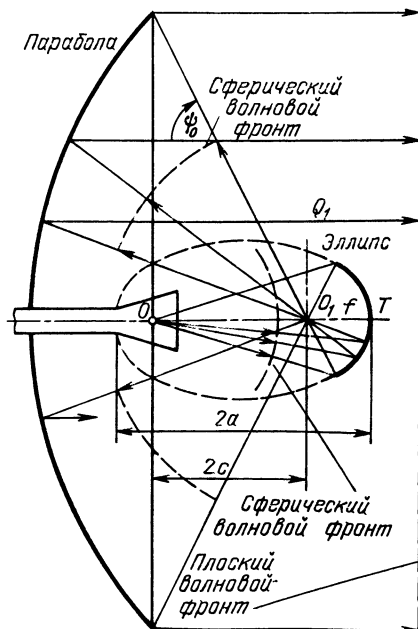


Рис. 2.9

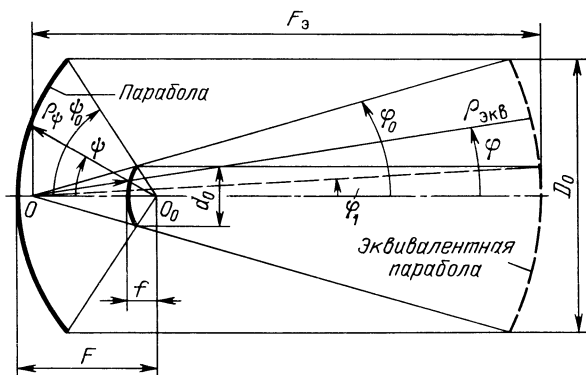


Рис. 2.10

Двухзеркальная антенна может быть оборудована лучеводом, что в высокочастотных диапазонах дополнительно снизит потери в тракте. Следует иметь в виду и ту особенность двухзеркальной антенны, которая связана с «переливом» энергии облучателя за края зеркала. У двухзеркальной антенны он направлен в сторону неба, тогда как у однозеркальной — в сторону Земли. Это дополнительно снижает шумовую температуру антенны.

Как известно, классические двухзеркальные осесимметричные антенны строят по схемам Кассегрена (рис. 2.8) и Грегори (рис. 2.9). Принцип действия таких антенн заключается в том, что по методу геометрической оптики сферическая волна, излучаемая источником с фазовым центром, совпадающим с одним из фокусов гиперboloида (или эллипсоида), в результате перетражения от него преобразуется снова в сферическую волну, но с фазовым центром, совпадающим с другим фокусом. Действие параболического зеркала заключается в том, что при совпадении его фокуса с фокусом гиперboloида (или эллипсоида) сферическая волна после отражения преобразуется в плоскую. Плоский волновой фронт перпендикулярен фокальной линии параболоида, и, следовательно, его раскрыв возбужден синфазно.

Двухзеркальная антенна может быть сведена к эквивалентной ей по закону распределения поля в раскрыве однозеркальной антенне того же диаметра (рис. 2.10). Такая возможность позволяет лучше понять характерные особенности работы двухзеркальной антенны и в ряде случаев упрощает ее анализ.

В соответствии с рис. 2.10 уравнение параболы

$$\rho_\psi = 2F / (1 + \cos \psi), \quad (2.8)$$

а уравнение эквивалентной параболы

$$\rho_{э} = 2F_э / (1 + \cos \varphi), \quad (2.9)$$

где

$$F_{\text{экв}} = F(e + 1)/(e - 1); \quad (2.10)$$

$e$  — эксцентриситет гиперболы.

Из последней зависимости следует, что эквивалентная парабола, являющаяся образующей кривой эквивалентного параболоида, всегда более длиннофокусная, чем исходная. Это важная положительная особенность двухзеркальных антенн, так как увеличение фокусного расстояния способствует получению высокого апертурного КИП и сопровождается менее жестким требованием к точности установки облучателя в антенне.

С другой стороны, возможность замены двухзеркальной антенны, эквивалентной однозеркальной, имеет определенные ограничения, следующие из законов геометрической оптики. Например, дифракционные эффекты в двухзеркальной антенне, определяющие уровень дальних боковых лепестков, не могут быть определены из анализа эквивалентной однозеркальной схемы.

Для двухзеркальной антенны по схеме Грегори эквивалентная парабола строится аналогично. Ее фокусное расстояние

$$F_s = F(1 + e)/(1 - e), \quad (2.11)$$

где  $e$  — эксцентриситет эллипса малого зеркала.

Отметим, что антенны, построенные по схемам Кассегрена и Грегори, при одинаковых облучателях, равных значениях  $D$ ,  $d$ ,  $\omega_0$ ,  $\varphi_2$  (см. рис. 2.10), имеют одинаковые диаграммы направленности.

Расчет двухзеркальных антенн состоит из следующих этапов:

1. По заданным параметрам антенны определяют геометрические размеры системы и облучателя.

2. По диаграмме направленности облучателя и геометрическим параметрам системы рассчитывают распределение поля в раскрыве большого зеркала.

3. По распределению поля в раскрыве большого зеркала определяют диаграмму направленности антенны и другие электрические параметры.

Обычно заданными параметрами можно считать коэффициент направленного действия антенны и требования к боковым лепесткам. Площадь раскрыва большого зеркала, а следовательно, и его диаметр можно определить из формулы (2.1).

Коэффициент использования площади раскрыва  $[v$  в выражении (2.1)] в предварительных расчетах, если не оговорено особых требований к первым от главного боковым лепесткам, можно принять равным 0,6...0,7.

Для антенн, построенных по схеме Кассегрена, положение фокуса большого зеркала выбирают либо в плоскости раскрыва, либо, если требуется обеспечить малое паразитное излучение в

направлении за антенну, внутри параболоида, т. е. зеркало выбирают короткофокусным. Таким образом,  $\psi_0 \geq 90^\circ$  (см. рис. 2.10). Отношение диаметра малого зеркала к большому  $d/D$  выбирают примерно 0,1, исходя из компромисса между затеняющим действием вспомогательного зеркала и его влиянием на формирование требуемой ДН антенны.

Линейный размер облучателя выбирают обычно равным диаметру малого зеркала. По диаграмме направленности облучателя определяют угол  $\varphi_0$  из условия

$$F_{\text{обл}}(\varphi_0) \approx \frac{1}{3} F_{\text{обл}}(0). \quad (2.12)$$

Если диаграмма направленности облучателя не обладает осевой симметрией, то соотношение (2.12) выполняется в той плоскости, где ширина лепестка облучателя максимальна.

Так как профиль большего зеркала относительно фокуса определяется уравнением (2.8), то  $D$ ,  $\psi_0$  и  $F$  будут связаны соотношением

$$\operatorname{tg}(\psi_0/2) = D/4F. \quad (2.13)$$

По уравнению (2.8) с учетом (2.13) строится профиль параболического рефлектора.

Уравнение профиля гиперболического зеркала относительно фокуса  $O$  (см. рис. 2.10):

$$\rho_1(\varphi) = p/(1 - e \cos \varphi). \quad (2.14)$$

Уравнение того же профиля относительно фокуса  $O_1$  будет иметь вид:

$$\rho_2(\psi) = p/(1 + e \cos \psi), \quad (2.15)$$

где  $e$  — эксцентриситет, а  $p$  — фокальный параметр гиперболы:

$$p = c \frac{e^2 - 1}{e}; \quad c = \frac{1}{2} \frac{d}{2} \frac{\sin(\psi_0 - \varphi_0)}{\sin \psi_0 \cdot \sin \varphi_0}. \quad (2.16)$$

Для радиуса раскрыва гиперболического зеркала в соответствии с рис. 2.10

$$d/2 = \rho_1(\varphi_0) \sin \varphi_0 = \rho_2(\psi_0) \sin \psi_0, \quad (2.17)$$

откуда с учетом (2.14) и (2.15) эксцентриситет  $e$  выражается через углы раскрыва  $\psi_0$  и  $\varphi_0$  следующим образом:

$$e = \sin [0,5(\psi_0 + \varphi_0)] / \sin [0,5(\psi_0 - \varphi_0)]. \quad (2.18)$$

Система приведенных формул позволяет определить все геометрические размеры двухзеркальной антенны.

Если важным требованием к диаграмме направленности антенны является низкий уровень боковых лепестков, то к краям параболического рефлектора необходимо обеспечить более резкий спад

поля, чем это определяется выражением (2.12). Это достигается сужением диаграммы направленности облучателя или уменьшением фокусного расстояния параболического зеркала.

## ОПТИМИЗИРОВАННЫЕ ДВУХЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

Выше было отмечено, что для достижения максимальной эффективности зеркальной антенны нужно, с одной стороны, обеспечить амплитудное распределение в раскрыве, возможно близкое к равномерному, а с другой — резкий спад амплитуды поля на краю зеркала, чтобы уменьшить утечку мощности, приводящую к потере усиления. Близкое к такому распределению поле может быть получено двумя способами:

1. Приданием диаграмме направленности облучателя специальной формы, например дополнительным возбуждением в нем специально подобранных по амплитуде и по фазе волн высших типов, расфазированием поля в раскрыве облучателя и т. п.

2. Модификацией поверхности зеркал: гиперболического — с целью подъема излучения в сторону краев основного зеркала; параболического — с целью компенсации возникающих при этом фазовых искажений.

Наибольшее применение нашел второй метод. Двухзеркальная антенна с модифицированным основным зеркалом и контррефлектором является основным типом антенны, применяемым на земных станциях.

Рассмотрим способ увеличения КИП осесимметричной антенны при заданной диаграмме направленности облучателя путем модификации поверхности зеркал. Оптимизация двухзеркальной антенны состоит в следующем. Исходя из заданных диаграммы направленности облучателя, диаметров основного зеркала и контррефлектора, определяют формы поверхностей зеркал, обеспечивающие равномерное распределение поля в раскрыве двухзеркальной антенны. При этом если размеры контррефлектора достаточно велики по сравнению с длиной волны, то удастся обеспечить крутой спад поля у краев основного зеркала и существенно уменьшить «перелив» энергии.

Расчет модифицированных профилей зеркал основан на законах геометрической оптики, условии постоянства длины пути произвольного луча от источника до плоскости раскрыва и закона сохранения энергии вдоль лучевых трубок. Используя эти законы, составляют два дифференциальных и одно интегральное уравнения. На рис. 2.11 изображена верхняя половина осесимметричной двухзеркальной антенны. Здесь  $x, y$  — координаты квазипараболоида с началом в пересечении плоскости его раскрыва и оси симметрии;  $r, \theta$  — координаты квазигиперboloида с началом в фазовом центре облучателя. В выбранных системах координат уравнения, связывающие между собой искомые функции  $y, r, \theta$  и  $v$  и неза-



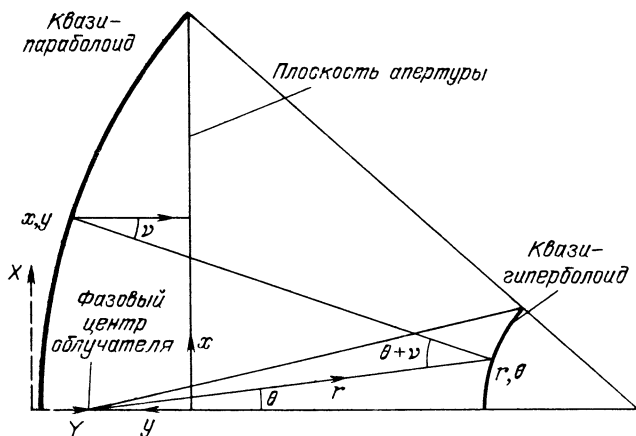


Рис. 2.11

висимую переменную  $x$ , имеют следующий вид:

$$\frac{dr}{d\theta} = r \operatorname{tg} \frac{\theta + \nu}{2}; \quad \frac{dy}{dx} = -\operatorname{tg} \frac{\nu}{2}; \quad (2.19); (2.20)$$

$$x^2 = x_{\max}^2 \int_0^{\theta} F_0^2(\theta) \sin \theta d\theta / \int_0^{\theta_{\max}} F_0^2(\theta) \sin \theta d\theta; \quad (2.21)$$

$$r + (x - r \sin \theta) / \sin \nu + y = c, \quad (2.22)$$

где  $(\theta + \nu)/2$  и  $\nu/2$  — углы падения лучей на контррефлектор и основное зеркало;  $x_{\max}$  — радиус раскрыва основного зеркала;  $\theta_{\max}$  — угол при вершине опирающегося на контррефлектор конуса с вершиной в фазовом центре облучателя;  $F_0(\theta)$  — ДН облучателя;  $c$  — постоянная величина. Приведенная система уравнений позволяет определить профили основного и вспомогательного зеркал, с помощью которых реализуется оптимизированное амплитудно-фазовое распределение в раскрыве. Система уравнений (2.19) — (2.22) допускает решение только численными методами и обычно осуществляется на ЭВМ. Однако с помощью определенных приемов, изложенных, например, в [14], решение этой системы можно довести до простых расчетных формул.

Отметим, что уравнение (2.22) можно представить в виде

$$\nu = \arcsin \left[ \frac{(x - r \sin \theta)}{(c - r - y)} \right],$$

а уравнение (2.21) в виде

$$\frac{dx}{d\theta} = \frac{x_{\max}^2 F_0^2(\theta) \sin \theta}{2Ax},$$

где

$$A = \int_0^{\theta_{\max}} F_0^2(\theta) \sin \theta d\theta.$$

В этом случае задача сводится к решению трех дифференциальных уравнений

$$\frac{dx}{d\theta} = \frac{x_{\max}^2 F_0^2(\theta) \sin \theta}{2Ax}; \quad (2.23)$$

$$\frac{dy}{d\theta} = \frac{x_{\max}^2 F_0^2(\theta) \sin \theta}{2Ax} \operatorname{tg} \frac{\nu}{2}; \quad (2.24)$$

$$\frac{dr}{d\theta} = r \operatorname{tg} \frac{\theta + \nu}{2}. \quad (2.25)$$

С помощью изложенной методики выполнена модификация форм поверхностей зеркал большинства антенн современных ЗС. Если основное зеркало имеет параболическую форму, коррекция которой затруднена или невозможна, то модификацию формы поверхности контррефлектора выполняют с учетом дополнительного требования минимального отличия получаемой квазипараболической поверхности от существующей параболоидной. Таким образом решена задача для сети антенн станции «Орбита».

Расчет модифицированных форм поверхностей неосесимметричных зеркальных антенн весьма сложен и здесь не приводится.

Одна из методик расчета изложена в [19].

#### НАПРАВЛЕННЫЕ СВОЙСТВА И УСИЛЕНИЕ ДВУХЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ

Точные расчеты направленных свойств двухзеркальных антенн основаны на использовании сложных методов теории дифракции и выполняются на ЭВМ. Приближенный расчет основан на представлении диаграммы направленности как суммы излучения апертуры антенны без затенения и излучения, порождаемого затенением раскрыва контррефлектором. При этом предполагается выполнение следующих условий:

1. Размеры и радиусы кривизны зеркал много больше длины волны, а затекающими на теневую сторону зеркал токами пренебрегают.

2. Распространение волн между зеркалами и отражение от них осуществляются по законам геометрической оптики.

3. При расчете не учитываются затенение и рассеяние опорами.

4. Материал зеркал полагается идеально проводящим, а поверхность — выполненной без погрешностей.

При нормированном осесимметричном распределении поля в раскрыве параболоида диаграмма направленности апертуры без

затенения согласно [8] определяется выражением

$$F'_n(\theta) = \frac{\int_0^{\psi_0} F(\psi) J_0[\pi D/\lambda \sin \theta \operatorname{ctg}(\psi_0/2) \operatorname{tg}(\psi/2)]}{\int_0^{\psi_0} F(\psi) \operatorname{tg}(\psi/2) d\psi} \operatorname{tg} \frac{\psi}{2} \cdot d\psi, \quad (2.26)$$

где  $F(\psi) = (\sin \varphi / \sin \psi) F_0(\varphi)$  — ДН системы облучатель — контррефлектор;  $F_0(\varphi)$  — диаграмма направленности облучателя;  $J_0(x)$  — функция Бесселя нулевого порядка.

Для расчета компоненты, определяемой затенением раскрыва, принимают, что в пределах области, занимаемой контррефлектором, амплитуда поля падающей волны постоянна, тогда выражение для нормированной ДН затененной области раскрыва имеет вид:

$$F''_n(\theta) = \int_0^1 \rho J_0\left(\frac{\pi d}{\lambda} \rho \sin \theta\right) d\rho / \int_0^1 \rho d\rho = 2 \int_0^1 \rho J_0\left(\frac{\pi d}{\lambda} \rho \sin \theta\right) d\rho, \quad (2.27)$$

где  $\rho = \operatorname{ctg}(\psi_0/2) \operatorname{tg}(\psi/2)$ .

Таким образом, для сектора углов вблизи максимума (для главного и первых боковых лепестков) ДН антенны определится как

$$F_n(\theta) = F'_n(\theta) - 2(d/D)^2 F''_n(\theta). \quad (2.28)$$

Существуют выражения для ДН двухзеркальных антенн, учитывающие различие ДН облучающей системы в плоскостях Е и Н. В работе [14, ч. 2] приведена сводка таких расчетных формул, справедливых в освещенной области пространства  $0 \leq \psi \leq \psi_0$ .

Уменьшение уровня основного лепестка поля, излучаемого апертурой с затенением в главном направлении, может быть оценено с помощью следующей эмпирической формулы:

$$L_{\text{дБ}} = 17,4(d/D)^2.$$

Ухудшение эффективности антенны из-за затенения ее раскрыва может быть значительно. Снижение коэффициента направленного действия антенны достигает 30% и более. Энергия, рассеянная затеняющими раскрыв предметами, направляется в сектор бокового излучения и значительно ухудшает общую помехозащищенность антенны. Повышение уровня бокового излучения может составить 10...20 дБ и более.

Коэффициент усиления антенны  $G = D\eta$ . Приняв во внимание, что КПД зеркальных антенн достаточно высок ( $\eta \approx 1$ ), рассмотрим коэффициент направленного действия  $D$ . Для двухзер-

кальной антенны

$$D = v (4\pi/\lambda^2) S = v\pi^2 \cdot 4R_0^2/\lambda^2, \quad (2.29)$$

где  $S = \pi D_0^2/4$  — площадь раскрыва,  $v$  — КИП антенны; в децибеллах

$$D = 9,96 + 20 \lg \frac{2R_0}{\lambda} + 10 \lg v. \quad (2.30)$$

КИП двухзеркальной антенны определяют аналогично формуле (2.4) как произведение ряда сомножителей, каждый из которых учитывает влияние одного какого-либо фактора:  $v = v_a v_y v_z v_n v_h \dots$ .

Рассмотрим апертурный КИП двухзеркальной антенны, учитывающий потери усиления вследствие неравномерности амплитудного распределения в плоскости раскрыва. Используя понятие эквивалентной параболы и формулу (2.2), находим

$$v_a = \operatorname{ctg}^2 \frac{\varphi_0}{2} \frac{\int_0^{\varphi_0} F_0(\varphi) \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} \cdot d\varphi}{\int_0^{\varphi_1} |F_0(\varphi)|^2 \sin \varphi \cdot d\varphi}, \quad (2.31)$$

где  $\varphi_1$  — угол облучения источником кромки затененной части эквивалентного параболоида (см. рис. 2.10);  $F_0(\varphi)$  — нормированная ДН облучателя, которую для простоты считаем осесимметричной. Формула (2.31) учитывает эффект затенения плоскости раскрыва малым зеркалом. Наличие малого зеркала в двухзеркальной антенне не позволяет получить равномерное распределение амплитуд по всей плоскости раскрыва.

Значение апертурного КИП, соответствующего равномерному распределению амплитуд на освещенной части плоскости раскрыва  $v'_a$ , определим подстановкой в (2.31) выражения  $F_0(\varphi) = 1/\cos^2(\varphi/2)$ . В этом случае, вычисляя интегралы, получаем

$$v'_a = 1 - \operatorname{tg}^2(\varphi_1/2) \operatorname{ctg}^2(\varphi_0/2).$$

Учитывая, что  $2F \operatorname{tg}(\varphi_1/2) = d/2$ , а  $2F \operatorname{tg}(\varphi_0/2) = D/2$

$$v'_a = 1 - (d/D)^2. \quad (2.32)$$

Однако эта формула не учитывает того, что в двухзеркальной антенне часть мощности поля облучателя теряется как на собственном затенении, что дает уменьшение  $v_a$  на величину  $(d/D)^2$ , так и на обратное рассеяние малым зеркалом плоской волны, попадающей на него в результате отражения от большого зеркала. Оба эффекта можно учесть с помощью следующей приближенной формулы:

$$v''_a = 1 - 2k_1 (d/D)^2. \quad (2.33)$$

Здесь  $k_1$  — коэффициент, учитывающий характер распределения поля в плоскости раскрыва. При равномерном распределении  $k_1=1$ . Если, как часто бывает на практике, поле спадает к краям, то  $k_1 > 1$ .

Сомножитель  $v_n$  в выражении (2.4) учитывает снижение КНД вследствие несинфазности возбуждения раскрыва. В двухзеркальной антенне основные причинами этого являются: отличие фазового фронта поля облучателя от однородного и влияние неточности выполнения поверхности основного зеркала. Обычно  $v_n$  определяется одновременно с  $v_a$  по формуле (2.31) при постановке в нее комплексного амплитудно-фазового распределения  $F_0(\varphi) \exp[-i\Phi(\varphi)]$ , где  $\Phi(\varphi)$  — фазовое распределение вдоль сферического волнового фронта источника или облучающей системы с учетом суммарного действия указанных факторов. Если известно амплитудно-фазовое распределение в раскрыве антенны, то  $v_a$  следует определять по формуле (2.2).

Функция  $\Phi(\varphi)$  в раскрыве антенны может быть представлена как сумма систематической и случайной ошибок. Квадратическая составляющая систематической ошибки на фиксированной частоте может быть скомпенсирована перемещением облучающего устройства «облучатель — малое зеркало» вдоль оси симметрии антенны. Некоторые причины систематических ошибок, например влияние силы тяжести, можно также частично скомпенсировать соответствующим выполнением конструкции основного зеркала. Такая компенсация иногда предусматривается в больших поворотных антеннах земных станций космической связи.

Коэффициент перехвата энергии источника малым зеркалом

$$v_n = \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} F_0^2(\varphi) \sin \varphi \cdot d\varphi / \int_0^\pi F_0^2(\varphi) \sin \varphi \cdot d\varphi. \quad (2.34)$$

Кроме этого, результирующий КИП двухзеркальной антенны определяют сомножители, учитывающие потери усиления вследствие перехода части излученной энергии в кроссполаризованную составляющую поля  $v_k$ , потери вследствие дифракционного рассеяния поля источника на кромках зеркал и на элементах их крепления,  $v_d$  неточности установки в антенне облучателя и малого зеркала между собой и относительно большого зеркала  $v_c$  и ряд других причин.

Суммарные потери в коэффициенте усиления двухзеркальных антенн соответствуют обычно  $v \approx 0,5...0,6$ . Методы оптимизации параметров антенн, описанные выше, позволяя заметно увеличить  $v_a$  и  $v_n$  и тем самым поднять  $v$  до  $0,7...0,75$ .

## ДВУХЗЕРКАЛЬНАЯ АНТЕННА, ОБЛУЧАЕМАЯ СИСТЕМОЙ ОТРАЖАЮЩИХ ЗЕРКАЛ

Для слежения за ИСЗ, находящимся на эллиптической орбите, антенна земной станции должна перемещаться по азимуту и углу места. До последнего времени это обеспечивалось вращением антенны. При этом передатчик оставался неподвижным, а кабина для приемника жестко крепилась к основному зеркалу и поворачивалась вместе с антенной. С увеличением объемов передаваемой информации существенно увеличился объем приемной аппаратуры станции, размещение которой в кабине, перемещающейся вместе с антенной при ее поворотах, стало нецелесообразно. Кроме того, волноводные тракты, соединяющие антенну с передающей аппаратурой, вносили значительные потери. Поэтому в последнее время разрабатываются антенны земных станций, в которых отсутствуют длинные волноводные тракты. Такие антенны оборудуют лучеводом — системой, состоящей из облучателя и нескольких переотражающих зеркал. Приемопередающая аппаратура размещается в неподвижной аппаратной под антенной.

Рассмотрим принцип работы лучевода, используя законы геометрической оптики. На рис. 2.12 схематически изображен один из возможных вариантов выполнения такой антенны. Первичный облучатель, например рупор  $P$ , устанавливается на жесткой опоре. Система зеркал, построенная по перископическому принципу, состоит из трех плоских зеркал  $1, 3, 4$  и неосесимметричной вырезки из параболоида вращения  $2$ . Два конфокальных параболических зеркала — большое и малое — образуют зеркальную антенну, построенную по схеме Кассегрена. Сферическая волна, излучаемая рупором с фазовым центром в точке  $O$ , падает на плоское зеркало  $1$  и преобразуется им снова в сферическую волну с фазовым центром в точке  $O'$ . Параболоид вращения  $2$  построен и расположен таким образом, что его фокус совпадает с точкой  $O'$ , а фокальная ось  $O'A$  параллельна оси симметрии ан-

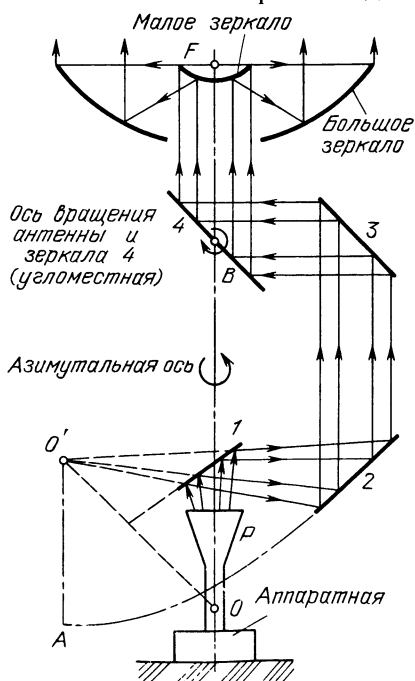


Рис. 2.12

тенны *ОВ*. Отсюда следует, что волна, направляемая зеркалом 1 на параболоид 2, преобразуется им в плоскую волну, облучающую зеркало 3, а затем и зеркало 4. Это последнее зеркало перископической системы направляет плоскую волну на малое зеркало антенны, которое в данном случае имеет параболическую форму. Отраженная от поверхности малого зеркала волна оказывается сферической с мнимым фокусом в точке *F*; эта волна трансформируется большим параболическим зеркалом снова в плоскую и излучается.

В режиме приема все описанные процессы происходят в обратной последовательности. При вращении антенны вокруг азимутальной оси *ОВ* все четыре зеркала лучевода поворачиваются как единый блок, не меняя своего взаимного расположения. Поскольку центры плоских зеркал 1 и 4 расположены на азимутальной оси и зеркала наклонены к ней на угол  $45^\circ$ , то при вращении по азимуту условия облучения зеркал перископической системы и антенны не меняются.

Угломестная ось проходит через середину зеркал 3 и 4, а сами зеркала наклонены на угол  $45^\circ$  к этой оси. При поворотах антенны по углу места вместе с основными зеркалами поворачивается только зеркало 4. Поэтому в данном случае также сохраняются условия облучения параболических зеркал антенны. Таким образом, лучевод при всех положениях антенны выполняет функции волноводного тракта. При надлежащем выборе форм, размеров зеркал и тщательной их юстировке потери, вносимые лучеводом, малы и не превышают десятых долей децибела. Для получения максимально возможного коэффициента усиления антенны диаграмма направленности рупора должна быть осесимметричной.

Аналогичная схема может быть реализована с использованием антенны Кассегрена, в которой малое зеркало имеет гиперболической профиль. В этом случае одно из зеркал 3 или 4 должно иметь параболический профиль.

Рассмотрим основные характеристики двухзеркальной антенны с лучеводом «Марк-IV» [15].

Диаметр основного зеркала 32 м, контррефлектора 2,8 м.

Рабочий диапазон 4/6 ГГц. Поляризация поля круговая.

Отношение  $F/D$  приблизительно 0,35 (угол раскрытия около  $140^\circ$ ).

Затенение раскрытия основного зеркала контррефлектором и его опорами 2%.

Коэффициент усиления на частоте 4 ГГц более 60,5 дБ.

Коэффициент качества ( $G/T$ ) на частоте 4 ГГц и при угле места  $5^\circ$  более 42 дБ.

Пределы поворотов антенны  $\pm 170^\circ$  по азимуту и  $0...90^\circ$  по углу места.

Среднеквадратическое отклонение формы поверхности при нормальных рабочих условиях (скорость ветра до 48 км/ч) с порывами до 72 км/ч менее  $4 \cdot 10^{-5}$ , предельно допустимая скорость ветра 193 км/ч. Блокировка антенны должна производиться при скорости ветра 129 км/ч.

Масса на угломестной оси 121 т, суммарная масса на рельсах 243 т.

Окружающая температура  $-30...+50^{\circ}$ .

Относительная влажность  $0...100\%$ .

Допустимые осадки: дождь 100 мм/ч; снег 10 см/ч, 30 см/день.

Особое внимание уделено материалам и обработке поверхностей конструкций антенны для защиты от коррозии в указанных климатических условиях с целью достижения максимального срока службы.

Поверхность основного зеркала набирают из трапециевидных или пятиугольных панелей, которые закреплены на ферменном каркасе. Панели выполнены из листов алюминиевого сплава толщиной 1,6 мм и усилены ребрами жесткости. Каждая панель имеет среднеквадратическое отклонение поверхности не более 0,5 мм. Примерные габаритные размеры панелей  $1,8 \times 3,3$  м.

Контррефлектор имеет форму модифицированного параболоида и выполнен из усиленного пластиком фибергласа. Рабочая поверхность металлизирована напылением. Опорная конструкция контррефлектора состоит из трипода — трех стальных штанг, закрепленных на силовом каркасе. Для обеспечения необходимого рабочего положения контррефлектора имеется возможность его поперечных, продольных перемещений и наклона.

Четырехзеркальный лучевод состоит из ребристого рупора, двух плоских и двух квазипараболических зеркал, обеспечивающих облучение раскрыва контррефлектора плоской волной.

Основной облучатель — ребристый рупор — излучает осесимметричную волну со сферическим фронтом. Первое зеркало — плоское, оно поворачивает волну на угол  $90^{\circ}$ , второе — квазипараболоидное, обеспечивает облучение раскрыва третьего (также квазипараболоидного) зеркала сферической волной. Третье зеркало облучает раскрыв контррефлектора лучом с плоским фронтом волны. Использование четвертого плоского зеркала позволяет получить симметричную ДН независимо от рабочего угла места антенны. В облучающей системе с лучеводом применены квазипараболоидные зеркала с соответствующим образом подобранной комбинацией их профилей. Это сделано для того, чтобы кроссполяризация, порождаемая одним из них, компенсировалась другим. Кроссполяризация, порождаемая кривизной зеркала, зависит от его радиуса: чем больше радиус, тем меньше кроссполяризация. Поэтому радиусы кривизны двух квазипараболоидных зеркал выбраны достаточно большими, чтобы облучатель мог быть использован для работы с развязкой по поляризации. Зеркала лучевода выполнены из алюминия; среднеквадратическая ошибка выполнения поверхности каждого зеркала относительно расчетной 0,2 мм.

Ребристый рупор излучает осесимметричный луч с пренебрежимо малыми боковыми лепестками. Это позволяет обеспечить высокую эффективность и низкую шумовую температуру антенны.

Антенну с лучеводом, изображенную на рис. 2.12, можно назвать схемой с «верхним» расположением угломестной оси. Если же эта ось проходит через середину зеркал 1 и 2, то такую схему называют антенной с «нижним» расположением угломестной оси. Для снижения потерь в антенне предпочтительнее нижнее расположение угломестной оси. В этом случае возможны два варианта компоновки: с расположением фокальной оси основного зеркала в плоскости лучевода (рис. 2.13, а) и перпендикулярно к ней (рис. 2.13, б). Второй вариант обеспе-



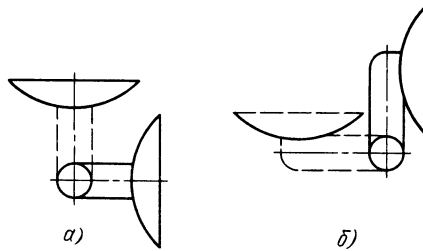


Рис. 2.13

чивает более компактную конструкцию и имеет несколько меньшую ветровую нагрузку на угломестную ось.

### РАЗНОВИДНОСТИ ДВУХЗЕРКАЛЬНЫХ СИММЕТРИЧНЫХ АНТЕНН

Кроме рассмотренных выше перспективных схем двухзеркальных антенн в практике космической связи находят применение ряд других схем. Рассмотрим некоторые из них [14, 22].

**Антенна Кассегрена с облучателем в виде рупорно-параболической антенны** (рис. 2.14). Антенна представляет собой схему, образованную двумя конфокальными параболами 1 и 2, облучаемыми плоской волной, создаваемой рупорно-параболической антенной. Плоская волна, отраженная вспомогательным зерка-

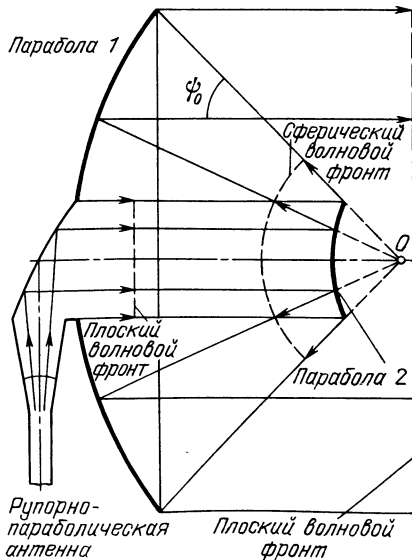


Рис. 2.14

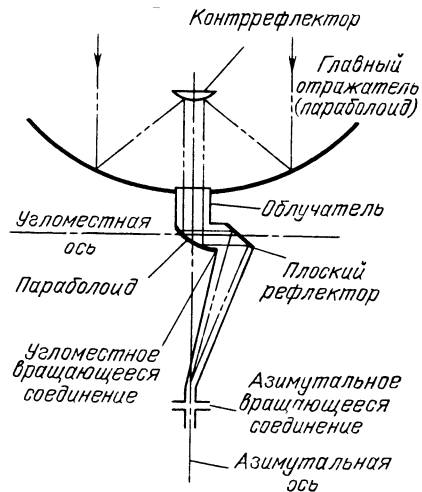


Рис. 2.15

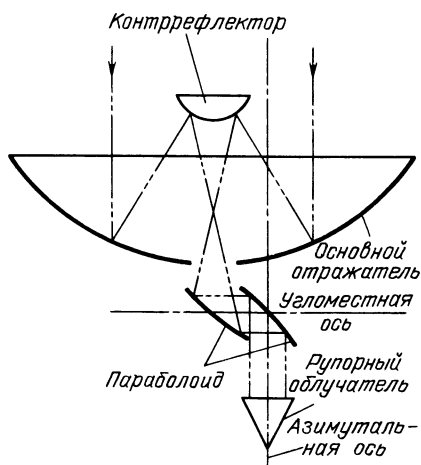


Рис. 2.16

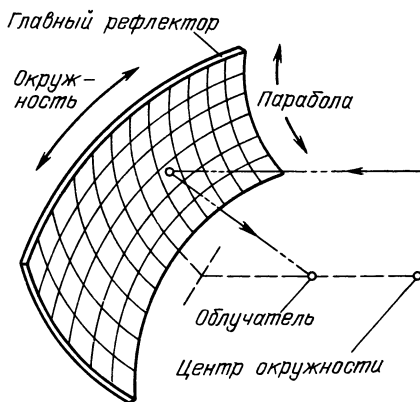


Рис. 2.17

лом, оказывается сферической с мнимым фокусом в точке  $O$ , совмещенным с фокусом основного параболоида. Это зеркало превращает сферическую волну в плоскую и формирует диаграмму направленности антенны. Диаметр апертуры рупорно-параболического облучателя такой антенны велик по сравнению с длиной волны, а вспомогательное зеркало расположено в ближней зоне облучателя. По этой причине такая антенна иногда называется антенной Кассегрена с малым зеркалом в ближней зоне излучателя.

Такие антенны широко применяют в спутниковой связи, так как с помощью вращающегося сочленения, расположенного у центральной части рупорно-параболического облучателя, легко обеспечивается подвижность антенны относительно здания, в котором размещено оборудование.

**Антенна Кассегрена, питаемая сложной рупорно-параболической антенной.** Этот тип антенны (рис. 2.15) был разработан для размещения маломощных приемников и другого оборудования в стационарном положении. Круглый волновод, установленный в основании рупорного излучателя, работает в многомодовом режиме. Появление нежелательных высших типов волн в таком волноводе может привести к ухудшению диаграммы направленности антенны.

Обе антенны используют на земных станциях спутниковой связи Японии, ФРГ, Мексики и других стран.

**Антенна Кассегрена, питаемая двухрефлекторным лучевым волноводом** (рис. 2.16). В этом типе антенны лучевой волновод с двумя фокусирующими рефлекторами и коническим рупором используют в качестве излучателя для получения улучшенных

рабочих характеристик, без ухудшения диаграммы направленности из-за появления высших типов волн в изгибе круглого волновода, используемого в предыдущей схеме. Как видно из рис. 2.16, эта антенна имеет несимметричную форму по отношению к азимутальной оси. Такую антенну невыгодно использовать с апертурой большого диаметра, потому что из-за асимметрии возникает механическая несбалансированность. Антенна такого типа установлена на экспериментальной станции спутниковой связи в Японии.

Конструктивная асимметрия антенны легко устраняется применением лучевода с четырьмя рефлекторами (см. рис. 2.12). В двухрефлекторной схеме лучевода оба зеркала могут быть параболическими либо — одно параболическое, а другое плоское; в четырехрефлекторной схеме — два зеркала параболические и два плоские либо одно параболическое и три плоские. В зависимости от этого контррефлектор облучается либо сферической, либо плоской волной и имеет форму гиперболоида или параболического.

**Зеркальная антенна с двойной кривизной** (тороидальная антенна). Такая антенна действует по принципу, отличающемуся от принципов действия всех рассмотренных выше антенн. На рис. 2.17 показана схема тороидальной антенны. Форма рефлектора представляет собой так называемый «тор», т. е. сечение антенны в плоскости, проходящей вдоль геостационарной дуги, представляет собой дугу окружности, в то время как поперечное сечение в ортогональной плоскости — парабола. В такой схеме положение луча при связи со спутником, находящимся на геостационарной орбите, изменяется перемещением только активного облучателя без поворота основного рефлектора, подобно тому, как это происходит в сферической зеркальной антенне. Антенна предназначена для слежения за квазистационарными спутниками, находящимися на экваториальных орбитах, и легко обеспечивает переключение линии связи с одного спутника на другой, рядом расположенный.

**Двухзеркальная антенна с расположением малого зеркала в ближнем поле излучателя.** Все рассмотренные симметричные схемы двухзеркальных антенн отличаются тем, что в фидерном тракте, соединяющем антенну с аппаратурой, не обеспечивается режим бегущей волны. Это происходит из-за того, что часть переотраженного контррефлектором поля перехватывается облучателем и в виде отраженной волны поступает в тракт. От этого недостатка свободна антенна, схема которой получена путем последовательной трансформации профиля рупорно-параболической антенны к симметричной схеме (рис. 2.18). В окончательном варианте схемы (рис. 2.18, *г*) в вершине вспомогательного зеркала устанавливается конус. Подбором его геометрии (угла раствора, продольного размера) можно заметно ослабить отра-

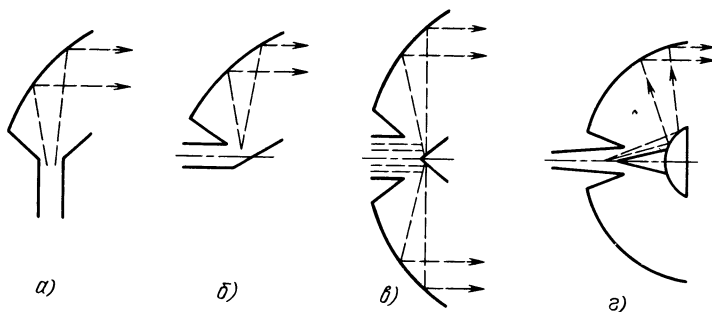


Рис. 2.18

женную от малого зеркала волну, попадающую в облучатель, и тем самым улучшить согласование. Одновременно несколько возрастает апертурный КИП. Антенны, выполненные по такой схеме, обычно делаются короткофокусными.

**Двухзеркальная антенна со смещенной фокальной осью.** Предыдущая антенна является узкополосной или требует усложнения схемы компенсации отражений при расширении рабочей полосы частот. Как показывает анализ [14], можно построить двухзеркальную симметричную антенну, в которой эффект затенения будет отсутствовать. В схеме такой антенны фокальная ось параболы, являющаяся образующей основного зеркала, не совпадает с осью симметрии. Аналогично двум классическим схемам (Кассегрена и Грегори) можно построить две основные схемы антенн со смещенной фокальной осью.

В схеме с эллиптической образующей малого зеркала (рис. 2.19) фазовый центр  $O$  рупора, излучающего сферическую волну, расположен на оси симметрии антенны  $AA$ . Фокальная ось  $BB$  параболы  $BQ$ , образующей поверхность основного зеркала, смещена параллельно оси  $AA$ . Параболе  $BQ$  с фокусом в точке  $F_n$  противолежит такая же симметричная парабола  $B'Q'$  с фокусом в точке  $F'_n$ . В пространстве фокусы парабол располагаются на фокальном кольце с диаметром  $d$ . След этого кольца в плоскости рисунка обозначен точками  $F_n$  и  $F'_n$ . Фокус параболы  $F_n$  и фазовый центр рупора  $O$  выбираются в качестве фокусов эллипса, вращением отрезка которого вокруг оси симметрии образована поверхность малого зеркала (эллипс показан штриховой линией). Из всех возможных эллипсов в качестве образующего профиля малого зеркала берется такой, у которого точка пересечения с осью симметрии  $T$  лежит на одной прямой с фокусом параболы  $F_n$  и краем основного зеркала  $Q$ . Этому эллипсу соответствует определенное значение эксцентриситета  $e$  при заданном положении точки  $O$ .

Построенные таким образом поверхности основного и вспомогательного зеркал представляют собой части конфокальных по-

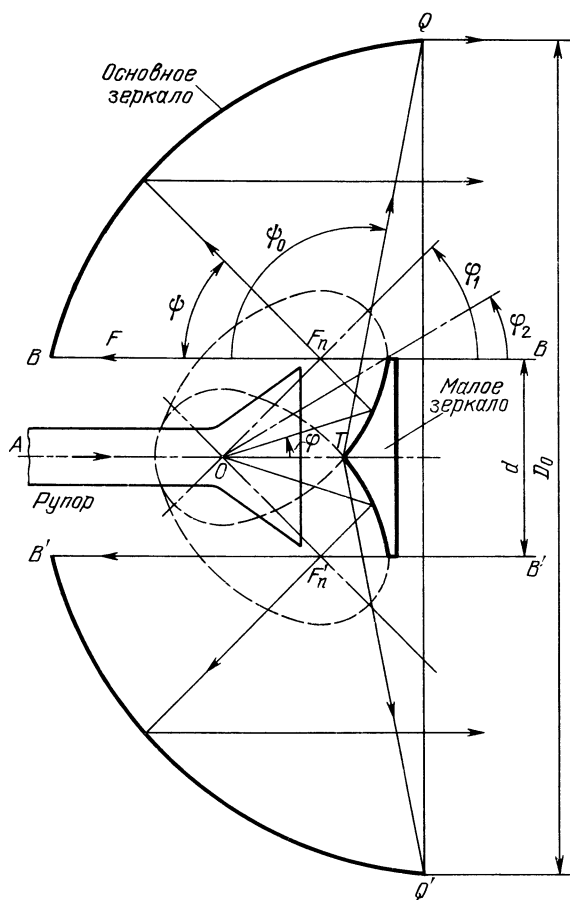


Рис. 2.19

верхностей вращения. Совмещенные фокальные кольца этих поверхностей имеют внутренний диаметр  $d$ , совпадающий с диаметром малого зеркала. На оси симметрии малое зеркало имеет излом типа конического острия.

Рассмотрим ход лучей в антенне. Лучи рупора, являющегося источником сферической волны, падая на поверхность малого зеркала, собираются в фокусах  $F_n$  и  $F'_n$ . Эти точки могут рассматриваться как точечные источники (в плоскости рисунка), облучающие параболы с фокальными осями  $BB$  и  $B'B'$  соответственно. Следовательно, в раскрыве большого зеркала образуется синфазный волновой фронт с направлением распространения, совпадающим с осью симметрии. Чтобы исключить возврат части лучей в рупор после их отражения от малого зеркала, его

размер следует ограничить диаметром  $d$ . В этом случае параболаид полностью освещается полем, отраженным от малого зеркала, от начального угла  $\psi=0$  до предельного угла раствора  $\psi=\psi_0$ . Описанная схема сокращенно обозначается АДЭ (антенна двухзеркальная с эллиптической образующей малого зеркала и смещенной параболической осью большого).

Рассмотренные особенности схемы АДЭ обуславливают следующие положительные свойства таких антенн:

устранение реакции облучателя на переотраженное малым зеркалом поле вследствие расположения облучателя в необлучаемой области (Следует отметить, что из-за дифракционных эффектов на острие и кромках малого зеркала полного устранения реакции не происходит, однако количественный вклад этих эффектов существенно меньше, чем в обычных антеннах Кассегрена и Грегори.);

отсутствие энергии, вторично попадающей на малое зеркало после отражения от большого, уменьшает потери на затенение, по крайней мере вдвое по сравнению с классическими схемами;

вследствие инверсии поля в результате отражения от эллиптического контррефлектора обеспечивается переброс энергии с соответствующей центральной части диаграммы направленности первичного излучателя на периферию основного зеркала и наоборот, что ведет к повышению равномерности амплитуды поля в раскрыве и более крутому спаду на его кромке;

возможность близкого взаимного расположения рупора и малого зеркала позволяет уменьшить диаметр последнего и упростить конструкцию его крепления;

применение расфазированного рупора, имеющего мало меняющуюся с изменением частоты диаграмму направленности, обеспечивает работу антенны в широком диапазоне частот при сохранении высокого КИП.

Аналогично строят антенну со смещенной фокальной осью, у которой образующей малого зеркала является гипербола. Она обозначается АДГ. Следует отметить, что в антенне АДГ, в отличие от антенны АДЭ, не обеспечивается существенного улучшения распределения амплитуд в раскрыве большого зеркала. Кроме того, антенна АДГ в значительно меньшей степени уменьшает расхождение с питающим волноводом. Эти особенности схемы АДГ делают ее несколько менее перспективной по сравнению со схемой АДЭ.

## АСИММЕТРИЧНЫЕ ЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

Асимметричные зеркальные антенны реализуются как антенны с вынесенным облучателем. В такой схеме устраняется затенение контррефлектором, облучателем и опорами, что принципиально обеспечивает при большом КИП низкие уровни дальних боковых лепестков ДН. В таких антеннах отсутствуют ограни-

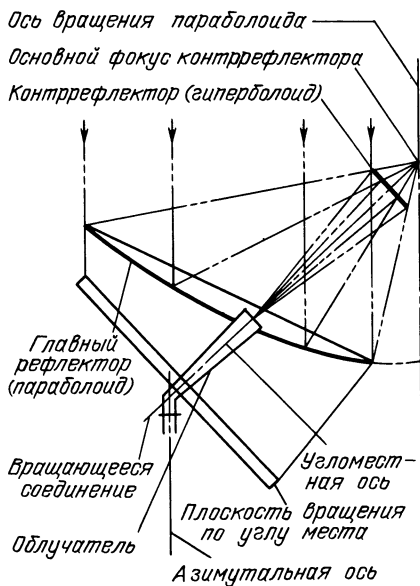


Рис. 2.20

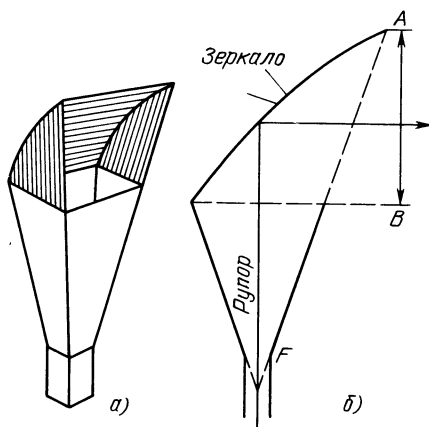


Рис. 2.21

чения размеров контррефлектора, что позволяет сформировать ДН облучающей системы с крутыми спадами в направлениях на края основного зеркала.

Началом создания антенн с вынесенным облучателем можно считать разработку открытой антенны Кассегрена. Она позволяет избежать потерь энергии излучения из-за затенения апертуры вспомогательным отражателем, как это имеет место в обычной антенне Кассегрена. Как видно из рис. 2.20, особенностью этой антенны было опорно-поворотное устройство (ОПУ) с неортогональными осями поворотов: плоскость вращения регулировки угла возвышения наклонена под углом  $45^\circ$  к горизонту. При малых углах возвышения схема обеспечивает низкий уровень шума, так как не перехватываемая малым зеркалом энергия направляется в область больших углов возвышения.

Удачным вариантом антенны с вынесенным облучателем является рупорно-параболическая антенна (РПА). Антенна (рис. 2.21) представляет собой несимметричную вырезку трапециевидной формы из параболоида вращения, облучаемую рупором. Рупор и зеркало образуют единую конструкцию. В РПА отраженные от зеркала волны не рассеиваются на облучателе и элементах его крепления, не попадают в питающую линию. Единая конструкция антенны к тому же во многом устраняет существенный недостаток параболических антенн, заключающийся в том,

что часть энергии облучателя проходит мимо зеркала и уменьшает их эффективность.

Рекомендации по выбору конструктивных размеров и формулы для расчета электрических характеристик можно найти в [13, 14].

Основной конструктивный недостаток РПА — большие габаритные размеры. Существует ряд модификаций антенны с уменьшенными размерами конструкции. На рис. 2.22 показана РПА с инверсированным рупорным облучателем. Здесь благодаря добавлению вспомогательного рефлектора фокус рупорного излучателя перемещается в центр основного рефлектора. Антенны этого типа с 14-метровым диаметром

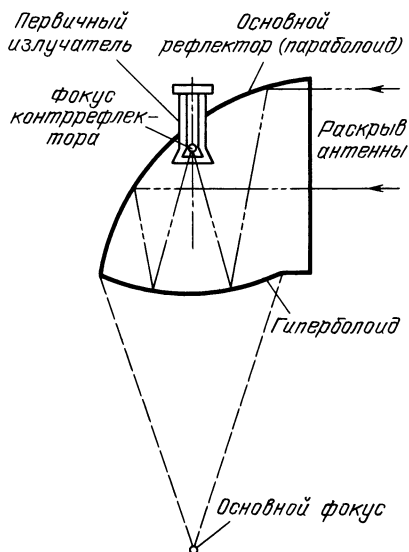


Рис. 2.22

раскрыва используют в некоторых проектах NASA земных станций «Аполлон». Другой модификацией является трижды сложенная РПА, схема которой показана на рис. 2.23. При сравнительно компактных габаритах такая антенна за счет многократных отражений обладает довольно высоким уровнем боковых лепестков. Этот тип антенны практически не используется на ЗС.

Среди двухзеркальных систем со смещенным облучателем в

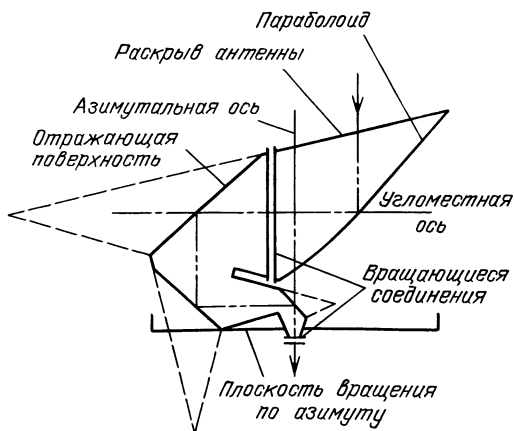


Рис. 2.23



технике космической связи можно встретить различные модификации, такие, как, например, рассмотренная ранее антенна Кассегрена «открытого типа». Однако, как видно из рис. 2.20, в такой системе облучатель «светит» сквозь главный рефлектор, так что проблема затенения полностью не устраняется.

Рассмотрим примеры двухзеркальных антенн, в которых оба рефлектора размещаются вне поля отраженных волн.

**Неполноповоротная антенна Кассегрена диапазона 20/30 ГГц.** Антенна разработана для внутриапонской системы спутниковой связи и предназначена для размещения на крыше здания в центре города. Аппаратура станции находится в том же здании. При проектировании антенны учитывались следующие особенности ее работы.

В диапазоне 20/30 ГГц радиоволны сильно затухают в атмосферных осадках и энергетический потенциал радиолинии ограничен. Поэтому коэффициент усиления антенны должен быть равен 66 дБ на частоте 19,45 ГГц и 69 дБ на частоте 29,25 ГГц. Чтобы при этом не увеличивать размеры антенны и сделать ее экономичной, необходимо обеспечить высокий КИП. Для получения высокого КИП точность отражающей поверхности в диапазоне 20/30 ГГц должна быть примерно в 5 раз выше, чем в диапазоне 4 ГГц. Поэтому, несмотря на большие размеры антенны, среднеквадратическое отклонение задано ниже 0,24 мм.

Рабочие полосы частот в диапазонах приема и передачи — по 3,5 ГГц (17,7...21,2 ГГц — прием и 27,5...31,0 ГГц — передача).

Чтобы ослабить помехи от наземных систем связи, работающих в том же диапазоне частот, уровни боковых лепестков ДН должны быть ниже рекомендованных МККР ( $32-25 \lg \theta$ ).

Пределы наведения луча определяются исходя из того, что антенна должна устанавливаться для работы с ИСЗ, находящихся на геостационарной орбите ( $130 \pm 10^\circ$  в. д.;  $40 \pm 5^\circ$  с. ш.), почти из любого пункта на территории Японии. Ширина главного лепестка ДН не превышает десятой доли градуса. Следовательно, необходима высокая точность наведения и сопровождения такой антенной ИСЗ.

Нагрузка на конкретное задание при установке антенны должна быть не более 40 т, и должна обеспечиваться достаточная прочность, чтобы выдержать ветровую нагрузку при скорости ветра 70 м/с и ускорение до  $1g$  при землетрясении.

Сравнение различных вариантов показало, что наиболее эффективно ветровая нагрузка может быть уменьшена при почти горизонтальном положении основного зеркала, а необходимое направление максимального излучения обеспечивается ориентацией контррефлектора. Основную часть статической массы составляют опорно-поворотное устройство (ОПУ) и лучевод. ОПУ облегчено за счет сокращения пределов плавного наведения до  $\pm 6^\circ$  по азимуту и  $\pm 5^\circ$  по углу места, что соответствовало ожидаемым положениям ИСЗ на орбите при связи из любого пункта Японии. Для облегчения совместимости с ОПУ и дополнительного уменьшения массы в лучевode использованы три зеркала вместо четырех. В результате статическая масса антенны составила всего 19,4 т, что значительно меньше, чем у обычных антенн ИСЗ. Как показали расчеты, неосесимметричная

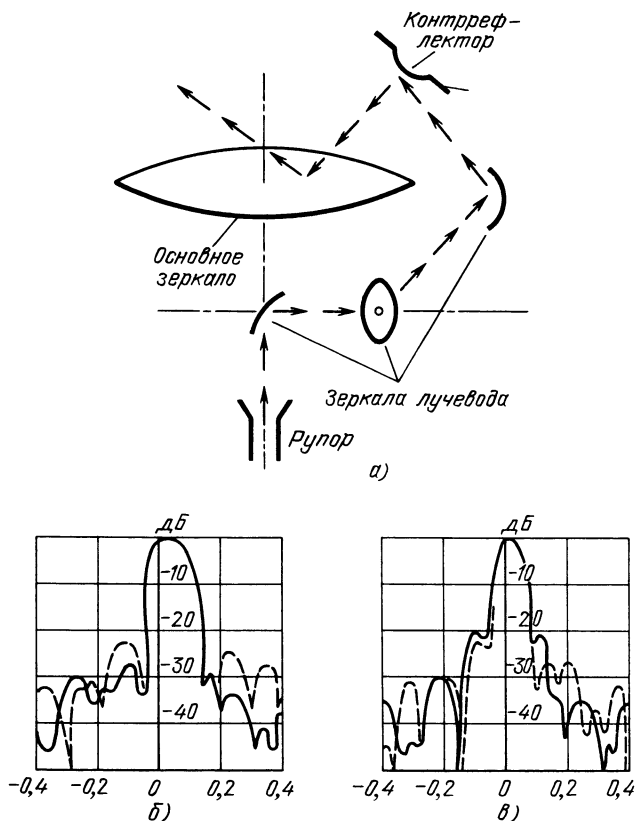


Рис. 2.24 (а, б, в)

система позволила снизить ветровые нагрузки по сравнению с осесимметричной системой при одинаковом диаметре раскрыва на 60%.

На рис. 2.24, а показана схема антенны. Основное зеркало с диаметром раскрыва 11,5 м является «вырезкой» из параболоида вращения с фокусным расстоянием 4,3 м и обрезом в форме эллипса с осями 14,5 и 11,5 м. Ось луча от лучевода на контррефлектор направлена под углом  $15^\circ$  к лучу основного зеркала, поэтому «перелив» энергии за контррефлектор не направлен в сторону геостационарной орбиты и не создает помех другим станциям. Когда основное зеркало установлено горизонтально, луч антенны направлен под углом места  $45^\circ$ .

В качестве первичного облучателя используется ребристый рупор, проходящий сквозь крышу здания. Для преобразования его диаграммы направленности в требуемое распределение поля в раскрыве зеркала использована модификация форм поверхностей зеркал, изложенная ранее. Основное зеркало сохранено не модифицированным, что позволяет ограничиться минимумом типоразмеров панелей и тем самым не увеличивать стоимость изготовления, связанную с неосесимметричностью антенны.

Высокий апертурный КИП и низкие уровни боковых лепестков обеспечены модификацией форм поверхностей вспомогательных зеркал. Коэффициент усиления оказался на 0,7 дБ меньше, чем при равномерном распределении, а облучение краев контррефлектора происходит по уровню — 17 дБ. Для снижения уровня дальних боковых лепестков за контррефлектором закреплен дополнительный кольцевой участок. Для устранения нерегулярных отражений внутренняя поверхность кожуха лучевода покрывается резино-ферритовым поглотителем. Поглощение «переливов» энергии за края зеркала лучевода сопровождается увеличением шумовой температуры на 3 К, которая при величине угла места  $45^\circ$  составляет 18 К.

Измеренные ДН на частотах приема и передачи показаны на рис. 2.24, б и в (непрерывные линии — азимутальная; штриховые — угломестная плоскости). Как видно из графиков, ширина ДН на каждой частоте составляет 0,09 и 0,06°, а первые боковые лепестки ниже — 20 дБ. Некоторую асимметрию можно объяснить результатом модификации зеркал. Сравнение максимумов боковых лепестков ДН с рекомендуемыми МККР показывает, что наихудшие из них на 10 дБ ниже рекомендуемых.

**Неосесимметричная антенна с облучением по схеме Грегори.** Недостатком вышерассмотренной неосесимметричной антенны с облучением по схеме Кассегрена является высокий уровень кроссполаризации, который в максимуме составляет примерно — 20 дБ. В системах с двукратным использованием частот выделенного диапазона необходимо, чтобы уровень кроссполаризационного излучения был примерно — 30 дБ. Его удастся обеспечить, применив облучение по схеме Грегори. Как и в предыдущей схеме, в данной антенне обеспечиваются высокий КИП без модификации формы поверхности основного зеркала и низкий уровень боковых лепестков в широком секторе углов.

Схема антенны показана на рис. 2.25. Обозначим системы координат, связанные с положением фокусов  $F_1$  и  $F_2$ , как  $F_i, x_j, y_j, z_j$ , где при  $i=1, j=0; 1$ , а при  $i=2, j=2, 3, 4$ . Фокус основного зеркала совмещен с фокусом эллипсоида  $F_2$ . Чтобы подать кроссполаризационные составляющие, обусловленные асимметричными основным зеркалом и контррефлектором, необходимо, чтобы выполнялось следующее условие [15]:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{(1 - e^2) \sin \beta}{(1 + e^2) \cos \beta - 2e}, \quad (2.35)$$

где  $e$  — эксцентриситет контррефлектора,  $\alpha$  — угол между центральной осью первичного облучателя и осью контррефлектора;  $\beta$  — угол между осью  $z_4$  и осью параболы  $z_1$ .

В рассматриваемой антенне Грегори по сравнению с аналогичной системой Кассегрена легко можно увеличить контррефлектор и уменьшить «перелив» энергии за края основного зеркала. Это позволяет уменьшить уровень боковых лепестков и одновременно повысить эффективность возбуждения.

В качестве первичного облучателя используют либо обычный конический рупор, либо рупор, частично заполненный диэлектриком. В первом случае ширина ДН в плоскости Е оказывается шире, чем в плоскости Н, а максимальный уровень кроссполаризационного излучения составляет примерно — 22 дБ; во втором

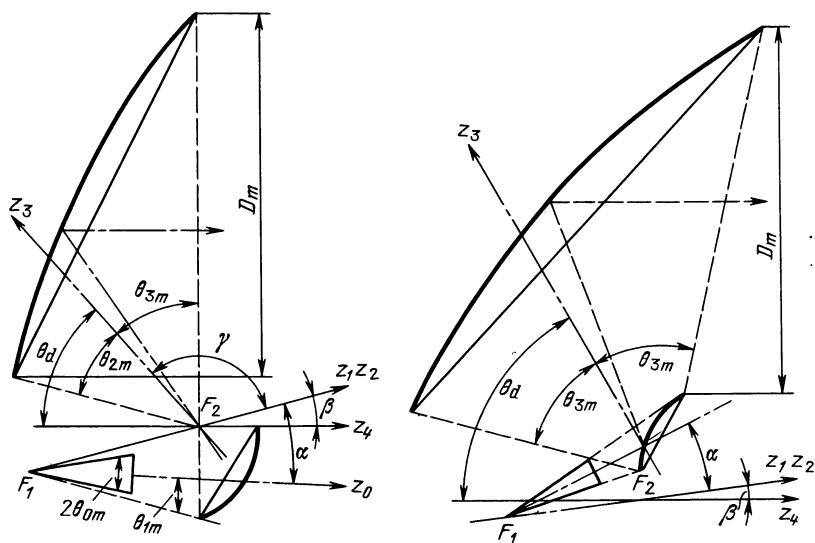


Рис. 2.25

случае ДН в той и другой плоскости совпадают, а уровень кроссполяризации снижается до требуемого — 30 дБ.

В ДН такой антенны в широком секторе углов уровни дальних боковых лепестков чрезвычайно низкие. Это означает, что «переливы» энергии за края контррефлектора очень малы.

Огибающая максимумов боковых лепестков антенны примерно на 10 дБ ниже уровня, рекомендованного МККР, которому удовлетворяют обычные двухзеркальные антенны. Низкие уровни боковых лепестков во многих случаях исключают необходимость в специальных экранах, что снижает стоимость системы для многих случаев установки антенны на крышах зданий.

Более подробный анализ и результаты экспериментальных исследований [15] показывают, что двухзеркальная неосесимметричная антенна Грегори позволяет обеспечить снижение боковых лепестков до уровней, более низких, чем другие неосесимметричные антенны, при этом обеспечиваются лучшие характеристики по кроссполяризации и достаточно высокий КИП (примерно 0,6).

Приведем основные параметры такой антенны, разработанной для диапазона 4/6 ГГц.

Коэффициент усиления, дБ (КИП):

на 6 ГГц .....	50,8
	(0,54)
на 4 ГГц .....	47,9
	(0,61)

Шумовая температура при угле места 10, К .....

42

Поляризационная развязка на линейной поляризации, дБ .....

40

Коэффициент эллиптичности при круговой поляризации, дБ .....

0,5

КСВН .....	1,8
Диаметр основного зеркала, м .....	7,6
Общая масса, кг .....	2318

# АНТЕННЫ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ «ОРБИТА», «ЭКРАН», «МОСКВА»

**Антенны системы «Орбита».** Первой в мире системой спутникового вещания явилась созданная в 1967 г. в СССР система «Орбита». Сигнал со спутника связи «Молния-1» принимается параболической антенной. Это короткофокусная двухзеркальная система с диаметром основного зеркала 12 м и с фокусным расстоянием 3 м, чему соответствует угол раскрыва  $180^\circ$ . В одном из двух вариантов облучающей системы контррефлектор представляет собой конус, разделенный на две части, с примыкающим к нему плоским кольцом. Первичный облучатель представляет собой конический рупор с диаметром раскрыва, равным длине волны в диапазоне приема. Применение глубокого зеркала позволило снизить шумовую температуру антенны вместе с трактом до 30...40 К. Суммарный КИП в диапазонах частот передачи и приема 0,6 и 0,7 соответственно. Огибающая боковых лепестков ДН соответствует рекомендациям МККР, за исключением сектора вблизи  $\varphi = 90^\circ$ , т. е. в направлении основного зеркала. В этом секторе рекомендованный уровень превышен на несколько децибел.

С 1972 г. началось внедрение новых станций «Орбита-2». В этой системе основное зеркало антенны диаметром 12 м такое же, как у станции «Орбита». Облучающая система состоит из рупорного облучателя с ребристой структурой на внутренней поверхности и модифицированного квазигиперболоидного контррефлектора диаметром 1,2 м. Шумовая температура антенны при направлении ее в зенит — не более 10 К. В этой антенне некоторое превышение рекомендованного уровня наблюдается, кроме сектора вблизи  $\varphi = 90^\circ$  еще и в секторе, примыкающем к  $\varphi = 30^\circ$ , в направлении на края контррефлектора. На частотах приема и передачи (4 и 6 ГГц)  $2\varphi_{0,5} = 24$  и  $16'$  соответственно.

Эти же антенны обычно используют для работы в сетях станций спутниковой связи «Интерспутник».

**Антенны системы «Экран».** Интенсивное развитие системы «Орбита» как средства подачи ТВ программ в конце 70-х годов стало экономически неоправданным, так как строительство земных станций такого типа в населенных пунктах с населением в несколько тысяч человек приводит к неприемлемым затратам на каждый телевизионный приемник. Система «Экран» явилась новым техническим средством, которое позволило увеличить

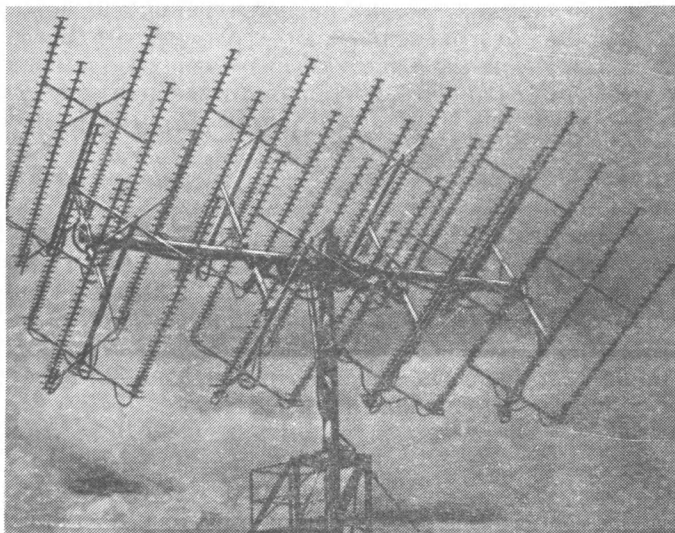


Рис. 2.26

экономическую эффективность системы в районах Сибири, Крайнего Севера, частично Дальнего Востока нашей страны.

Учитывая, что по ряду причин [12] для системы «Экран» был выбран диапазон частот 0,702...0,726 ГГц, на приемных станциях этой системы применяют антенные решетки, собранные из антенн типа «волновой канал» со скрещенными вибраторами. Каждая антенна состоит из 30 вибраторов. Активный элемент представляет собой отрезок двухвитковой цилиндрической спирали, питаемый коаксиальным кабелем.

Выпускают антенны двух классов: первого, состоящего из 32 полотен, образующих синфазную решетку в четыре этажа по восемь полотен в каждом (рис. 2.26), и второго, состоящего из четырех полотен, расположенных по углам квадрата со стороной 125 см. Для получения вращающейся поляризации пара полотен, расположенных по одной диагонали, развернута на  $90^\circ$  против часовой стрелки и сдвинута на  $\lambda_{\text{ср}}/4$  вперед относительно второй пары полотен. Коэффициент эллиптичности в главном направлении 0,7; коэффициент усиления 28 и 21 дБ соответственно. Ширина главного лепестка ДН у антенны второго класса в двух главных плоскостях одинаковая, у антенн первого класса — в вертикальной плоскости вдвое шире, чем в горизонтальной.

Для повышения качества приема в районах с частыми и сильными гололедами разработаны новые варианты антенн: А—1.1, А—2.1, А—4.1, А—1.2, А—2.2 и А—4.2. В обозначении: А — антенна, первая цифра характеризует степень сложности и показывает, из скольких ячеек, подобных по усилению антенне А—1.1,

состоит данная антенна; вторая цифра — район где может работать антенна: 1 — безгололедный, 2 — гололедный. Для гололедных районов в антеннных решетках излучающим элементом служит короткая цилиндрическая спираль, имеющая два с половиной витка диаметром 140 мм с шагом 92 мм, и пассивный рефлектор.

Антенна А—2.2 уже несколько лет успешно эксплуатируется на атомных ледоколах «Сибирь» и «Арктика».

Земная передающая станция системы «Экран» оборудована зеркальной антенной с диаметром основного зеркала 12 м; излучение в сторону ИСЗ ведется на частоте  $(6200 \pm 12)$  МГц.

**Антенны системы «Москва».** Система «Москва» создана как распределительная телевизионная система с приемом на сравнительно простые и дешевые станции в диапазоне 4 ГГц без ограничения района обслуживания нашей страны.

Антенна удовлетворяет следующим основным требованиям: коэффициент усиления в секторе углов  $\pm 1^\circ$  — не менее 35 дБ; шумовая температура при угле места  $5^\circ$  — не более 70 К; уровень первого бокового лепестка — не выше —20 дБ; поляризация поля — круговая; коэффициент эллиптичности — не менее 0,7.

Эти характеристики обеспечиваются однозеркальной параболической антенной, диаметр зеркала — 2,5 м, фокусное расстояние — 0,75 м, угол раскрыва —  $160^\circ$ . Облучатель выполнен в виде двухзаходной логарифмической спирали, размеры которой подобраны, исходя из получения заданного коэффициента эллиптичности и спадающего к краям зеркала поля до —16 дБ.

С зеркальными антеннами начинают конкурировать плоские антенны, построенные на базе полосковых линий, выполненных с использованием технологии печатных схем. Антенны имеют ряд характерных особенностей, среди которых следует отметить высокую технологичность и точность изготовления топологии элементов, хорошую воспроизводимость параметров; плоскую поверхность и небольшую толщину, а соответственно малую массу; уменьшенное на 10...20% сопротивление ветру по сравнению с зеркальными антеннами тех же габаритных размеров. В настоящее время разработано много видов таких антенн. Наиболее перспективные — полосковые антенны бегущей волны, обладающие из-за отсутствия резонансных элементов достаточной широкополосностью и малыми потерями.

Схема антенны (рис. 2.27, а) представляет собой систему параллельных излучающих линий бегущей волны. Все излучающие линии питаются синфазно, что можно обеспечить, например, с помощью схемы питания, применяемой в коротковолновой синфазной горизонтальной антенне.

По принципу действия антенна аналогична линейному излучателю типа «провод над землей» с параллельно включенными нагрузками.

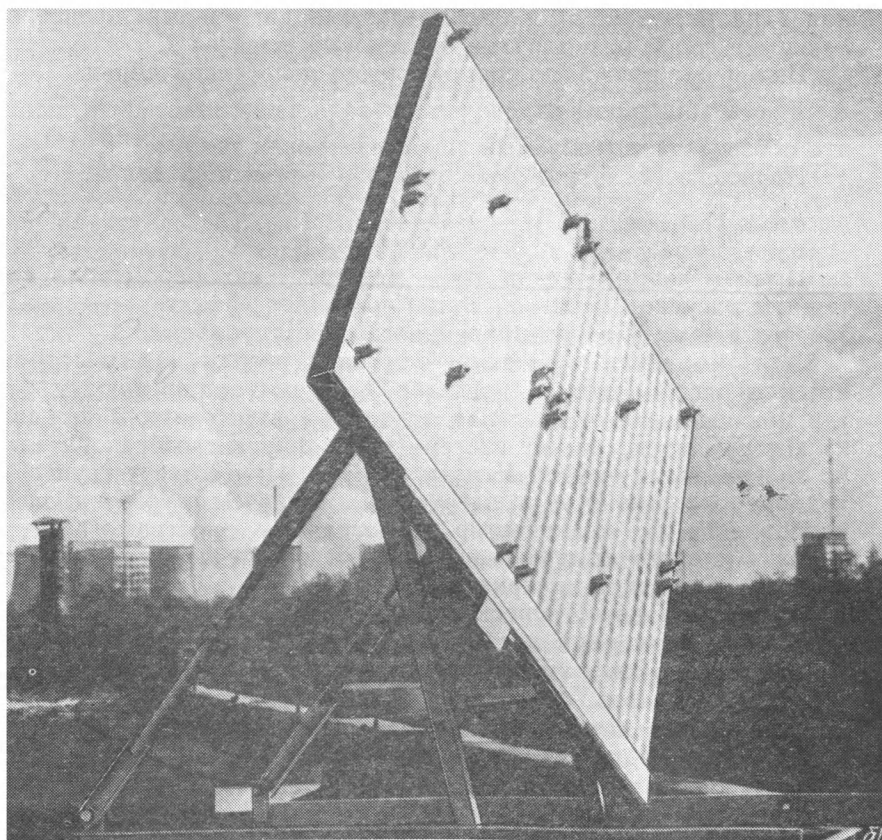
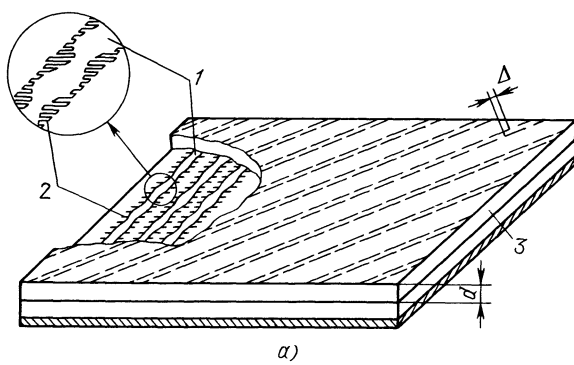


Рис. 2.27 б)



Синтез антенны бегущей волны с максимумом излучения под углом к плоскости антенны приведен в [39]. Однако, как известно, излучение под углом к плоскости раскрыва не реализует максимально возможный КИП. Он может быть получен у антенны, излучающей по нормали к поверхности раскрыва. Для режима нормального излучения антенны бегущей волны необходимо, чтобы ток вдоль ее элементов имел модулированную фазовую скорость

$$I_z = I_0 e^{-\Delta z} \exp[-j(\beta z + m \sin \beta z)],$$

где  $\Delta$  — амплитуда тока на краю антенны,  $\beta$  — волновое число, характеризующее среднее замедление вдоль антенны;  $m$  — глубина модуляции;  $z$  — продольная координата антенны.

Модулированная фазовая скорость обеспечивается линией с периодически изменяющимся волновым сопротивлением (линия 1 на рис. 2.27, а) и параллельными нагрузками, представляющими собой разомкнутые полосковые шлейфы 2.

Изменение волнового сопротивления полосковой линии

$$W_n = W_0(1 + m \cos \beta z),$$

что обеспечивает требуемый закон изменения тока.

Проводимость полосковых шлейфов переменной длины

$$b = b_0 \left[ 1 + m \cos \beta z - \frac{\kappa^2}{\beta^2(1 + m \cos \beta z)} \right].$$

Прямая аналитическая связь электрических параметров антенны с рисунком печатной платы позволяет эффективно использовать систему автоматизированного проектирования.

Для получения вращающегося поля сверху над полотном антенны располагают поляризатор 3. Он состоит из двух структур, расположенных друг над другом на расстоянии  $d$  каждая из которых представляет систему проводников с последовательно включенными емкостными нагрузками. При соответствующем подборе расстояния  $d$  и нагрузок, определяемых перекрытием проводников 4, поляризатор не отражает электромагнитную волну в сторону излучающих линий и обеспечивает излучение поля вращающейся поляризации.

Ширина главного лепестка ДН антенны определяется ее габаритными размерами в двух плоскостях. Наименьший уровень боковых лепестков у антенны создается в плоскости, проходящей через ее диагональ, поэтому при приеме сигналов с геостационарной орбиты для обеспечения минимальной шумовой температуры от поверхности Земли необходимо диагональ раскрыва антенны ориентировать перпендикулярно поверхности Земли.

У антенны с размерами апертуры  $1,8 \times 1,8$  м в диапазоне частот системы телевизионного вещания «Москва» ширина главного лепестка ДН в диагональных плоскостях составляет  $2,5^\circ$ , уровень первого бокового лепестка — не более — 23 дБ.

## 2.3. ТИПЫ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБЛУЧАТЕЛЕЙ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН

### ТРЕБОВАНИЯ К ОБЛУЧАТЕЛЯМ

Основные требования, которым должны удовлетворять облучатели зеркальных антенн, заключаются в следующем.

Диаграмма направленности облучателя должна быть однонаправленной, осесимметричной и иметь минимальный уровень боковых лепестков. Другие требования к диаграмме определяются требованиями к зеркальной антенне в целом. Если требуется иметь наибольший коэффициент усиления и при этом не накладываются жесткие условия на уровень боковых лепестков, то диаграмма облучателя должна обеспечивать равномерное облучение зеркала без излучения за его края.

Если к диаграмме направленности зеркальной антенны предъявляется требование иметь минимальный уровень боковых лепестков, то зеркало должно облучаться неравномерно, так, чтобы амплитуда поля в раскрыве зеркала спадала от центра к его краям.

Фазовый центр облучателя в идеальном случае должен быть точечным и находиться в фокусе зеркала [40].

Облучатель должен в минимальной степени затенять зеркало, так как затенение приводит к искажению диаграммы направленности антенны, в частности, к росту боковых лепестков и к рассогласованию в тракте.

Облучатель должен быть достаточно диапозонным как по согласованию с трактом питания, так и по ДН, потому что диапозонные свойства зеркальной антенны в основном определяются облучателем и трактом питания. Параметры самого зеркала мало зависят от частоты.

В классических двухзеркальных антеннах Кассегрена и Грегори к форме диаграммы направленности первичного излучателя предъявляют аналогичные требования. Высокий КИП при минимальном уровне боковых лепестков антенны получается в том случае, когда распределение амплитуд в раскрыве зеркала близко к равномерному с быстрым спадом поля к его краям. Этим условиям при каждой форме диаграммы направленности реального облучателя соответствует свой определенный угол раствора параболоида. Идеализированная форма диаграммы направленности облучателя двухзеркальной антенны имеет вид, показанный на рис. 2.28. Очень важно, чтобы лепесток облучателя в пределах сектора облучения малого зеркала ( $-\varphi_2 \dots +\varphi_2$ ) был осесимметричен, потому что это обеспечивает одинаковую форму диаграммы направленности антенны во всех нормальных к зеркалу плоскостях и минимальный уровень кросс-поляризации.

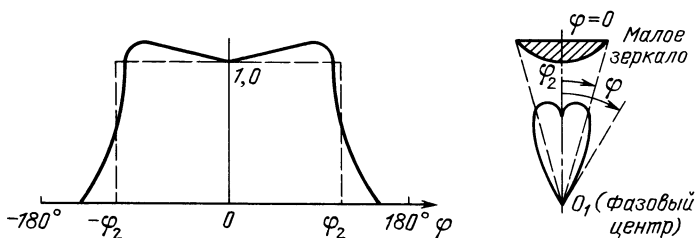


Рис. 2.28

Степень подъема поля у краев малого зеркала (при  $\varphi = \varphi_2$  на рис. 2.28) определяется в основном углом раствора параболоида. Чем короткофокуснее основное зеркало антенны, тем больше должен быть максимум в диаграмме направленности облучателя. И, с другой стороны, чем широкоугольнее диаграмма облучателя, тем для более короткофокусных антенных систем данный облучатель оказывается оптимальным.

Для двухзеркальных антенн, у которых подлежат оптимизации одновременно два параметра: КНД и согласование с трактом, основными требованиями к форме диаграммы направленности облучателя являются осевая симметрия и малая утечка энергии за пределы зеркала. В процессе оптимизации профили зеркал определяются исходя из заданной формы диаграммы направленности. Поэтому для такой антенны целесообразной оказывается более естественная форма диаграммы направленности с максимальным полем в главном направлении и крутыми спадами в стороны от него при минимальной утечке за края малого зеркала (рис. 2.29). Такой оптимизированной антенной можно назвать антенну АДЭ.

В качестве облучателей зеркальных антенн можно использовать практически любые типы слабонаправленных антенн (волноводные, щелевые, спиральные, логопериодические, рупорные и др.), но чаще других используют рупорные антенны и их модификации. Такие антенны обладают хорошими диапазонными свойствами, простотой конструкции, они обеспечивают формирование симметричной относительно оси зеркала диаграммы

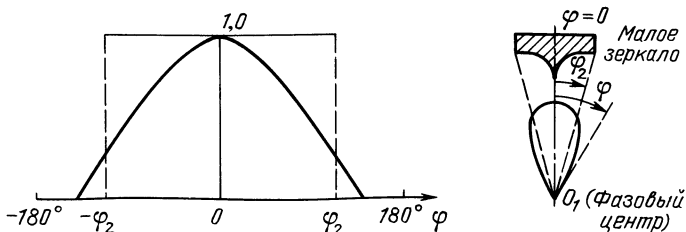


Рис. 2.29

направленности, имеют четко выраженное положение фазового центра, хорошо согласуются с питающим волноводом. Рупорные облучатели обеспечивают двукратное использование рабочих частот благодаря развязке по поляризации, а также совмещение нескольких диапазонов (в которых работает ретранслятор на ИСЗ) в одной антенне на основе частотной или поляризационной избирательности в облучающей системе.

## ТИПЫ ОБЛУЧАТЕЛЕЙ

Рассмотрение облучателей начнем с простейших волноводно-рупорных облучателей, представляющих собой либо открытый конец волновода, либо рупор, подсоединенный к волноводу. Волноводы могут быть как прямоугольные с волной  $H_{10}$ , так и круглые с волной  $H_{11}$ . Если форма сечения волновода не задана, то лучше выбрать волновод круглого сечения. Диаграммы направленности круглого волновода в главных плоскостях отличаются незначительно, так что объемная диаграмма по форме близка к поверхности тела вращения вокруг оси волновода. Вследствие этого диаграмма направленности зеркальной антенны будет приближаться к поверхности тела вращения вокруг фокальной оси. Получить осесимметричную диаграмму с помощью облучателя в виде открытого конца прямоугольного волновода непосредственно нельзя. Кроме того, облучение зеркала открытым концом круглого волновода сопровождается уменьшением кроссполяризации антенны. Это объясняется тем, что структура поля круглого волновода с волной  $H_{11}$  сама создает кроссполяризационное излучение, но противоположного направления по сравнению с кроссполяризацией зеркала, образующейся при облучении его линейно поляризованным полем. Наконец, следует учитывать, что волновод круглого стандартного сечения имеет меньший уровень побочного и обратного излучения по сравнению с прямоугольным волноводом стандартного сечения.

Если требуется обеспечить более узкую диаграмму волноводного облучателя, к его концу присоединяют небольшой рупор. В этом случае круглый волновод заканчивается коническим рупором, прямоугольный — пирамидальным. Синфазные конические рупоры и пирамидальные рупоры квадратного раскрытия с гладкими стенками формируют диаграмму направленности, которая в плоскости  $H$  несколько шире, чем в плоскости  $E$ . Это связано с различным законом распределения амплитуд в указанных плоскостях и приводит к неосесимметричному и к неоптимальному распределению поля в раскрытии антенны. Симметрию диаграмм в плоскостях  $E$  и  $H$  пирамидального рупора при низком уровне бокового излучения можно получить, если заменить плоскую кромку рупора зубчатой структурой (рис. 2.30), предложенной Г. З. Айзенбергом. Высота зубцов

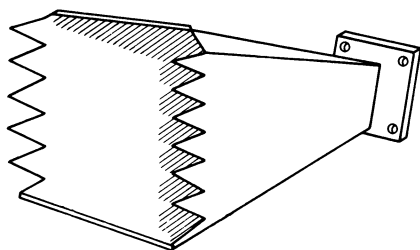


Рис. 2.30

берется близкой к средней длине волны рабочего диапазона, ширина — половине длины волны. Изрезанность кромки рупора обеспечивает достаточно плавный переход параметров рупора к свободному пространству, что снижает отражения от границы раздела рупор — свободное пространство. Одновременно с этим по периметру зубчатой структуры текут токи с различной фазой. Поэтому средний уровень возбуждения кромки в плоскости  $E$  меньше, чем в рупоре с плоской кромкой. Это приводит к снижению уровня дифракционных полей, связанных с кромкой и распространяющихся как в свободном пространстве, так и в раскрыве рупора к линии питания. Наличие зубцов на кромке практически не влияет на картину поля в плоскости  $H$ . Это объясняется тем, что уровень возбуждения кромки в этой плоскости низок, поэтому малы и сопутствующие дифракционные эффекты.

В синфазных конических рупорах улучшить рассогласование со свободным пространством можно расфазированием кромки рупора по отношению к плоскому раскрыву. Для этого можно придать кромке рупора вид спирали с шагом, равным половине длины рабочей волны (рис. 2.31). В такой конструкции рупора каждой точке кромки, например точке  $A$ , соответствует диаметрально расположенная точка  $B$ , смещенная по конической образующей на четверть длины волны. Относительно фазового центра  $O$  в рупоре волны, отраженные от таких пар точек, оказываются в противофазе. Учитывая, что распределение поля в раскрыве рупора симметрично относительно любой плоскости, проходящей через ось симметрии рупора, указанные волны будут равны по амплитуде и противофазны, они скомпенсируют друг друга. Как показывают экспериментальные исследования [14], КСВ в тракте, нагруженном на такой рупор в 10%-ном диапазоне частот, не превышает 1,015. Заметно снижается также уровень боковых лепестков в плоскости  $E$  такого рупора.

Эффективный способ симметрирования диаграммы направленности синфазного рупора заключается в установке вдоль его оси диэлектрического стержня. Такой стержень концентри-

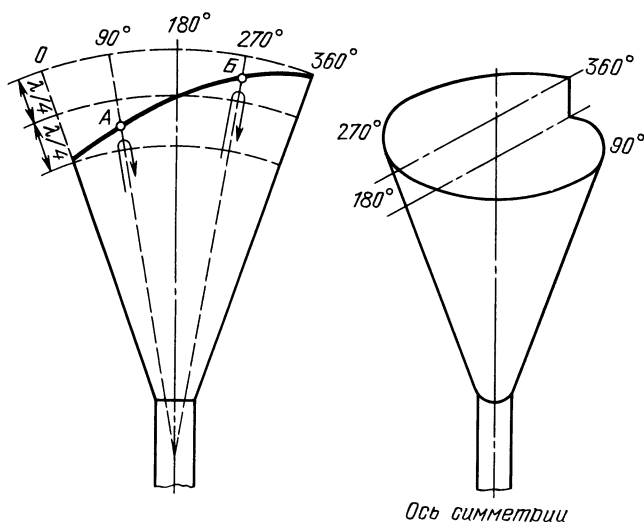


Рис. 2.31

рует поле возле себя и ослабляет его у стенок рупора. Подбирая диэлектрическую проницаемость материала диэлектрика и геометрические размеры стержня, можно в полторакратном диапазоне частот обеспечить осесимметричность диаграммы направленности до уровня —20 дБ. Необходимо отметить недостаток такой схемы, связанный с рассогласованием. Из-за диэлектрического стержня трудно обеспечить КСВ в тракте ниже 1,3...1,4. Кроме того, присутствие диэлектрика в рупоре вносит заметные дополнительные потери.

Все вышеперечисленные рупорные облучатели достаточно компактны, минимально затеняют апертуру при размещении в фокусе и поэтому удобны как элементы (облучатели) антенных решеток.

Очередным этапом в усовершенствовании параметров облучателей явилось возбуждение в рупоре комбинации двух или более типов волн с целью обеспечения необходимой степени осевой симметрии его ДН. Действительно, при соответствующей комбинации в пирамидальном рупоре типов волн  $H_{10}$ ,  $H_{12}$  и  $E_{12}$  можно получить практически симметричную ДН. Аналогично обеспечивается симметрия в коническом рупоре при возбуждении в нем волн  $H_{11}$  и  $E_{11}$ . Однако рабочая полоса частот при этом оказывается узкой из-за различных частотных характеристик отдельных типов волн.

В качестве примера симметрирования диаграммы облучателя рассмотрим конический рупор, работающий в двухмодовом режиме. Такой облучатель (рис. 2.32) состоит из отрезка питающего одноволнового волновода 1, секции двухволнового волновода (секции возбуждения и фазировки 3), конического перехода между ними 2 и рупора 4. В секции 3 питающее рупор поле волны

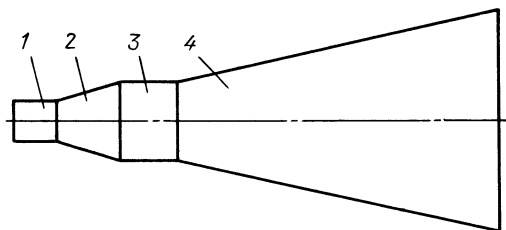


Рис. 2.32

$H_{11}$  возбуждает волну  $E_{11}$  с необходимой амплитудой и фазой. Длина секции 3 подбирается такой, при которой в раскрыве рупора суммарное поле с учетом различия фазовых скоростей распространения волн  $H_{11}$  и  $E_{11}$  в рупоре 4 оказалось синфазным. Для этого достаточно обеспечить возможность регулировки длины секции 3. Диаграмма направленности такого облучателя одинакова практически до уровня  $-18...-20$  дБ. Вне этого сектора (сектора облучения контррефлектора) утечка энергии рупора составляет примерно 12%. Сохранение осевой симметрии диаграммы направленности такого рупора обеспечивается в относительно узком диапазоне частот (5...15%).

Результаты, аналогичные полученным при возбуждении волн  $H_{11}$  и  $E_{11}$  в круглом волноводе или коническом рупоре, могут обеспечиваться возбуждением единственного смешанного типа волн  $HE_{11}$ , в котором одновременно имеют место продольные составляющие полей  $E$  и  $H$ . Возбуждение таких волн оказывается возможным, если удовлетворяются импедансные граничные условия. Последние обычно реализуются с помощью кольцевых канавок в стенках волновода. Поскольку в подобных случаях возбуждается один тип волны, то снимаются ограничения по полосе частот, присущие многоволновым рупорным облучателям. Ширина канавок берется достаточно узкой с тем, чтобы на длину волны в волноводе приходилось много канавок. Их глубина обычно несколько больше  $1/4$  длины волны в свободном пространстве. Тем самым обеспечивается высокая осевая симметрия и низкий уровень боковых лепестков излученного поля. Эти показатели достигаются в довольно широкой полосе частот до тех пор, пока глубина канавок не приблизится к значению, равному целому числу половин длины волны.

В узкополосных антеннах требуемое апертурное распределение поля и его симметрирование можно синтезировать облучателем с пассивно возбуждаемыми коаксиальными резонаторами, изображенными на рис. 2.33, *а* и *б*. Их диаграммы направленности в двух главных плоскостях  $E$  и  $H$  представлены на рис. 2.33, *в*. Как видно, все они отвечают сформулированным выше требованиям.

Еще одна схема облучателя, которая имеет синтезированную диаграмму направленности по форме, соответствующей рис. 2.28, представляет собой единую конструкцию двух рупоров с различными значениями углов  $\alpha$ . Такая схема получила название рупор с изломом конической образующей. Он выполнен как бы составным, путем соединения друг с другом двух рупорных частей — I и II — с различными угловыми растворами —  $2\alpha_1$  и  $2\alpha_2$  (рис. 2.34). Часть I, примыкающая к волноводу, является рупором синфазным, часть II, примыкающая к части I, — расфазированным, питаемым синфазным. В месте

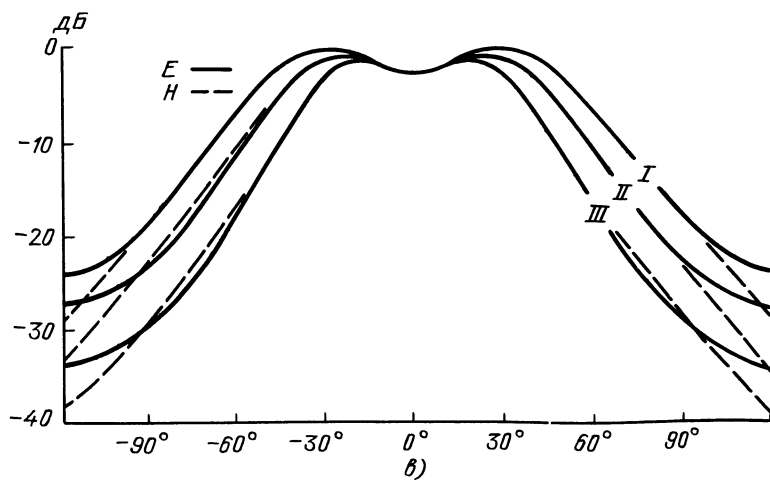
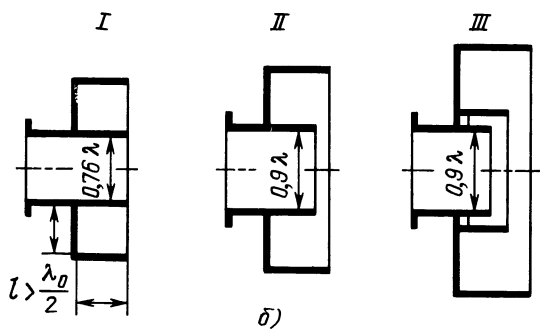
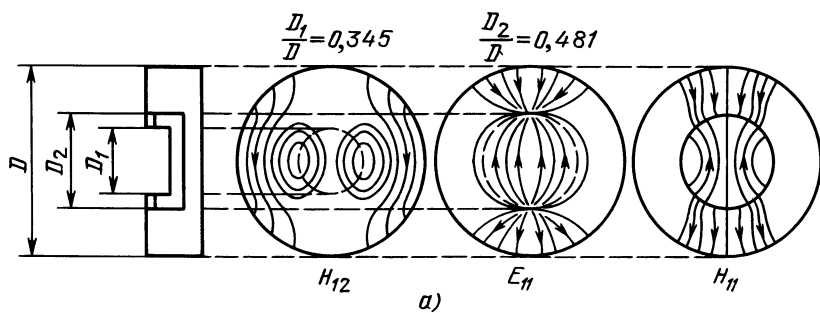


Рис. 2.33 (а, б, в)



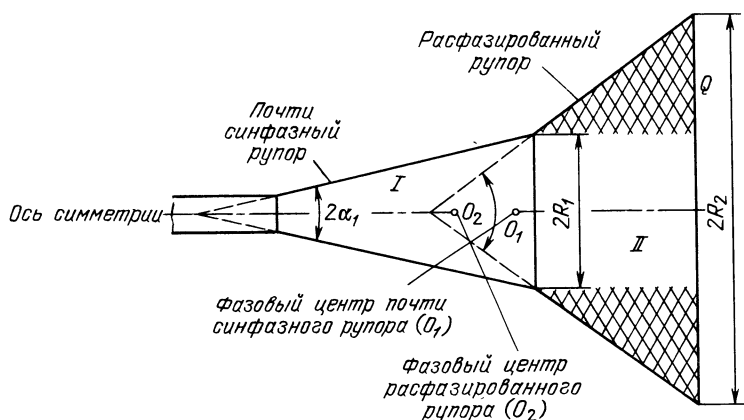


Рис. 2.34

соединения рупорных частей образуется излом конической образующей. Рассмотрим особенности формирования поля в раскрыве рупора  $Q$  в режиме передачи. Поток электромагнитной энергии, формируемый рупорной частью I, сосредоточен в основном в угловом интервале  $2\alpha_1$ . По мере удаления от него этот поток существенно ослабляется. Если угол раствора  $2\alpha_2$  расфазированного рупора заметно больше угла  $2\alpha_1$  синфазного, то в результате указанного ослабления распределение амплитуд поля в плоскости раскрыва  $Q$  будет примерно одинаковым как в плоскости  $E$ , так и в плоскости  $H$ . Это улучшает осевую симметрию диаграммы направленности.

Фазовый центр рупора с изломом расположен примерно на середине расстояния между фазовыми центрами синфазного и расфазированного рупоров. Угол раствора  $2\alpha_2$  расфазированного рупора рекомендуется выбирать близким к углу облучения  $2\varphi_2$  кромки малого зеркала из фазового центра рупора с изломом, а именно если основным является требование реализации в антенне высокого апертурного КИП, то  $2\alpha_2$  берется несколько больше  $2\varphi_2$ , если основным является требование снижения уровня боковых лепестков в антенне, то — несколько меньше  $2\varphi_2$ . КСВ рупора с изломом обычно не более 1,05...1,1. Форма и ширина диаграммы направленности рупора с изломом сохраняются практически неизменными в 10...20%-ной полосе частот.

При фиксированных размерах раскрыва рупорного облучателя его направленные свойства определяются расфазировкой поля в раскрыве. Рупорные антенны с большой расфазировкой, так называемые расфазированные рупоры, используемые в качестве облучателей, обладают лучшими электрическими параметрами, чем рупоры с нулевой или малой расфазировкой. Расфазированные рупоры обеспечивают более равномерное заполнение сектора излучения, более крутые скаты на границе сектора и меньшую утечку энергии за пределы главного лепестка. Использование расфазированного рупора в качестве облучателя двухзеркальной антенны обеспечивает широкодиапазонные свойства. Это объяс-

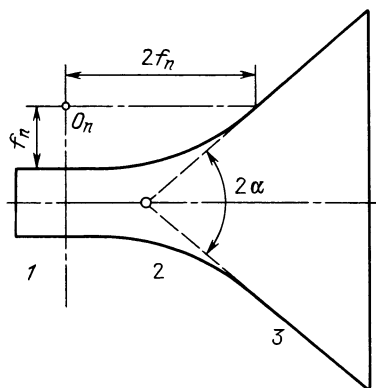


Рис. 2.35

няется тем, что диаграмма направленности расфазированного рупора при фазовых искажениях в раскрыве  $\psi > 1,5\lambda$  с ростом частоты практически не меняется.

Одна из возможных схем расфазированного рупора показана на рис. 2.35. Волновод 1 соединен с рупором 3 через плавный параболический переход 2, что обеспечивает согласование широкоугольного рупора с питающим волноводом. Фокусное расстояние образующей параболы  $f_n$  с фокусом в точке  $O_n$  следует выбирать из условия  $f_n > (1 - 1,5)\lambda$ . В этом случае поля высших типов волн оказываются пренебрежимо малыми.

Расфазированные конические рупоры в плоскости  $H$  имеют диаграмму направленности, соответствующую по форме рис. 2.29. В плоскости  $E$  при расфазировке, кратной нечетному числу  $\lambda$ , форма диаграммы направленности близка к изображенной на рис. 2.29; при расфазировках, кратных четному числу  $\lambda$ , ее форма приближается к изображенной на рис. 2.28. Диаграммы имеют достаточно крутые скаты, но различны по ширине в плоскостях  $E$  и  $H$ . Однако, в отличие от синфазных рупоров, в расфазированных рупорах ширина диаграммы в плоскости  $H$  уже, чем в плоскости  $E$ . Расфазированные рупоры целесообразно использовать в короткофокусных зеркальных антеннах. В то же время они не могут обеспечить полной оптимизации параметров двухзеркальных антенн ввиду отсутствия осевой симметрии в их диаграмме направленности. Другим недостатком расфазированных рупоров, проявляющимся при использовании их в классических схемах, является большой диаметр излучающего раскрыва, что может привести к повышению доли энергии, перехвачиваемой рупором из поля, отраженного малым зеркалом.

Противоположный характер различия ширины диаграммы направленности в плоскостях  $E$  и  $H$  у синфазных и расфазированных рупоров позволяет сделать следующий вывод. Должна существо-

вать некоторая область значений расфазировок, при которых диаграммы направленности в плоскостях  $E$  и  $H$  в пределах главного лепестка будут одинаковыми. Расчеты показывают, что для этого геометрия рупора и рабочая длина волны должны быть такими, чтобы расфазировка находилась в пределах  $0,8\lambda \dots 1,1\lambda$ .

Выше отмечалось, что осесимметричную диаграмму направленности в широкой (почти двухкратной) полосе частот можно получить, используя волновод с кольцевыми канавками. В литературе такой волновод еще называется гофрированным или ребристым. Ребристый волновод с волной  $HE_{11}$  имеет более широкую диаграмму направленности, чем гладкий волновод с волной  $H_{11}$ , и по этой причине не пригоден в качестве облучателя для двухзеркальных антенн Кассегрена. Одним из наиболее приемлемых вариантов облучателей с узкой осесимметричной диаграммой является ребристый рупор. По аналогии с ребристым волноводом полагают, что поле внутри можно представить бесконечным рядом пространственных гармоник, и во многих случаях, пренебрегая высшими гармониками, ограничиться только основной волной — в данном случае сферической. По сравнению с гладкостенным рупором в ребристом рупоре на его гофрированных стенках токи проводимости резко ослабляются. Это в силу закона непрерывности полного тока будет вызывать ослаблением электрического поля у стенок рупора, где вектор  $E$  нормален к ним. В результате распределение электрического поля в плоскостях  $E$  и  $H$  становится одинаковым, что приводит к симметрии диаграммы направленности рупора в плоскостях  $E$  и  $H$ .

Наилучшая эффективность подавления поверхностных токов достигается при высоте ребер  $d \geq 0,25\lambda$ . На подавление поверхностных токов число ребер влияет слабо, рекомендуется в начале структуры ребра делать более тонкими, а в конце — более толстыми. С энергетической точки зрения отношение числа ребер к длине рабочей волны желательно уменьшать, а с точки зрения улучшения согласования — увеличивать и плавно изменять их высоту от нуля до  $\lambda/4$ . Обычно в начале структуры делают 6—10 ребер на длину волны, а в конце 2—4 ребра.

Другой способ улучшения согласования гофрированных рупоров состоит в следующем. Вместо концентрических канавок на стенках рупоров прорезается спирально разворачивающаяся канавка с шагом витка вдоль стенки рупора, равным  $\lambda/2$ . Каждой точке спирали соответствует диаметрально расположенная точка с постоянной разностью расстояний по стенке рупора, равной  $\lambda/4$ . Отраженные от таких точек поля возвращаются к питающему волноводу с одинаковой амплитудой и полуволновой разностью хода. Такие волны взаимно гасятся. Глубина

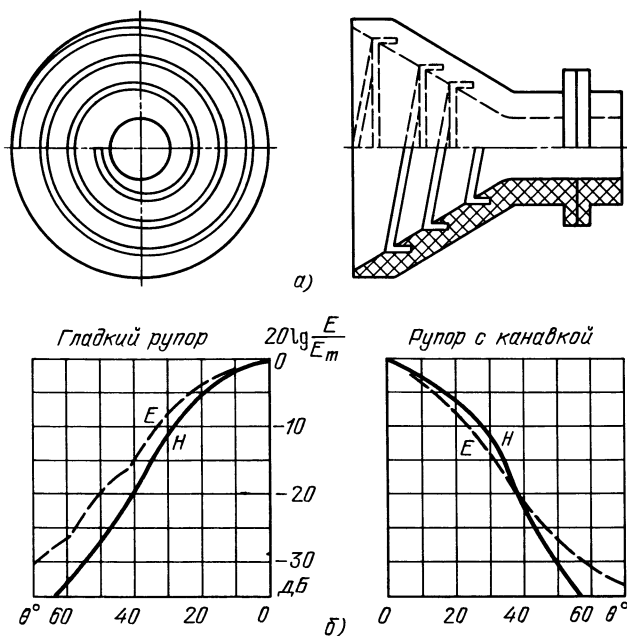


Рис. 2.36

канавок и расстояние между ними такие же, как и у рупоров с концентрическими канавками.

Схема рупора с одной спиралью развевывающейся канавки показана на рис. 2.36, а, а его диаграммы направленности в плоскостях  $E$  и  $H$  при угле раствора  $2\alpha = 90^\circ$  — на рис. 2.36, б. Сравнение этих диаграмм с диаграммами такого же по геометрии рупора с гладкими стенками показывает их существенное улучшение; КСВ рупора с канавками в широком диапазоне частот не хуже 1,01...1,02.

Диаграммы направленности гофрированных расфазированных рупоров хорошо повторяют диаграмму аналогичного по геометрии расфазированного рупора с гладкими стенками в плоскости  $H$ . Для ориентировочных расчетов можно пользоваться формулами [14, ч. 1, § 16.5].

Иногда для увеличения диапазонности кольцевые пазы ребристого рупора полностью или частично заполняют диэлектриком.

К достоинствам ребристых рупоров относится также возможность получения столбчатой формы диаграммы направленности и низкого уровня кроссполяризованного излучения порядка 30...35 дБ.

Отметим, что ребра могут быть не только прямоугольными, но и V-образной формы, при которой упрощается технология изготовления и появляется возможность использования ребристого рупора вплоть до диапазона миллиметровых волн.

#### ОБЛУЧАТЕЛИ МНОГОДИАПАЗОННЫХ АНТЕНН

В настоящее время в системах космической связи используют многодиапазонные зеркальные антенны. Разрабатывают компоновочные схемы и отдельные узлы антенно-фидерных трактов, в том числе комбинированные облучатели, составленные из относительно простых элементов и узлов. Собственно многодиапазонные облучатели строят на основе последовательного или параллельного соединения излучающих элементов.

На рис. 2.37 показана схема рупорного облучателя, предназначенного для работы в двух диапазонах частот. В высокочастотном диапазоне она возбуждается с помощью продольного волновода, в низкочастотном — с помощью четырех поперечных щелей в стенках рупора. Расположение возбуждающих щелей в рупоре выбирают из условия получения наилучшего согласования. Наличие щелей приводит к незначительным потерям в высокочастотном диапазоне, не превышающим 0,02 дБ. Для развязки можно применять канавки, прорезаемые в щелях. При возбуждении рупора через пару вертикальных щелей обеспечивается вертикальная поляризация, через пару горизонтальных щелей — горизонтальная, при одновременном возбуждении через четыре щели со сдвигом фаз в  $90^\circ$  — круговая поляризация поля.

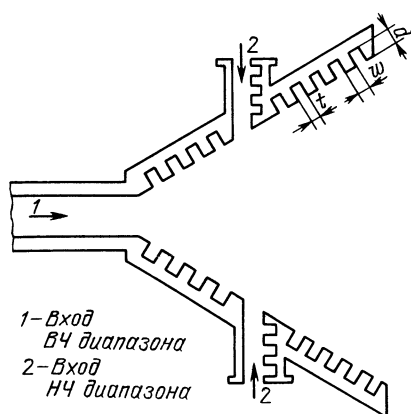


Рис. 2.37

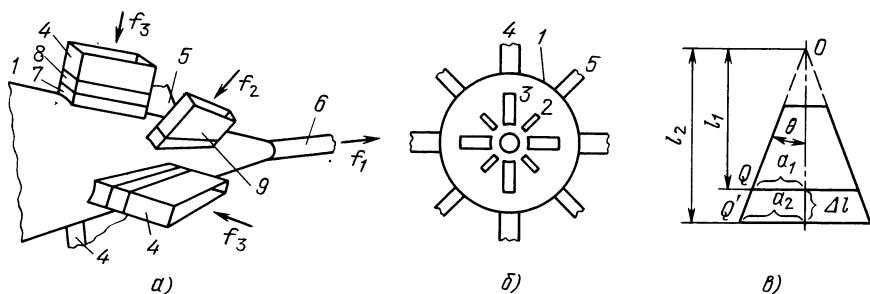


Рис. 2.38

Возможно возбуждение рупора 1 (см. рис. 2.38, а и б) с помощью нескольких групп продольных щелей. В этом устройстве щели 2 одной группы смещены относительно щелей 3 другой группы по окружности на  $45^\circ$  и расположены ближе к основанию рупора. На рисунке показано распределение частот ( $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$ ) по элементам трактов. Для разделения частот в прямоугольных волноводах 4 и 5 установлены полосовые фильтры 7, 8, 9. Расположение групп возбуждающих щелей на боковой поверхности рупора производится исходя из следующих соотношений (см. рис. 2.38, в):

$$l_n = a_n / \operatorname{tg} \theta; \quad 2a_n = 1,84\lambda_n / \pi; \quad \Delta l = l_2 - l_1,$$

где  $n=1,2$ ;  $\lambda_n$  — средняя длина волны с номером  $n$ ;  $\theta$  — угол раскрытия конического рупора.

Рассмотрим многодиапазонный облучатель, предназначенный для работы на пяти частотах при двух линейных поляризациях поля (рис. 2.39). Рабочий диапазон частот разделен на две группы — для передачи сигналов 6,6; 10,7 ГГц используется коаксиальная часть (1, 2), а для передачи сигналов 18,5; 21,5 и 33 ГГц — волноводная (3, 4, 5). Развязка сигналов двух нижних частот обеспечивается применением пространственно-ортogonalных зондов, подключаемых к коаксиальным секциям с различными наружными диаметрами. В результате скачкообразного изменения диаметра в секции образуется короткозамкнутая цепь для частоты 6,6 ГГц. Узкополосный фильтр, встроенный в коаксиальную секцию, работающую на частоте 6,6 ГГц, обеспечивает развязку для сигнала с частотой 10,7 ГГц. Развязка между сигналами трех более высоких частот обеспечивается за счет применения полосовых и режекторных фильтров. Сигналы частот 18,5; 21,5 и 33 ГГц излучаются диэлектрическим стержневым излучателем.

Широкое применение в многодиапазонных облучателях находят диэлектрические излучатели. Известен двухдиапазонный облучатель, выполненный в виде круглого ребристого волновода, вдоль которого по центру установлен диэлектрический стержневой излучатель.

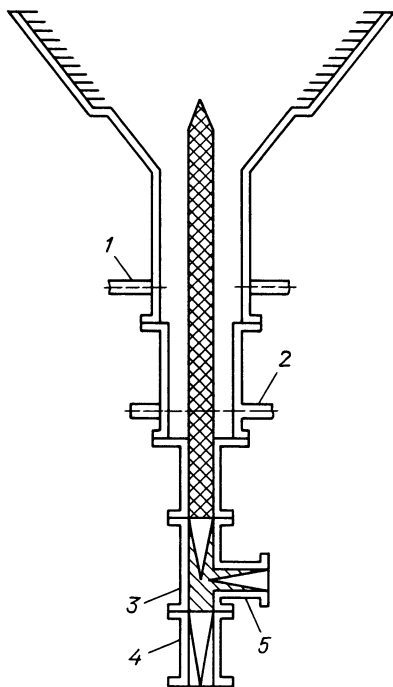


Рис. 2.39

жень круглого сечения из пено-  
стого полистирола. Оптималь-  
ным считается материал с  $\epsilon_r =$   
 $= 1,08$ , для которого установлено,  
что на расстоянии  $3,5a$  (радиус  
стержня  $a = 1,5 \lambda$ ) от оси стержня  
поле диэлектрического стержня  
практически отсутствует. Для  
исключения взаимного влияния  
сигналов, распространяющихся  
в волноводе и в диэлектри-  
ческом стержне, рекомендуется  
выбирать внутренний радиус  
ребристого волновода более  
 $3,5a$ .

Облучатель для диапазонов  
частот 4...6, 17...30 и 40...50 ГГц  
содержит рупор, работающий  
в нижней полосе частот. Вдоль  
оси рупора установлен волновод,  
обеспечивающий прием (пере-  
дачу) в диапазоне 40...  
50 ГГц. Облучатель для проме-  
жуточных частот образован  
нанесением диэлектрика  
на внешнюю сторону волно-  
вода.

Осесимметричные диаграммы направленности обеспечивает  
двухдиапазонный (610 и 4995 МГц) облучатель, излучающий  
поле круговой поляризации. Конструкция облучателя изображе-  
на на рис. 2.40. Для работы на частоте 4995 МГц используется  
центральный круглый волновод, который возбуждается на вол-  
не  $H_{11}$ . Круговая поляризация создается с помощью поляризатора

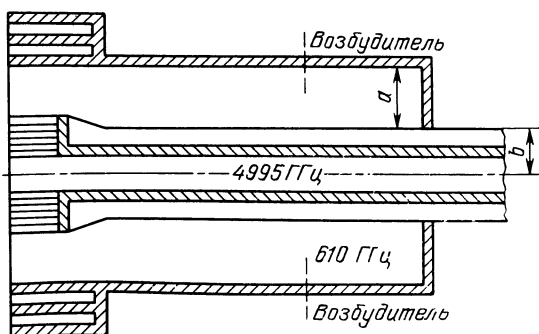


Рис. 2.40

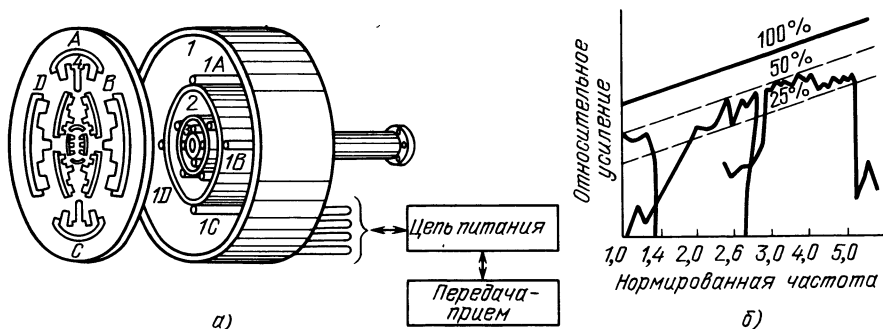


Рис. 2.41

ра, позволяющего получить поля обоих направлений вращения. Излучателем частоты 610 МГц является плоскость коаксиального волновода, расположенного осесимметрично с круглым волноводом. В коаксиальном волноводе распространяется волна  $H_{11}$ , что обеспечивается выбором отношения  $a/b$  в пределах 1,4...3,6 и системой возбуждения волновода в виде двух штырей, амплитуды токов на которых равны, а разность фаз составляет  $180^\circ$ . Для получения круговой поляризации вводится вторая пара штырей, лежащая в ортогональной плоскости по отношению к первой. Для симметрирования и сужения диаграмм направленности в плоскостях  $E$  и  $H$ , а также для улучшения фазовых характеристик служат концентрические дроссельные канавки, расположенные вокруг внешней трубы коаксиального и круглого волноводов. Дроссельные канавки вокруг круглого волновода улучшают развязку между облучателями обоих диапазонов.

Трехдиапазонный коаксиальный облучатель показан на рис. 2.41. Облучатель состоит из трех кольцеобразных полостей 1, 2, 3, концентрических относительно центрального круглого двухмодового волновода. К образовавшейся таким образом коаксиальной апертуре прикреплен диэлектрический диск с системой плоских диполей специальной формы. Кольцевая область 1 возбуждается парой ортогональных диполей  $A$ ,  $C$  и  $B$ ,  $D$ . Каждый диполь пары состоит из двух плеч  $A$  и  $C$  и ободка 4, соединенного с диполем и с внутренней стенкой полости 1. Возбуждаются диполи с помощью питающих линий 1A, 1C и 1B, 1D, проложенных по внутренней стенке полости 1. Фазы возбуждающих сигналов, поступающие на дипольные элементы, выбираются так, чтобы получить суммарные и разностные диаграммы направленности в обеих плоскостях. Геометрические размеры областей 1, 2, 3 и возбуждающих их диполей выбирают в соответствии с диапазоном рабочих частот.

Зависимость относительного усиления от частоты в трех диапазонах показана на рис. 2.41, б, откуда видно, что эффектив-



ность облучателя в каждом диапазоне не ниже 0,5, при этом относительное усиление с ростом частоты увеличивается. Высокая эффективность в широкой полосе частот достигается за счет соответствующего перераспределения поля ближней зоны облучателя и поля в фокальной плоскости зеркальной антенны, при котором положение фазового центра облучателя мало зависит от частоты.

## 2.4. СИСТЕМЫ НАВЕДЕНИЯ И АВТОСОПРОВОЖДЕНИЯ АНТЕНН ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ. ОПОРНО- ПОВОРОТНЫЕ УСТРОЙСТВА

### СИСТЕМЫ НАВЕДЕНИЯ АНТЕНН ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ

В системах спутниковой связи положение ИСЗ по отношению к земной станции не остается постоянным, а меняется со временем. Если спутник находится на геостационарной орбите, то эти изменения обусловлены неточностью выведения ИСЗ на орбиту или возмущающим действием полей тяготения Земли и Луны, а также другими факторами. Если спутник находится на эллиптической орбите, то его перемещение обусловлено характером орбиты.

С другой стороны, антенны ЗС спутниковой связи обладают высокой направленностью, при которой ширина главного лепестка диаграммы по уровню 3 дБ составляет десятые доли градуса. Во избежание существенных энергетических потерь радиолинии отклонение луча от направления на ИСЗ не должно превышать десятой доли ширины диаграммы направленности и может составлять сотые доли градуса. Для наведения луча в столь узких секторах пеленгацию, т. е. измерение угловых координат, ИСЗ необходимо осуществить с еще более высокой точностью.

Принцип пеленгации основан на сравнении сигналов, принятых антенной по двум (или более) диаграммам направленности.

Максимумы этих диаграмм ориентируются таким образом, чтобы создающееся равносигнальное направление совпадало с геометрической осью антенны. Уровень сигналов, принятых по обеим ДН с этого направления, будет одинаковым. Сигналы, принятые с других направлений, будут неодинаковыми за счет различия коэффициентов усиления по двум диаграммам. Появляющийся таким образом разностный сигнал (сигнал ошибки) управляет командами, запускающими электроприводы антенны. По мере корректировки направления геометрической оси антенны сигнал ошибки уменьшается, становясь равным нулю при ее совпадении с направлением на ИСЗ. На практике, когда сигнал

ошибки становится меньше некоторого заданного значения, исполнительные устройства вырабатывают команды остановки электроприводов.

Формирование равносигнального направления может осуществляться двумя способами:

1. Сравнением сигналов, принятых последовательно по различным диаграммам направленности. Сюда относятся системы с коническим сканированием и экстремальным регулированием. Коническое сканирование обеспечивается вращением диаграммы направленности антенны, максимум которой отклонен на некоторый угол от оси вращения. Простейший тип антенны, обеспечивающей коническое сканирование, — это параболическая антенна со смещенным относительно фокальной оси облучателем. При вращении облучателя вокруг фокальной оси происходит амплитудная модуляция принимаемого сигнала, глубина которой зависит от угла между равносигнальным направлением и направлением на ИСЗ. Для определения направления поворота антенны с целью совмещения указанных направлений в схеме имеется генератор опорных напряжений (ГОН).

В системе с экстремальным регулированием перемещение ДН происходит дискретно, единичными угловыми скачками. Определив знак разности уровней сигналов до и после очередного скачка, можно обеспечить поворот оси антенны в требуемом направлении. Системы автосопровождения, использующие метод экстремального регулирования, позволяют упростить облучающую систему антенн по сравнению со случаем использования метода конического сканирования. Однако им присуще сравнительно низкое быстродействие, определяемое последовательным поиском максимума принимаемого сигнала по каждой оси и инерционностью тяжелых антенных систем земных станций. Такие системы применяются главным образом при работе через ИСЗ на геостационарной орбите.

2. Сравнением сигналов, принятых одновременно несколькими диаграммами направленности (моноимпульсный метод). Здесь пеленгация основана на использовании суммарной и разностной ДН. Прием сигнала одновременно несколькими лучами позволяет одновременно сравнивать относительные значения амплитуд или фаз принятых сигналов, характеризующих угол прихода сигнала от ИСЗ. Сигнал, принятый через суммарную ДН, используется как опорный, сигналы, принятые через разностные ДН, служат для формирования сигналов ошибки. Формирование суммарной и разностных ДН обеспечивается применением многоэлементных облучателей или возбуждением в одном облучателе волн различных типов [6].

Применение моноимпульсного метода сопровождается усложнением приемной аппаратуры земной станции, увеличением ее стоимости. Он используется в случаях, когда необходима по-

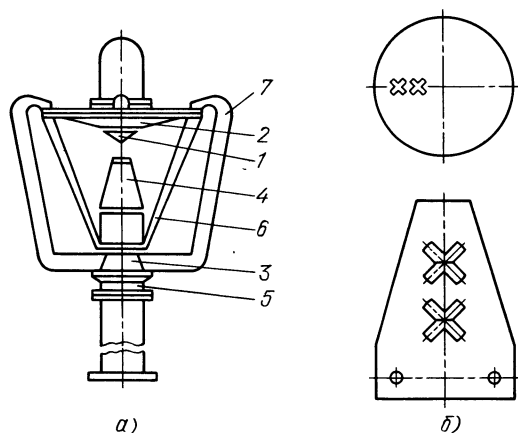


Рис. 2.42

вышенная точность слежения за ИСЗ, например в системах с использованием развязки по поляризации. К недостаткам моноимпульсного метода следует отнести высокие требования к симметрии разностных диаграмм направленности и каналам приемного устройства. Существуют определенные трудности при создании эффективного моноимпульсного облучателя, обусловленные необходимостью независимого формирования суммарной и разностных диаграмм направленности.

На отечественных станциях спутниковой связи автоматическое сопровождение осуществляется чаще всего пеленгацией по методу конического сканирования. Наиболее эффективна пеленгация на основе ДН самой наводимой антенны. При этом исключаются ошибки, вносимые неточностями в определении фактического направления луча, которое может изменяться под влиянием гравитационных сил при поворотах по углу места, ветровых нагрузок, неравномерности нагрева и т. п.

Коническое сканирование может быть обеспечено механическим вращением элемента антенны, которое носит название сканер. Действие такого сканера основано на том, что поперечное смещение контррефлектора приводит к отклонению луча двухзеркальной антенны, а его вращение относительно фокальной оси зеркала обеспечивает перемещение луча по конусу. На практике вместо вращения контррефлектора, имеющего большие габаритные размеры и массу, требуемое для сканирования отклонение луча обеспечивается вращением только его центральной части. Такими сканерами оборудованы приемные антенны земных станций сети «Орбита». Конструкция этой облучающей системы приведена на рис. 2.42, а. Она представляет собой небольшой конический рупор 4 с диаметром раскрытия, равным длине волны в диапазоне приема, и контррефлектор. Контррефлектор состоит

из конической центральной части с углом при вершине  $145^\circ$ , диаметром 440 мм и примыкающего к ней плоского кольца диаметром 640 мм. Конус состоит из двух частей: усеченного конуса 2, закрепленного неподвижно, и центральной 1, смещенной относительно продольной оси симметрии на 10 мм и установленной на оси электродвигателя с частотой вращения 3000 об/мин. На втором конце оси укреплен ГОН, фаза напряжения которого определяет положение смещенной части при ее вращении и соответственно мгновенное значение направления отклонения луча антенны. Контррефлектор поддерживается тремя пластинчатыми кронштейнами 7, установленными под углом  $120^\circ$  относительно друг друга. Снизу кронштейны опираются на ползун 3, который может перемещаться вдоль опорной трубы 5 для подбора оптимального положения контррефлектора относительно рупора. После настройки облучающая система закрывается чехлом 6 из радиопрозрачной пленки.

Если на земной станции для приема и передачи используют одну и ту же антенну, то описанный сканер не может быть использован. В такой антенне отклонение луча происходит не только на частотах приема, но и на частотах передачи. В результате сигнал, принятый антенной ИСЗ, окажется промодулирован с частотой сканирования. Модуляция сохраняется и после прохождения сигнала через аппаратуру ИСЗ. Это делает невозможным работу по принимаемому с борта сигналу системы автосопровождения ЗС. Чтобы исключить появление паразитной модуляции в диапазоне передачи в приемопередающей антенне, сканирование должно происходить только на частотах приема. Это может обеспечить сканер с эксцентричным вращением перед раскрытием облучателя фазосдвигающего элемента, действующего только в диапазоне частот приема. В таком облучателе центральная часть конуса контррефлектора насаживается на вал двигателя без эксцентриситета, на ее поверхности прорезаются две крестообразные щели для обеспечения работы при круговой поляризации (рис. 2.42, б). За конусом устанавливают объемный резонатор. Размеры щелей подобраны так, что они возбуждают резонатор на частотах приема и практически не возбуждают на частотах передачи.

## ПРОГРАММНОЕ НАВЕДЕНИЕ

Движение ИСЗ однозначно описывается системой шести обыкновенных дифференциальных уравнений первого порядка. Это значит, что шесть независимых параметров позволяют рассчитать положение ИСЗ в любой момент. Такими параметрами являются (см. рис. 1.1): большая полуось  $a$  и эксцентриситет  $e$  эллипса (орбиты) — элементы, определяющие размер и форму орбиты. Два следующих параметра — долгота восходящего узла

$\Omega$  и наклонение орбиты  $i$  — определяют положение плоскости орбиты в пространстве. Пятый параметр связывает положение ИСЗ и его орбиты в пространстве с моментом прохождения перигея  $t$ . Последний, шестой, параметр орбиты — аргумент перигея — представляет угловое расстояние перигея от восходящего узла  $\omega$ . Спутником с апогеем в северном полушарии имеют аргумент перигея в пределах  $180...360^\circ$ .

Поскольку траектория движения ИСЗ известна заранее, то данные об этой траектории можно хранить в устройстве, формирующем сигналы для управления приводом антенны. Такое устройство называется устройством программного наведения (УПН). Известны два типа УПН — с автономным и централизованным расчетом программных углов наведения. При программном наведении с автономным расчетом в память УПН всех ЗС вводят одни и те же параметры орбиты и географические координаты данной станции. ЭВМ, входящие в состав УПН, по этим данным производят расчет углов наведения, в соответствии с которыми на выходе УПН формируются сигналы, поступающие на приводы антенны.

При программном наведении с централизованным расчетом создается центр управления сетью ЗС, оборудованный быстродействующей ЭВМ, которая осуществляет расчет программных углов наведения для каждой станции. Эти целеуказания передаются по служебным каналам на станцию, где вводятся в память УПН, они являются дискретным представлением непрерывной траектории полета ИСЗ и представляют собой набор пар чисел, одно из которых — текущее время, второе — угол наведения. Промежуточные углы наведения в реальном масштабе времени вырабатываются в самом УПН методом интерполяции.

Следует отметить, что число передаваемых на ЗС целеуказаний при их централизованном расчете существенно превышает число данных, которое требуется при автономном расчете, однако в последнем случае на каждой ЗС необходимо иметь достаточно сложную специализированную ЭВМ. Экономическое сравнение использования централизованного и автономного расчетов оказывается в пользу варианта централизованного расчета. Он успешно используется на сети станций «Орбита».

## ОПОРНО-ПОВОРОТНЫЕ УСТРОЙСТВА

Опорно-поворотные устройства (ОПУ) служат для подвески зеркальной системы наведения и сопровождения ретрансляционного спутника антенной земной станции, а также для размещения части приемопередающей аппаратуры. При высоких эллиптических орбитах, когда сопровождение ИСЗ от горизонта до горизонта требует от поворотных устройств перекрытия широкого диапазона углов по азимуту и углу места, опорно-поворотные

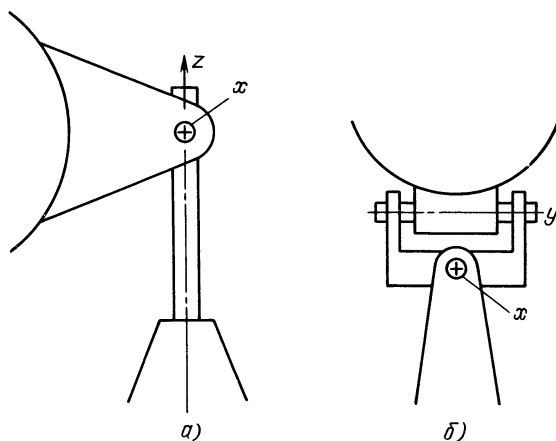


Рис. 2.43

устройства обеспечивают перекрытие по углу места от 5 до 90° и по азимуту от 0 до 180°. Угловые скорости и ускорения опорно-поворотного устройства зависят от его схемы. Для ИСЗ со средними значениями наклона орбиты максимальная угловая скорость не превышает долей градуса в секунду. При этом максимальные скорости поворотов антенны должны быть существенно большими, чтобы позволить изменять направление луча за приемлемое время и обычно достигают 1—2 град/с как по азимуту, так и по углу места.

Конструкция ОПУ должна позволять удерживать луч антенны в направлении на ИСЗ с точностью не хуже одной десятой ширины ДН. При малых значениях ширины ДН выполнение этого требования является определяющим при конструировании системы наведения.

Опорно-поворотные устройства классифицируются по схеме подвески зеркала в различных осях. Рассмотрим важнейшие из них.

**Азимутально-угломестная подвеска.** Подвеска имеет вертикальную неподвижную ось  $z$  и горизонтальную подвижную ось  $x$  (рис. 2.43, *a*). Вертикальная ось называется азимутальной, горизонтальная — угломестной. Собственно антенна поворачивается относительно угломестной оси, а угломестная ось вместе с антенной — относительно азимутальной оси. В зависимости от размера главного зеркала антенны используют два варианта подвески. Для антенн средних размеров применяют ОПУ с центральной башней. Азимутальный привод осуществляется зубчатой передачей, находящейся внутри башни, привод по углу места осуществляется зубчатой передачей, находящейся над башней. Для больших антенн с диаметром зеркала 25...32 м используют

ОПУ карусельного типа, в котором азимутальный узел вращается с помощью опорных кареток, движущихся по круговому рельсу. Поворот угломестного узла обеспечивается с помощью двух шестерен, находящимися в зацеплении с двумя зубчатыми сегментами. Опорно-поворотные устройства карусельного типа удобно использовать в антеннах, оборудованных лучеводом. Для таких антенн важно, чтобы центральная часть ОПУ была свободна от конструктивных элементов и в этой части мог разместиться лучевод.

Азимутально-угломестная подвеска обладает принципиальным недостатком: в области углов места, примыкающих к зениту, образуется «мертвая зона», в пределах которой невозможно обеспечить связь с ИСЗ. Это объясняется тем, что с ростом угла места  $\Phi$  требуемая угловая скорость вращения антенны относительно азимутальной оси быстро возрастает, стремясь к бесконечности при  $\Phi \rightarrow 90^\circ$ . Поскольку угловая скорость поворота антенны по азимуту конечна, то, начиная с некоторого значения угла места, который называют критическим, луч антенны отстанет от перемещения ИСЗ и его сопровождение нарушится.

Подвеска в осях  $xy$ . Для устранения «мертвой зоны» при прохождении спутника через зенит можно ввести в ОПУ третью ось. Однако конструкция ОПУ в этом случае резко усложнится, и решение окажется неоптимальным. Целесообразнее сохранить двухосное поворотное устройство, расположив ортогональные оси таким образом, чтобы «мертвая зона», которая всегда охватывает неподвижную ось, находилась в наименее существенной для поддержания связи части полусферы. В главе I отмечалось, что при малых углах места возрастает шумовая температура антенны за счет тепловых шумов Земли и качество связи становится невысоким. Поэтому «мертвую зону» целесообразно сместить в область углов, близких к горизонту. Этому условию удовлетворяет система осей  $xu$  (рис. 2.43, б). Здесь неподвижная ось  $x$  всегда остается горизонтальной, и в направлениях концов этой оси образуются две «мертвые зоны». Исключить возникновение «мертвой зоны» в области рабочих углов рассматриваемой системы можно поворотом неподвижной оси  $x$  в сторону от ИСЗ. Изменить положение этой оси можно с малой скоростью и без каких-либо требований к точности, поэтому устройство поворота может быть простым и дешевым. ОПУ, построенное таким образом, принято называть устройством с подвеской в осях  $xuz$ .

Известны и в некоторых случаях находят применение другие типы трехосных подвесок. Среди них можно назвать неортогональную подвеску и азимутально-угломестную подвеску с перекрестным угломестным движением [17].

**Триподная подвеска.** Если ИСЗ находится на геостационарной орбите, то для работы с ним достаточны перемещения луча антенны в небольших пределах. Для этого можно использовать опорно-поворотное устройство, которое значительно проще и дешевле азимутально-угломестного. Геостационарные спутники фактически не являются строго стационарными, так как они имеют дрейф относительно среднего положения. Используемые для связи с ними антенны долж-

ны иметь приводы наведения, отслеживающие дрейф. Диапазон углов наведения антенны на геостационарный спутник определяется значением его дрейфа в азимутальной плоскости, лежащей в пределах  $-2,5...+2,5^\circ$ . Углы места при связи с геостационарным спутником практически остаются неизменными.

Обычно должна также предусматриваться возможность оперативной переборки ДН антенны на соседний спутник-дублер в пределах  $-10...+10^\circ$  по азимуту.

Скорость и ускорение дрейфа спутника достаточно малы, поэтому скорости и ускорения наведения антенны тоже могут быть малыми. В свою очередь, это не позволяет быстро менять положение рефлектора в пространстве и тем самым избегать экстремальных ветровых воздействий. Металлоконструкция антенны и ее крепление должны выдерживать их в рабочем положении антенны. Таким устройством является ОПУ с триподной подвеской, показанной на рис. 2.44. Здесь антенна прикреплена к раме, которая связана с неподвижной подставкой тремя штоками аналогично столу теодолита. Один из штоков (2) имеет фиксированную длину, а два других (1) — регулируемые. С помощью регулируемых штоков в некоторых пределах можно изменять направление луча, а неподвижную подставку ставят в такое положение, чтобы ИСЗ находился в середине диапазона настройки. Перекрытие диапазона углов можно обеспечить до  $\pm 10^\circ$ , что оказывается достаточным для связи с двумя соседними ИСЗ на геостационарной орбите.

Примеры реализации опорно-поворотных устройств можно найти в [15, 17].

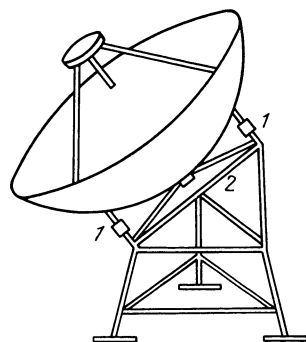


Рис. 2.44

## КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Дайте определения коэффициента усиления (КУ), коэффициента направленного действия (КНД) и коэффициента полезного действия (КПД) антенны.
2. Какие существуют причины, приводящие к снижению уровня боковых лепестков ДН антенн земных станций спутниковой связи?
3. Назовите практические способы снижения уровня боковых лепестков ДН антенн.
4. Объясните преимущества двухзеркальных антенн перед однозеркальными.
5. Для чего применяется модификация поверхностей зеркальной антенны?
6. Назовите причины, снижающие КИП зеркальных антенн.
7. Объясните принцип действия лучевода с четырьмя и тремя зеркалами.
8. Изобразите несколько схем асимметричных зеркальных антенн.
9. Как обеспечиваются основные требования, которым должны удовлетворять облучатели зеркальных антенн?
10. Что такое расфазированный рупор, его преимущества при использовании в качестве облучателя?



11. Объясните принцип построения многодиапазонного облучателя.
12. Как строится система наведения антенны ЗС на спутник?
13. Что представляет собой система с коническим сканированием и экстремальным регулированием?
14. Объясните принцип программного наведения.
15. Изобразите опорно-поворотные устройства при различных схемах подвески.

## Глава 3. БОРТОВЫЕ АНТЕННЫ КОСМИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

---

### 3.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К БОРТОВЫМ АНТЕННАМ

Бортовые антенны ИСЗ обеспечивают прием и передачу по спутниковой линии связи сигналов связных, вещательных, телеметрических и других систем. Антенны современных спутников связи должны решать ряд разнородных задач, основные из которых — увеличение эффективной излучаемой мощности в пределах определенной зоны связи на поверхности Земли путем формирования ДН специальной формы, обеспечение многократного использования выделенного диапазона частот благодаря применению пространственно-временного разделения сигналов и поляризационной селекции, ослабление излучения за пределами зоны связи в соответствии с требованиями МККР.

При разработке бортовых антенн приходится учитывать ограничения, накладываемые на габаритные размеры и массу антенны, воздействие на антенну при запуске больших ускорений и вибрационных нагрузок. На протяжении времени существования ИСЗ антенна должна сохранять работоспособность в условиях глубокого вакуума, воздействия теплового и радиоизлучений Солнца, ионизирующей радиации и т. п.

Решение вышеуказанных основных задач обеспечивается применением многолучевых антенн (МЛА), формирующих одновременно систему узких ДН (парциальных лучей). Использование таких лучей с соответствующими амплитудами и фазами позволяет сформировать один широкий луч с поперечным сечением, близким по форме к зоне обслуживания (контурный луч). Имея сравнительно плоскую вершину и крутые скаты, такой луч обеспечивает близкое к равномерному облучение зоны и резкое спадание энергии за ее пределами. При этом желательно иметь возможно более узкие парциальные лучи, расположенные как можно ближе друг к другу, что приводит к росту диаметра антенны и к усложнению диаграммообразующей схемы (ДОС).

Учитывая условия работы бортовых антенн, для их изготовления применяют такие материалы, как алюминий, бериллий, инвар, магний и титан. В последнее время все большее применение находят композиционные материалы, такие, как углепласты (графито-эпоксидная композиция). Углепласты имеют значительно лучше, чем у вышеназванных материалов, механические и температурные свойства: близкий к нулю коэффициент линейного расширения, малую удельную массу и большую жесткость. Их применение дает возможность значительно снизить массу конструкции при одновременном улучшении прочностных и жесткостных характеристик по сравнению с традиционными конструкционными сплавами.

Выбор типа бортовой антенны производится с учетом требований, связанных с построением и энергетическим потенциалом спутниковой линии связи, рабочим диапазоном частот, требуемой поляризацией, условиями работы в космическом пространстве, стабилизацией ИСЗ и т. п.

Если, например, ИСЗ выведен на геостационарную орбиту, то он находится постоянно над одной определенной точкой поверхности Земли на высоте, с которой угловой размер Земли составляет около  $18^\circ$ . Если бортовая антенна имеет ширину ДН, равную угловому размеру Земли, то между любыми точками той части поверхности Земли, к которой обращена антенна, через эту антенну может быть обеспечена связь, если максимум ДН направлен на центр Земли.

Если ИСЗ находится на орбите средней высоты (5...10 тыс. км), то угловой размер Земли с этих высот достигает нескольких десятков градусов, причем спутник непрерывно перемещается относительно поверхности Земли. В этом случае на борту спутника можно установить антенну с ДН, близкой к изотропной, либо многолучевую антенну, каждый луч которой по мере движения ИСЗ должен поворачиваться, оставаясь направленным на соответствующий наземный пункт связи.

Развитие систем спутниковой связи, увеличение их пропускной способности предъявляют повышенные требования к бортовым антенным комплексам. Наряду с используемыми в настоящее время зеркальными и линзовыми антеннами сравнительно небольших диаметров (1,5...2 м), намечается тенденция к применению больших развертываемых на орбите антенн. С помощью таких антенн формируется большое число узких лучей с высоким коэффициентом усиления, глобальные и контурные лучи с изменением зоны перекрытия по командам с Земли, что обеспечит высокую степень гибкости при эксплуатации спутниковых систем связи (ССС).

### 3.2. СЛАБОНАПРАВЛЕННЫЕ БОРТОВЫЕ АНТЕННЫ

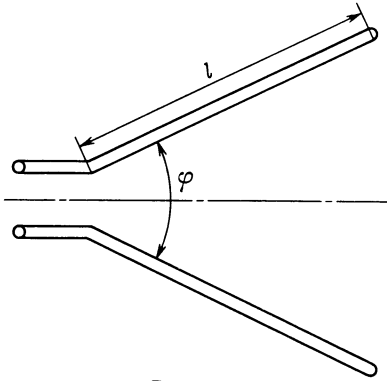


Рис. 3.1

В системах спутниковой связи к слабонаправленным антеннам принято относить такие, которые главным лепестком своей диаграммы направленности «освещают» всю видимую со спутника часть поверхности Земли (глобальный луч). Сюда же относятся антенны с диаграммой направ-

ленности, близкой к изотропной. В качестве таких антенн могут быть использованы: диэлектрический штырь, электрический вибратор, щелевой вибратор, спираль с осевым излучением, конический или пирамидальный рупор, открытый конец волновода, их модификации и композиции. Так, на первом искусственном спутнике Земли для радиосвязи был применен электрический вибратор в форме уголкового антенны (рис. 3.1). При длине плеча  $l=2,9$  м и угловом размере  $\alpha=70^\circ$  на частоте 20 МГц диаграмма направленности была близка к изотропной.

Первая система спутникового вещания «Орбита» работала через спутник связи «Молния-1». На этом спутнике установлены две раскладывающиеся параболические антенны с коэффициентом усиления 17 дБ. Одна антенна является рабочей, а вторая — резервной. С помощью бортовой системы ориентации ось рабочей антенны автоматически направляется на Землю. Спутники «Экран», запускаемые на геостационарную орбиту в точку  $99^\circ$  в. д., содержат передающую складную синфазную антенну с размерами  $3 \rightarrow 5$  м, состоящую из 96 спиральных элементов. Антенна излучает правосторонне поляризованную радиоволну и имеет КУ 22 дБ.

Невозможность использования системы «Экран» в других районах страны (облучение территорий, расположенных западнее и восточнее зоны обслуживания, привело бы к созданию недопустимо больших помех в сопредельных государствах, где ведется наземное телевизионное вещание в диапазоне частот, занятом системой «Экран») потребовало создать систему в более высоком диапазоне частот. Это система спутникового ТВ вещания «Москва», обслуживаемая геостационарными ИСЗ типа «Горизонт» (регистрационный индекс «Стационар»). Его бортовой ретранслятор имеет передающую антенну с КУ 30 дБ и создает контурный луч требуемой формы (рис. 3.2).

На ИСЗ, стабилизированных вращением, антенны подключаются к аппаратуре ретранслятора через вращающийся переход

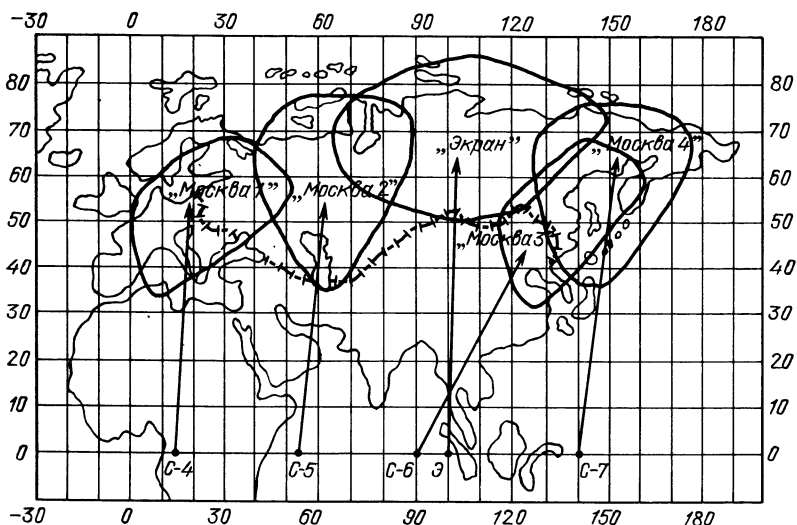


Рис. 3.2

и вращаются соосно противоположно ИСЗ. Благодаря этому луч антенны неподвижен относительно Земли. По такой схеме размещена рупорно-параболическая антенна на ИСЗ «Интелсат». Допустимо использование на таких спутниках антенн с ДН, близкой к изотропной. В качестве примера рассмотрим бортовые антенны ИСЗ «Телстар».

Приемная и передающая антенны на борту спутника предназначены для работы с волнами круговой поляризации, причем прием на частоте 6390 МГц должен происходить на правосторонне поляризованной волне, а передача на частоте 4170 МГц — на левосторонне поляризованной волне. Антенны выполнены в виде двух параллельных поясов, располагаемых вокруг экватора спутника диаметром 89 см. Каждая антенна состоит из решетки дискретных излучающих элементов и многоступенчатой распределительной системы для питания каждого из элементов. Решетка антенны на 6 ГГц содержит 72 излучающих элемента, а решетка на 4 ГГц — 48 элементов. Каждый элемент представляет собой отрезок прямоугольного волновода с поперечными размерами, допускающими распространение двух перпендикулярно-поляризованных типов колебаний ( $H_{01}$  и  $H_{10}$ ). Эти два типа колебаний имеют различные фазовые скорости, в результате чего подбором длины отрезка волновода обеспечивается фазовый сдвиг между ними  $90^\circ$  и излучение поля с круговой поляризацией. Возбуждение излучателя производится одним зондом, введенным через торцовую стенку корпуса, как показано на рис. 3.3.

Согласование входного сопротивления зонда с коаксиальной

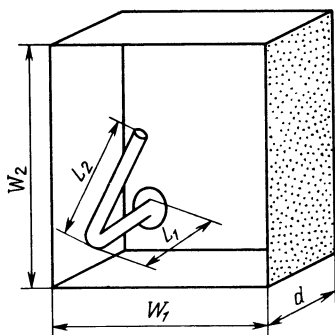


Рис. 3.3

50-омной линией осуществлено подбором размера диэлектрической шайбы, поддерживающей зонд, и размеров зонда  $l_1$  и  $l_2$ , показанных на рис. 3.3.

На рис. 3.4 показаны диаграммы направленности приемной антенны диапазона 6 ГГц в экваториальной (а) и полярной (б) плоскостях. У наиболее важной экваториальной диаграммы наибольшие отклонения относительно изотропной антенны лежат в пределах  $-1...+1$  дБ. Диаграмма в полярной плоскости достаточно плавная, исключая области ожидаемых нулей вблизи самих полюсов.

Диаграммы направленности передающей антенны диапазона 4 ГГц имеют аналогичный вид.

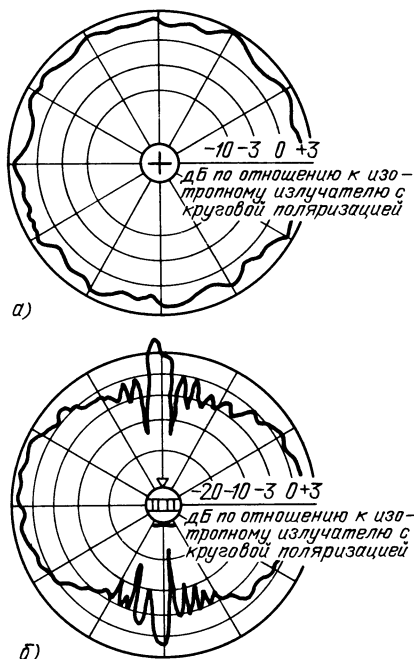


Рис. 3.4

### 3.3. МНОГОЛУЧЕВЫЕ БОРТОВЫЕ АНТЕННЫ

#### АНТЕННЫ МНОГОСТАНЦИОННОГО ДОСТУПА

Решение основных задач — увеличение эффективной излучаемой мощности, обеспечения многократного использования частот и ослабление излучения за пределами зоны связи — оказывается возможным благодаря применению на спутниках связи больших по размерам и сложных бортовых антенных систем.

Один из возможных способов решения указанных задач заключается в применении многолучевых антенных систем. В таких системах одновременно формируется несколько контурных лучей, каждый из которых образован набором узких лучей. Прин-

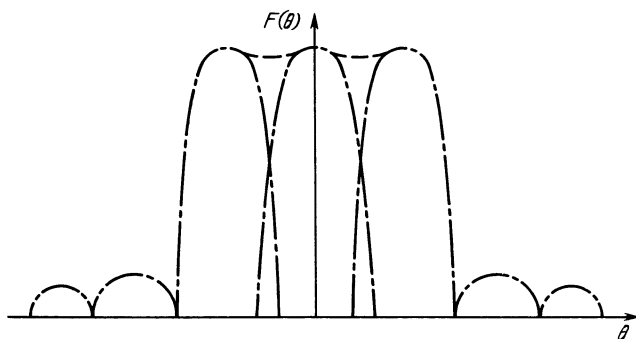


Рис. 3.5

цип формирования контурного луча показан на рис. 3.5, где изображены три узких луча, которые, складываясь, образуют один широкий луч со сравнительно плоской верхней частью и крутыми скатами. Такая диаграмма позволяет обеспечить более равномерное облучение заданной области и быстрый спад поля за ее пределами. Для этого необходимо применять по возможности узкие составляющие лучи, расположенные друг к другу как можно ближе. Необходимость формировать отдельно каждый луч при их большом числе приводит к большим размерам антенны. Естественные ограничения на габаритные размеры накладывает допустимый разнос излучателей, определяющийся их минимальными размерами. Примерное число составляющих лучей при ширине каждого  $2\varphi_{0,5} = 1^\circ$ , необходимое для облучения видимой поверхности Земли с геостационарной орбиты, приведено в табл. 3.1.

Таблица 3.1.

Параметры многолучевой антенны

Разнос между лучами, град	0,6	0,8	1,0	1,2
Уровень пересечения, дБ	-1,1	-1,9	-3,0	-4,3
Число лучей	800	470	300	217

При таком большом числе лучей ДОС антенны оказывается сложной и громоздкой.

На основе бортовых антенн со сканирующим лучом может быть реализован принцип многостанционного доступа с временным разделением (МДВР) и коммутацией лучей. Он состоит в том, что на спутнике имеется антенна с двумя лучами, один для передачи, другой для приема. Пространственная ориентация лучей может быстро переключаться от одной земной станции к другой, за счет чего обеспечивается многостанционный доступ с разделением сигналов по времени (МДВР). МДВР с коммутацией лучей на борту (МДВР КЛ) обеспечивает энергетический выигрыш

рыш до 20 дБ по сравнению с аналогичной системой без коммутации лучей. Это достоинство позволяет отказаться от создания на земных станциях крупногабаритных антенн, мощных передатчиков и маломощных входных цепей приемников. Эффективность многостанционного доступа с пространственно-временным разделением каналов особенно высока при использовании одного спутника многими земными станциями, передающими пакеты информации, которые упорядочены во времени. На таком спутнике размещается многолучевая антенна, формирующая совокупность расположенных рядом узких лучей. Для этой цели можно применять фазированные антенные решетки (ФАР), а в случае необходимости применять складную конструкцию — зеркальные антенны. В последнем случае возникает задача ослабить искажение лучей, далеко отклоненных от осевого направления зеркала. При этом нужно ограничить помехи вне обслуживаемой области, что накладывает требования на допустимый уровень боковых лепестков, интенсивность кроссполяризации и крутизну скатов ДН на границе обслуживаемой области. Выполнение этих требований приводит к менее эффективному использованию раскрыва антенны, вследствие чего приходится увеличивать ее размеры.

Таким образом, для перспективных систем спутниковой связи могут потребоваться многократное использование рабочих частот, широкие полосы частот и возможность гибкого изменения диаграммы направленности антенны. Смежные зоны будут обслуживаться с использованием ортогональных линейных поляризаций в целях улучшения развязки между сигналами различных лучей. Для уменьшения эффекта деполяризации, обусловленного дождем, поляризация сигналов в зонах обслуживания должна совпадать с вертикалью или горизонталью в месте приема. В то же время это может уменьшить развязку сигналов по поляризации в смежных зонах обслуживания в ясную погоду, поскольку в этом случае поляризации сигналов не являются ортогональными. Поэтому представляется целесообразным компромиссное решение, когда плоскости поляризации полей смежных зон ориентируются на угол  $\pm 45^\circ$  к экваториальной плоскости Земли.

## ДВУХЗЕРКАЛЬНЫЕ БОРТОВЫЕ АНТЕННЫ

Обычно чаще других в региональных и национальных системах спутниковой связи используют двухзеркальные неосесимметричные бортовые антенны. Они позволяют свести к минимуму кросс поляризационное излучение в осевом направлении при линейной поляризации поля. Это обеспечивается в том случае, если оси облучателя вспомогательного и основного зеркала расположены так, что выполняется следующее условие:

$$\operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} = \frac{1}{M} \operatorname{tg} \frac{\psi}{2}, \quad (3.1)$$

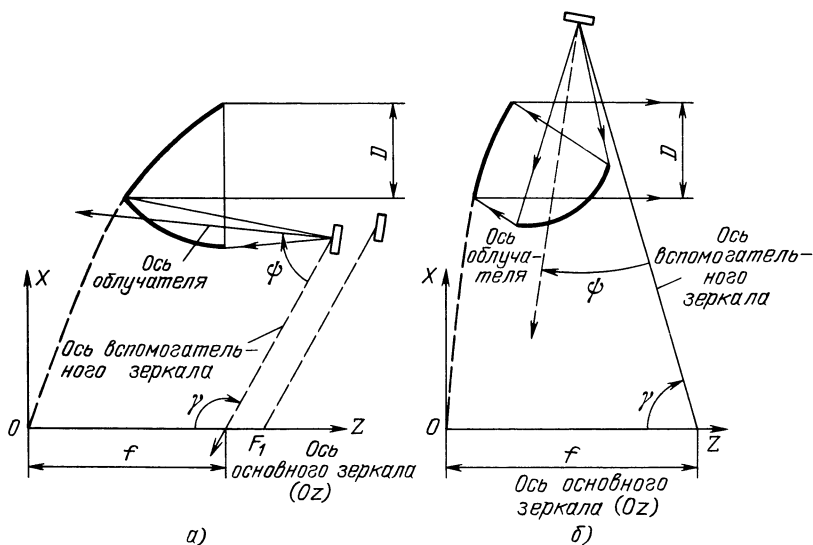


Рис. 3.6

где  $\gamma$  — угол между осями основного и вспомогательного зеркал,  $\phi$  — угол между осями вспомогательного зеркала и облучателя,  $M$  — коэффициент, определяемый типом вспомогательного зеркала.

При  $M > 1$  вспомогательное зеркало представляет выпуклую вырезку из гиперboloида с эксцентриситетом

$$e = (1 + M)/(M - 1), \quad (3.2)$$

что соответствует двухзеркальной неосесимметричной антенне Кассегрена.

При  $M < -1$  вспомогательное зеркало представляет эллипсоид, что соответствует двухзеркальной неосесимметричной антенне Грегори.

При  $0 < M < 1$  вспомогательное зеркало представляет вогнутую вырезку из гиперboloида, что соответствует двухзеркальной неосесимметричной антенне Кассегрена с передним или боковым питанием (рис. 3.6).

Два первых варианта двухзеркальной антенны, имеющие соответственно  $M > 1$  и  $M < -1$ , трудно сконструировать без затенения и с малой кроссполяризацией при больших углах сканирования и использовании линейной поляризации поля. Такие задачи можно решить при  $0 < M < 1$  для двух различных конструкций антенны Кассегрена [23]. Их схемы показаны на рис. 3.6, где *a* — антенна неосесимметричная с передним питанием (НПП), имеющая  $\gamma = -123,6^\circ$ ,  $\phi = -65,4^\circ$  и  $M = 0,34$  (решетка облучателей в антенне расположена перед вспомогательным и основным



Таблица 3.2

## Конструктивные параметры антенн НПП и НБП

Параметр	Антенна НПП	Антенна НБП
Фокусное расстояние основного зеркала, м	5,24	13,8
Площадь основного зеркала, м <sup>2</sup>	4,94 3,22	3,68 3,22
Межфокальное расстояние вспомогательного зеркала, м	9,75	19,04
Эксцентриситет вспомогательного зеркала,	2,0	2,24
Площадь вспомогательного зеркала, м <sup>2</sup>	5,05 3,73	4,28 4,23
Разнос элементов облучателя для оптимального уровня пересечения лучей, см	4,8	6,0
Диаметр решетки облучателей при глобальной зоне покрытия, м	2,0	2,6

зеркалами, система обеспечивает сканирование луча в пределах  $\pm 10^\circ$ ;  $b$  — антенна неосесимметричная с боковым питанием (НБП). В такой схеме  $\gamma = 70^\circ$ ,  $\psi = 30^\circ$  и  $M = 0,38$ . Эта антенна обеспечивает сканирование луча также в пределах  $-10...+10^\circ$ .

Геометрические параметры антенн НПП и НБП с диаметром раскрыва  $120 \lambda$  на частоте 11,2 ГГц приведены в табл. 3.2.

Несмотря на большие фокусные расстояния основного и вспомогательного зеркал, конструкции обеих антенн весьма компактны. Возможность сканирования луча в пределах  $-10...+10^\circ$  достигается благодаря большому фокусному расстоянию основного зеркала. Для этого требуется, чтобы размер вспомогательного зеркала был сравним с размером основного. При необходимости обслуживания смежных зон на земной поверхности размер решетки облучателей и ее сложность чрезмерно возрастают по сравнению с решеткой прямого излучения. Однако благодаря возможности создания множества остронаправленных лучей с высоким коэффициентом усиления конструкции антенн, соответствующие схемам рис. 3.6, представляются перспективными при обеспечении частичного покрытия земной поверхности с борта ИСЗ.

При использовании в качестве элементов решетки облучателей небольших конических рупоров с диаметром  $1,8 \lambda$  для антенны НПП и  $2,2 \lambda$  для антенны НБП создается незначительный спад амплитуды поля к краям раскрыва основного зеркала, что обуславливает появление значительных боковых лепестков и большие потери при сканировании. В то же время указанный диаметр облучателя обеспечивает разнос лучей, равный 98% ширины луча, что близко к оптимальному уровню пересечения для многолучевой антенны, в которой каждый луч создается одиночным рупорным облучателем.

«Перелив» энергии облучателя велик вследствие малого размера облучателя и малого угла, стягиваемого краями вспомогательного зеркала. Большой угол сканирования вызывает значительное изменение относительной проекции площади. Поскольку

основное зеркало антенны НБП расположено ближе к вертикали, чем у антенны НПП, то при сканировании луча вверх потери площади меньше у антенны НБП. Коэффициент использования площади раскрыва в основном определяется фазовыми ошибками. Влияние фазовых ошибок меньше у антенны типа НБП, у этих же антенн меньше уровни боковых лепестков и кроссполяризационное излучение. Однако с увеличением диаметра раскрыва, например до  $240 \lambda$ , преимущество параметров антенны НБП уменьшается.

При сканировании луча кроссполяризационные характеристики антенн НПП и НБП ухудшаются незначительно, тогда как в обычных антеннах Кассегрена и Грегори с линейно поляризованным излучением наблюдается довольно сильная кроссполяризация.

С помощью процедуры оптимизации можно выбрать такие формы поверхностей двухзеркальных антенн НПП и НБП, при которых фазовые ошибки будут минимизированы для ряда направлений сканирования и мест расположения облучателей. Этим достигается некоторое снижение потерь при сканировании луча по сравнению с потерями в антеннах с обычной формой поверхностей зеркал.

В США разработана бортовая антенна для ИСЗ национальных ССС, работающих в диапазоне 14/12 ГГц. Антенна позволяет изменять форму диаграммы направленности по командам с Земли. В частности, вся излучаемая мощность любого ствола ретранслятора ИСЗ может быть использована для обслуживания всей территории США [24].

В рассматриваемой бортовой антенне обеспечивается возможность повторного использования рабочих частот, для чего в конструкции использовано два отражателя для сигналов с ортогональными поляризациями. Их общий раскрыв круговой формы имеет диаметр 1,5 м. Отражатели представляют собой ортогонально расположенные однолинейные сетчатые экраны, ориентированные в направлениях  $7,5$  и  $97,5^\circ$  против часовой стрелки по отношению к плоскости орбиты ИСЗ. Для спутника, расположенного на геостационарной орбите вблизи  $80^\circ$  з. д., при такой ориентации создаются поля, которые параллельны и перпендикулярны к местным вертикалям.

На рис. 3.7 показана схема расположения двух сетчатых зеркал бортовой антенны. На этом рисунке 1 — зеркало, отражающее волны с вертикальной поляризацией, 2 — зеркало, отражающее волны с горизонтальной поляризацией, 3,4 — облучатели зеркал, излучающие соответственно волны горизонтальной и вертикальной поляризаций; 5,6 — однолинейные сетчатые экраны, отражающие волны с горизонтальной и вертикальной поляризацией. Отражатели представляют неосесимметричные вырезки параболического зеркала и выполнены из специального композиционного материала со стабильными характеристиками при изменении температуры.

Решетки облучателей, используемые для формирования лучей с горизонтальной и вертикальной поляризациями полей, состоят из нескольких рупоров прямоугольного сечения. Относительные коэффициенты возбуждения рупоров в

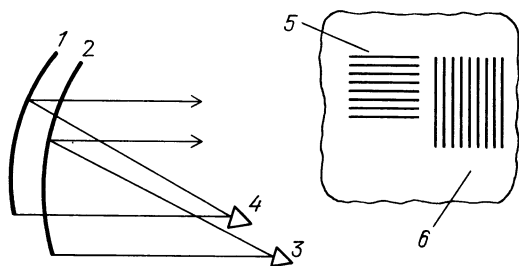


Рис. 3.7

решетке создаются в результате деления и сложения мощностей сигналов в диаграммообразующей схеме. ДОС выполнена с использованием монолитной технологии и содержит несколько разветвителей, предназначенных для работы в частотных полосах передачи и приема, а также фазовращатели и фазовые корректоры, обеспечивающие фазирование выходных сигналов в антенной системе.

Все элементы антенной системы установлены на опорной мачте. Отражатели с сетчатыми экранами из проводящего материала крепятся с помощью четырех штанг из композиционного материала, что позволяет свести к минимуму возможные искажения формы отражателей и ошибки, обусловленные изменением параметров конструкции с изменением температуры.

Антенная система обеспечивает одновременное обслуживание 16 стволов: по 8 стволов каждой из ортогональных поляризаций. Коэффициент усиления антенны при обслуживании всей территории США в полосе передачи составляет 28...34 дБ, в полосе приема — 28,5...35 дБ, что соответствует требованиям к качественным показателям ССС на линиях ИСЗ — ЗС.

Для диапазона 30/20 ГГц в качестве бортовых антенн предлагается использовать также многолучевые антенные системы. Передающая антенна в диапазоне 20 ГГц должна формировать одновременно 18 фиксированных лучей шириной  $0,3^\circ$  в общей полосе частот и шесть таких же сканирующих лучей в отдельных полосах частот. Фиксированные лучи должны иметь уровень бокового излучения ниже —30 дБ вблизи оси луча и —45 дБ в остальных направлениях при  $\text{КИП} > 0,5$  для всех лучей. Сканирующие лучи предназначены для работы в системе многостанционного доступа с временным разделением и должны перемещаться от одной позиции к другой за время менее 500 нс.

Приемная антенна работает в диапазоне 30 ГГц и также должна формировать 18 фиксированных и шесть сканирующих лучей. Многолучевая антенна представляет собой оптическую двухзеркальную конструкцию с вынесенным многоэлементным облучателем и двумя схемами формирования лучей для фиксированных и сканирующих лучей соответственно. Основное зеркало и контррефлектор синтезированы с использованием ЭВМ и обеспечивают минимальную абберацию при сканировании на  $\pm 1,5^\circ$  в интервале  $-3,6...+3,6^\circ$ . Каждый луч формируется с помощью семи рупорных элементов облучателя. Когерентное возбуждение элементов осуществляется распределительной схемой, позволяющей регулировать амплитуду и фазу возбуждения каждого элемента. Общее число позиций сканирующих лучей 480. Каждый луч обслуживает одну зону

с площадью  $1/6$  всей территории обслуживания. Зоны имеют вид полос, вытянутых с севера на юг. Поля соседних зон имеют противоположные поляризации.

Примером современной бортовой антенной системы является многолучевая антенна спутника «Интелсат-V». Антенны спутника используют в диапазонах 4/6 и 11/14 ГГц для международной связи.

Передающая антенна в диапазоне 4 ГГц представляет собой вырезку из параболоида диаметром 2,4 м, ее групповой облучатель состоит из 78 рупоров, каждый из которых создает поле двух ортогональных круговых поляризаций. Антенна формирует четыре отдельных луча, из них два широких контурных луча обслуживают: один Северную и Южную Америку, а второй — Европу и Африку. Два более узких контурных луча с ортогональной поляризацией наложены на эти широкие лучи. Один из них — восточный — обслуживает Европу и Северную Америку, а другой — западный — зоны Америки с наиболее интенсивными потоками информации. В антенне применено четырехкратное использование рабочей частоты с развязкой между лучами не менее 27 дБ, обеспечиваемой эллиптичностью луча, не превышающей 0,5 дБ. По команде с Земли широкий контурный луч может быть превращен в глобальный шириной  $18^\circ$  для обслуживания всей видимой с геостационарного ИСЗ поверхности Земли. Приемная антенна диаметром 1,5 м работает в диапазоне 6 ГГц, вынесенный облучатель представляет собой решетку прямоугольных рупоров (элементов облучения).

Две антенны в диапазоне 11/14 ГГц создают остронаправленные лучи с линейной ортогональной поляризацией, управляемые с Земли. Каждая антенна формирует два контурных подвижных луча для работы на линии связи ИСЗ — ЗС — на частотах 11 ГГц и для работы на линии ЗС — ИСЗ — на частотах 14 ГГц. Контурные лучи образованы одновременным использованием узких парциальных лучей, возбуждаемых с почти одинаковыми амплитудами, за исключением краевых лучей. Антенны зеркальные, с вынесенным облучателем, с диаметром рефлектора 1 м.

## ЛИНЗОВЫЕ БОРТОВЫЕ АНТЕННЫ

Наряду с зеркальными антеннами в качестве бортовых могут быть использованы многолучевые линзовые антенны. Их достоинства — сравнительно небольшая масса конструкции и несложность изготовления. В основу построения такой антенны в диапазоне 4/6 ГГц положена радиолинза диаметром 27 λ с отношением фокусного расстояния к диаметру, равным 1.

Передающая линзовая антенна имеет сферическую входную и плоскую выходную поверхности. На каждой из них расположена антенная решетка из 397 элементов. Входные и выходные элементы решеток соединены попарно с помощью отрезков линий задержки. Каждый излучатель состоит из двух независимых элементов, работающих на ортогональных поляризациях. Для устранения дисперсии, которая привела бы к качанию и расфокусировке лучей, в линзе использованы микрополосковые открытые

линии с волной типа ТЕМ. Это обеспечило широкую полосу рабочих частот (30...60%) и одновременно позволило создать легкую и надежную конструкцию. Многоэлементный облучатель содержит 127 элементов и возбуждается с помощью ДОС. Элементы облучателя расположены по сферической поверхности сканирования, являющейся фокальной поверхностью линзы. При формировании осесимметричного луча с низким уровнем боковых лепестков возбуждается симметричный пучок элементов облучателя, в котором на частоте 6 ГГц участвует решетка из семи элементов, а на частоте 4 ГГц — решетка из 13 элементов. Дискретная структура облучателя обеспечивает по мере необходимости изменение положения лучей в пределах  $-8,6...+8,6^\circ$ . Число лучей в антенне 6, ширина каждого луча — около  $3,5^\circ$ , уровень боковых лепестков не превышает  $-20$  дБ. При любом положении лучи обеспечивают покрытие около 30% всей видимой поверхности Земли.

Если антенна предназначена для работы в узкой полосе частот, то линии задержки, соединяющие приемные и передающие элементы линзы, удобнее выполнить на базе волноводных отрезков линий передачи. Такие антенны обеспечивают формирование нескольких узких сканирующих лучей либо формирование одного конического луча с плоской вершиной шириной  $18^\circ$ . Таким образом, линзовая антенна позволяет концентрировать энергию на поверхности Земли, охватываемой узким лучем, или разделять эту энергию между двумя, тремя и т. д. (до числа облучателей) лучами.

Применение в качестве облучателей линзовых, а также и зеркальных антенн, фазированных антенных решеток привлекает все большее внимание разработчиков бортовых антенных систем. Такие гибридные антенны позволяют получать контурные лучи переменной формы, т. е. обеспечивают формирование луча в соответствии с различными требованиями условий работы и его сканирование в пространстве.

Диаграммообразующие схемы многолучевых антенных систем содержат большое число фазовращателей, делителей мощности, соединительных и других элементов. В них возникают значительные потери мощности, которые заметно возрастают при переходе в область более высоких частот. Потери в ДОС достигают 3 дБ в диапазоне 4/6 ГГц и 6,8 дБ — в диапазоне 20/30 ГГц [25]. Указанные потери ДОС можно снизить путем ее некоторого упрощения. Другая возможность снижения потерь состоит в применении активных многолучевых антенных систем.

#### АКТИВНЫЕ И АДАПТИВНЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ

Активными называют антенные системы, в которых к каждому излучателю подключен активный элемент — генератор или уси-

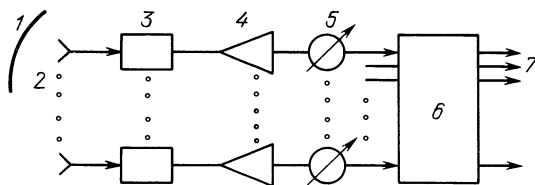


Рис. 3.8

литель. Активные фазированные антенные решетки, осуществляющие сканирование узким лучем, позволяют создать принципиально новые ретрансляторы, увеличить коэффициент усиления бортовой антенны и снизить стоимость ЗС. Управление фазой в активных передающих ФАР можно производить включением фазовращателей не на выходе, а на входе генератора. В таком случае в тракте антенны отсутствуют потери, вносимые фазовращателями. С этой же целью в приемной антенне фазовращатели могут быть помещены не на входе, а на выходе высокочастотного усилителя.

Применение активных фазированных антенных решеток (АФАР) позволяет управлять распределением амплитуд в ее элементах путем соответствующего изменения мощности отдельных генераторов при передаче и регулированием усиления при приеме. Такая АФАР может обеспечить формирование заданной диаграммы направленности и изменять ее на орбите в целях максимального удовлетворения эксплуатационных требований, в том числе и не запланированных при запуске ИСЗ.

АФАР может быть как приемопередающей, так и приемной или передающей. Для того чтобы упростить задачу обеспечения необходимой развязки между передатчиком и приемником, целесообразно применять отдельно приемную и передающую антенны. В качестве примера на рис. 3.8 показана схема приемной АФАР, где обозначено: 1 — рефлектор с вынесенным облучателем, 2 — облучатели антенны, 3 — фильтры, 4 — малошумящие усилители, 5 — переменные фазовращатели, 6 — схема питания, 7 — входы.

В заключение этого параграфа остановимся на адаптивных антеннах [26]. Термин «адаптивная антенна» впервые был использован для описания системы с самофазирующейся антенной, автоматически переизлучающей сигнал в направлении, с которого он был принят. Такая система действует как «переизлучающая» и для работы не требует предварительной информации о направлении, в котором будет излучаться сигнал.

Появлению самонастраивающихся (или самофазируемых) адаптивных антенных решеток способствовало развитие систем фазовой автоподстройки. Каждый элемент самофазируемой антенной решетки подстраивается независимо на основе принятой информации о сигналах. С помощью автоматического фазиро-

вания по принимаемым сигналам в сложных системах, содержащих несколько приемных антенн с большим раскрытием, можно создать эффективный приемный раскрыт, равный сумме раскрытий отдельных антенн. В приемной адаптивной антенной решетке возможно обеспечить подавление помехи с помощью формирования нуля диаграммы в направлении источника помех. Обычные антенны чувствительны к уменьшению отношения сигнал-шум, обусловленному неизбежным присутствием наряду с полезным сигналом нежелательных шумов, поступающих на вход приемника по боковым и (или) по главному лепесткам ДН антенны. Адаптивные антенны позволяют повысить эффективность приема, так как они способны без предварительной информации о помеховой ситуации автоматически обнаружить присутствие источников помех и подавлять их сигналы, не меняя уровень полезного сигнала. С появлением недорогих и малогабаритных мини-ЭВМ стало возможным создание антенных решеток, осуществляющих автоматическую подстройку характеристик в соответствии с изменяющимися условиями приема сигнала. Такая решетка представляет собой систему, состоящую из большого числа элементов, и адаптивного, работающего в реальном масштабе времени приемно-решающего устройства — процессора, осуществляющего автоматическую подстройку диаграммы направленности для повышения эффективности приема полезного сигнала. Надежность адаптивных антенн выше надежности обычных антенных решеток, так как диаграмма направленности обычной антенной решетки при выходе из строя одного из ее элементов может существенно исказиться из-за увеличения уровня боковых лепестков. В адаптивной же решетке за счет автоматической подстройки остальных элементов уровень боковых лепестков уменьшен до допустимого.

Подавление помехового сигнала достигается за счет управления положениями нулей диаграммы направленности и уменьшения уровня боковых лепестков в направлении источников помех. Условия приема полезного сигнала при этом не ухудшаются из-за поддержания неизменной формы главного лепестка диаграммы. Таким образом, в адаптивных антенных решетках для увеличения выходного отношения сигнал-шум используют различия пространственных характеристик сигналов и помех. И поскольку имеется возможность формирования очень глубоких нулей, то можно обеспечить и очень высокое подавление помеховых сигналов. Такая исключительная способность является основным преимуществом адаптивных антенных решеток перед другими антеннами, и они могут быть использованы в системах спутниковой связи.

Определенный практический интерес для систем спутниковой связи представляют большие космические антенны. Это связано с тем, что максимальный диаметр антенн с жестким рефлектором обычно ограничивается условиями запуска и составляет примерно 4...4,5 м. Если требуется больший диаметр, то это может быть достигнуто разворачиванием рефлектора антенны либо его сборкой на орбите.

В качестве примера рассмотрим разворачиваемую параболическую антенну диаметром 9 м [20]. В основе конструкции этой антенны лежит использование тороидальной ступицы, к которой крепят 48 плоских ребер, между ними натягивают легкие клиновидные сетчатые отражающие полотна. В процессе упаковки рефлектора ребра поворачиваются вокруг ступицы, а полотна складываются между ними. Разворачивание осуществляется за счет энергии, запасенной в упругих свернутых ребрах. Наружный диаметр свернутой конструкции составляет примерно 2 м.

В дальнейшем предполагается создание больших разворачиваемых в космосе антенн диаметром 50 и 100 м. Изучаются возможности создания антенн диаметром 200 м. Предполагается, что подобные большие антенны найдут применение для связи, радио- и телевизионного вещания. Для таких сверхбольших разворачиваемых антенн наиболее перспективной является конструкция с использованием телескопической центральной мачты и наружного кольца или обода (рис. 3.9). На этом рисунке: 1 — облучатель; 2 — телескопическая опора облучателя; 3 — верхние управляющие оттяжки; 4 — обод; 5 — центральная управляющая оттяжка; 6 — телескопическая мачта (сложенная); 7 — сетка; 8 — телескопическая мачта (развернутый участок); 9 — оттяжки регулировки профиля рефлектора; 10 — оттяжки сетки; 11 — нижние управляющие оттяжки. Сетка, из которой формируется отражающая поверхность рефлектора, кре-

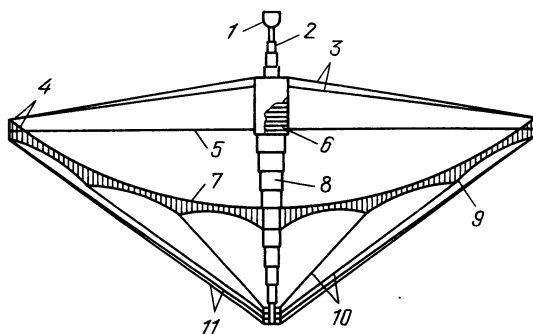


Рис. 3.9



пится между ободом и мачтой с помощью оттяжек. В развернутом состоянии такая система достаточно жесткая. Все необходимое электронное оборудование размещается внутри мачты.

Необходимая параболическая форма в сетчатых антеннах обеспечивается растягиванием сетки между ребрами жесткости. Это приводит к тому, что вся поверхность стремится сместиться в направлении фокуса параболоида. Для устранения этого недостатка с обратной стороны антенны располагают дополнительную поверхность из покрытых тефлоном или фторопластом кварцевых растяжек — кордов. Такая конструкция обеспечивает высокую точность выполнения поверхности рефлектора при слабой зависимости формы поверхности от числа ребер жесткости. При диаметре рефлектора 100 м такая антенна может быть размещена в упаковке размером  $4 \times 6$  м. После достижения ИСЗ заданной орбиты установка точной параболической формы антенны обеспечивается несколькими небольшими двигателями путем натяжения сегментов структуры.

Геостационарная орбита интенсивно заполнена спутниками для национальных, региональных и глобальных систем связи. Большое число спутников затрудняет обеспечение международных норм на взаимные помехи и использование малых антенн земных станций. В этой связи рассматривают возможности создания орбитальных антенных платформ (ОАП), на которых размещаются многолучевая зеркальная антенна большого диаметра и (или) несколько антенн меньших размеров. ОАП, обладая большой емкостью и надежностью, позволяет заменить несколько спутников и обеспечить экономию спектра частот и орбитального пространства. Экономичность ОАП обеспечивается экономией массы за счет замены нескольких специализированных спутников связи одной большой космической станцией. Экономия спектра при использовании ОАП достигается сокращением числа ретрансляций и многократным использованием частот. Применение на ОАП антенн с высоким коэффициентом усиления позволит использовать регулирование мощности для компенсации затухания радиоволн при наличии осадков, при этом мощность можно перераспределять так, чтобы зоны с различным количеством осадков находились в одинаковых условиях.

Антенны таких платформ смогут обслуживать сети телефонной связи и передачи данных, подвижные службы, обеспечивать передачу телевидения для ретрансляции, для сетей кабельного телевидения и непосредственного приема. Сравнение стоимости эксплуатации систем с ОАП и обычной спутниковой системы показывает преимущество первой.

#### *КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ*

1. Назовите специфические особенности бортовых антенн космических линий связи.

2. Какие антенны использованы в качестве бортовых в системах «Орбита», «Экран», «Москва»?
3. В чем состоят особенности применения многолучевых бортовых антенн?
4. Объясните схему и принцип действия зеркальных неосесимметричных антенн с передним и боковым питанием.
5. Что такое адаптивная антенна, каковы ее дополнительные возможности по сравнению с обычными антеннами?
6. Каковы задачи, решаемые орбитальной антенной платформой (ОАП) и разворачиваемыми в космосе антеннами?

## Глава 4. ФИДЕРНЫЕ ТРАКТЫ

### 4.1. СХЕМЫ ФИДЕРНОГО ТРАКТА

Электромагнитная энергия от радиопередатчика к антенне или от антенны к радиоприемнику передается через фидерный тракт, содержащий отрезки волноводов и ряд устройств высокочастотного уплотнения. Фидерный тракт земной станции космической связи обеспечивает использование одной антенны одновременно для приема и передачи. Типовая схема фидерного тракта земной станции показана на рис. 4.1. Для удобства рассмотрения весь тракт принято разделять на три следующих участка: совмещенный тракт, тракт передачи и тракт приема. Рассмотрим содержание и назначение каждого из них.

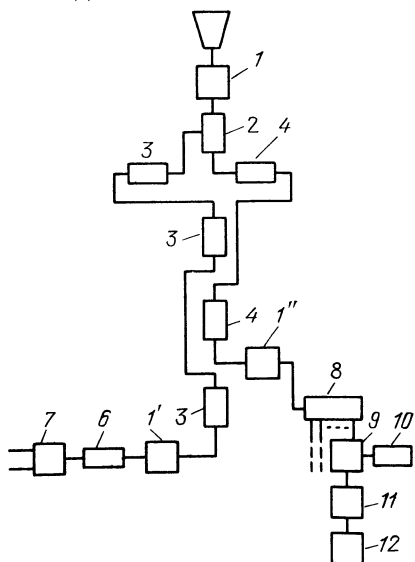


Рис. 4.1

*Совмещенный тракт* начинается герметизирующей секцией 1, отделяющей фидерный тракт от облучателя антенны, далее следует поляризационный блок 2, обеспечивающий преобразование одного вида поляризации радиоволны в другой (линейную во вращающуюся и наоборот) и разделение сигналов приема и передачи. Элементы этой части тракта выполнены на базе волновода круглого сечения и работают одновременно в разнесенных диапазонах частот передачи и приема.

*Тракт приема* подключают к одному из выходов поляризационного блока. Он состоит из следующих элементов: угломестного и азимутального вращающихся сочленений 3, герметизирующей секции 1', отделяющей наружную часть тракта от негерметизированного тракта, расположенного в помещении, заградительного фильтра 6, защищающего входные цепи приемника от возможного попадания сигналов передатчика, и переключателя 7, обеспечивающего подключение основного или резервного комплекта оборудования. Все элементы тракта приема соединяются между собой отрезками прямоугольного волновода и угловыми переходами в плоскостях *Е* и *Н*.

Тракт передачи подключают ко второму выходу поляризационного блока через плавный переход от волновода круглого сечения к прямоугольному. Основные элементы тракта передачи — это угломестное и азимутальное вращающиеся сочленения 4, герметизирующая секция 1'', устройство сложения сигналов нескольких передатчиков 8, переключатель 9, балластная нагрузка 10, фильтр гармоник 11 и ферритовый вентиль 12. Элементы тракта соединены отрезками волноводов прямоугольного сечения и угловыми переходами. Передающий, а также совмещенный тракты рассчитаны на передачу высокого уровня мощности. Все элементы этой части фидера имеют высокую электрическую прочность. Дополнительно в тракте предусмотрена система защиты от СВЧ пробоя, для чего в некоторые угловые переходы вмонтированы датчики, реагирующие на световой поток, возникающий при появлении дуги в случае пробоя в тракте. Сигналы от этих датчиков используют для выключения передатчиков.

Фидеры, построенные по этой схеме, применяют на земных станциях системы связи «Интерспутник». Тракт приема обеспечивает работу в диапазоне частот 3400...3900 МГц, тракт передачи — в диапазоне частот 5700...6200 МГц. Переходное затухание между выходами передатчиков и входами приемников — не менее 130 дБ. Потери фидера складываются из потерь в его элементах и отрезках прямоугольных волноводов, соединяющих эти элементы с приемной и передающей аппаратурой.

Для снижения потерь в приемной части тракта на некоторых земных станциях приемное оборудование либо располагают в специальных кабинах, вращающихся вместе с антенной вокруг вертикальной оси, либо подключают непосредственно к выходу

поляризационного блока. При этом существенно сокращается длина приемного тракта и исключается одно (или оба) вращающихся сочленения. Такие модифицированные фидеры применяют на некоторых земных станциях системы «Орбита».

Дальнейшее снижение потерь можно обеспечить в фидерном тракте с лучеводами. В таких трактах отсутствуют приемные и передающие вращающиеся сочленения, длины трактов могут быть сделаны сравнительно небольшими с минимальным числом изгибов, что обеспечивает небольшое затухание как на частотах приема, так и на частотах передачи. Дополнительным преимуществом таких фидеров являются повышенная линейность фазовых характеристик и повышенная надежность. Схема фидера с лучеводом рассмотрена в гл. 2.

Представляется интересной схема фидерного тракта, в которой для передачи и приема используют одновременно оба направления вращения плоскости поляризации электромагнитной волны. В такой схеме поляризационный блок должен иметь два выхода для принимаемых сигналов с противоположным направлением вращения плоскости поляризации и два входа для подключения передатчиков, сигналы которых излучаются в виде полей с противоположным направлением вращения плоскости поляризации. Схема фидера кроме участка совмещенного тракта будет содержать два приемных и два передающих тракта с полным набором всех необходимых элементов. Поэтому такие фидеры наиболее целесообразно реализовать либо в антеннах с лучеводами, либо в тех случаях, когда приемное оборудование подключается непосредственно к выходам блока поляризации.

Если антенна предназначена только для приема сигнала бортовой антенны ИСЗ, то ее фидерный тракт будет значительно проще. В качестве примера удобно рассмотреть фидер антенны приемной станции системы телевизионного вещания «Москва». Для приема сигнала с ИСЗ, имеющего круговую поляризацию, зеркальная антенна диаметром 2,5 м снабжена облучателем в виде конической двухзаходной логарифмической спирали. Питание спирали осуществляется с помощью коаксиального полуволнового симметризирующего устройства, согласование которого с коаксиальным участком фидера осуществляется ступенчатым трансформатором. Далее следуют коаксиально-волноводный переход к секции гибкого эллиптического волновода длиной 5...7 м, герметизирующая секция, направленный ответвитель для подачи контрольных сигналов, гермоввод в здание и набор угловых переходов, используемых при трассировке. Заканчивается фидер малошумящим параметрическим усилителем (МШУ), который в полосе 3,5...4,0 ГГц имеет коэффициент усиления не менее 30 дБ и обеспечивает эффективную шумовую температуру не более 90 К. С выхода МШУ сигнал по кабелю подается на приемную стойку, где происходят преобразование СВЧ сигнала

на промежуточную частоту 70 МГц, усиление и демодуляция.

Применение гибкого волновода на основной длине фидера позволяет выполнять первоначальную установку и юстировку положения антенны без его расстыковки. Затухание в фидере не превышает 0,4 дБ, КСВ в полосе  $(3675 \pm 25)$  МГц — не более 1,2. Для исключения попадания влаги фидер герметизирован и находится под избыточным давлением.

Получение относительно низкой шумовой температуры МШУ достигается применением одного каскада параметрического усилителя (ПУ) и мал шумящего транзисторного усилителя (ТрУ). Параметрический усилитель представляет собой двухконтурный усилитель отражательного типа с компенсирующим контуром в цепи сигнала. Конструктивно узел ПУ выполнен коаксиально-волноводным: с коаксиальным входом по сигналу и волноводным по накачке. Генератор накачки содержит задающий генератор на диоде Ганна, стабилизированный высокочастотным резонатором из инвара, варакторный удвоитель частоты и систему автоматического регулирования мощности накачки. Транзисторный усилитель предназначен для усиления СВЧ сигналов после ПУ. Для стабилизации его характеристик внутри блока усилителя системой терморегулирования поддерживается температура в интервале  $10...25^\circ\text{C}$ . При изменении температуры окружающей среды в пределах  $-50...+50^\circ\text{C}$  усиление МШУ изменяется менее чем на 3 дБ.

## 4.2. ПАРАМЕТРЫ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ ФИДЕРНЫЕ ТРАКТЫ

К фидерному тракту ЗС предъявляют ряд требований, выполнение которых способствует обеспечению качественных показателей системы связи. Основные из них — следующие: передача энергии от передатчика к антенне и наоборот должна осуществляться с малыми потерями; в режиме передачи тракт не должен излучать, а в режиме приема тракт не должен принимать (эти функции должна выполнять только антенна), все элементы тракта должны быть согласованы для снижения отражений, создающих попутные потоки, в тракте не должны распространяться волны высших типов либо их уровень не должен превышать допустимого значения.

Общие потери фидерного тракта определяются как сумма потерь, создаваемых всеми элементами тракта, включая отрезки волноводов:

$$b = \Sigma b_m + b_1 L_1 + b_2 L_2, \quad (4.1)$$

где  $b_m$  — потери в  $m$ -м элементе,  $b_1$  и  $L_1$  — погонное затухание и длина волновода передающего или приемного участка тракта,

$b_2$  и  $L_2$  — погонное затухание и длина волновода совмещенного участка тракта.

Потери в режиме передачи зависят от размеров и конструкции антенны и ее опорно-поворотного устройства, так как это определяет длину передающего тракта. Так, для зеркальных антенн диаметром 25 м на частоте 6 ГГц потери в тракте обычно не превышают 3 дБ, а для антенн диаметром 12 м не превышают 2 дБ. Потери в режиме приема зависят от места размещения приемной аппаратуры. При расположении МШУ в кабине, вращающейся вместе с антенной вокруг азимутальной оси, потери не превышают 0,6 дБ, если же МШУ располагается непосредственно у выхода поляризационного блока, то потери снижаются до 0,4 дБ. Потери в приемном тракте, в отличие от передающего, не только уменьшают уровень принимаемого сигнала, но и увеличивают шум на входе МШУ. Это увеличение шумовой температуры определяется выражением:

$$T = 300(1 - \eta),$$

где  $\eta$  — КПД фидерного тракта.

Согласование фидерного тракта с приемной, передающей аппаратурой и антенной определяется коэффициентом стоячей волны (КСВ), который связан с коэффициентом отражения от тракта выражением:

$$\text{КСВ} = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|),$$

где  $|\Gamma|$  — модуль коэффициента отражения от фидерного тракта.

В полосе частот передачи на входе устройства сложения сигналов передатчиков КСВ не превышает 1,4; согласование приемного тракта получается несколько лучше (КСВ не превышает 1,2), так как в нем меньше элементов и он значительно короче передающего. Для дальнейшего улучшения согласования необходимо добиваться уменьшения коэффициента отражения от каждого из устройств и элементов, образующих фидерный тракт.

Источником излучения и приема электромагнитных волн фидерным трактом могут явиться места неплотного соединения его элементов. Для предотвращения такого излучения могут использоваться дроссельные фланцы, а поверхности контактных фланцевых соединений должны быть подогнаны друг к другу и плотно стянуты болтами. В особых случаях между фланцами могут быть проложены свинцовые прокладки или прокладки из других мягких металлов.

Отсутствие высших типов волн в фидерном тракте обеспечивается выбором размеров поперечного сечения волноводов, при которых может распространяться только один основной тип волны. С другой стороны, для снижения потерь на протяженных участках тракта могут использоваться волноводы с увеличенным поперечным сечением. Монтаж таких участков необходи-

мо выполнять особенно тщательно для того, чтобы уровень паразитных высших типов волн был невысоким. При необходимости применяют специальные поглотители высших типов волн, конструкция которых практически не оказывает влияния на согласование и затухание основной волны в волноводе.

### 4.3. ТИПЫ ВОЛНОВОДОВ

Линия передачи составляет основу фидерного тракта, и поэтому выбор типа линии передачи предопределяет устройство тракта. При выборе линии передачи следует руководствоваться рядом требований, важных для систем спутниковой связи. Напряженная энергетика спутниковых систем связи требует обеспечения высокого КПД при передаче мощности. А это значит, что все виды потерь энергии: на нагрев проводников и диэлектриков, на преобразование в волны высших типов и пр. должны быть минимальными. Тенденция постоянного увеличения числа высокочастотных стволов в спутниковых системах связи требует от линии передачи возможности работы в возможно более широкой полосе частот, при этом необходимо устранить частотные искажения передаваемых по тракту сигналов. В линии передачи должно отсутствовать заметное просачивание электромагнитных волн в окружающее пространство. Электрогерметичность фидера устраняет помехи другим радиосредствам или от других радиосредств, т. е. решает вопросы, связанные с ЭМС, и обеспечивает безопасность обслуживающего персонала.

Для снижения опасности электрического пробоя и передачи большой мощности максимальная напряженность электрического поля внутри линии передачи при фиксированной проходящей мощности должна быть как можно ниже.

Все перечисленные выше требования должны быть выполнены при установленных ограничениях на размеры поперечного сечения, массу и стоимость линий передачи.

С учетом изложенных требований и в зависимости от используемого диапазона частот в фидерных трактах применяют коаксиальные линии, волноводы прямоугольного, квадратного, круглого, эллиптического поперечных сечений, симметричные и несимметричные полосковые линии.

**Коаксиальные линии передачи.** Их используют на основном типе колебания — волне ТЕМ, которая не имеет критической частоты ( $f_{кр} = 0$ , а  $\lambda_{кр} = \infty$ ). Структура поля волны ТЕМ в поперечном сечении приведена на рис. 4.2, где сплошными линиями показаны силовые линии электрического, а штриховыми — магнитного полей.

Коаксиальная линия передачи характеризуется четырьмя первичными параметрами: сопротивлением  $R$ , индуктивностью  $L$ , емкостью  $C$  и проводимостью изоляции  $G$ . Сопротивление  $R$  пред-

ставляет собой сумму сопротивлений проводников: внутреннего и внешнего. Вторичными параметрами коаксиальной линии являются: коэффициент распространения  $\gamma$ , волновое сопротивление  $Z_b$ , коэффициент затухания  $\alpha$  и коэффициент фазы  $\beta$ . Вторичные параметры коаксиальной линии определяются через первичные [31]:

$$\gamma = \sqrt{(R + i\omega L)(G + i\omega C)} = \alpha + i\beta. \quad (4.2)$$

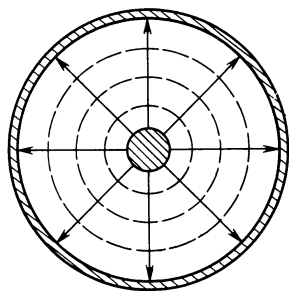


Рис. 4.2

Коэффициент распространения  $\gamma$  — комплексная величина. Его вещественной частью является коэффициент затухания  $\alpha$ , характеризующий рассеяние энергии при распространении электромагнитной волны, дБ/м:

$$\alpha = \frac{1,98 \cdot 10^{-3} \sqrt{\epsilon_r} f}{\lg(D/d)} \left( \frac{\sqrt{\mu_a} \rho_a}{d} + \frac{\sqrt{\mu_b} \rho_b}{D} \right) + 14,4 \cdot 10^{-9} \omega \sqrt{\epsilon_r} \operatorname{tg} \delta. \quad (4.3)$$

Мнимой частью является коэффициент фазы  $\beta$ , характеризующий изменение фазы волны при ее распространении вдоль линии, рад/м:

$$\beta = \frac{2}{3} \pi \cdot 10^{-8} f \sqrt{\epsilon_r}. \quad (4.4)$$

Волновое сопротивление, выраженное в омах, имеет вид:

$$Z_b = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \lg \frac{D}{d}. \quad (4.5)$$

В формулах (4.3) — (4.5):

$\epsilon_r$  — относительная диэлектрическая проницаемость материала изоляции;  $f$  — частота электромагнитной волны, Гц;  $\mu_a$ ,  $\mu_b$  — относительные магнитные проницаемости материала внутреннего и внешнего проводников линии (для меди  $\mu_a = \mu_b = 1$ );  $\rho_a$ ,  $\rho_b$  — удельные сопротивления материала проводников, Ом·мм<sup>2</sup>/м (для меди  $\rho_a = \rho_b = 0,0175$  Ом·мм<sup>2</sup>/м);  $\delta$  — угол диэлектрических потерь,  $\omega = 2\pi f$ .

Анализ формулы (4.3) показывает, что при заданном значении внутреннего диаметра внешнего проводника  $D$  существует минимальное значение коэффициента затухания в зависимости от отношения  $D/d$ . Для коаксиальной линии, проводники которой выполнены из меди, минимальное затухание обеспечивается при соотношении  $D/d = 3,6$ . Если получение малого затухания в линии является решающим фактором, то следует выбирать коаксиальную линию с воздушно-пластмассовой изоляцией (практически линию с шайбовой изоляцией). Ее волновое



сопротивление в соответствии с формулой (4.5) составит 75 Ом.

Высшими типами волн в коаксиальной линии являются электрические волны типа Е и магнитные типа Н. Они обладают критическими длинами волн, самая длинная из которых соответствует волне Н<sub>11</sub> и определяется по формуле

$$\lambda_{кр} \approx \pi(D+d)/2. \quad (4.6)$$

Следовательно, предельная частота использования коаксиальной линии без возникновения волн высших типов

$$f_{кр} \simeq \frac{2c}{\pi(D+d)\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (4.7)$$

где  $c$  — скорость света, равная  $3 \cdot 10^8$  м/с.

Коаксиальные линии питания применяют в фидерных трактах на частотах до 2 ГГц, так как волноводные линии для этого диапазона частот имеют большие поперечные размеры, обладают большой массой и стоимостью.

**Волноводы прямоугольного сечения.** В них могут существовать бесчисленное дискретное множество видов волн типа Е<sub>mn</sub> и Н<sub>mn</sub> и невозможно существование волны ТЕМ. Числа  $m$  и  $n$  характеризуют полуволновые вариации поля вдоль широкой и узкой стенок волновода, обозначаемых соответственно  $a$  и  $b$ . Все типы волн в прямоугольном волноводе обладают критической длиной волны, определяемой выражением

$$\lambda_{кр} = 2/\sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2}. \quad (4.8)$$

Формула (4.8) показывает, что максимальное значение критической длины волны будет при наименьших значениях  $m$  и  $n$ . Распространяющаяся волна имеет наибольшую длину, равную удвоенному значению внутреннего размера широкой стороны сечения волновода. Это магнитная волна типа Н<sub>10</sub>. Ее называют *основной волной* прямоугольного волновода. Она чаще всего используется в фидерных трактах. Структура поля этой волны показана на рис. 4.3.

Длина волны в волноводе определяется по формуле

$$\Lambda = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}, \quad (4.9)$$

где  $\lambda$  — длина волны в свободном пространстве.

Волновое или характеристическое сопротивление

$$Z_{10} = Z_c / \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}, \quad (4.10)$$

где  $Z_c$  — волновое сопротивление свободного пространства.

В практике работы с волноводами, особенно при определении отражений от неоднородностей и согласовании фидерных трактов, используют иные определения волнового сопротивления, которые принято называть эквивалентными, а именно по напря-

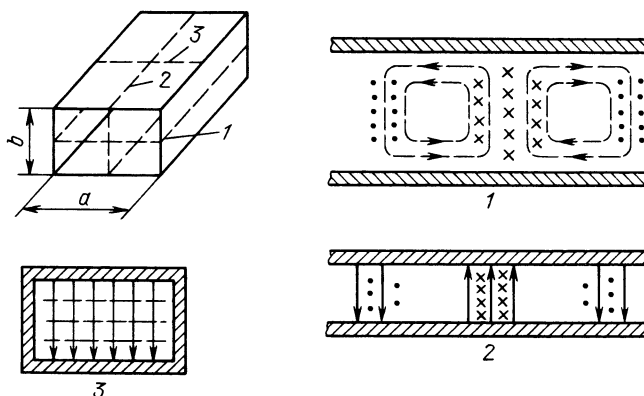


Рис. 4.3

жению и току  $Z_{ui}$ , мощности и току  $Z_{pi}$ , мощности и напряжению  $Z_{pu}$ . Для волновода прямоугольного сечения эти выражения будут отличаться постоянными множителями, для основной волны

$$Z_{ui} = \frac{\pi b}{2a} Z_{10}; \quad Z_{pu} = \frac{2b}{a} Z_{10}; \quad Z_{pi} = \frac{\pi^2 b}{8a} Z_{10}. \quad (4.11)$$

В отличие от (4.10) в (4.11) входят оба поперечных размера волновода:  $a$  и  $b$ . Соблюдение равенства волновых сопротивлений в соответствии с одним из выражений (4.11) для двух волноводов с различными размерами поперечного сечения  $a$  и  $b$  практически не вызывает отражений от места их соединения.

Расчеты показывают, что минимальные потери в прямоугольном волноводе имеют место при передаче энергии волной основного типа  $H_{10}$ , коэффициент затухания которой

$$\alpha = \frac{0,14}{b\sqrt{\lambda}} \left[ 1 + \frac{2b}{a} \left( \frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right] / \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{2a} \right)^2}. \quad (4.12)$$

Формула (4.12) справедлива для волновода, стенки которого выполнены из меди ( $\rho = 0,0175 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ ;  $\mu_a = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ Г/м}$ ), и заполненного воздухом, практически не имеющим потерь. При подстановке  $\lambda$ ,  $a$ ,  $b$  в сантиметрах  $\alpha$  получается в децибелах на метр.

С целью снижения потерь в фидерном тракте его отдельные участки выполняют из прямоугольного волновода с увеличенным поперечным сечением и двух переходов, соединяющих этот волновод с участками тракта, имеющими стандартные размеры сечения. Один из переходов представляет собой отрезок волновода с плавно меняющимися размерами поперечного сечения. Такой плавный переход, заканчивающийся стандартным сечением, для всех высших типов волн, возникающих в волноводе увеличен-

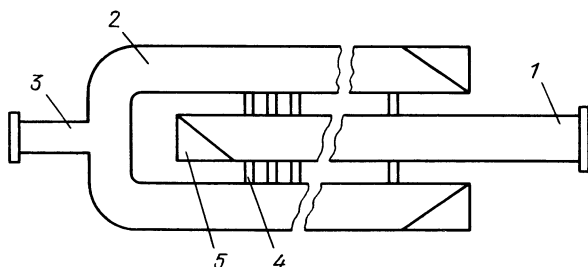


Рис. 4.4

ного сечения, эквивалентен короткому замыканию. Второй переход выполнен таким образом, чтобы обеспечить поглощение высших типов волн. Его схема показана на рис. 4.4. Он состоит из центрального отрезка волновода увеличенного сечения 1, связанного через систему волноводов связи 4 с двумя боковыми волноводами 2 уменьшенного поперечного сечения. Два боковых волновода через тройник объединяют в один общий волновод стандартного сечения 3. К центральному волноводу с одной стороны подключена балластная нагрузка 5, с другой подключен основной волновод увеличенного сечения. Размеры боковых волноводов и волноводов связи, а также их число подобраны таким образом, чтобы обеспечить полный переход энергии волны  $H_{10}$  из волновода увеличенного сечения в стандартный волновод и направить все высшие типы волн в балластную нагрузку.

Описанный волноводный тракт с уменьшенными потерями реализован в диапазоне 5600 ... 6400 МГц и выигрыш, даваемый таким участком тракта, составил примерно 1 дБ, или 26% мощности.

При монтаже волновода увеличенного сечения необходимо обратить особое внимание на точность стыковки всех элементов тракта и на прямолинейность его прокладки. Нарушение этих условий приводит к росту потерь за счет повышенного уровня возбуждения высших типов волн и поглощения их в балластной нагрузке.

**Волноводы квадратного сечения.** Их можно рассматривать как частный случай волноводов прямоугольного сечения, у которых поперечные размеры  $a$  и  $b$  равны. Отличительной особенностью такого волновода является возможность распространения в нем одновременно двух ортогональных основных типов волн  $H_{10}$  и  $H_{01}$ . Это может быть использовано для совмещения тракта приема и передачи и работы их на общую антенну.

**Эллиптические гофрированные волноводы.** Особенностью таких волноводов является то, что их выпускают в виде отрезков длиной 100 м и более, намотанными на кабельные барабаны. Они имеют определенную гибкость, благодаря чему при монтаже

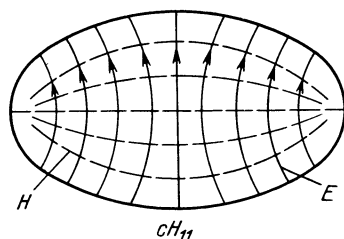


Рис. 4.5

им можно придавать необходимую конфигурацию. Конструктивно эллиптический волновод представляет собой полую гофрированную трубу, изготовленную из медной отожженной ленты, на которую наложены защитные оболочки. Его поперечное сечение имеет вид эллипса, большая и малая оси которого выбираются из условия возможности распространения только волны основного типа. Такой волной в эллиптическом волноводе является магнитная, четная волна типа  $cH_{11}$ , структура поля которой показана на рис. 4.5.

Основные геометрические размеры и электрические параметры эллиптических волноводов приведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Параметры эллиптических волноводов

Тип волновода	ЭВГ-2	ЭВГ-4	ЭВГ-6	ЭВГ-8
Диапазон частот, ГГц	4	6	8	11
Коэффициент затухания, дБ/м	0,036	0,047	0,08	0,16
Большая ось эллипса поперечного сечения по выступам гофра, мм	71,4	50,3	35,7	24,3
Малая ось эллипса поперечного сечения по выступам гофра, мм	42,3	30,6	21,9	16,3
Шаг гофра, мм	10,5	7,6	5,3	5,3
Глубина гофра, мм	3,4	2,4	1,7	1,2

**Волноводы круглого сечения.** Они представляют собой металлическую трубу круглого сечения с внутренним радиусом  $a$ . В нем, как и в прямоугольном волноводе, возможно распространение как электрических волн типа  $E_{mn}$ , так и магнитных типа  $H_{mn}$ . При этом индекс  $m$  показывает, сколько целых стоячих волн поля укладывается по окружности волновода, а индекс  $n$  характеризует распределение поля стоячей волны вдоль радиуса волновода. Критическая длина волны для волн типа  $E_{mn}$

$$\lambda_{кр} = 2\pi a / p_{mn}, \quad (4.13)$$

а для волн типа  $H_{mn}$

$$\lambda_{кр} = 2\pi a / p'_{mn}. \quad (4.14)$$

Здесь  $p_{mn}$  —  $n$ -й по порядку корень функции Бесселя  $J_m(ka)=0$ , а  $p'_{mn}$  —  $n$ -й по порядку корень первой производной функции Бесселя  $J'_m(ka)=0$ . Анализ показывает, что наибольшую критическую длину в волноводе круглого сечения или самую низкую критическую частоту имеет магнитная волна типа  $H_{11}(\lambda_{кр} = 3,49a)$ . Из электрических волн наиболее низкую критическую частоту имеет волна типа  $E_{01}(\lambda_{кр} = 2,61a)$ .

Таким образом, распространение электромагнитной энергии в волноводе круглого сечения возможно, если его радиус не менее чем

$$a_{\min} = \lambda/3,42 = 0,293\lambda. \quad (4.15)$$

Волна  $H_{11}$  является основным типом в волноводе круглого сечения, ее длина

$$\Lambda = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda/3,42a)^2}, \quad (4.16)$$

волновое сопротивление

$$Z_{11} = Z_c / \sqrt{1 - (\lambda/3,42a)^2}. \quad (4.17)$$

Характеристическое сопротивление по мощности и напряжению для волны  $H_{11}$ , Ом:

$$Z_{pu} = 2Z_c / \sqrt{1 - (\lambda/3,42a)^2}. \quad (4.18)$$

Коэффициент затухания (в дБ/м) основной волны  $H_{11}$  в медном волноводе, заполненном диэлектриком, имеющим относительную диэлектрическую проницаемость  $\epsilon$  (а потери в диэлектрике пренебрежимо малы),

$$\alpha = \frac{0,14 \sqrt{\epsilon}}{a \sqrt{\lambda} \sqrt{1 - \frac{0,086}{\epsilon} \left(\frac{\lambda}{a}\right)^2}} \left[ 0,418 + \frac{0,086}{\epsilon} \left(\frac{\lambda}{a}\right)^2 \right], \quad (4.19)$$

где  $a$  и  $\lambda$  — величины в сантиметрах.

Если волновод изготовлен не из меди, а из другого материала, то результат, полученный по формуле (4.19), необходимо умножить на коэффициент

$$k = \frac{\alpha}{\alpha_{\text{сп}}} \sqrt{\frac{\rho \mu}{\rho_{\text{сп}} \mu_{\text{сп}}}}, \quad (4.20)$$

где  $\rho$  и  $\mu$  — удельное сопротивление и относительная магнитная проницаемость материала, из которого выполнен волновод.

В случае, если круглый волновод заполнен материалом, имеющим относительную диэлектрическую проницаемость  $\epsilon$  и тан-

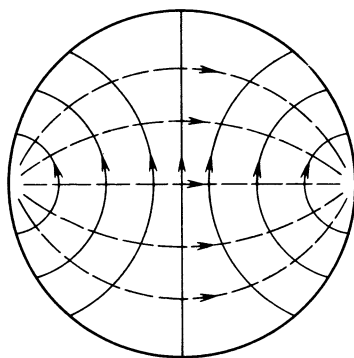


Рис. 4.6

генс угла потерь  $\operatorname{tg} \delta$ , то появится дополнительная составляющая коэффициента затухания

$$\alpha_d = \frac{\sqrt{\varepsilon} \operatorname{tg} \delta}{\lambda \sqrt{1 - \frac{0,086}{\varepsilon} \left( \frac{\lambda}{a} \right)^2}}. \quad (4.21)$$

Структура поля волны  $H_{11}$  показана на рис. 4.6.

Волновод круглого сечения образует участок фидерного тракта, соединяющий антенну с поляризационным блоком. При этом существенное значение имеет уменьшение коэффициента ослабления электромагнитной энергии. В диапазонах 4, 6 и 8 ГГц он не должен превышать 0,02 дБ/м, для чего диаметр поперечного сечения волновода не должен быть меньше 70 мм. Расчеты показывают, что для существования в круглом волноводе только одного основного типа колебания диаметр волновода не должен превышать 58 мм для диапазона 4 ГГц, 35 мм для диапазона 6 ГГц и 25 мм для диапазона 8 ГГц. При этом, однако, расчетное значение коэффициента ослабления существенно превышает допустимое.

Увеличение диаметра волновода до 70 мм создает условия для распространения в нем высших типов волн. Это повышает требования к однородности волновода, так как в местах нарушения однородности происходит преобразование основного типа волны в волны высших типов и обратно, что приводит к образованию попутных потоков в волноводе и ухудшению качественных показателей каналов связи.

Необходимую повышенную однородность круглых волноводов достигают на практике применением высокоточных биметаллических труб с малым допуском на диаметр внутреннего сечения, высокой точностью стыковки отдельных секций.

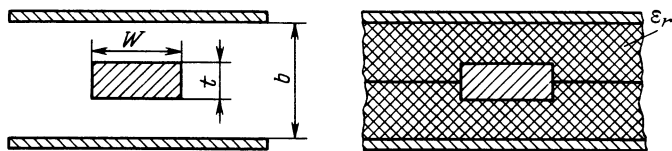


Рис. 4.7

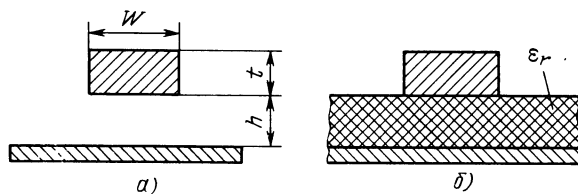


Рис. 4.8

Важной особенностью круглого волновода является возможность его использования для одновременной передачи волн двух ортогональных поляризаций. Это свойство используют при создании высокочастотных фидерных трактов с частотным разделением каналов.

**Полосковые линии передачи.** Они были созданы в 50-х годах как аналог коаксиальной линии, состоящей из узкой тонкой металлической полоски и одной или двух экранирующих металлических пластин, пространство между которыми полностью или частично заполнено диэлектриком. Конструкции полосковых линий (ПЛ) отличаются большим разнообразием в рамках двух основных типов — симметричного (СПЛ) (рис. 4.7) и несимметричного (НПЛ) (рис. 4.8). Их можно классифицировать в зависимости от способа закрепления полоски и характера заполнения пространства между экранирующими пластинами и полоской.

Основная особенность ПЛ — зависимость ее волнового сопротивления от поперечных размеров проводников, толщины и диэлектрической проницаемости диэлектрика.

Полосковая линия, выполненная из металлизированной диэлектрической подложки печатным способом, называется печатной полосковой линией (ППЛ).

Несимметричная полосковая линия со сплошным диэлектриком (рис. 4.8, б) наиболее проста по конструкции, наиболее технологична в изготовлении, удобна для монтажа навесных элементов и менее всего подвержена асимметрии при их монтаже. По этим причинам она является основной среди всех конструкций ПЛ. НПЛ, изготовленная методами пленочной технологии, называется микрополосковой линией передачи (МПЛ).

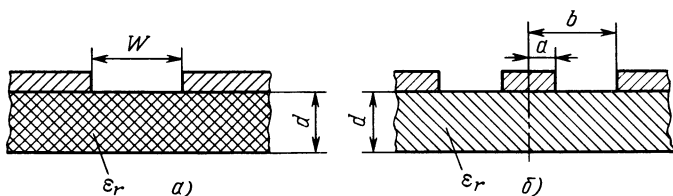


Рис. 4.9

Стремление улучшить характеристики устройств СВЧ привело к появлению различных модификаций МПЛ, приспособленных для решения специальных задач. К таким линиям относятся так называемые щелевые линии (ЩЛ) и компланарные волноводы (КВ) (рис. 4.9). Щелевая линия образуется узкой щелью ( $W$ ) в проводящем слое, нанесенном на поверхность тонкой диэлектрической пластины ( $d$ ). Другая поверхность пластины остается свободной от покрытия. Компланарный волновод состоит из тонкой центральной полоски между двумя параллельными ей заземленными полосками, расположенными на той же поверхности диэлектрической подложки. Как в щелевых линиях, так и в компланарных волноводах используют подложки из материала с высокой диэлектрической проницаемостью, что обеспечивает концентрацию поля в пространстве щелей вблизи границы раздела диэлектрик — воздух. Конструкции ЩЛ и КВ очень удобны для присоединения навесных элементов.

Как показывает анализ, в полосковых линиях существуют три типа волн: квазиТЕМ, поверхностная и волноводная. КвазиТЕМ волна является основным рабочим типом волны для симметричной и несимметричной линии и компланарного волновода (рис. 4.10). Ее существование определяется наличием изолированной полоски, которая обеспечивает двухсвязность поперечного сечения линии. Дисперсию квазиТЕМ волны в полоско-

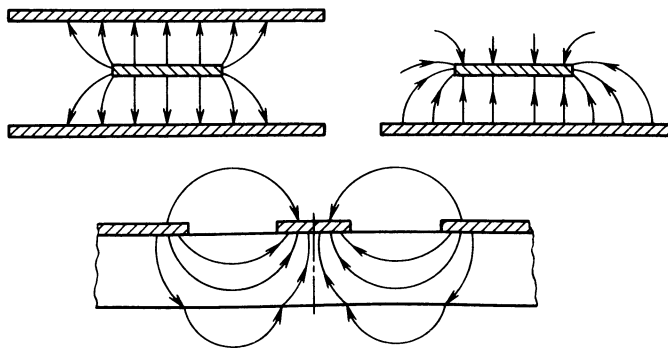


Рис. 4.10



вых линиях можно не учитывать вплоть до волны 3 см, а волну считать «чистой» ТЕМ. Возникновение волн высшего типа исключается, если эквивалентная ширина полоски и толщина полосковой линии меньше половины длины волны в диэлектрике линии [32]. Под эквивалентной шириной полоски понимается величина  $W + \Delta W$ , где  $\Delta W = 0,9h + 1,1t$ .

Определение волнового сопротивления полосковой линии приводит к сложным выражениям, поэтому для инженерных расчетов используют приближенные формулы, которые дают достаточные для практического использования результаты. Ниже приводятся формулы волнового сопротивления несимметричной полосковой линии [32]:

$$\text{для } W/h \leq 2 \quad Z_B = \frac{100\pi}{(1 + W/h) \sqrt{\epsilon_r}} (1 - t/h), \quad (4.22)$$

$$\text{для } W/h > 2 \quad Z_B = \frac{100\pi}{\left(1 + W/h \frac{1}{1 - t/h}\right) \sqrt{\epsilon_r}}. \quad (4.23)$$

Общее затухание в ПЛ обусловлено затуханием, определяемым потерями в проводнике  $\alpha_c$ , в диэлектрике  $\alpha_d$  и потерями на излучение  $\alpha_i$ :

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d + \alpha_i. \quad (4.24)$$

При этом предполагается, что линия идеально согласована с источником энергии. В противном случае необходимо учитывать потери на отражение.

В микрополосковых линиях затуханием вследствие излучения обычно пренебрегают. Это связано с тем, что при высоком значении  $\epsilon_r$  поле в основном концентрируется в материале подложки и потери на излучение становятся пренебрежимо малы по сравнению с потерями в диэлектрике и омическими потерями в проводнике. Если линия выполнена на подложке с малым затуханием ( $\text{tg } \delta = 10^{-3} \dots 10^{-5}$ ), то диэлектрические потери не превышают 0,005 дБ/см. Таким образом, основной источник потерь в полосковых линиях обусловлен конечной проводимостью металла. Коэффициент затухания в проводнике НПЛ (в децибеллах на единицу длины) определяется по формуле

$$\alpha_c = 8,7 R_s / Z_B W. \quad (4.25)$$

Здесь  $R_s$  — поверхностное сопротивление полоски, Ом.

В диапазоне 4...10 ГГц потери в НПЛ составляют 0,06...0,15 дБ/см, монотонно возрастая с частотой; с дальнейшим увеличением частоты они возрастают более резко, достигая на частоте 18 ГГц 0,7 дБ/см.

#### 4.4. ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ БЛОКИ

Поляризационный блок обеспечивает прием и передачу сигналов через одну общую антенну, а также преобразование линейно-поляризованной радиоволны в радиоволну с круговой поляризацией или наоборот.

В современных спутниковых системах связи принято осуществлять передачу сигналов с Земли на ретранслятор с помощью левосторонне поляризованной волны Л, а прием от ретранслятора — с помощью правосторонне поляризованной волны П. При этом в любой отведенной Регламентом радиосвязи полосе частот передача ведется на более высоких, а прием на более низких частотах.

Схемы поляризационных блоков могут быть различными и определяются видом поляризации радиоволн принимаемых и излучаемых сигналов. Для указанного выше случая лево- и правополяризованной волны режима передачи и приема ЗС схема поляризационного блока показана на рис. 4.11. Здесь 1 — тракт передачи, 2 — тракт приема, 3 — поляризационный фильтр, 4 — поляризатор, 5 — совмещенный тракт.

Сигналы приема и передачи в фидерном тракте до поляризатора 4 переносятся двумя линейными ортогональными волнами. Для их совмещения в тракте используют поляризационный фильтр. Он представляет собой волноводный тройник, выполненный из волноводов круглого и прямоугольного сечений (рис. 4.12). Волна  $E_1$ , создаваемая передатчиком и направляющаяся из плеча I в плечо III и далее в совмещенный тракт, не ответвляется в боковое плечо II, так как его поперечный размер для этой волны меньше критического. Продольные металлические пластины 2, расположенные в начале бокового плеча II, создают путь для продольных токов волны  $E_1$ . Необходимое согласование для этой волны обеспечивается подбором числа и формы треугольных продольных пластин 2 и положением настроечного винта 4.

При приеме волна  $E_2$  направляется из плеча III в плечо II. Будучи параллельной пластине 1, она отразится от этой пластины и не попадает в плечо I. Согласование плеч II и III для этой волны достигается подбором положения пластины 1 и положением индуктивного стержня 3. Стержень расположен в поперечной плоскости круглого волновода параллельно пластине 1.

По такой схеме разработаны поляризационные фильтры для диапазонов 2, 4, 6, 8 и 11 ГГц. В рабочей полосе частот они имеют следующие электрические параметры:

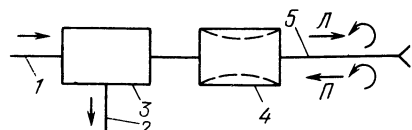


Рис. 4.11

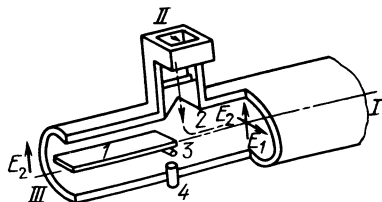


Рис. 4.12

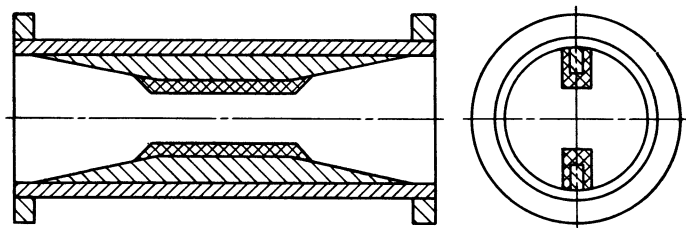


Рис. 4.13

коэффициент отражения со стороны плеча I, %	1
коэффициент отражения со стороны плеча II, %	1,5...2
переходное затухание между плечами I и II, дБ	35...40
затухание, дБ	0,1

Поляризатор 4 на рис. 4.11 преобразует линейно поляризованную радиоволну в радиоволну с круговой поляризацией и наоборот. Он представляет собой отрезок волновода круглого сечения, в котором имеются продольные неоднородности в виде диэлектрических и металлических пластин или ряда металлических стержней (рис. 4.13). Продольные неоднородности лежат в плоскости, которая образует с плоскостью поляризации линейно поляризованной радиоволны угол  $45^\circ$ . Такая волна на входе поляризатора раскладывается на две, одинаковые по амплитуде и фазе, составляющие: параллельную и перпендикулярную плоскости неоднородности. Размеры и параметры неоднородности подобраны таким образом, чтобы на выходе поляризатора разность фаз между составляющими равнялась  $90^\circ$ . Это обеспечивает получение поля с круговой поляризацией. Будучи устройством взаимным поляризатор обеспечивает и обратное преобразование: радиоволну с круговой поляризацией в радиоволну линейно поляризованную.

Если размеры и параметры неоднородностей подобраны для обеспечения разности фаз ортогональных составляющих поля на выходе поляризатора, равной  $180^\circ$ , то такой поляризатор не меняет вида поляризации, а поворачивает положение вектора  $\mathbf{E}$  в тракте на угол  $2\varphi$ , где  $\varphi$  — угол, образованный вектором  $\mathbf{E}$  и нормалью к плоскости неоднородности.

Чтобы увеличить объем передаваемой информации, в системах спутниковой связи используют для приема и для передачи одновременно правосторонние и левосторонние поляризованные радиоволны. Схема поляризационного блока для такой системы показана на рис. 4.14. Схема содержит: 1 — поляризационный

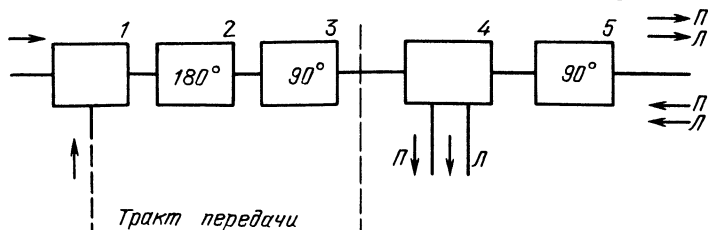


Рис. 4.14

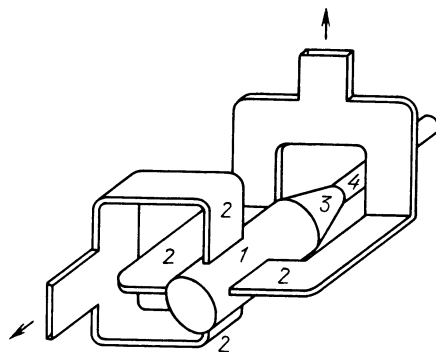


Рис. 4.15

фильтр; 2, 3 — узкополосные поляризаторы; 4 — устройство совмещения приема и передачи; 5 — широкополосный поляризатор, преобразующий один вид поляризации в другой на частотах приема и на частотах передачи. Поляризационный фильтр 1 объединяет сигналы передатчиков с ортогональными поляризациями в тракте передачи. Два узкополосных поляризатора 2 и 3 в тракте передачи устраняют искажения в поляризации полей, излучаемых антенной.

Для компенсации поляризационных искажений в режиме приема аналогичные узкополосные поляризаторы можно разместить в тракте приема после устройства разделяющего сигналы приема и передачи.

Устройство совмещения приема и передачи 4 в схеме, изображенной на рис. 4.14, может быть выполнено по схеме, представленной на рис. 4.15. Оно состоит из отрезка волновода круглого сечения 1, к которому подключены четыре боковых волновода прямоугольного сечения 2. В каждую пару этих волноводов поступают сигналы только одной из ортогональных поляризаций. Один конец волновода 1 подключается к совмещенному тракту, второй через волноводный переход 3 подключается к передающему тракту 4. Последний представляет собой волновод, диаметр которого меньше критического для частот приема. Это обеспечивает передачу всей энергии на частотах приема в боковые плечи и далее к приемникам. Для того чтобы мощность передатчиков не попадала в тракт приема, в каждом из боковых волноводов 2 помещен заградительный фильтр, отражающий электромагнитные волны на частотах передачи и достаточно хорошо согласованный на частотах приема.

Поляризационный блок для трактов с одинаковыми поляризациями принимаемых и излучаемых радиоволн имеет следующие параметры:

рабочая полоса частот, ГГц .....	3,700...4,2	5,925...6,425
	(прием)	(передача)
коэффициент эллиптичности .....	1,06	1,06
КСВ .....	1,25	1,25
вносимые потери, дБ .....	0,2	0,27

переходное затухание между трактами приема и передачи, дБ .....	85	85
переходное затухание между входами (выходами) для сигналов с различной поляризацией, дБ .....	30	30

Принцип действия устройств совмещения приема и передачи сигналов нескольких стволов с использованием ферритовых циркуляторов, полосовых или режекторных фильтров изложен в [7].

#### 4.5. УСТРОЙСТВА ДЛЯ РАБОТЫ НЕСКОЛЬКИХ ПЕРЕДАТЧИКОВ НА ОДНУ АНТЕННУ

Работа нескольких передатчиков на одну антенну в системах спутниковой связи оказывается возможной благодаря частотному уплотнению фидерных трактов. На практике находят применение три схемы сложения сигналов передатчиков, работающих на разных частотах: фазоразностная, амплитудно-разностная и их комбинация.

*Схема фазоразностного устройства сложения двух сигналов на частотах  $f_1$  и  $f_2$  приведена на рис. 4.16.* В этой схеме к двум входам волноводного моста 1 подводят сигналы передатчиков. Каждый из сигналов в соответствии со свойством мостовой схемы делится между выходами моста на две равные по амплитуде составляющие. При этом если в одном из выходов сигналы  $f_1$  и  $f_2$  будут в фазе, то во втором они оказываются сдвинутыми по фазе на  $\pi$ . Выходы моста 1 соединены со входами моста 2 отрезками линии передачи разной длины. Это обеспечивает компенсацию сдвига фаз, равного  $\pi$ , благодаря чему на входах моста 2 составляющие обоих сигналов оказываются синфазными. Такие сигналы переходят в одно выходное плечо моста 2, которое соединяется с совмещенным фидерным трактом. При неточном равенстве амплитуд или фаз составляющих небольшая часть мощности будет поглощаться в балластной нагрузке.

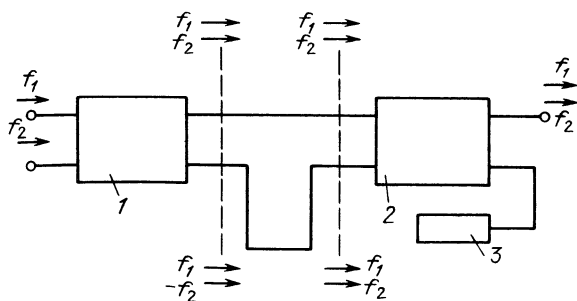


Рис. 4.16

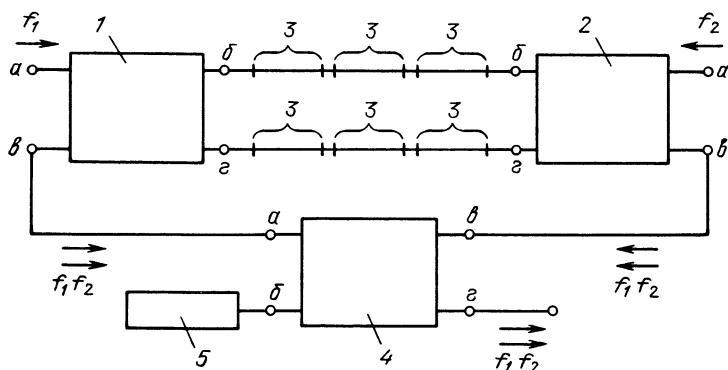


Рис. 4.17

*Амплитудно-разностное устройство* для сложения сигналов нескольких передатчиков. Рассмотренная выше фазоразностная схема обеспечивает приемлемые амплитудно-частотные характеристики при сложении сигналов с разном по частоте 100 МГц. С уменьшением разноса заметно увеличиваются потери на краях рабочей полосы передатчиков. В таких случаях для сложения сигналов целесообразнее применять амплитудно-разностную схему сложения (рис. 4.17). Она состоит из двух волноводных мостов 1 и 2, связанных между собой двумя линиями передачи, в которые включено нечетное число пар плоских неоднородностей 3. В данном устройстве используют мостовые схемы, у которых при возбуждении одного из входных плеч в выходных плечах возбуждаются сигналы равных амплитуд, сдвинутые по фазе на  $90^\circ$  (например, щелевые волноводные мосты). К входным плечам мостов 1 и 2 подводят сигналы передатчиков  $f_1$  и  $f_2$ . Два оставшиеся плеча соединены с мостом 4, к одному из выходов которого подключается общий передающий тракт, а ко второму — балластная нагрузка 5.

Рассмотрим принцип действия устройства. Сигнал одного передатчика с центральной частотой  $f_1$  поступает на вход  $a$  моста 1 и делится поровну между выходными плечами  $б$  и  $з$ , соединяющими мосты 1 и 2. Неоднородности 3 в линиях делят поступившие в них волны на равные: прошедшие и отраженные. Прошедшие волны поступают в плечи  $б$  и  $з$  моста 2, а отраженные — возвращаются в мост 1 через его плечи  $б$  и  $з$ . Поскольку волны, поступившие в плечи  $б$  и  $з$ , одинаковы по амплитуде, они в каждом мосте переходят в плечо  $в$ . Отсюда волны поступают во входные плечи  $a$  и  $в$  моста 4. Эти волны сложатся в одном из его выходных плеч (плечо  $з$ ), подключенном к передающему тракту. Если амплитуды волн, поступающих во входные плечи моста 4, не точно равны друг другу, то небольшая часть мощности попадает в балластную нагрузку.

Подбор параметров плоских неоднородностей и расстояния между ними обеспечивает равенство амплитуд отраженных и прошедших волн и сдвиг фаз этих волн, равный  $90^\circ$ .

Для сигнала второго передатчика с центральной частотой  $f_2$ , поступающего на вход  $a$  моста 2, обеспечиваются аналогичные соотношения амплитуд и фаз, благоприятные для сложения сигналов обоих передатчиков в общем фидерном тракте.

Следует отметить, что если в рассматриваемой схеме поменять местами передатчики, то в соединительных линиях волны также поделятся на отраженные и прошедшие с равными амплитудами, но их фазы будут отличаться на  $180^\circ$ . Благодаря этому в мосте 4 волны поступят в балластную нагрузку.

Амплитудно-разностная схема обеспечивает сложение сигналов различных частот с весьма малыми потерями [8].

Если требуется сложить сигналы более чем двух передатчиков, применяют *комбинированную схему*. Сначала сигналы передатчиков, разнесенных по частоте на 200 или 100 МГц, складываются с помощью фазоразностных устройств, а затем сигналы двух групп передатчиков объединяются в общем тракте с помощью амплитудно-разностных устройств.

Фильтры защиты приемного тракта являются заградительными для частот передатчиков. Их устанавливают в тракте приема в местах, где разделяются приемные и передающие сигналы. Конструктивно фильтр выполнен из отрезка волновода прямоугольного сечения, допускающего распространение с малыми потерями более низких частот приема. Для того чтобы в таком волноводе на более высоких частотах передачи не возникали высшие типы волн, он разделен продольной пластиной на два волновода половинной высоты. В каждом волноводе помещены четыре поперечных ряда стержней. Число стержней и их размеры обеспечивают резонанс в диапазоне частот передачи. Это вызывает практически полное отражение сигналов передатчиков. На частотах приема длины стержней значительно отличаются от  $\Lambda_{\text{пер}}/4$  и поэтому коэффициент отражения небольшой.

Для улучшения параметров фильтра на частотах передачи и приема расстояние между первым и вторым, а также между третьим и четвертым рядами берется равным  $\Lambda_{\text{пер}}/4$ , где  $\Lambda_{\text{пер}}$  — длина волны в волноводе на частотах передачи. Это способствует увеличению коэффициента отражения на частотах передачи. Расстояние между двумя парами этих рядов выбирается из условия компенсации отражения от них в диапазоне частот приема. Такой фильтр защиты имеет следующие параметры: затухание на частотах передачи не менее 40 дБ, коэффициент отражения на частотах приема не более 2,5%, потери не более 0,05 дБ. Если на частотах передачи необходимо обеспечить более высокое затухание, то устанавливают два таких фильтра друг за другом.

## КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назовите основные элементы и узлы фидерного тракта земной станции.
2. Какие существуют способы снижения потерь в фидерном тракте?
3. Какие требования предъявляют к параметрам фидерного тракта земных станций?
4. Приведите сравнительные характеристики линий передачи, которые используют в фидерных трактах земных станций.
5. Объясните процесс приема и передачи на одну общую антенну.
6. Приведите схему и объясните принцип действия устройства для работы нескольких передатчиков на одну антенну.
7. Каково назначение фильтра защиты приемного тракта и его место в фидерном тракте?

## Глава 5. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ АНТЕННЫХ СИСТЕМ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ КОСМИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

---

### 5.1. ВЫБОР МЕСТА РАЗМЕЩЕНИЯ АНТЕНН ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ

Выбор места размещения земных станций космических линий связи во многом определяет качественные показатели работы радиолинии и должен производиться с учетом следующих факторов:

- обеспечения прямой видимости ретранслятора, установленного на спутнике, при заданных рабочих углах места; радиообстановки в районе размещения земной станции; наличия ЛЭП и предприятий, создающих индустриальные помехи;

- наличия искусственных и естественных препятствий вблизи площадки размещения земной станции;

- отдаления выбранных площадок от аэропортов;

- соблюдения санитарных норм по уровню электромагнитного излучения;

- перспективы развития прилегающих к площадке территорий.

При работе спутниковых систем связи в диапазоне 4/6 ГГц минимальный рабочий угол возвышения антенны принимают равным  $5^\circ$ . Меньшие углы возвышения считаются нерабочими. Объясняется это тем, что главным источником шумов, создаваемых окружающей средой, является Земля, шумовая температура которой принимается равной 300 К. При достаточно низком уровне



боковых лепестков диаграммы направленности антенны и углах места более  $5^\circ$  ее излучение хорошо подавляется, так как прием шумов от поверхности Земли происходит через дальние боковые лепестки. Однако при меньших углах места влияние этих шумов резко ухудшает отношение сигнал-шум в канале линии связи, если учесть, что собственные шумы антенной системы и входного усилителя 50...70 К. Другой причиной отказа от работы при углах места менее  $5^\circ$  является увеличение длины трассы, проходящей в атмосфере, что вызывает рост шумов, связанных с поглощением в ее слоях.

Поглощение в атмосфере в диапазонах 11/14 ГГц и 20/30 ГГц значительно, поэтому в этих диапазонах спутниковой связи установлен минимальный угол возвышения  $10^\circ$ .

Важнейшее значение при выборе места размещения земной станции имеет учет радиообстановки для защиты антенны от промышленных помех, обеспечение электромагнитной совместимости с размещенными вблизи радиосредствами, соблюдение санитарных норм защиты населения от облучения. Поэтому рекомендуется максимально использовать рельеф местности, располагая земные станции в лощинах, котлованах, на обратных по отношению к источнику радиопомех и населенных пунктов склонах возвышенностей.

Земные станции не следует располагать ближе 1,5 км от радио- и телецентров, радиостанций с передатчиками мощностью до 5 кВт и антеннами с коэффициентом усиления до 8 дБ. В противном случае необходимо рассчитывать минимально допустимое удаление станции от передатчика. Желательно не размещать земные станции космических линий связи диапазона 4/6 ГГц в секторах  $-10...+10^\circ$  от электрической оси диаграммы направленности антенны радиорелейной линии прямой видимости того же диапазона (аппаратура типа Р-600, «Восход», КУРС-4 и др.) и вблизи позиций РЛС, занимающих общие и смежные с земной станцией полосы частот.

Предварительная зона, в которой необходимо рассматривать радиоэлектронные средства — источники помех, должна быть диаметром не менее 400 км от места размещения земной станции. Здесь определяются основные технические характеристики выявленных радиоэлектронных средств, создающих помехи: мощность передатчика, коэффициент усиления антенны, вид поляризации, разнос частот земной станции и источника помехи. Расчет уровня помехи, создаваемой выявленными радиоэлектронными средствами, производится на основании уравнения связи:

$$P_2 = P_1 + G_1(\varphi) + G_2(\varphi) + \eta_1 + \eta_2 - L_{\text{тр}} + B, \quad (5.1)$$

где  $P_2$  — мощность помехи на входе приемника земной станции спутниковой связи, дБ·Вт;  $P_1$  — мощность передатчика источ-

ника помехи, дБ·Вт,  $G_1(\varphi)$  — коэффициент усиления антенны земной станции в направлении на источник помех, определяемый по формуле:

$$G_1(\varphi) = 29 - 25 \lg \varphi \text{ при } 1 \leq \varphi \leq 20^\circ; \quad (5.2)$$

$G_2(\varphi)$  — коэффициент усиления антенны источника помех в направлении на земную станцию, определяемый по формуле:

$$\begin{aligned} G_2(\varphi) &= 40 - 25 \lg \varphi \text{ при } 1 \leq \varphi \leq 100^\circ, \\ G_2(\varphi) &= -10 \text{ при } 100 < \varphi \leq 180^\circ; \end{aligned} \quad (5.3)$$

$\eta_1$  — потери в волноводном тракте антенны земной станции;  $\eta_2$  — потери в волноводном тракте источника помех;  $L_{\text{тр}}$  — затухание на трассе;  $B$  — потери за счет различия поляризаций полезного и мешающего сигналов (если поляризация сигнала земной станции круговая, а помехи линейная, то  $B = 3$  дБ);  $\varphi$  — угол между электрической осью антенны и направлением на объект.

Для земной станции  $\varphi$  — угол между рабочим сектором антенны, определяемым возможными положениями спутника, и направлением на источник помехи. Для источника помехи угол  $\varphi$  определяется между основным направлением работы радиосредства и направлением на земную станцию.

Уровень помех на входе приемника в рабочей полосе частот не должен превышать норм, определенных технической документацией на работу системы связи.

Правильность выбора по результатам расчетов площадки, как правило, необходимо проверять непосредственно измерением уровня помех на местности. На строительство объекта необходимо получить разрешение Государственной Инспекции Электросвязи СССР (ГИЭ), представив результаты расчетов и измерений.

Источниками промышленных помех для станций космической связи являются промышленные предприятия, эксплуатирующие электросварочное и высоковольтное оборудование; автодороги; автозаводы; ЛЭП; электрифицированные железные дороги и т. п. Источником интенсивных помех сплошного спектра является также неисправное антенное оборудование перedaющих радиоцентров.

Допустимое расстояние от земной станции спутниковой связи до источников помех в общем случае определяется расчетом, однако, если удаление превышает 3 км, расчет не производится.

При выборе мест размещения станций необходимо учитывать близость аэропортов и трасс с интенсивным движением самолетов, создающих помехи за счет отражения сигналов, излучаемых другими радиосредствами.

Рельеф площадки для земной станции должен быть с уклоном не более 5%.

При проектировании станции следует рассчитывать и наносить на карту зоны, в пределах которых строительство новых радиообъектов без согласования с ГИЭ запрещается (зоны возможного влияния источников радиопомех). Необходимое удаление земной станции от жилых зданий и территорий зависит от характеристик передатчиков, рельефа местности при допустимой интенсивности облучения, не превышающей, согласно нормам,  $1 \text{ мкВт/см}^2$ . В общем случае размер охранной зоны в метрах

$$R = \sqrt{\frac{PG}{4\pi\Pi kg}}, \quad (5.4)$$

где  $P$  — мощность передатчика, Вт,  $G$  — коэффициент усиления антенны в направлении на защищаемый объект, раз;  $\Pi = 1 \text{ мкВт/см}^2$  — допустимая плотность потока мощности СВЧ;  $k$  — потери в антенно-волноводном тракте, раз;  $g$  — скважность для непрерывного излучения  $g = 1$ .

Если между станцией и защищаемым объектом имеются естественные или искусственные экранирующие препятствия, то размер охранной зоны может быть уменьшен при расчете введением соответствующего множителя ослабления сигнала.

Экранирующее действие рельефа местности и искусственных сооружений рекомендуется использовать для мобильных станций космической связи типа «Москва» с небольшими габаритными размерами антенны, что позволяет во многих случаях избежать помех даже от близкорасположенных антенн радиорелейных линий и приблизить позицию к обслуживаемому телецентру.

## 5.2. ЗАЩИТА АНТЕННЫХ СООРУЖЕНИЙ ОТ КЛИМАТИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ И ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ

Этот вопрос является одним из важнейших при проектировании и эксплуатации антенн земных станций космических линий связи. Антенные системы непрерывно подвергаются воздействиям климатических факторов: дождя, снега, пыли, гололеда, изменения температуры, солнечной радиации и др. В этих условиях антенна должна сохранять высокие параметры в течение всего срока службы.

Диаметры современных антенн космических линий связи 20...30 м, что приводит к ветровым воздействиям на несущий каркас конструкции, достигающий десятков тонн. Положение усугубляется тем, что порывы ветра наряду со статическими создают динамические нагрузки; в этих условиях каркас должен обеспечить постоянство формы зеркала антенны и точность ее ориентации на спутник. Большие ветровые нагрузки вынуждают

располагать антенны на мощных каркасах, размещаемых на платформе опорно-поворотного устройства (ОПУ), масса которого может достигать сотен тонн. Механизмы ОПУ должны быть выполнены с высокой степенью точности и содержать сложную систему устранения люфтов, предотвращающую качание луча антенны при порывах ветра. Каркасы антенн выполняют, как правило, из высокопрочной стали, панели зеркала — из алюминиевых сплавов. В последнее время широкое распространение в несущих конструкциях получают композиционные материалы. Разработаны системы автосопровождения спутников-ретрансляторов, подстраивающихся по пилот-сигналу, однако для их эффективной работы необходимо снижать массу ОПУ, что требует применения новых конструктивных материалов.

Металлоконструкции антенных систем имеют надежную защиту от коррозии: поверхности каркаса снабжены эпоксидными или гальваническими покрытиями, внутрь трубок элементов каркаса закачивается инертный газ.

Под действием гравитации форма зеркала антенны при установке ее в рабочее положение может отличаться от расчетной. Один из методов устранения этого явления состоит во внесении искажений при монтаже зеркала, чтобы в рабочем положении его форма приблизилась к заданной. Этот способ применяют при работе со спутниками, находящимися на геостационарной орбите. Для работы со спутниками на высокоэллиптических орбитах применяют коррекцию положения контррефлектора при изменении угла места. Заметные деформации зеркала антенны наблюдаются при одностороннем солнечном нагреве, с целью их уменьшения конструкции антенны покрывают специальными рассеивающими радиацию красками. Поверхность зеркала антенны выполняют из панелей, снабженных настроечными винтами. Жесткость панелей и их креплений должна быть достаточной для предотвращения остаточных деформаций при хождении персонала.

### 5.3. ЗАЩИТА АНТЕННЫ ЗЕМНОЙ СТАНЦИИ ОТ СНЕГА И ГОЛОЛЕДА

В зеркальных антеннах земных станций проблема защиты от снега и гололеда приобретает важное значение и требует инженерного решения. Для предотвращения накопления снега и льда на элементах антенны и тракта питания станцию оборудуют специальной антиобледенительной системой.

Рассмотрим систему защиты антенны от снега и льда на примере двухзеркальной антенны с лучеводом, имеющей диаметр основного зеркала 32 м [29]. Антиобледенительная система содержит нагревательные элементы основного зеркала, занимающие только третью нижнюю часть от полной поверхности зеркала,

нагревательные элементы контррефлектора и колес опорно-поворотного устройства. Лучевод и облучатель в диэлектрическом кожухе снабжены системой поддува подогретым воздухом.

Аппаратура распределения мощности состоит из блоков питания антиобледенителя, распределительного пульта и соединительных коробок. В блок управления системой входят температурные датчики, детекторы снега и льда и пульт управления антиобледенителя.

Система обеспечивает нормальную работу антенны при следующих предельных атмосферных условиях:

температура воздуха, °С .....	— 45... + 40
скорость ветра (свободный поток), м/с .....	до 55
влажность, % .....	до 100
дождь, мм/ч .....	до 100
солнечная радиация, кВт/м <sup>2</sup> .....	1,1

Мощности, потребляемые нагревателями:

основное зеркало, кВт .....	198
контррефлектор, кВт .....	12
поддув кожуха с нагревателем, кВт .....	17
поддув рупора с нагревателем, кВт .....	5
нагреватели колес ОПУ, кВт .....	22
прочие потери в мощном блоке питания антиобледенителя, кВт .....	6

Таким образом, полная потребляемая антиобледенительной системой мощность составляет 260 кВт. Она обеспечивается источниками питания 380 и 220 В переменного тока и 24 В постоянного тока.

Включение и выключение системы выполняется вручную, поэтому с наступлением зимнего сезона для предотвращения накопления снега и льда на антенне необходимо вести наблюдение за погодными условиями. Для удобства наблюдения на стойке управления антиобледенителя в аппаратной имеется индикация тревоги, сигнализирующая о появлении снега или льда. С наступлением зимнего сезона включается стойка управления антиобледенителя, в этом случае детектор снега и льда в любое время фиксирует условия замерзания.

Нагревательные элементы основного зеркала полоскового типа прикрепляют к тыльной стороне поверхности панелей зеркала. Для сведения к минимуму потерь тепла с этой же стороны на панели накладывается теплоизоляционный слой жесткого пенистого полиуретана. Обогревательная площадь делится на три отдельные зоны, каждую из которых контролируют независимо платиновыми сопротивлениями, служащими температурными датчиками. В каждой зоне для предотвращения перегрева из-за повреждения или сбоя в работе температурных датчиков или блока температурного контроля предусмотрены термостаты.

Для защиты контррефлектора от обледенения в нем устанавливают электронагревательный элемент, его включение и выключение производится от платинового температурного датчика.

Устройство обдува кожуха лучевода горячим воздухом смонтировано в верхней конической части кожуха четырехзеркального лучевода. Устройство

обдува обеспечивает циркуляцию горячего воздуха внутри кожуха, направляя его с большим напором на внутренние поверхности, покрытые снегом и льдом. Предусмотрено устройство для подсоса свежего воздуха, во впускной трубе установлен нейлоновый воздушный фильтр. Скорость потока воздуха на выходе составляет примерно 4,5 м<sup>3</sup>/мин.

Аналогично осуществляется обдув горячим воздухом кожуха рупорного облучателя.

С целью предотвращения обледенения колес ОПУ с двух сторон у каждого колеса установлены коробки нагревателей с термостатами для предотвращения перегрева. В каждой коробке помещены по три нагревательных элемента. Все кожухи и крепеж выполнены из нержавеющей стали для придания антикоррозийных свойств и защиты от ржавчины.

Детектор снега и льда сконструирован из датчиков влаги и температуры. Датчик влаги содержит электронный генератор и нагреватель для оттаивания льда и снега. Когда в верхней полости датчика влага отсутствует, генератор работает. Если же объем заполняется водой, работа генератора прекращается из-за увеличения емкости между парой электродов. Диэлектрическая постоянная объема между электродами изменяется пропорционально количеству появившейся воды, чем и обеспечивается высокая чувствительность даже при появлении в объеме водяных брызг. Температурным датчиком служит платиновый резистор, помещенный в металлической трубе. Индикация снега или льда воспроизводится на дисплее в соответствии со следующими критериями:

Погода	Влага	Температура	Воспроизводится на дисплее
Холодная и облачная	Отсутствует	—	—
Снег	Присутствует	Ниже $T^{\circ}\text{C}$	Снег или лед
Дождь	Присутствует	Ниже $T^{\circ}\text{C}$	Снег или лед
Дождь	Присутствует	Выше $T^{\circ}\text{C}$	—

Примечание  $T^{\circ}\text{C}$  — температура замерзания, номинально устанавливается  $+4^{\circ}\text{C}$

Следует иметь в виду, что антиобледенительное оборудование работает только в зимний сезон. По этой причине достаточно времени для ремонта и проверки работоспособности оборудования. Однако прежде чем начать работать в наступающем сезоне, необходимо провести предварительную проверку в соответствии с инструкцией по эксплуатации. Особенного внимания требует проверка сопротивления изоляции мощного питания. При его снижении ниже допустимых значений должна быть проведена подсушка подогревом при работе без нагрузки.

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Перечислите факторы, определяющие размещение земной станции космической линии связи.
2. Какие обследования необходимо выполнить в предварительной зоне при выборе места расположения ЗС?
3. Перечислите источники промышленных помех.

4. Чем определяется необходимое удаление земных станций от жилых территорий и зданий?
5. Какие особенности накладывает на конструкцию антенны воздействие порывов ветра, солнечной радиации, земной гравитации?
6. Что представляет собой антиобледенительная система зеркальной антенны?
7. Какие меры предусматриваются для защиты облучателя, контррефлектора и лучевода зеркальной антенны от гололеда?

## Глава 6. ТЕХНИЧЕСКАЯ ЭКСПЛУАТАЦИЯ АНТЕНН ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ КОСМИЧЕСКОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

---

### 6.1. ТЕХНИЧЕСКОЕ ОБСЛУЖИВАНИЕ АНТЕНН ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ

Приемно-передающие антенны земных станций рассчитаны для работы на открытом воздухе в условиях дождя, снега, гололеда, инея и росы. Их работоспособность обеспечивается при атмосферном давлении 650...810 мм рт. ст., температуре  $-50...+50^{\circ}\text{C}$  при относительной влажности до 98%.

Надежная работоспособность антенны, постоянная готовность ее к работе и обеспечение продолжительного срока службы достигаются следующим:

- знанием обслуживающим персоналом конструкции и принципа работы антенны;
- правильным обращением с механизмами и аппаратурой;
- своевременным и качественным проведением технического обслуживания;
- своевременным выявлением и устранением неисправностей;
- знанием и строгим соблюдением обслуживающим персоналом требований инструкции по эксплуатации.

Ниже изложены виды технического обслуживания, антенн и антенно-волноводных трактов применительно к оборудованию земных станций спутниковой связи «Орбита» и «Интерспутник» в соответствии с их техническим описанием и инструкцией по эксплуатации [27, 28].

Все работы по техническому обслуживанию и ремонту проводят по специальному графику под руководством ответственного за эксплуатацию и ремонт лица. Предусматривают следующие виды технического обслуживания: ежедневное, еженедельное, месячное и сезонное. Ежедневное и еженедельное обслуживание

проводят с целью поддержания антенны в постоянной готовности к работе. Месячное обслуживание проводят (один раз в месяц) для проверки состояния антенны и подготовки ее к дальнейшей работе. Сезонное обслуживание проводится два раза в год с целью подготовки антенны к осенне-зимней или весенне-летней эксплуатации.

При ежедневном обслуживании проверяют отсутствие на антенне посторонних предметов, антенну очищают от пыли и грязи, проверяют уровень масла в редукторах силовых приводов.

Еженедельное обслуживание включает в себя все работы, относящиеся к ежедневному обслуживанию, а также внешний осмотр мест уплотнения, проверяется отсутствие подтекания масла из-под крышек редукторов силовых приводов и через манжеты по валам. При обнаружении течи масла подтягивают болты крепления крышек, фланцев; если течь масла не прекращается, заменяют уплотнительные кольца, манжеты.

В ходе месячного обслуживания проводят все работы, относящиеся к еженедельному обслуживанию, а затем осмотр наружной оболочки гибких кабельных переходов, допускающих азимутальный и угломестный повороты антенны. При видимых повреждениях замеряют сопротивление изоляции кабелей между токоведущими жилами и корпусом антенны. В случае, если оно меньше нормы, установленной техническими требованиями, кабели заменяются. При сопротивлении изоляции в пределах нормы место повреждения необходимо обернуть локотканью и обмотать поливинилхлоридной лентой с клеем.

Ежемесячно проверяют наличие и состояние смазки в зацеплении выходных зубчатых колес силовых и приборных редукторов с азимутальной шестерней и угломестными секторами. Загрязненную смазку удаляют и обильно наносят чистую. В случае, если обнаруживается коррозия, она удаляется ветошью, смоченной керосином. Проводят и некоторые другие работы, предусмотренные инструкцией по эксплуатации.

Наибольший объем работы — при сезонном обслуживании. Здесь, кроме работ, относящихся к месячному обслуживанию, проверяют наличие и состояние смазки во всех элементах конструкции, отсутствие механических повреждений и коррозии на окрашенных поверхностях всех узлов. Проверяют переходное сопротивление элементов заземления. При переходном сопротивлении выше нормы, места соединения «земляного» провода с корпусом зачищают до металлического блеска.

Далее следует проверка неперпендикулярности азимутальной оси и определение направления и значения негоризонтальности угломестной оси. В случае отклонений, превышающих допустимые значения, выполняют соответствующие юстировочные работы.

Предусматривается проверка крепления элементов конструк-



ции антенны, противовесов, амортизаторов, приборных и силовых редукторов, электродвигателей, рефлектора антенны и других элементов и узлов.

Подлежат осмотру все кабельные трассы, проложенные по металлическим конструкциям, защитные чехлы и бандажи электромонтажа, заземления корпусов соединительных коробок, блоков и т. д.

Инструкция по эксплуатации антенной системы предусматривает порядок замены деталей и узлов, вышедших из строя, и восстановление поврежденных лакокрасочных покрытий.

В отсутствие подогрева рефлектора антенны и его обдува теплым воздухом требуется очистка рефлектора от снега. Удаление снега из рефлектора во время снегопада или после него проводят в перерывах между сеансами связи поворотом рефлектора по углу места и азимуту в пределах рабочих углов поворота с перебросочными скоростями (без посадки на амортизаторы). Допускается проводить не более пяти реверсов. Оставшийся после такой операции в рефлекторе снег удаляют вручную.

Снег с тыльной части рефлектора очищают с площадок обслуживания азимутальной и угломестной осей, повернув зеркальную систему сначала в горизонтальное положение, а затем в зенит.

## 6.2. ТЕХНИЧЕСКОЕ ОБСЛУЖИВАНИЕ ФИДЕРНЫХ ТРАКТОВ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ

Эксплуатация тракта включает в себя ряд этапов и операций, обеспечивающих исправную работу и длительную сохранность оборудования.

На обслуживающий персонал возложены следующие обязанности:

- поддержание всех параметров тракта в пределах норм технических требований своевременным проведением регламентных работ;

- своевременное обнаружение всех возможных неисправностей; замена вышедших из строя узлов и деталей исправными; выполнение необходимых проверок и настроечных работ.

Исправность узлов тракта и его готовность к эксплуатации обеспечивают своевременными контрольно-профилактическими работами, среди которых различают внеочередные технические осмотры (ВТО) и регламентные технические осмотры (РТО). Первые проводят перед каждым сеансом связи. При этом проверяют наличие избыточного давления воздуха в наружном участке тракта, которое должно составлять 0,02...0,2 атм, отсутствие механических повреждений тракта, состояние крепежа фланцевых соединений и крепление элементов тракта. В заключение проверяют работу тракта на высоком уровне мощности.

Проверка осуществляется путем подачи максимальной мощности в течение 4 ч. В тракте не должно быть искрений, пробоев и местных перегревов.

Регламентные осмотры проводят ежемесячно. Они включают проведение всех мероприятий ВТО за исключением проверки работы тракта на высоком уровне мощности. Кроме того, блок сканирования заменяют на запасной, а бывший в употреблении разбирают, его детали промывают спиртом, сжатым воздухом удаляют остатки старой смазки. Затем подвижные соединения покрывают новой смазкой, блоки сканирования собирают в обратном порядке и кладут его на хранение.

Один раз в году во время РТО осуществляется смена смазки в подшипниках редуктора генератора опорных напряжений и в подшипниках электродвигателя блока сканирования. При необходимости разборки тракта она осуществляется при выключенных передатчиках. Правилами разрешается отключить любой элемент или узел тракта в любой последовательности с учетом удобства разборки и соблюдения правил техники безопасности. Опломбированные стыки узлов тракта (например, блок поляризации) разбирать не допускается.

После разборки марлей, смоченной спиртом, протирают внутреннюю поверхность каждого волновода, фланцевые соединения и контактные бронзовые прокладки. Проверяют внешним осмотром качество внутреннего покрытия и пайки, состояние поверхности резиновых уплотнительных прокладок. После сборки тракта проверяют его герметичность созданием внутри тракта избыточного давления воздуха в 0,2 атм и контроля его изменения по манометру в течение 4 ч. Проверяют вышеизложенным методом работу тракта на высоком уровне мощности.

Если разбиралось более половины элементов и узлов тракта, то проверяют КСВ тракта по методике, изложенной в техническом описании и инструкции по эксплуатации.

### 6.3. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ

#### ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН ИСЗ

Технический прогресс в создании сложных, многофункциональных антенных устройств, применяемых в наземных станциях космических линий связи, ставит перед теорией и техникой антенных измерений новые, значительно более сложные, чем существовали ранее, задачи по измерению характеристик антенно-фидерных устройств в процессе их настройки. Это связано как с повышением требований к точности, упрощению методики ускорению процесса измерений и настройке антенн, вызванным разработкой

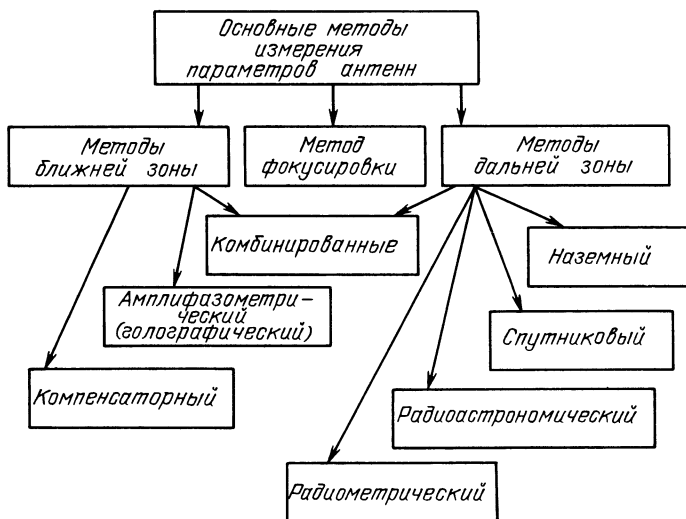


Рис. 6.1

и внедрением новых типов антенн, так и с более широким использованием методов, требующих проведения значительного объема расчетов. Применение таких методов становится оправданным благодаря росту парка современных ЭВМ. Наряду с этим, можно отдельно выделить проблему измерений параметров антенн традиционных типов, связанную с ростом их габаритных размеров.

На современном этапе основными являются увеличение точности измерений, расширение динамического диапазона измеряемого уровня бокового излучения. Кроме того, в процессе настройки антенной системы недостаточно только измерить ее параметры, необходимо также выявить и устранить причину отклонения параметров от требуемых значений.

Специфика антенных измерений состоит в том, что для их проведения необходимы высокостабильная и чувствительная аппаратура, а также максимальная автоматизация процесса, определяемая большими объемами исходных данных и расчетов по ним. В современных автоматизированных измерительных комплексах ведущее место отводится ЭВМ, управляющей процессом измерений, регистрирующей, обрабатывающей получаемые данные и отображающей результаты.

Для обеспечения стандартизации процесса измерений параметров антенн необходимо создание соответствующего метрологического обеспечения. Сюда включается разработка эталонов, образцовых и рабочих измерительных средств, методик метрологической аттестации измерительных установок.

Основными параметрами антенн, определяемыми при измерениях, являются: диаграмма направленности (ДН), ширина ее главного лепестка, уровень боковых лепестков, коэффициент усиления. Особое значение для спутниковых систем связи приобретает измерение поляризационных характеристик антенн. Для увеличения числа каналов в заданной полосе частот разрабатывают системы повторного использования частот. В таких системах связи для разделения соседних каналов применяют поляризационную селекцию, позволяющую уменьшить интервал между каналами по частоте. Это вынуждает проводить измерения поляризационных характеристик антенн с высокой точностью.

Измерения параметров антенн, связанных с излучением электромагнитной энергии в пространство, можно проводить в ближней или дальней зонах. Соответственно различают методы измерений в ближней и дальней зонах антенных устройств [32—37]. Основные методы измерения параметров антенн наземных станций приведены на рис. 6.1.

#### МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ В ДАЛЬНОЙ ЗОНЕ

Диаграмма направленности антенны является характеристикой, не зависящей от расстояния (строго говоря, это справедливо только на бесконечном удалении от нее). В зависимости от геометрии антенны, частоты и требуемой точности измерений можно выбрать расстояние  $R$  до антенны таким, что диаграмма направленности, измеренная на этом удалении от антенны, будет практически соответствовать как бы измеренной на бесконечности.

В методах дальней зоны вспомогательная антенна, как правило передающая, располагается от испытуемой антенны на расстоянии

$$R \geq 2D^2/\lambda, \quad (6.1)$$

где  $D$  — диаметр раскрыва испытуемой антенны,  $\lambda$  — длина волны (рис. 6.2). Хотя источник излучения формирует в раскрыве испытуемой антенны волну со сферическим фронтом, распределение амплитуды облучающей волны в пределах раскрыва

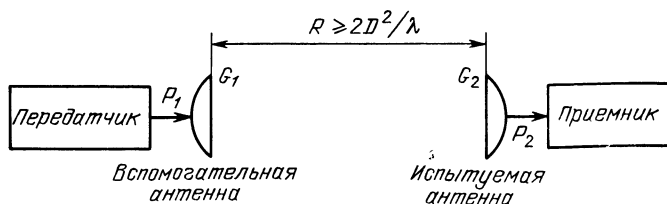


Рис. 6.2

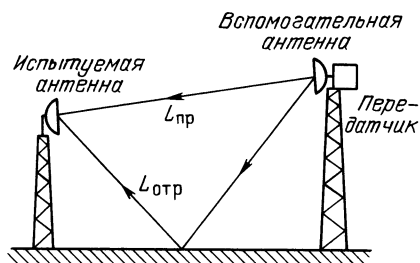


Рис. 6.3

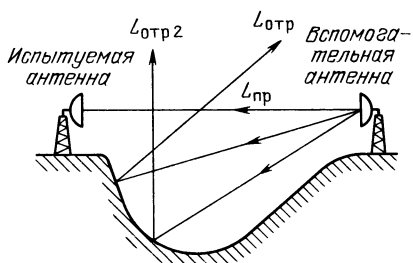


Рис. 6.4

испытуемой антенны близко к равномерному, а неравномерность фазового распределения не превышает  $\pi/8 = 22,5^\circ$ . При таких условиях, если пренебречь влиянием земли и окружающих предметов, измеряемые значения параметров антенны близки к значениям, измеренным в поле идеальной плоской волны. В частности, ошибка измерения напряженности поля не превышает 1%. Измерения в дальней зоне являются в настоящее время наиболее распространенными и проводятся при различном расположении антенн и при различных источниках облучения.

Различают следующие основные методы дальней зоны, применяемые для антенн космических линий связи: наземные на полигоне, спутниковые, радиоастрономические, при которых антенна принимает излучение от внеземных источников, радиометрические, когда используются искусственные источники радиоизлучения, размещенные на полигоне.

При наземных измерениях обе антенны могут размещаться на высоких мачтах (поднятый полигон, рис. 6.3), на местности с падающим рельефом (рис. 6.4), устраняющей отражения, на мачтах разной высоты (наклонный полигон, рис. 6.5). На наклонных полигонах передающая антенна устанавливается вблизи земли так, чтобы максимум ее ДН был направлен в центр приемной антенны, а первый минимум ДН — в точку зеркального отражения на земле. Территория полигона во всех случаях тща-

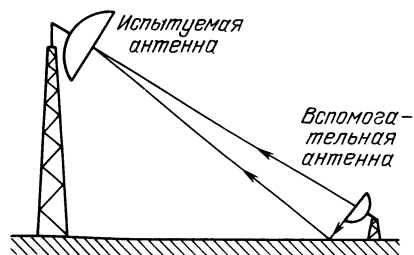


Рис. 6.5

тельно планируется, а в случае наклонного полигона — покрывается металлическими листами.

Снятие диаграммы направленности является одним из основных видов наземных измерений. При измерении ДН антенна сначала визируется на излучатель. Затем, перемещая антенну, определяют характерный уровень диаграммы, например главный максимум. Изменяя угловое положение антенны в определенной плоскости, снимают ее ДН в этой плоскости. Существует вариант измерений, при котором неподвижна измеряемая антенна, а излучатель перемещается по окружности вокруг нее. Для измерений в диапазоне СВЧ, как правило, применяют первый метод. При снятии диаграмм направленности очень важно располагать антенны в дальней зоне, не менее важно точно определить центр измеряемой антенны, особенно когда расстояние между антеннами близко к границе дальней зоны. К достоинствам наземного метода относятся его простота и стабильность измерений, к недостаткам — небольшая точность, обусловленная влиянием рельефа, трудоемкость подготовки полигона, большие затраты времени на проведение измерений.

Особенность антенн СВЧ диапазона, применяемых для космической связи, — малая ширина главного лепестка ДН (порядка  $1^\circ$ ), поэтому ориентация ДН представляет отдельную сложную задачу. Из-за приближенности методов расчета при проектировании остронаправленных антенн, наличия допусков при их изготовлении часто не удается достаточно точно указать направление характерного уровня ДН, исходя только из теоретических предположений, и его приходится определять экспериментально. Этот процесс получил название электрической юстировки антенн. Она сводится к снятию ДН, по которой можно судить о степени совпадения действительного положения характерного уровня с теоретическим. При этом измерения ограничиваются областью главного лепестка ДН, в то время как при измерениях ДН представляют интерес уровни боковых и заднего излучения.

Непосредственные измерения коэффициента усиления антенн наземным методом возможны на частотах выше 1 ГГц, что приемлемо для антенн спутниковой связи. При более низких частотах сильно влияние Земли и местных предметов. Для измерений коэффициента усиления применяют как абсолютные, так и относительные методы. Абсолютные методы измерений основаны на использовании уравнения связи антенн с согласованной поляризацией в дальней зоне. Передающая антенна размещается на расстоянии  $R$  от приемной (рис. 6.2), и в нее поступает мощность  $P_1$ . Приемник, подключенный к приемной антенне, фиксирует мощность  $P_2$ . Плотность потока мощности излучающей антенны на удалении  $R$

$$P = P_1 G_1 / (4\pi R^2), \quad (6.2)$$

где  $G_1$  — коэффициент усиления передающей антенны. При коэффициенте усиления второй антенны  $G_2$  принимаемая ею мощность

$$P_2 = P \lambda^2 G_2 / 4\pi \text{ и } G_2 = (4\pi R / \lambda)^2 P_2 / (G_1 P_1). \quad (6.3)$$

Относительные измерения коэффициента усиления с использованием калибро-

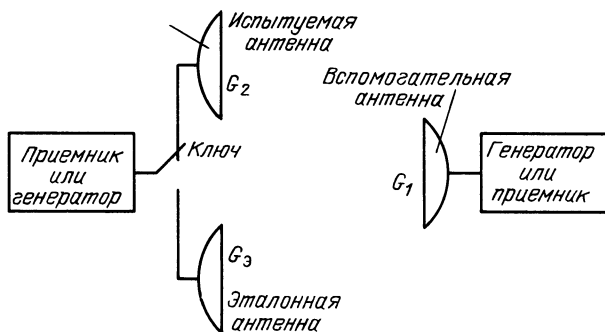


Рис. 6.6

ванных антенн могут проводиться в режиме как приема, так и излучения. В первом случае антенны поочередно подключают к приемнику, во втором — к генератору (рис. 6.6). Расчет коэффициента усиления также основан на соотношении (6.2) с учетом потерь на рассогласование в трактах эталонной и измеряемой антенн.

При поляризационных измерениях методы дальней зоны в настоящее время являются основными, так как методы ближней зоны намного сложнее в аппаратурном отношении и требуют большого объема расчетов. Существует несколько разновидностей наземного метода измерений поляризационных характеристик, все они являются относительными, и для их применения требуется образцовая мера поляризации — антенна, поляризационные характеристики которой известны с высокой точностью. В качестве эталонной применяется тщательно спроектированная и выполненная антенна, в которой приняты специальные меры по устранению кроссполяризации.

Преимуществами *спутникового* метода измерений параметров антенн являются: доступность спутника сразу со многих земных станций и измерение параметров антенн при углах, близких к рабочим. Наиболее эффективно применение спутникового метода для измерения поляризационных характеристик при малом (менее 0,4 дБ) коэффициенте эллиптичности поляризации. При этом измерения можно проводить путем определения мощности сигналов в основном и ортогональном по поляризации соседнем канале связи, не нарушая работу радиолинии.

Спутниковый метод измерений характеристик антенн наземных станций космических линий связи достаточно широко применяется в диапазонах 4 и 6 ГГц и в осваиваемых диапазонах 11 и 14 ГГц для определения коэффициента усиления антенн. Такой метод измерений позволяет удовлетворительно измерять коэффициент усиления антенн земных станций относительным методом с применением калиброванных антенн диаметром 3...5 м. Сравнение сигналов, проходящих через спутник, позволяет исключить флуктуации и затухание на трассе. Сигналы двух антенн, одна

из которых испытываемая, другая — калиброванная, сравниваются, причем оба сигнала имеют одинаковую трассу распространения радиоволн к спутнику.

*Радиоастрономический и радиометрический* методы основаны на измерении приращения шумовой температуры антенны при приеме сигналов от естественных и искусственных источников радиоизлучения с помощью специальных приемников — радиометров. Рассмотрим определение коэффициента усиления антенны радиоастрономическим методом [36]. Исходным является выражение:

$$kT_s = PG\lambda/8\pi, \quad (6.4)$$

где  $k$  — постоянная Больцмана,  $T_s$  — шумовая температура радиозвезды,  $P$  — плотность потока излучения. Выражение (6.4) справедливо для идеальных условий: точечном источнике и отсутствии затухания в атмосфере. Расчет коэффициента усиления антенны по результатам измерений производится по формуле:

$$G = 8\pi k T_s k_1 k_2 / (P\lambda^2), \quad (6.5)$$

где  $k_1$ ,  $k_2$  — поправочные коэффициенты. Коэффициент, учитывающий затухание в атмосфере,

$$k_1 \approx 10^{0,004/\sin \Phi}, \quad (6.6)$$

где  $\Phi$  — угол места, а коэффициент, учитывающий протяженность источника излучения,

$$k_2 = \frac{\int_{\Omega_s} B(\Omega) d\Omega}{\int_{\Omega_s} B(\Omega) P(\Omega) d\Omega}, \quad (6.7)$$

где  $\Omega$  — телесный угол,  $B(\Omega)$  — распределение яркости радиозвезды,  $P(\Omega)$  — функция направленности антенны по мощности. Значения поправочного коэффициента  $k_2$  для наиболее распространенных источников представлены на рис. 6.7.

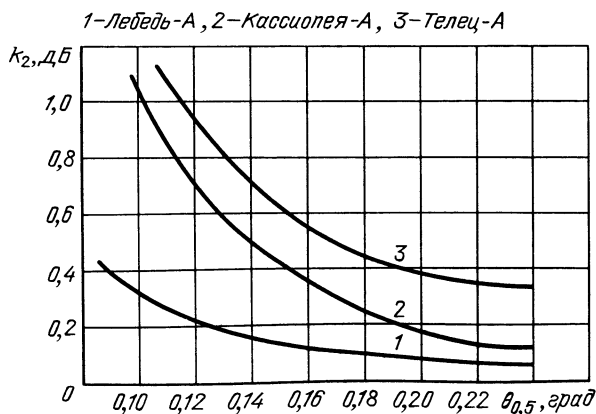


Рис. 6.7



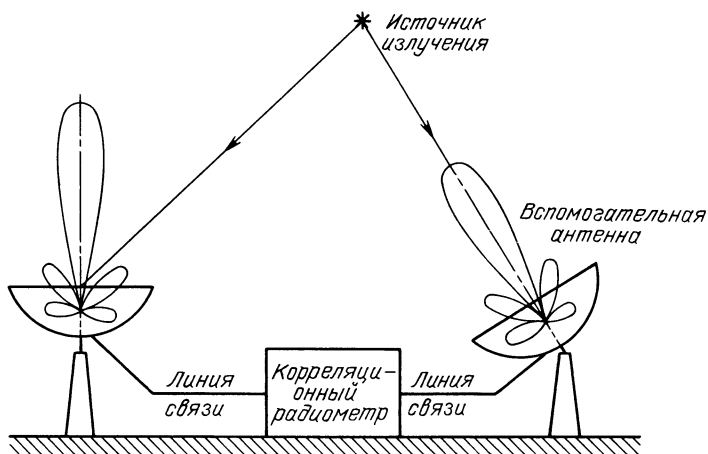


Рис. 6.8

Точность измерения шумовой температуры  $T_s$  с помощью радиометра определяется его погрешностью и при использовании тщательно сбалансированного и калиброванного прибора и интенсивном источнике типа Кассиопеи-А может быть высокой  $\pm 0,25$  дБ.

Диаграмма направленности антенны по излучению внеземных источников измеряется обычным образом: либо при движении источника по небосводу, либо вращением электрической оси антенны. Существенным ограничением при измерении боковых лепестков ДН по внеземным источникам является малая мощность сигнала и мешающее влияние других источников, попадающих в главный лепесток ДН при измерении боковых. Вследствие этого, до недавнего времени можно было надежно измерить ДН антенн с уровнем бокового излучения ниже — 15...20 дБ.

Существенно повысить точность измерения удастся при измерениях по корреляционной схеме (рис. 6.8). Здесь излучение внеземного источника принимается одновременно испытуемой и вспомогательной антенной, работающей в режиме автосопровождения источника. Сигналы с выходов обеих антенн подаются на вход корреляционного приемника, выходной сигнал которого пропорционален произведению входных сигналов. Так как сигнал вспомогательной антенны постоянен, показания прибора пропорциональны значению диаграммы направленности испытуемой антенны. Полая ДН снимается при различных углах поворота испытуемой антенны относительно источника.

Радиоастрономические методы широко применяют и для электрической юстировки антенн. Точность юстировки определяется как параметрами антенны и радиометра (усиление антенны, ширина ее ДН, порог чувствительности радиометра), так и параметрами распространения (рефракция, переизлучение в атмосфере) и характеристиками источника радиоизлучения (интенсивность и положение эффективного центра излучения). С точки зрения увеличения интенсивности излучения целесообразно использовать юстировку по солнцу, однако его большие

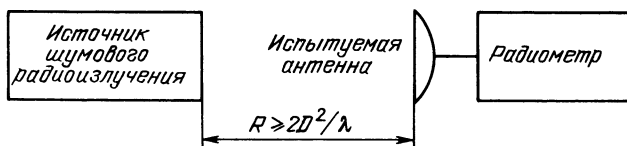


Рис. 6.9

угловые размеры приводят к заметности перемещения эффективного центра излучения в пределах нескольких угловых минут. Как наиболее мощные из дискретных источников для юстировки используются Кассиопея-А, Лебедь-А, Телец-А, Дева-А. Большие антенные системы юстируются по радиоизлучению планет и квазаров. Для калибровки внеземных источников необходима специальная служба.

Особенности радиоастрономического метода — относительно широкая полоса частот, фиксируемая радиометром (до 40 МГц), что приводит к усреднению параметров в этой полосе, затрудняя измерения узкополосных антенн, применимость только к антеннам, работающим в режиме приема, подверженность влиянию индустриальных и других видов помех.

Метод, в котором параметры антенных систем измеряют с помощью шумовых излучателей, получил название радиометрического. Важной областью применения радиометрического метода является оценка влияния составных частей конструкции антенны на ее общую эффективность, в частности коэффициент использования поверхности. Метод позволяет измерять коэффициент усиления, коэффициент полезного действия, диаграмму направленности антенн. Как и в случае радиоастрономического метода, недостатком является малая интенсивность источника излучения, приводящая к снижению динамического диапазона измерений и росту погрешностей. В последнее время этот недостаток успешно преодолевается путем использования «горячих» излучателей с яркостной температурой на несколько порядков выше окружающего фона. В качестве таких источников применяют калиброванные источники шумового радиоизлучения на основе газоразрядных, полупроводниковых или плазменных генераторов шума, имеющие яркостную температуру порядка  $10^5$  К. Такие источники шумового радиоизлучения позволяют расширить диапазон измерений ДН до уровней — 30...40 дБ.

Обобщенная схема измерения чувствительности, разрешающей способности и коэффициента усиления антенн радиометрическим методом показана на рис. 6.9. Источник излучения размещен в дальней зоне. Для антенн с круглым раскрытием при равномерном амплитудном распределении поля в нем и согласованном приемнике, для оценки возможности измерения радиометрическим методом чувствительности, разрешающей способности и коэффициента усиления антенных устройств, применяют выражение:

$$P = P_1 G_1 \Delta f_{\text{пр}} 2\Phi_{0,5}/128, \quad (6.8)$$

где  $P$  — мощность, регистрируемая приемником,  $P_1$  — мощность, излучаемая генератором шума,  $G_1$  — коэффициент усиления излучателя,  $2\Phi_{0,5}$  — ширина ДН испытуемой антенны по уровню половинной мощности,  $\Delta f_{\text{пр}}$  — полоса частот, регистрируемая приемником. В частности, при чувствительности современных приемников  $P_{\text{мин}} = 10^{-15}$  Вт, полосе частот  $\Delta f_{\text{пр}} = 1$  МГц, коэффициенте усиления

излучателя  $G_1 = 1000$  и применении полупроводникового генератора шума с  $P_1 = 8 \cdot 10^{-18}$  Вт/Гц минимальная ширина исследуемой ДН составит около  $2^\circ$ . Для исследования остронаправленных антенн космической связи этого недостаточно, однако возможно применить  $N$  одинаковых генераторов шума, подключенных к  $N$  излучателям, — при этом разрешающая способность системы возрастает в  $\sqrt{N}$  раз.

На современном этапе применение радиометрических измерений наиболее целесообразно при определении интегральных характеристик антенных систем.

## МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

Такие методы основаны на обработке результатов измерений ближнего поля антенн и разработаны для преодоления технических трудностей, связанных с необходимостью размещения источника излучения в дальней зоне испытуемой антенны. Существуют два основных метода измерений поля в ближней зоне: амплифазометрический (голографический) и коллиматорный.

Рассмотрим особенности амплифазометрического метода. Наиболее часто используется схема, в которой небольшая слабо-направленная передающая антенна — зонд — перемещается вблизи раскрыва испытуемой антенны (рис. 6.10). В процессе измерений для каждого положения зонда, фиксируются и запоминаются амплитуда и фаза сигнала, снимаемого с выхода испытуемой антенны. Полученный таким образом массив комплексных чисел ( $E_n$ ) в дальнейшем подвергается обработке на ЭВМ. Сущность обработки состоит в суммировании комплексных чисел  $E_n$ , взятых с весовыми коэффициентами  $k_{ni}$ ; в результате рассчитывают массив значений ДН для  $i$ -х угловых значений ориентации испытуемой антенны:

$$F_i = \sum k_{ni} E_n. \quad (6.9)$$

Разновидностью амплифазометрического метода является схема, изображенная на рис. 6.11, здесь испытуемая антенна является передающей, регистрация значений амплитуды и фазы поля в ближней зоне производится зондом — приемником. В обо-

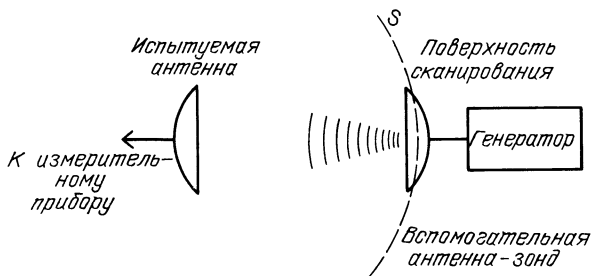


Рис. 6.10

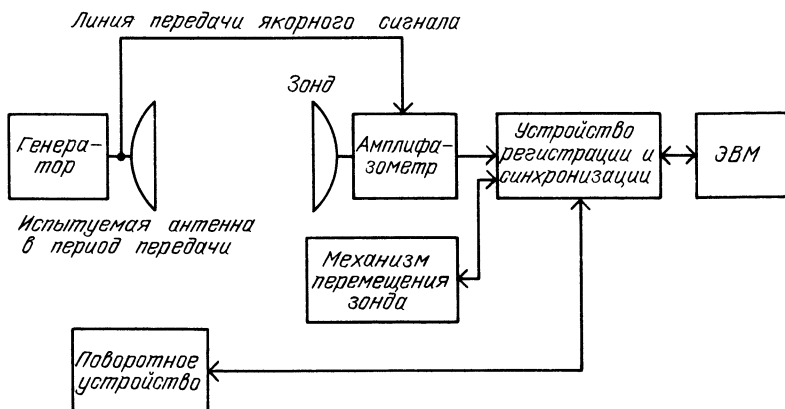


Рис. 6.11

их случаях расстояние между антенной и зондом может быть достаточно малым — порядка длины волны, а размеры измерительной установки — порядка размеров антенны.

Рассмотрим измерение ДН антенны в схеме рис. 6.11. При работе испытуемой антенны на передачу и перемещении зонда с амплитудно-фазочувствительным приемником вокруг нее по некоторой поверхности  $S$  измеряется распределение ближнего поля антенны по этой поверхности (поверхности сканирования). Известно, что, зная распределение поля  $E(r_s)$ , где  $r_s$  — векторная координата точки на поверхности  $S$ , можно рассчитать поле в любой точке пространства, в том числе и в дальней зоне. В основе этого утверждения лежит принцип Гюйгенса, согласно которому, поле на поверхности  $S$  рассматривается как совокупность полей вторичных источников излучения. Связь между диаграммой направленности  $F(e)$ , где  $e$  — единичный вектор углового направления, и ближним полем  $E(r_s)$  может быть определена как

$$F(e) \approx \iint_S E(r_s) \exp(-ier_s 2\pi/\lambda) dS. \quad (6.10)$$

Отсюда значения весовых коэффициентов  $k_{ni}$ :

$$k_{ni} \approx \exp(-ier_s 2\pi/\lambda), \quad (6.11)$$

где  $r_s$  — векторная координата  $n$ -го положения зонда. В настоящее время наиболее распространены схемы, использующие в качестве поверхности сканирования плоскость, цилиндр и сферу.

При измерениях на плоскости зонд перемещается по двум перпендикулярным направлениям с помощью высокоточного сканера, а значения поля фиксируются в узлах прямоугольной сетки с некоторым интервалом. Поле антенны в дальней зоне рассчитывается с помощью преобразования Фурье.

Измерения поля на сфере производятся обычно при вращении испытуемой антенны относительно двух пересекающихся осей, причем точка их пересечения является центром сферы. Для устранения влияния отражений от Земли, особенно для крупногабаритных антенн, зонд должен находиться на значительной высоте, что создает дополнительные технические сложности. Алгоритм преобразования при измерении на сфере достаточно сложен, трудоемок и, кроме того, зависит от радиуса сферы.

Более простым случаем является измерение ближнего поля на поверхности цилиндра: испытуемая антенна вращается вокруг некоторой оси, а зонд сканирует поле ближней зоны, перемещаясь параллельно этой оси. Техническая реализация измерений на цилиндре существенно упрощается по сравнению с измерениями на сфере. Алгоритм преобразования для нахождения поля в дальней зоне также получается проще и, кроме того, позволяет учесть диаграмму направленности самого зонда.

Важным достоинством амплифазометрического метода является его большая информативность и, как следствие, возможность получения полной объемной диаграммы направленности антенны. Недостатками его являются относительная сложность, связанная прежде всего с необходимостью обработки значительных массивов данных и точностью сканирования зондом пространства вокруг антенны. Так, при сканировании на плоскости отклонения в движении зона не должны превышать  $(0,003...0,015)\lambda$ . Время измерения и обработки результатов может достигать десятков минут. Амплифазометрический метод измерения универсальный, и его применяют практически для всех типов приемных и передающих антенн. Недостатки метода не принципиальны, и их успешно преодолевают автоматизацией измерений и применением мощных ЭВМ. В настоящее время наиболее разработаны методы измерений на плоскости и сфере: созданы программы для расчета поля в дальней зоне на ЭВМ, исследованы источники погрешностей измерений, получены оценки требуемой точности построения амплифазометрических установок.

В основе *коллиматорного* метода измерений лежит создание излучателей, формирующих в раскрыве испытуемой антенны плоскую волну. В этом случае участок плоского фронта облучающей волны создается специальной антенной, чаще всего зеркальной. Коллиматор можно рассматривать как плоский синфазный раскрыв, излучающий пучок параллельных лучей, сечение которого совпадает по форме с апертурой коллиматора, тем самым создается участок плоского волнового фронта размерами порядка размеров коллиматора (рис. 6.12). Вследствие этого, размер коллиматора должен быть в несколько раз больше раскрыва испытуемой антенны (на практике в 2...3 раза).

Коллиматорный метод применим для исследования характеристик сравнительно небольших антенн с диаметром раскрыва

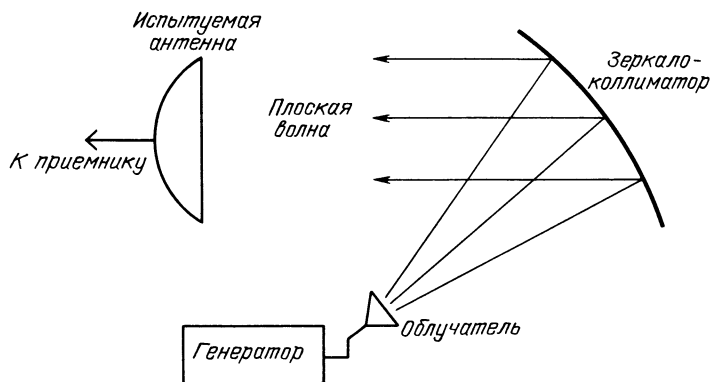


Рис. 6.12

не более 2...3 м. Схема установки для измерения параметров антенн коллиматорным методом изображена на рис. 6.13. Важное преимущество коллиматорного метода — совпадение методик измерений большинства параметров антенн с хорошо освоенными методами измерений в дальней зоне и относительная простота измерений. Установки размещаются в специальных безэховых камерах и получили название компактных полигонов. Требования, предъявляемые к точности изготовления коллиматора, весьма жесткие: при измерениях ДН в диапазоне уровней — (25...30) дБ с точностью 0,5...1 дБ допуск на изготовление поверхности коллиматора должен быть не хуже  $(0,01...0,02)\lambda$ .

Одним из перспективных направлений совершенствования этого метода измерений является создание адаптивного коллиматора на основе фазированной антенной решетки, состоящей из группы излучателей с управлением амплитудой и фазой возбуждения в каждом из них. Адаптивный коллиматор в принципе способен создать в раскрыве испытуемой антенны равномерное облучающее поле при наличии разнообразных дестабилизирующих факторов.

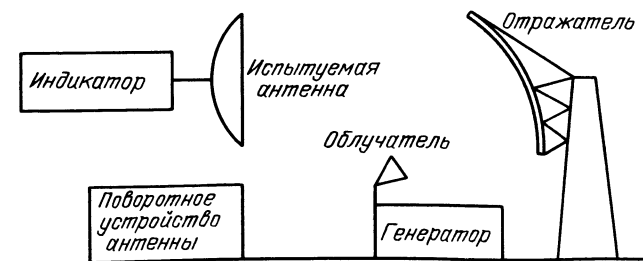


Рис. 6.13

*Комбинированные методы* являются сочетанием наземного метода измерений в дальней зоне и амплифазометрического либо коллиматорного метода. При измерении ДН амплифазометрическим методом в связи с наличием систематических и случайных ошибок не удается надежно восстановить ДН в диапазоне уровней ниже 40...50 дБ относительно максимума ДН. Поэтому часть ДН измеряется амплифазометрическим методом, а боковые лепестки с низкими уровнями — методом прямых измерений на малом расстоянии от антенны и нормируются на максимум ДН. Основанием для этого является то обстоятельство, что боковое излучение антенны формируется на расстоянии, значительно меньшем того, где формируются главный и ближайшие к нему боковые лепестки.

Комбинированная методика включает следующие операции:

измерение поля ближней зоны амплифазометрическим методом;

восстановление ДН (без ее нормирования);

вычисление нормировочного множителя в соответствии с алгоритмом восстановления;

нормировка измеренного ближнего поля в области боковых лепестков.

Расстояние для измерений ближнего поля обычно выбирают равным двум-трем диаметром раскрыва испытываемой антенны, в этом случае области углов ДН, измеренные обоими способами, примыкают друг к другу.

Погрешность вычисления нормировочного множителя, как правило, не превышает нескольких процентов, а измеряемый динамический диапазон уровней достигает 60...70 дБ.

Коллиматорные установки позволяют надежно измерять ДН в диапазоне уровней не ниже 30...50 дБ. Применение комбинированного метода в данном случае заключается в измерении ДН в пределах главного и ближайших боковых лепестков в поле облучающего коллиматора, а дальних боковых — в поле отдельного излучателя, размещаемого на расстоянии нескольких диаметров раскрыва от испытываемой антенны. Нормировка уровней бокового излучения производится калибровкой сигнала, принимаемого образцовой антенной от коллиматора и излучателя.

*Метод фокусировки* заключается в создании на раскрыве испытываемой антенны дополнительного фазового распределения. Наиболее удобно применять этот метод для зеркальных антенн, перемещая облучатель вдоль оси антенны. При фокусировке антенны волны от всех точек раскрыва складываются синфазно на расстоянии, примерно в 10 раз меньшем границы дальней зоны, и зависимость сигнала на выходе зонда, помещаемого в эту область, от ориентации антенны совпадает в ее ДН.

Существенный недостаток метода — нарушение конструкции антенны, что часто недопустимо, особенно при эксплуатации. При перемещениях облучателя возможно изменение его КСВ из-за переотражений сигнала от зеркала, что может приводить к ошибкам. В целом, несмотря на простоту, метод фокусировки не получил достаточного распространения, хотя имеется ряд удачных экспериментов по его применению.

#### 6.4. ПРОМЕЖУТОЧНЫЕ И КОМПЛЕКСНЫЕ ИСПЫТАНИЯ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ ЗЕМНОЙ СТАНЦИИ «ОРБИТА»

Измерение параметров антенно-фидерного тракта земной станции космической линии связи рассмотрим на примере антенного комплекса ТНА-57 приемной станции системы связи «Орбита». Комплекс состоит из следующих основных элементов: антенно-фидерного устройства (АФУ) с облучателем в виде спиральной антенны, размещенной в фокусе параболического зеркала диаметром 12 м:

опорно-поворотного устройства и несущей конструкции антенной системы;

системы электроприводов и программного устройства наведения антенны.

Испытания и настройка АФУ антенной системы ТНА-57 выполняются в два этапа: промежуточные испытания и комплексные испытания.

При промежуточных испытаниях проверяют герметичность тракта АФУ (тракт при проверке находится под избыточным давлением 0,1 атм) измеряют потери в АФУ, отклонение центра фланца облучателя от геометрической оси зеркала отражателя, измерение коэффициента стоячей волны тракта. Промежуточные испытания являются подготовительным этапом для проведения комплексных испытаний АФУ, включающих в себя: измерения ширины главного лепестка ДН антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях, определение погрешности программного наведения антенны, измерения суммарной шумовой температуры антенны, измерение эффективной площади антенны, измерения КСВ тракта до входа усилителя.

Потери в АФУ при промежуточных испытаниях измеряют косвенно путем определения КСВ в АФУ при подключении на конце тракта подвижного короткозамыкателя. Структурная схема измерительной установки показана на рис. 6.14; где 1 — генератор; 2 — коаксиальный волноводный переход; 3 — аттенюатор; 4 — измерительная волноводная линия; 5 — волноводный тракт; 6 — подвижный короткозамыкатель; 7 — индикатор; 8 — волномер. Перемещая зонд измерительной линии, находят положения максимумов и минимумов показаний индикатора при крайнем положении поршня подвижного короткозамыкателя и по этим данным рассчитывают КСВ тракта. Затем измерения повторяют, перемещая каждый раз поршень короткозамыкателя на 60 мм. Значение КСВ тракта принимается равным среднему арифметическому по результатам всех измерений. Потери в АФУ (дБ) находят по формуле.

$$\alpha = 10 \lg [(КСВ + 1)/(КСВ - 1)]. \quad (6.12)$$



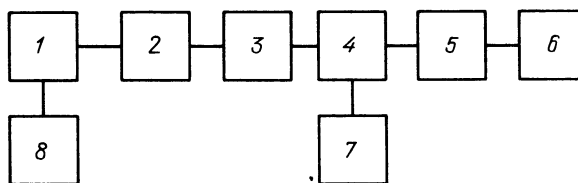


Рис. 6.14

Установку центра фланца облучателя в соответствии с геометрической осью зеркала производят механической юстировкой по отвесу при зенитном положении отражателя антенны.

КСВ АФУ определяется в сборе с облучателем в измерительной установке, показанной на рис. 6.14, где короткозамыкатель необходимо заменить облучателем. Измерения проводятся на нескольких частотах:  $f_0$ ,  $f_0 \pm 4$  МГц и  $f_0 \pm 1$  МГц, где  $f_0$  — средняя частота рабочего диапазона станции «Орбита». На каждой частоте определяются максимум и минимум показаний индикатора при перемещениях зонда измерительной линии. Мощность генератора и коэффициент усиления индикатора должны поддерживаться постоянными. КСВ АФУ рассчитывают по формуле:

$$КСВ = \sqrt{\alpha_{\max} / \alpha_{\min}}, \quad (6.13)$$

где  $\alpha_{\max}$  и  $\alpha_{\min}$  — максимальное и минимальное показания индикатора. После окончания промежуточных испытаний оформляются протоколы измерений отдельно по каждому виду проведенных работ.

Комплексные испытания АФУ основаны на использовании радиоастрономического метода для измерений ширины главного лепестка ДН антенны, погрешности наведения антенны, шумовой температуры и эффективной площади антенны. Так как мощность источника излучения мала, необходимо принимать меры по устранению влияния промышленных помех, излучений работающих РЛС и других радиосредств. С целью уменьшения влияния поверхности земли рекомендуется проводить измерения при углах места антенны более  $10^\circ$ . Значения измеряемых параметров станции должны быть не хуже:

ширина главного лепестка ДН по уровню —3 дБ .....	1°50'
суммарная температура шумов тракта и антенны при направлении электрической оси в зенит, °К .....	40;
эффективная площадь антенны, м <sup>2</sup> .....	57;

Измерения погрешности программного наведения производятся по солнцу в промежуток времени, близкий к кульминации. Схема измерительной установки изображена на рис. 6.15, где 1 — АФУ ТНА—57; 2 — коаксиальный волноводный переход; 3 — измерительный приемник; 4 — самописец.

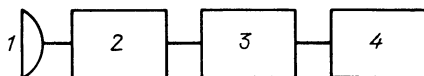


Рис. 6.15

Момент кульминации солнца определяют по методике, использующей справочные таблицы специального издания — «Астрономического ежегодника СССР». Движение антенны программируется с большой точностью таким образом, чтобы в период кульминации солнца получить на самописце ДН антенны в одной из плоскостей. Момент кульминации отмечается на диаграмме, построенной самописцем. Зная скорость перемещения антенны по азимуту и углу места, склонение солнца, скорость движения ленты самописца и измеряя на диаграмме самописца отклонение точки кульминации от максимума ДН, можно рассчитать составляющие погрешности наведения в горизонтальной ( $\alpha$ ) и вертикальной ( $\beta$ ) плоскостях. Пространственная погрешность наведения электрической оси антенны

$$\gamma = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}. \quad (6.14)$$

Диаграмма направленности, получаемая при измерениях погрешности наведения антенны в обеих плоскостях, используется для расчета ширины главного лепестка ДН по уровню  $-3$  дБ:  $2\varphi_{0,5 \text{ гор}}$  и  $2\varphi_{0,5 \text{ вер}}$ . На ДН, снятых в обеих плоскостях, измеряются расстояния  $l_{0,5}$  между двумя уровнями 0,5 от максимального. Расчет  $2\varphi_{0,5}$  [угл. мин] выполняют по формулам:

$$\begin{aligned} 2\varphi_{0,5 \text{ гор}} &= (v_a \cos h_k + 15 \cos \delta) \frac{l_{0,5 \text{ гор}}}{v_l}; \\ 2\varphi_{0,5 \text{ вер}} &= v_h \frac{l_{0,5 \text{ вер}}}{v_l}, \end{aligned} \quad (6.15)$$

где  $v_a$  — скорость движения системы по азимуту (угл. мин/мин),  $\delta$  — склонение солнца на момент измерения (град),  $v_l$  — скорость движения ленты самописца (мм/мин),  $h_k$  — высота солнца в кульминации (град),  $v_h$  — скорость движения антенны по углу места (угл. мин/мин),  $l_{0,5}$  — измеренные по диаграмме расстояния (мм).

Для измерения эффективной площади антенны используется источник радиоизлучения Кассиопея-А. По данным «Астрономического ежегодника СССР» определяется точка нахождения радиозвезды в заданное время. Антенна заранее наводится в эту точку, и при прохождении радиозвезды через ДН антенны на ленте самописца, подключенного к измерительному приемнику, будет зафиксировано изменение шумовой температуры на входе антенны. Перед выполнением измерений приемник должен быть тщательно откалиброван. По полученной записи отсчитывается

максимальное значение температуры антенны  $T_a$  при наведении ее на Кассиопею-А. Эффективная площадь антенны ( $m^2$ ) определяется из выражения:

$$S = \frac{2kT_a}{P(1-\gamma)\eta}, \quad (6.16)$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град — постоянная Больцмана;  $P$  (Вт/МГц) — плотность потока излучения в атмосфере;  $\gamma$  — коэффициент поглощения радиоволн в атмосфере;  $\eta$  — коэффициент передачи тракта от облучателя до выхода коаксиально-волноводного перехода.

Плотность потока радиоизлучения Кассиопеи-А в диапазоне 800...1000 МГц определяется из выражения:

$$\frac{P}{P_{960}} = \left(\frac{960}{f}\right)^{0,81}, \quad (6.17)$$

где  $P_{960} = 33,1 \cdot 10^{-24}$  Вт/МГц — плотность потока радиоизлучения на частоте 960 МГц. Ошибка определения  $P$  по формуле (6.17) не превышает 3,5%. Коэффициент поглощения в этом диапазоне

$$\gamma = 26,5 \cdot 10^{-3} / \sin h, \quad (6.18)$$

где  $h$  — высота Кассиопеи-А над горизонтом.

Измерение шумовой температуры антенны выполняется при направлении ее электрической оси в зенит. Схема измерений также соответствует рис. 6.15 (самописец отключен). После определения  $T_a$  шумовую температуру антенны определяют, вычитая температуру окружающей среды:

$$T_A = T_0 - T_a, \quad (6.19)$$

где  $T_0$  — температура окружающей среды, измеряемая с точностью не хуже  $\pm 0,5^\circ \text{C}$ .

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы цели различных видов технического обслуживания антенн земных станций?
2. Каковы цели и порядок проведения контрольно-профилактических работ при обслуживании антенно-волноводных трактов земных станций?
3. Назовите основные параметры антенн спутниковых систем связи, определяемые при измерениях.
4. Приведите схемы измерения параметров антенн методом дальней зоны, дайте их краткую характеристику.
5. Каковы характерные особенности измерения параметров антенн методом ближней зоны?
6. В чем состоит спутниковый метод измерения параметров антенн, его достоинства по сравнению с другими методами?
7. В чем состоит косвенный метод измерения потерь в фидерном тракте?
8. Как может быть измерена шумовая температура антенны с использованием источника радиоизлучения Кассиопея-А?

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

### УЧЕБНАЯ

- 1 **Кочержевский Г. Н., Ерохин Г. А., Козырев Н. Д.** Антенно-фидерные устройства.— М. Радио и связь, 1989 — 352 с.
- 2 **Драбкин А. Л., Зузенко В. Л., Кислов А. Г.** Антенно-фидерные устройства.— М.: Сов Радио, 1974 — 536 с.
- 3 **Черенкова Е. Л., Чернышов О. В.** Распространение радиоволн — М.: Радио и связь, 1984.— 272 с.
- 4 **Системы связи и радиорелейные линии/Под ред Н И Калашникова.**— М.: Связь, 1977.— 392 с.
- 5 **Фрадин А. З.** Антенно-фидерные устройства.— М.: Связь, 1977.— 440 с.
- 6 **Антенны и устройства СВЧ. Расчет и проектирование антенных решеток и их излучающих элементов/А. И. Ардабьевский, О. А. Волков, Д. И. Воскресенский и др , под ред Д. И. Воскресенского — М.: Сов радио, 1972 — 318 с**
- 7 **Радиорелейные и спутниковые системы передачи/А С. Немировский, О. С. Данилович, Ю. М. Маримонт и др , под ред А. С Немировского — М.: Радио и связь, 1986 — 390 с.**

### СПРАВОЧНАЯ

8. **Справочник по спутниковой связи и вещанию/Под ред Л Я. Кантора.**— М.: Радио и связь, 1963 — 288 с.
9. **Справочник по радиолокации: Пер с англ./Под ред К Н Трофимова.**— М.: Сов радио, 1977 — Т 2 — 406 с
10. **Регламент радиосвязи: В 2-х т.**— М.: Радио и связь, 1985—1986.
11. **ГОСТ 24375—80.** Радиосвязь Термины и определения

### ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ

12. **Кантор Л. Я., Минашин В. П., Тимофеев В. В.** Спутниковое вещание — М.: Радио и связь, 1981.— 232 с.
13. **Ямпольский В. Г., Фролов О. П.** Антенны и ЭМС.— М.: Радио и связь, 1983.— 272 с
14. **Айзенберг Г. З., Ямпольский В. Г., Терешин О. Н.** Антенны УКВ: В 2-х ч — М.: Связь, 1977 — 2 ч.
15. **Покрас А. М., Сомов А. М., Цуриков Г. Г.** Антенны земных станций спутниковой связи.— М.: Радио и связь, 1985.— 288 с.

16. **Покрас А. М.** Антенные устройства зарубежных линий связи через искусственные спутники Земли.— М.: Связь, 1965.— 168 с.
17. **Покрас А. М., Цирлин В. М., Кудеяров Г. Н.** Системы наведения антенн земных станций спутниковой связи.— М.: Связь, 1978.— 152 с.
18. **Паянский Ю. М., Тимофеев В. В.** Направленные свойства антенн радиорелейных и спутниковых линий связи (по материалам МККР) // Труды НИИР.— 1984.— № 2.— С. 36—41.
19. **Басилая И. Ш., Покрас А. М.** Неосесимметричная антенна, оборудованная лучеводом // Электросвязь.— 1979.— № 9.— С. 6—9.
20. **Зеркальные антенны** // Радиоэлектроника за рубежом. Обзоры.— М.: 1985.— Вып. 4.— С. 1—23.
21. **Тимофеев В. В., Паянский Ю. М.**, Направленные свойства антенн в радиовещательной спутниковой службе // Труды НИИР.— 1984.— № 3.— С. 5—7.
22. **Satellite Communications engineering/K. Miya, K. Ono, M. Tomita and anither** — Tokyo: Lottice Company, 1975.— 405 p.
23. **Радиотехника** сверхвысоких частот. Экспресс-информация.— М.: 1986.— № 47.— 28 с.
24. **Радиотехника** сверхвысоких частот. Экспресс-информация.— М., 1986.— № 44.— 26 с.
25. **Радиотехника** сверхвысоких частот. Экспресс-информация.— М.: 1980.— № 45.— 24 с.
26. **Мозинго Р. А., Миллер Т. У.** Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию: Пер. с англ./Под ред. В. А. Лексаченко.— М.: Радио и связь, 1986.— 446 с.
27. **Техническое** описание и инструкция по эксплуатации ТНА-57—М.: Труды НИИР, 1972.— 90 с.
28. **Тракт** волноводный. Инструкция по эксплуатации 3г2.230.114 ИЭ.— М.: Труды НИИР, 1977.— 79 с.
29. **Operation and maintenance handbook for antenna subsystem.**— Tokyo: Nippon Electric Co., Ltd, 1979.— Vol. I, book 6, part 19: Antenna deicing.— 90 p.
30. **Современные** конструктивные решения радиотелескопов/Под ред. А. Тихомирова.— Рига: Зинатне, 1986.— 193 с.
31. **Ефимов И. Е., Остапкович Г. А.** Радиочастотные линии передачи.— М.: Связь, 1979.— 232 с.
32. **Курочкин А. П.** Состояние и перспективы развития методов измерений внешних параметров антенн // Антенны: Сб. научных статей.— М.: Радио и связь, 1982.— Вып. 30.— С. 45—65.
33. **Бугакова С. В., Серяков Ю. Н., Шабанов Р. И.** Комбинированные источники шумового радиоизлучения для антенных измерений // Антенны: Сб. научных статей, 1986.— Вып. 33.— С. 42—54.
34. **Методы** измерений характеристик антенн СВЧ/Под ред. Н. М. Цейтлина.— М.: Радио и связь, 1985.— 368 с.
35. **Фрадин А. З., Рыжков Е. В.** Измерение параметров антенно-фидерных устройств.— М.: Связь, 1972.— 352 с.
36. **Крутел Р. У., Дифонзо Д. Ф., Мале К. Э.** Измерения в спутниковых системах // ТИИЭР.— 1978.— Т. 66, вып. 4.— С. 129—142.
37. **Гостюхин В. Л., Гринева К. И., Трусов В. Н.** Вопросы проектирования

активных ФАР с использованием ЭВМ/Под ред. В. Л. Гостюхина.— М.: Радио и связь.—1983.— 246 с.

38. **Терешин С. Н., Корнюхин В. И.** Расчет антенны построенной на базе различных линий питания и работающих в режиме вытекающей волны/ Пособие по дипломному проектированию.— М.: Всесоюзный заочный электротехнический институт связи, 1985.— 70 с.
39. **Крицын В. А., Чеботарев С. А., Козырев Н. Д.** К расчету координат фазового центра прямоугольного раскрыва // Труды учебных ин-тов связи. Теория передачи информации по каналам связи.—1980.— С. 104—112.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие .....	3
Основные обозначения.....	4
Основные принятые сокращения .....	5
Введение .....	6
<b>Глава 1.                   ОСНОВЫ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ .....</b>	<b>9</b>
1.1. Организация космических линий связи, рекомендации МККР и решения Регламента радиосвязи .....	9
1.2. Частотные диапазоны линий космической связи. Особенности распро- странения радиоволн на космических трассах. Рекомендации Регла- мента радиосвязи по выбору диапазонов частот в зависимости от назначения космической линии связи .....	12
1.3. Требования к антеннам по параметрам электромагнитной совмести- мости .....	17
Контрольные вопросы .....	24
<b>Глава 2.                   ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИЕ АНТЕННЫ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ                              КОСМИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ .....</b>	<b>25</b>
2.1. Электрические параметры, характеризующие качество приемо-пере- дающих антенн .....	25
2.2. Типы антенн земных станций .....	33
Однозеркальные антенны .....	33
Двухзеркальные антенны .....	35
Оптимизированные двухзеркальные антенны .....	39
Направленные свойства и усиление двухзеркальной антенны .....	41
Двухзеркальная антенна, облучаемая системой отражающих зеркал .....	45
Разновидности двухзеркальных симметричных антенн .....	48
Асимметричные зеркальные антенны .....	53
Антенны земных станций телевизионных распределительных систем «Орбита», «Экран», «Москва» .....	60
2.3. Типы и основные характеристики облучателей зеркальных антенн .....	65
Требования к облучателям .....	65
Типы облучателей .....	67
2.4. Системы наведения и автосопровождения антенн земных станций. Опорно-поворотные устройства Системы наведения антенн земных станций .....	80
Программное наведение .....	83
Опорно-поворотные устройства .....	84
Контрольные вопросы .....	87
<b>Глава 3.                   БОРТОВЫЕ АНТЕННЫ КОСМИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ .....</b>	<b>88</b>
3.1. Назначение и основные требования к бортовым антеннам .....	88
3.2. Слабонаправленные бортовые антенны .....	90
3.3. Многолучевые бортовые антенны .....	92
Антенны многостанционного доступа .....	92
Двухзеркальные бортовые антенны .....	94

Линзовые бортовые антенны .....	99
Активные и адаптивные антенные системы .....	100
Большие космические антенны .....	103
Контрольные вопросы .....	
<b>Глава 4. ФИДЕРНЫЕ ТРАКТЫ .....</b>	<b>105</b>
4.1. Схемы фидерного тракта .....	105
4.2. Параметры, характеризующие фидерные тракты .....	108
4.3. Типы волноводов .....	110
4.4. Поляризационные блоки .....	121
4.5. Устройства для работы нескольких передатчиков на одну антенну .....	124
Контрольные вопросы .....	127
<b>Глава 5. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ АНТЕННЫХ СИСТЕМ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ КОСМИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ .....</b>	<b>127</b>
5.1. Выбор места размещения антенн земных станций .....	127
5.2. Защита антенных сооружений от климатических воздействий и особенности конструкции .....	130
5.3. Защита антенны земной станции от снега и гололеда .....	131
Контрольные вопросы .....	133
<b>Глава 6. ТЕХНИЧЕСКАЯ ЭКСПЛУАТАЦИЯ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ КОСМИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ .....</b>	<b>134</b>
6.1. Техническое обслуживание антенн земных станций .....	134
6.2. Техническое обслуживание фидерных трактов земных станций .....	136
6.3. Измерение параметров антенн земных станций .....	137
Особенности измерения параметров антенн ИСЗ .....	137
Методы измерений в дальней зоне .....	139
Методы измерений в ближней зоне .....	146
6.4. Промежуточные и комплексные испытания антенной системы земной станции «Орбита» .....	151
Контрольные вопросы .....	154
Список литературы .....	155



Учебное издание  
*Козырев Николай Данилович*  
АНТЕННЫ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ  
Учебное пособие

Заведующий редакцией *В. Н. Вьяцева*. Редактор *Л. И. Венгренюк*  
Обложка художника *С. Ю. Архангельского*  
Художественный редактор *А. С. Широков*  
Обложка художника *С. Ю. Архангельского*  
Технический редактор *З. Н. Ратникова*  
Корректор *А. К. Акименкова*  
**ИБ № 1441**

Сдано в набор 09.08.89. Подписано в печать 16.01.90. Т.-06014 Формат 60×88<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бумага офсетная № 2  
Гарнитура Таймс. Печать офсетная. Усл. п. л. 9,80. Усл. кр.-отт 10,05. Уч.-изд. л. 10,29. Тираж 14 000 экз  
Изд. № 21646 Зак. № 2712. Цена 35 к.

Издательство «Радио и связь», 101000, Москва, Почтамт, а/я 693

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО «Первая Образцовая  
типография» Государственного комитета СССР по печати. 113054, Москва, Валовая, 28

