

Н.А. Бей, В.А. Вечтомов, В.Н. Зимин

Антенны систем спутниковой связи и навигации

*Допущено Учебно-методическим объединением вузов
по университетскому политехническому образованию
в качестве учебного пособия для студентов
высших учебных заведений, обучающихся по специальности
«Радиоэлектронные системы» направления подготовки
дипломированных специалистов «Радиотехника»
и слушателей программ профессиональной переподготовки
и повышения квалификации специалистов
Российской Федерации и стран СНГ
по новым направлениям развития техники и технологии*

Издательство «Рудомино»



При поддержке Межгосударственного фонда гуманитарного сотрудничества государств — участников Содружества Независимых Государств

УДК 621.396.677

ББК 32.845

Б41

Под редакцией **Н.А. Бея**

Бей Н.А., Вечтомов В.А., Зимин В.П.

Б41 **Антенны систем спутниковой связи и навигации: Учеб. пособие / Под ред. Н.А. Бея** М.: Изд-во «Рудомино», 2010. 220 с.

ISBN 978-5-905017-11-7

Учебное пособие «Антенны систем спутниковой связи и навигации» ориентировано на специалистов и руководящих работников предприятий, а также преподавателей и сотрудников образовательных и научных учреждений, связанных с разработкой и эксплуатацией сложных современных радиотехнических систем, а также студентов, обучающихся по специальности «Радиозлектронные системы». Учебное пособие ставит своей целью изучение антенн современных радиотехнических систем различного назначения, в частности: антенн космических аппаратов, земных станций спутниковой связи, навигационных систем. Анализируются основные проблемы современной антенной техники и пути их решения. Проводится обзор современного состояния теории и техники антенных систем радиотехнических комплексов различных видов и различного назначения. Анализируются проблемы и перспективы развития теории и техники антенн.

Рецензенты: проф., д.т.н. Шаврин С.С. (МТУСИ, г. Москва); проф., д.т.н. Борзов А. Б. (МГТУ им. Н.Э.Баумана).

УДК 621.396.677

ББК 32.845

© МИПК МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010

© **Бей Н.А., Вечтомов В.А.,**
Зимин В.П., 2010

ISBN 978-5-905017-11-7

Содержание	Стр.
Список сокращений.....	7
Предисловие.....	9
Введение.....	11
1. Проектирование антенн и волноводных устройств	20
1.1. Характерные особенности схем построения современных антенных систем космических ретрансляторов.....	20
1.2. Тенденции развития антенных систем КА.....	25
1.3. Расчет зон покрытия земной поверхности антенной геостационарного ретранслятора.....	29
2. Схемы построения и расчет характеристик зеркальных антенн.....	35
2.1. Основные типы зеркальных антенн.....	35
2.2. Предварительный расчет основных геометрических параметров зеркальной антенны.....	36
2.2.1. Основные соотношения и порядок расчета.....	36
2.2.2. Расчёт диаграммы направленности и коэффициента усиления.....	43
2.2.3. Оценка влияния ошибок выполнения и деформаций отражающей поверхности зеркала и системы крепления облучателя.....	47
2.3. Рекомендации по выбору конструкции облучателя, зеркала и антенны в целом.....	51
2.4. Двухзеркальные антенны.....	54
2.5. Антенны с частотно избирательными поверхностями.....	58
2.6. Расчет электрических и геометрических параметров антенны токовым методом в геометрооптическом приближении.....	69

2.7.	Алгоритм оптимизации антенны при проектировании.....	74
3.	Схемы построения и характеристики гибридных зеркальных и линзовых антенн.....	76
3.1.	Схемы построения и основные расчетные соотношения.....	76
3.2.	Однозеркальные ГЗА.....	82
3.3.	Двухзеркальные ГЗА.....	88
3.4.	Многолучевые антенны.....	91
3.5.	Антенны с контурными диаграммами направленности.....	95
4.	Развертываемые рефлекторы зеркальных антенн..	98
4.1.	Типы и основные характеристики развертываемых конструкций антенн.....	98
4.2.	Электрические характеристики зонтичных трансформируемых антенн.....	112
4.2.1.	Порядок расчета и основные соотношения.....	112
4.2.2.	Синтез корректирующего вспомогательного зеркала.....	116
4.2.3.	Модификация складного зеркала.....	119
4.2.4.	Расчет электрических характеристик зонтичной антенны.....	122
4.3.	Ферменные конструкции.....	126
4.4.	Материалы для отражающих поверхностей складных антенн.....	131
5.	Элементная база антенн систем связи.....	133
5.1.	Облучатели широкополосных и многодиапазонных зеркальных и линзовых антенн.....	133
5.1.1.	Рупорный облучатель с гофрированными стенками.....	133

5.1.2.	Конический рупор с изломом образующей.....	135
5.1.3.	Многодиапазонные облучатели.....	138
5.2.	Устройства для работы нескольких передатчиков на одну антенну.....	141
5.3.	Модули АФАР.....	144
5.4.	Модули цифровых антенных решеток.....	148
5.5.	Элементная база управляемых высокочастотных трактов.....	149
5.6.	Волноводные тракты поворотных бортовых антенн.....	154
6.	Схемы космических ретрансляторов.....	160
6.1.	Структура космического ретранслятора.....	160
6.2.	Приемный и передающий модули космического ретранслятора.....	162
6.3.	Адаптивные антенны космических ретрансляторов.....	169
7.	Примеры конструкций и размещения антенн на космических аппаратах.....	172
7.1.	Военная систем связи «Milstar-II».....	172
7.2.	Спутники навигационных систем «Глобалстар» (GPS), «Глонасс» и «Галилео».....	195
8.	Антенны наземных терминалов систем спутниковой связи и навигации.....	197
8.1.	Крупногабаритные антенны наземных комплексов связи.....	197

8.2.	Антенны терминалов пользователей системами спутниковой связи и навигации.....	202
8.2.1.	Антенны терминалов пользователей системами спутниковой связи.....	202
8.2.2.	Антенны терминалов пользователей системами спутниковой навигации.....	205
8.2.3.	Примеры конструктивного исполнения антенн высокоточного позиционирования по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем.....	209
	Список литературы.....	214

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

1. АР – антенная решетка;
2. АТ – абонентский терминал;
3. АФАР – активная фазированная антенная решетка;
4. АФУ – антенно-фидерное устройство;
5. АЦП – аналого-цифровой преобразователь;
6. АПС – антенны с широкоугольным сканированием;
7. БК – бортовой комплекс;
8. БРТК – бортовой радиотехнический комплекс;
9. ГЗА – гибридно-зеркальная антенна;
10. ГНСС – Глобальная навигационная спутниковая система;
11. ГСО – геостационарная орбита;
12. ДН – диаграмма направленности;
13. ДОРА – долговечная отказоустойчивая радиационно-стойкая аппаратура;
14. ДОС – диаграммообразующая схема;
15. ИСЗ – искусственный спутник Земли;
16. ЗО – зона обслуживания;
17. ЗС – земная станция;
18. КА – космический аппарат;
19. КДН – контурная диаграмма направленности;
20. КПИ – коэффициент использования поверхности (антенны);
21. КЛТР – коэффициент линейного термического расширения;
22. КПД – коэффициент направленного действия;
23. КСВН – коэффициент стоячей волны;
24. КУ – коэффициент усиления;
25. МБЦН – мультисервисная бортовая цифровая платформа;
26. МЛА – многолучевая антенна;
27. МЛС – межспутниковая линия связи;

- 28. МШУ – малoshумящий усилитель;
- 29. ППРЧ – псевдослучайная перестройка рабочей частоты;
- 30. РТР – ретранслятор;
- 31. ССС – система спутниковой связи;
- 32. ТКЛР – термический коэффициент линейного расширения;
- 33. УБЛ – уровень боковых лепестков;
- 34. ФАР – фазированная антенная решетка;
- 35. ФОЛ – фактор отклонения луча;
- 36. ЦАР – цифровая антенная решетка;
- 37. ЦКС – центр космической связи;
- 38. ЦС – центральная станция;
- 39. ЧСП – частотно-селективная поверхность;
- 40. ЭИИМ – эквивалентная изотропно-излучаемая мощность;
- 41. ЭМС – электромагнитная совместимость;
- 42. GPS – Global Positioning System (глобальная навигационная система);
- 43. RTK – Real Time Kinematic (позиционирование движения в реальном времени).

ПРЕДИСЛОВИЕ

В МГТУ имени Н.Э. Баумана функционирует эффективная система профессиональной переподготовки и повышения квалификации инженерно-технических кадров.

В Межотраслевом институте повышения квалификации кадров по новым направлениям развития техники и технологии (МИПК), созданным в 1988 г. на базе уже существовавших отдельных факультетов, за истекшие годы прошли профессиональную переподготовку и повышение квалификации более 50 тысяч человек. В основном, это сотрудники машино- и приборостроительных предприятий, государственные служащие, преподаватели начального, среднего и высшего профессионального образования.

Решением Совета глав правительств государств-участников СНГ Государственному образовательному учреждению высшего профессионального образования «Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана» придан статус базовой организации, осуществляющей профессиональную переподготовку и повышение квалификации кадров по новым направлениям развития техники и технологий в странах СНГ.

Высокий научный потенциал профессорско-преподавательского состава МГТУ им. Н.Э. Баумана используется в разработках сложнейших радиотехнических систем на предприятиях промышленности России.

Настоящее учебное пособие ставит своей целью изучение антенн современных радиотехнических систем различного назначения, в частности: антенн космических

аппаратов, земных станций спутниковой связи, навигационных систем. В пособии анализируются основные проблемы современной антенной техники и пути их решения. В курсе проводится обзор современного состояния теории и техники антенных систем радиотехнических комплексов различных видов и различного назначения. Приводятся электрические характеристики современных антенных систем. Анализируются проблемы и перспективы развития теории и техники антенн.

В пособии использована терминология и сокращения, применяемые разработчиками систем космической связи и навигации, принятой также в технической и учебной литературе по антеннам.

ВВЕДЕНИЕ

Антенну можно рассматривать как полосовой фильтр, установленный на входе радиотехнической системы и, следовательно, определяющей её потенциальную информативность. С учетом этого можно утверждать, что характеристики антенны определяются требованиями к радиотехнической системе в целом с учетом её назначения и условий эксплуатации.

Антенны в большинстве сложных радиотехнических комплексов являются наиболее дорогой и крупногабаритной подсистемой (модулем). Это объясняется во многом тем, что при разработке и создании антенн в каждом случае применяются специальные решения. Унификация и стандартизация антенн как функциональных модулей радиотехнических систем возможна при унификации предъявляемых к таким системам требований. При отсутствии унифицированных требований, что имеет место в большинстве случаев, возможна унификация только на более низких системных уровнях, вплоть до частотно-независимой элементной базы.

Отмеченные обстоятельства заставляют при рассмотрении конструкций антенн различных типов обращать внимание на те особенности, которые определяются не только электрическими характеристиками, но и назначением, и условиями эксплуатации радиотехнического комплекса.

В настоящем пособии рассматриваются антенны различных систем связи и передачи информации: спутниковой связи с использованием геостационарных космических РТР; РТР на низких и средних орбитах; спутниковых радионавигационных систем. Основное внимание обращается на наиболее сложные антенны, применяемые в космических геостационарных РТР.

Архитектура систем спутниковой связи и навигации

Системы спутниковой связи

Космический сегмент ССС включает несколько спутников-ретрансляторов на низких или средних эллиптических или круговых орбитах или спутник-ретранслятор на ГСО (систему спутников на ГСО). Наземный сегмент ССС включает станции сопряжения, обеспечивающие взаимодействие системы с наземными сетями, терминалы пользователей, станции управления космическими РТР, включая станции управления сетью связи, станции телеметрии и передачи команд управления.

Основными тенденциями развития ССС является увеличение объема и скорости передаваемой информации, расширение спектра предоставляемых услуг, улучшения качества передачи информации, в том числе защита от пассивных и активных помех и несанкционированного доступа к информации, обеспечение передачи информации непосредственно к потребителю, минуя станции мультиплексирования.

Канал ССС должен обеспечивать передачу больших объемов информации и видеоизображения с большой четкостью в режиме реального времени, проведение видеоконференций, организацию телеобучения и телемедицины и т.п.

Существующие в РФ интерактивные сети спутниковой связи VSAT с прямой ретрансляцией имеют, как правило, топологию типа «звезда». Мультиплексирование сигналов и формирование информационного канала происходит на центральной земной станции (ЦЗС), а далее информация доставляется по наземным каналам связи, что приводит к росту затрат на организацию наземных линий связи и является основным фактором, сдерживающим развитие региональных сетей связи [45]. Кроме того, до настоящего времени не решена проблема организации прямой связи между пользователями сети VSAT в режиме «каждый с каждым» (mesh), если используется РТР в режиме «прозрачного» канала связи в один

«скачок». Проблема связана с необходимостью существенных энергетических затрат на КА, что существенно повышает стоимость трафика по сравнению со стоимостью в строго централизованной сети типа «звезда». Связь в два «скачка» используется очень редко, поскольку удваивается задержка и происходит удорожание канала связи из-за двойного использования ресурса РТР.

Использование бортового ретрансляционного комплекса «МЛА↔МБЦП» является единственным техническим решением (МБЦП – мультисервисная бортовая цифровая платформа), позволяющим разрешить проблему противоречивых тенденций современного развития ССС – роста трафика, пропускной способности и скорости передачи информации, с одной стороны, и снижения стоимости, а, следовательно, и энергомассогабаритных характеристик земных терминалов, с другой.

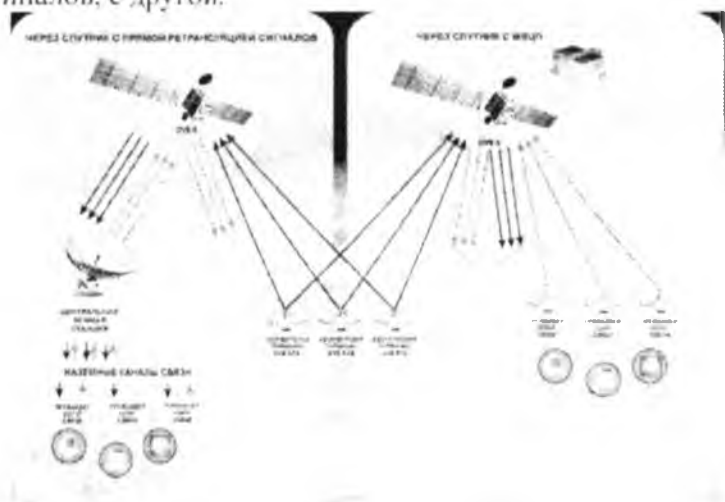


Рис. В-1. Архитектуры ССС с «прозрачным каналом» и с использованием бортового комплекса «МЛА↔МБЦП»

На рис. В-1 представлена архитектура сети с «прозрачным» ретранслятором (прямая ретрансляция сигналов) и через спутник с бортовым комплексом «МЛА↔МБЦП».

Рисунок иллюстрирует основные отличия между этими вариантами построения системы спутниковой связи.

Бортовой РТР КА содержит следующие основные радиотехнические устройства (рис. В-2): МЛА, МБЦП, приемные и передающие устройства.



Рис. В-2. Структура построения бортового РТР с комплексом «МЛА↔МБЦП»

Такая структура РТР позволяет производить регенерацию информации на борту КА, формировать групповой сигнал для передачи его «вниз» в заданную парциальную зону обслуживания (ЗО), коммутацию сигналов в «луче», между лучами, и через межспутниковую линию связи (МЛС), устанавливать однокачковую связь без использования ЦЗС. При этом минимизируется частотно-энергетический ресурс РТР и обеспечивается защита от несанкционированного доступа к его ресурсам. Кроме того, МЛА может формировать контурный луч для «прозрачного канала» системы связи, что очень важно

для постепенного перехода на новые технологии, реализующие стандарты DVB-S и DVB-RCS.

Системы глобальной спутниковой навигации

Космический сегмент глобальной системы спутниковой навигации в максимальной комплектации включает несколько основных навигационных КА на средних эллиптических (круговых) орбитах и спутниковое дополнение. Наземный сегмент системы включает станции телеметрии и управления системой, базовые станции и терминалы пользователей.

К действующим Глобальным навигационным спутниковым системам относятся Global Positional System (GPS) (США) и ГЛОНАСС (Россия). Началось развертывание системы спутников GALILEO, создаваемых Европейским Сообществом. Планируется к выведению система навигационных спутников КНР COMPASS, развивается японское спутниковое дополнение QZSS. Для всех этих систем спутников употребляется общее наименование Глобальные Навигационные Спутниковые Системы (ГНСС). К числу ГНСС также относят спутники так называемых функциональных дополнений. Эти спутники транслируют поправку, необходимую для повышения точности позиционирования. К числу спутников функционального дополнения с глобальным покрытием относится система OMNISTAR. Сигналы ГНСС являются общедоступными практически на всей поверхности Земли и, в основном, бесплатными.

Спутники ГНСС излучают псевдослучайные фазоманипулированные сигналы на ряде частот в диапазоне 1...2 ГГц. Аппаратуру потребителя сигналов ГНСС принято характеризовать обобщенным наименованием «навигационный приемник». По принципу действия навигационные приемники относятся к пассивным кодово-фазовым дальномерам.

Применение режимов DGPS и RTK (от английского Real Time Kinematic – позиционирование движения в реальном времени) привело к резкому – скачкообразному – повышению точности позиционирования до 30 см и 1 см, соответственно (здесь и далее точностные характеристики указаны в

среднеквадратическом смысле). Оба указанных режима являются дифференциальными, когда определяется координата потребителя по отношению к базовой станции или сети станций.

В режиме DGPS используется разность задержек по коду сигналов между приемником потребителя и базовой станцией. Этот режим является основным для широкого спектра применений в области Гео-Информационных Систем (ГИС). В алгоритме RTK осуществляется разрешение фазовой неоднозначности — когда определяется разность полных набегов фазы несущей, включая целое число длин волн, между потребителем и базовой станцией и каждым из спутников. Вариант алгоритма, работающий в режиме накопления данных с последующей обработкой, позволяет достичь геодезической точности позиционирования в 1 мм.

Спутники ГНСС размещены на эллиптических орбитах с высотой порядка 20000 км. Созвездия спутников сформированы так, чтобы в любой точке на поверхности Земли обеспечивалось наблюдение порядка 6...8 спутников каждой из систем против 4-х минимально необходимых. Это требуется для обеспечения избыточности данных для устойчивого разрешения фазовой неоднозначности в режиме RTK. Спектр сигналов ГНСС состоит из двух поддиапазонов — условно низкочастотного (НЧ) и высокочастотного (ВЧ). Сигналы НЧ поддиапазона содержат сигналы L2 GPS и ГЛОНАСС, вводимые сигналы L5 GPS и L3 ГЛОНАСС, а также сигналы E5a, E5b, E6 системы GALILEO. НЧ диапазон имеет среднюю частоту порядка 1240 МГц с общей полосой порядка 12%. Сигналы ВЧ поддиапазона состоят из L1 GPS и ГЛОНАСС, а также E1, E2 Galileo. Также в ВЧ поддиапазон включается функциональное дополнение OMNISTAR. ВЧ поддиапазон имеет среднюю частоту 1575 МГц с полосой порядка 6%. Общая протяженность спектра ГНСС составляет 33%. Все сигналы имеют правую круговую поляризацию.

Уровни мощности сигналов ГНСС выбраны так, чтобы обеспечить не менее «минус» 160 дБВт на выходе условной

приемной антенны с коэффициентом усиления (КУ) равным 0дБ. Этот уровень на 20...30 дБ ниже естественного шума. Основным методом работы приемника потребителя сигналов ГНСС – корреляционный цифровой прием.

Проводимая модернизация систем GPS и ГЛОНАСС, а также объявленное развертывание систем GALILEO и COMPASS приводит к резкому расширению полосы частот. Общая протяженность спектра ГНСС сигналов превысит 30%.

Основным источником ошибок позиционирования является явление многолучевости, когда на вход приемника наряду с прямым сигналом спутника попадает сигнал, отраженный подстилающим рельефом и местными предметами. Основным средством борьбы с этими отражениями является придание нужной формы амплитудной ДН антенны. Также существенным оказывается вклад ошибок и нестабильности фазовой и групповой характеристики направленности антенны.

В связи с этим достижимая точность позиционирования во многом определяется характеристиками антенны приемника потребителя.

Основные специальные требования, предъявляемые к антеннам систем космической связи.

Антенны систем связи должны [1, 2], как правило, работать в нескольких частотных диапазонах (0,3/0,4, 1,5/1,6, 4/6, 11/14, 20/30, 60 ГГц). Отведенные диапазоны используются двукратно на основе высокой развязки по поляризации.

Проявляется тенденция уменьшения углового разноса между смежными геостационарными КА до 2° и менее. Это повышает требования к подавлению побочных излучений. С учётом больших расстояний между приёмниками и передатчиками (на Земле) с одной стороны, и РТР на КА с другой, требуется обеспечить высокий КУ антенн, входящих в состав ретрансляционной аппаратуры.

Спутниковые РТР имеют ограничения по излучаемой мощности в сторону Земли по соображениям электромагнитной совместимости (ЭМС), что приводит к необходимости формирования специальных контурных ДН с крутыми спадами,

а также применения на Земле антенн с высоким КУ. Высокому КУ антенны соответствует ДН шириной в доли градуса, что требует обеспечения высокой точности наведения луча.

Однако при реализации точности наведения порядка долей градуса появляются серьёзные технические проблемы.

Жесткие требования предъявляются к приемной аппаратуре по обеспечению низкой шумовой температуры. Для уменьшения шумов со стороны Земли необходимо обеспечить низкий УБЛ. В диапазоне 4/6 ГГц это позволяет весьма существенно снизить шумовую температуру при углах места до 5° . В диапазонах 11/14 и 20/30 ГГц ввиду потерь в атмосфере снижение шумовой температуры существенно при углах места до 10° .

На высоких частотах предъявляются жесткие требования к точности отражающей поверхности зеркал. Например, для зеркал, работающих в диапазоне 11/14 ГГц, $СКО \leq 0,2$ мм. Требования по точности выполнения отражающей поверхности и точности наведения луча (с учётом ширины главного максимума ДН) приводит к необходимости компромиссных решений. Обычно в диапазоне 4/6 ГГц применяют зеркала до $\varnothing 32$ м; в диапазоне 11/14 ГГц – до $\varnothing 19$ м, и в диапазоне 20/30 ГГц – до $\varnothing 11,5$ м.

В системах с развязкой по поляризации реализуются повышенные требования к поляризационным характеристикам антенн и СВЧ трактов. У действующих и модернизируемых антенных систем коэффициент эллиптичности снижен с 1,4 до 1,09, а у новых доведен в настоящее время до 1,03. Для этого применяют узкополосные поляризаторы и поглощающие фильтры отраженных волн. Удалось преодолеть анизотропность атмосферы при дожде за счёт подстраиваемых поляризаторов; усовершенствованы облучатели зеркал.

С целью снижения УБЛ применяют зеркала с вынесенным облучателем, однако они хуже по поляризационным характеристикам.

При конструировании больших наземных зеркальных антенн на их характеристики заметно влияют климатические

факторы. Ветровые нагрузки при скорости ветра 50...70 м/сек. достигают нескольких десятков тонн, что требует применения мощных оснований, ОПУ, люфтоввыбирающих механизмов и систем автоматического слежения за положением оптической оси антенны.

К значительным деформациям приводит солнечный нагрев конструкций. Для уменьшения тепловых деформаций улучшают вентиляцию ферм зеркал, применяют специальные краски, а в ряде случаев термостатируют элементы или всю конструкцию. Гравитация ограничивает максимальный размер подвижных элементов конструкций. Используется два основных приёма конструирования больших зеркал: создание ферм с максимальной жесткостью и применение гомологических конструкций в сочетании с системами автоматической компенсации деформаций. Первый путь считается эффективным при создании зеркал малых и средних размеров. Масса и стоимость жесткой монолитной конструкции примерно пропорциональна кубу её линейных размеров.

Защита от коррозии осуществляется покраской, закачкой инертного газа в волноводы, применением специальных покрытий. Обледенение приводит к возникновению фазовых искажений поля и снижает КУ. Поэтому применяют специальные антиобледенительные устройства (нагрев, жидкости, обдув и т.д.). Для уменьшения слоя снега или воды, зеркала конструируют таким образом, чтобы угол наклона отражающих поверхностей был бы как можно ближе к 90° по отношению к горизонтали. Этого легче достигнуть при использовании зеркал с вынесенным облучателем.

Специальные меры должны применяться для защиты конструкций от птиц (сетки на раскрывах облучателей, защита диэлектрических элементов из пенопласта и т.д.).

Приводимые в настоящем пособии характеристики и конструкции антенн различного назначения демонстрируют применяемые в настоящее время технические решения и достигнутые в этой области техники результаты.

1. ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНТЕНН И ВОЛНОВОДНЫХ УСТРОЙСТВ

1.1. Характерные особенности схем построения современных антенных систем космических ретрансляторов

В настоящее время антенны бортовых РТР ССС можно разделить на три основные группы: антенны с широкими зональными лучами; антенны со сканирующими и фиксированными относительно узкими лучами и МЛА [1,2,6]. Последние находят все более широкое применение на КА, базирующихся на ГСО.

Применение в ССС бортовой МЛА позволяет развязать лучи друг с другом по частоте, поляризации и пространству и обеспечить работу ретрансляционной аппаратуры [1] со своими частотными стволами. В ряде случаев используется различное сочетание указанных способов развязки лучей. В результате достигается многократное использование выделенного диапазона частот, характеризуемое величиной кратности $M=Q/N$, где Q – общее число лучей, N – число частотных литер.

Для повышения пропускной способности космического РТР, а также перехода к технологии VSAT, в первую очередь, необходимо увеличить эквивалентную изотропно-излучаемую мощность (ЭИИМ) и эквивалентную добротность (G/T), приемопередающих стволов РТР КА. Поскольку увеличение мощности передатчиков P_t и снижение эквивалентной шумовой температуры T_n бортового маломощного усилителя (МШУ) ограничено техническими возможностями, то единственным кардинальным способом увеличения ЭИИМ и G/T (на порядок и более) является увеличение КУ бортовой антенны G_r . Однако при увеличении G_r пропорционально уменьшается ширина ДН

$$\theta_{0.5} \approx \left(\frac{27000}{G_r} \right)^{1/2},$$

а, следовательно, и площадь ЗО.

Использование МЛА устраняет это противоречие. Тем не менее, при сохранении площади ЗО с увеличением G , требуется пропорционально большее число лучей

$$Q \approx \frac{2}{3\sqrt{3}} \left(\frac{180}{p} \right)^2 \cdot \frac{S \cdot \sin \alpha}{R^2} \cdot \frac{1}{\theta_{0.5}},$$

где α – угол места, под которым виден КА из центра зоны; S ; R – расстояние между КА и областью покрытия; $\theta_{0.5}$ – ширина ДН антенны по уровню половинной мощности, град; S – площадь зоны покрытия.

Таким образом, общей тенденцией развития МЛА для систем связи является увеличение размера их апертур (относительно длины волны) и числа лучей при соответствующем увеличении приемопередающих стволов РТР. В свою очередь, увеличение Q и уменьшение $\theta_{0.5}$, приводит к проблемам технической реализации антенной системы КА.

Следует выделить две основные проблемы, возникающие при формировании многолучевой ДН. Первая проблема – это достижение «плотного покрытия» ЗО при сохранении КИП как для центральных лучей, так и для периферийных, отстоящих от центра зоны на величину более (5...6) $\theta_{0.5}$. Вторая проблема – поддержание точности прицеливания всей группировки лучей при температурных воздействиях в процессе эксплуатации с учетом нестабильности положения КА в точке стояния и неточности начальной привязки электрической оси каждого луча к осям КА.

Кроме того, при увеличении числа лучей резко растет число необходимых межлучевых связей, обеспечивающих передачу информации между абонентами по принципу «каждый с каждым». В результате, снижается эффективность использования частотного диапазона и уменьшается пропускная способность в каждом отдельном луче. Наиболее очевидно это проявляется в случае частотной организации межлучевых связей, при которой техническая реализация частотоселектирующих фильтров становится условием ограничения числа лучей.

При организации межлучевых связей за счет временного разделения пропорционально числу лучей увеличивается скорость передачи информации. В результате, техническая реализация скорости коммутации в МБЦП становится условием ограничения числа лучей МЛА.

Наряду с МЛА в современных КА связи и вещания используются антенны с контурной ДН. Такая антенна также может иметь ограниченное число лучей (два-три луча), как правило, развязанных по пространству. Характерной особенностью антенны с контурной ДН является то, что она имеет контурный луч, распределение поля которого в поперечном сечении представляет сложную фигуру, максимально приближающуюся к заданной границе ЗО. В результате достигается максимальная равномерность уровня плотности потока мощности в ЗО и резкий спад сигнала за ее пределами. Это обеспечивает оптимальное использование энергетических ресурсов радиолинии (обычно в направлении «КА $\leftrightarrow$ Земля») и выполнение требований к электромагнитной совместимости различных радиотехнических систем связи и вещания. Целесообразность применения таких антенн наиболее очевидна при обслуживании больших регионов, далеко отстоящих друг от друга, либо при использовании на КА стволов прямого телевизионного вещания, которые характерны повышенным уровнем плотности потока мощности в ЗО (до «минус» 103 дБВт/м²).

Как правило, антенны с контурной ДН являются передающими, т.е. все передающие стволы РТР (каждый ствол на своей частоте), отведенные для общей ЗО, объединены в групповую полосу частот с помощью выходного мультиплексера. В ряде случаев в таких антеннах в качестве облучателя используется обычный рупор, но при этом основное зеркало (а в двухзеркальных антеннах – и контррефлектор) имеет специальную форму, отличающуюся от параболы.

Техническая реализация антенн с контурной ДН, образуемой несколькими парциальными лучами, также имеет свои ограничения. Чем точнее необходимо описать контур зоны

обслуживания, тем более узкий «парциальный» луч должна формировать антенна. Соответственно, растут ее габариты, а КИП раскрыва падает вследствие недооблучения зеркала и за счет потерь в диаграммообразующей схеме (ДОС), которая имеет один вход и N выходов. При этом, как и в случае МЛА, при увеличении её размеров все больше проявляются потери на границе ЗО за счет неточности прицеливания контурного луча. В результате возникает необходимость введения системы автоматического поддержания пространственного положения луча антенны с контурной ДН.

Наведение луча антенны КА осуществляется либо путем коррекции его положения на орбите, либо за счет наведения самой антенны независимо от аппарата. Применение моноимпульсной пеленгационной аппаратуры позволяет обеспечить точность прицеливания лучей антенн до $0,02^\circ$ с учетом всех дестабилизирующих факторов.

Техническая реализация как МЛА, так и антенны с контурной ДН современных и перспективных КА имеет несколько вариантов [1,6,9]. Для МЛА можно выделить следующие основные варианты.

1. Несимметричная однозеркальная антенна с многорупорным облучателем, в котором каждый рупор соответствует своему приемопередающему стволу РТР.

2. Несимметричная двухзеркальная антенна с многорупорным облучателем. При этом зеркальная система выполняется либо по схеме Грегори, либо по схеме Кассегрена. Профиль основного зеркала выполняется в виде параболы, или используется модифицированный профиль (совместно с контррефлектором) иногда апланатического типа.

3. Однозеркальная антенна, в которой облучатель выполнен в виде многолучевой малоэлементной ФАР, где каждому лучу соответствует либо кластер излучателей, либо каждый луч формируется всеми излучателями ФАР (АФАР). Обычно такие антенны относят к классу ГЗА. К сожалению, при решении практической задачи реализации бортовой антенной системы на основе гибридной антенны возникает множество

технических проблем (температурный режим, габаритные размеры, юстировка, надежность и т.д.).

Необходимо отметить, что ФАР и АФАР, в их истинном смысле, для реализации МЛА либо антенн с контурной ДН с целью применения в геостационарных КА связи и вещания не используются, ввиду их избыточности и очевидного проигрыша по массе, габаритам и другим техническим параметрам по сравнению с апертурными антеннами. Исключение составляют антенны геостационарных КА для мобильных систем связи, работающих в L-диапазоне. Связано это с тем, что в L-диапазоне (1,5/1,6 ГГц) не требуется создание большого числа сверхузких лучей, и, соответственно, число излучателей ФАР (АФАР) будет невелико. Кроме того, здесь проявляется положительное свойство, очень важное для передающей антенны, связанное с тем, что при необходимости получить большой уровень ЭИИМ луча при использовании транзисторных усилителей мощности сложение мощности в АФАР осуществляется в пространстве с минимальными потерями.

Одно из достоинств ФАР – достижимость КИП близкого к 1, но уровень бокового излучения при этом повышен, и, если он допустим, то ФАР предпочтительнее зеркальной антенны. Создавая спадающее к краям раскрыва амплитудное распределение, можно уменьшить боковые лепестки. Однако при этом произойдет снижение апертурного КИП до величины, характерной для зеркальной антенны.

В более высокочастотных диапазонах (11/14, 20/30 ГГц) АФАР и тем более ФАР неконкурентоспособны с апертурными антеннами даже при идеальных характеристиках элементов ДОС. Этот факт подтверждается тем, что ни в одном связном КА как действующем, так и проектируемом, для реализации МЛА не используется многоэлементная ФАР или АФАР.

Существует ряд работ по исследованию многоэлементных АФАР в диапазоне частот до 40 ГГц с числом лучей от 2 до 4 (в качестве альтернативы апертурным МЛА) применительно к задачам связного КА.

Для антенн с контурной ДН можно выделить два основных варианта их реализации.

1. Апертурная несимметричная (как правило, однозеркальная) антенна с многорупорным облучателем в виде малоэлементной ФАР.

2. Апертурная несимметричная антенна (как правило, однозеркальная) с рупорным облучателем. Профиль основного зеркала антенны имеет заданное (расчетное) отклонение от параболического (обычно в пределах не более $\pm 0.5\lambda$) с целью формирования контурного луча.

Первый вариант обеспечивает большие возможности по формированию сложного контура, второй – технически проще, но реализация сложных контуров ограничена.

1.2. Тенденции развития антенных систем КА

Расширение областей применения и непрерывное усложнение требований к системам космической связи и навигации приводит к необходимости создания антенн с чрезвычайно большими КУ и минимальной шумовой температурой, с ДН сложной формы, многолучевыми диаграммами и сканирующими лучами. Увеличивается число диапазонов частот, в которых должен работать современный космический РТР. Расширяются области применения систем связи, работающих в диапазонах крайне высоких частот. Увеличение срока активного существования (САС) КА до 15 лет (например, КА Intelsat-VII и 3-ий КА СССР «Thuraya» рассчитаны на САС не менее 14ти лет) и более, вызвало необходимость создания антенных систем (как многолучевых, так и с контурной ДН) с возможностью трансформации ДН по командам с Земли в соответствии с долгосрочным прогнозом по изменению трафика. В ряде случаев возможность трансформации ДН закладывается с целью унификации КА связи для любой выделенной точки состояния на ГСО (например, как в КА Intelsat). Очевидно, что создание трансформируемой ДН приводит к избыточности и соответствующему увеличению массы антенной системы.

Однако при этом расширяются функциональные и эксплуатационные возможности КА связи.

Наиболее рациональным и широко распространенным способом создания антенны с трансформируемой ДН является использование в качестве облучателя малоэлементной переключаемой ФАР или АФАР, что практически повторяет схему антенны с контурной ДН. Для изменения (трансформации) взаимоположения лучей МЛА наиболее естественным является использование дополнительных отдельных рупорных облучателей (КА Intelsat).

Использование АФАР дает ряд преимуществ. Показано, что применение АФАР позволяет снизить потребляемую бортовым ретранслятором мощность источников питания на 25% и уменьшить массу аппаратуры на 60%.

Следует отметить еще одну особенность современных и перспективных зарубежных КА, связанную с тенденцией повышения их эффективности – это использование, наряду с традиционными диапазонами частот, диапазона 20/30 ГГц для целей связи и вещания. В результате актуальной является задача совмещения различных диапазонов частот в одной антенне и уменьшение их общего количества на КА. Задача уменьшения общего количества антенн решается в ряде случаев в результате использования дихроичных зеркал в двухзеркальных антеннах, позволяющих сформировать хорошо развязанные друг от друга по поляризации и частоте лучи, формируемые отдельными зеркалами антенны.

Совмещение диапазонов частот достигается как за счет использования частотноселектирующих поверхностей (ЧСП), так и за счет совмещения различных частотных диапазонов в облучателе антенны. Естественно, что любой из указанных путей приводит к некоторому ухудшению радиотехнических характеристик антенны, но при этом увеличивается эффективность и расширяются функциональные возможности ретрансляционной аппаратуры КА при уменьшении массы антенной системы РТР.

Как для МЛД, так и для антенн с контурной ДН (особенно при расширении их функциональных возможностей) существенным фактором является достижение низкого уровня кроссполяризационных составляющих. В этом смысле предпочтение отдается двухзеркальным антеннам, построенным по схеме Грегори.

Для обеспечения необходимой точности прицеливания МЛД наряду с традиционными двухосными опорно-поворотными устройствами широкое применение нашли антенные платформы на "гибких" опорах. Наклон платформы создается моментом сил, действующим относительно мнимой оси. Такие типы подвесок на геостационарных КА с трехосной стабилизацией дают возможность поворачивать многолучевую ДН в пределах $1...3^\circ$ относительно одной оси с точностью порядка долей угловой минуты при относительно малых массо-энергетических затратах.

Таким образом, общая тенденция развития и совершенствования КА связи и вещания требует непрерывной разработки новых и совершенствования применяемых при реализации антенной системы ретрансляционной аппаратуры технических решений. В результате в полезной нагрузке типичного современного КА связи, которая составляет 35% от его общей массы и 85% от общего энергопотребления, все больший ресурс по массе выделяется для бортовой антенной системы – до (30...35)%, а по энергопотреблению для передающих устройств многоствольного РТР – до 35%.

Особая ветвь развития антенных систем, вызванная апробированием новых технологий спутниковой связи XXI в., возникла при создании КА – ACTS (Advance Communications Technology Satellite). Наряду с относительно традиционными решениями построения ретрансляционной аппаратуры ACTS, в нем используются РТР с полной обработкой информации на борту, работающие в пакетном режиме (технология VSAT). Для обеспечения этого режима и повышения энергетики радиолинии в составе антенной системы используется антенна с быстро коммутируемыми (время коммутации не более 10 мкс)

двумя независимыми предельно узкими лучами (ширина ДН $0,35^\circ$). При этом каждый луч имеет свою ограниченную рабочую зону, внутри которой точки прицеливания достаточно удалены друг от друга (более $0,7^\circ$). На рис. 1.1 показано положение парциальных зон обслуживания ACTS на территории США, использованных в эксперименте по апробированию новых технологий КСС.

Подавляющее большинство известных в настоящее время или проектируемых спутниковых радиосистем работает в режиме многостанционного доступа с временным разделением каналов. Наиболее эффективно режим многостанционного доступа реализуется в том случае, когда антенная система ретранслятора может одновременно формировать глобальный и зональные лучи специальной формы, повторяющие контур обслуживаемой области на поверхности Земли, систему фиксированных лучей, направленных на основные центры абонентской связи и несколько независимо сканирующих лучей.



Рис.1.1. Парциальные зоны обслуживания КА ACTS на территории США

Общее число лучей в зависимости от назначения радиосистемы может меняться от 10 до 1000. Особенностью

сканирующих антенных систем спутниковых ретрансляторов являются малые углы отклонения лучей, не превышающие $\pm(3...10)^\circ$.

При использовании в РТР КА МЛА возникает проблема распределения потока информации в режиме с временным многостанционным доступом и коммутацией лучей в условиях возможного перекрытия зон обслуживания. Требуемая развязка между лучами (более 30 дБ) достигается пространственным разделением ДН с низким УБЛ (меньше -20 дБ), частотным разделением каналов и использованием ортогональной поляризации. Развязка по поляризации более 30 дБ позволяет реализовать принцип повторного использования частот в луче в целях наиболее эффективного использования ресурса ГСО и частотного спектра, повышения пропускной способности каналов связи.

В настоящее время наиболее перспективными схемами построения антенн космических ретрансляторов считаются ГЗА с облучателями в виде АР.

1.3. Расчет зон покрытия земной поверхности антенной геостационарного ретранслятора

Важнейшей характеристикой ССС является зона покрытия – часть зоны видимости, в которой обеспечиваются необходимые энергетические соотношения на линии связи при определённых параметрах земной станции [1]. Если ДН бортовых антенн КА на приём и передачу достаточно широки, чтобы охватить всю видимую с него часть Земли при малой неравномерности усиления, то зона покрытия совпадает с зоной видимости – это так называемая глобальная зона покрытия. Построение зоны покрытия на карте производится в четыре этапа.

1. Определение зоны видимости. В результате решения чисто геометрической задачи на карту наносятся линии равных углов места, соответствующих заданным значениям (например, 5° , 10°).

2. Определение зоны, в которой ИСЗ создает необходимую плотность потока мощности. Для этого проводится энергетический расчет линии «КА $\leftrightarrow$ Земля» по направлениям, соединяющим КА с различными точками земной поверхности. Эти направления определяются приемлемыми минимальными значениями КУ антенны КА, например, уровнем «минус» 3 дБ относительно главного максимума ДН.

3. Определение зоны, которая отвечает условию приема космической станцией с необходимым качеством сигналов от находящейся в пределах зоны земной станций.

4. На карту наносятся все три определенные зоны, и строится их внутренняя огибающая. Таким образом, зоной покрытия является территория, принадлежащая каждой из трех зон, т.е. территория, на которой выполняются условия радиовидимости и условия необходимого качества связи на линии «КА $\leftrightarrow$ Земля». Как видно, зона покрытия определяется координатами КА, ДН его антенны и характеристиками приёмников и передатчиков РТР и ЗС.

Рассмотрим методику расчета границ зоны, определяемой ДН антенны КА (этап 2). Эту зону называют заявочной характеристикой антенны (ЗХА), приводимой страной-заявителем на первом этапе регистрации создаваемой новой ССС в Международном союзе электросвязи. ЗХА можно определить как нанесенный на географическую карту набор контуров, соответствующих постоянному значению КУ передающей антенны бортового РТР КА.

Общие принципы картографии. Зоны покрытия земной поверхности лучами антенн спутника-ретранслятора изображаются картографической проекцией на поверхности земного эллипсоида, т.е. на географической карте. Не существует проекций, позволяющих развернуть поверхность эллипсоида (или шара) в плоскость без растяжений или сжатий. Поэтому любая географическая карта – в той или иной степени изображение искаженное. Все картографические проекции по характеру вносимых искажений делятся на три группы:

1. *Равноугольные* (конформные), в которых на картах сохраняются углы, масштаб длин в данной точке по всем направлениям и формы бесконечно малых фигур.

2. *Равновеликие*, в которых на картах везде сохраняется одинаковый масштаб площадей и, таким образом, соотношение площадей географических объектов передается правильно.

3. *Произвольные*, в которых на картах искажаются и углы и площади.

Помимо деления на группы по искажениям, картографические проекции делят еще на классы по типу вспомогательной поверхности, с помощью которой образуется данная проекция:

а) класс цилиндрических проекций, для которого вспомогательной поверхностью является цилиндр (рис. 1.2а).

б) класс конических проекций, для которого вспомогательной поверхностью является конус (рис. 1.2б).

в) класс азимутальных проекций, для которого вспомогательной поверхностью является плоскость (рис. 1.2в).

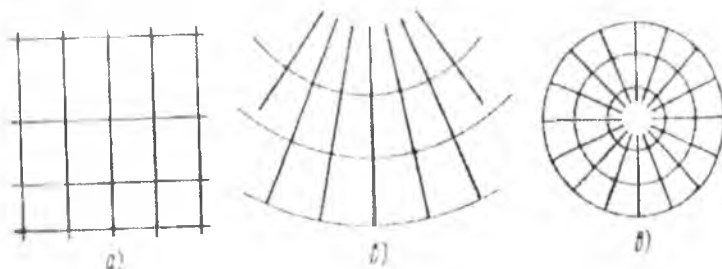


Рис. 1.2. Виды сеток нормальных картографических проекций:
а – цилиндрическая; б – коническая; в – азимутальная

Желательно пользоваться картами равноугольных и равновеликих проекций, что создает правильные ассоциации о форме и размерах соответствующих зон.

Математической характеристикой каждой конкретной картографической проекции являются ее формулы преобразования – формулы перехода от угловых координат

географических объектов и линий сетки к линейным координатам бланка карты. Эти формулы определяют свойства данной проекции. Равнопромежуточная цилиндрическая проекция является наиболее оптимальной для представления карты мира, континентов и стран. Далее приводится математическое описание только равнопромежуточной цилиндрической проекции.

Принципы расчета. Каждый контур ЗХА есть линия пересечения поверхности Земли (точнее – той части земной поверхности, которая находится в пределах границ оптической видимости из точки расположения КА) с поверхностью равного усиления по ДН антенны. При этом предполагается, что координаты КА определяют его положение на ГСО.

В том случае, когда образующая соответствующей поверхности луча ДН не пересекает поверхность Земли, контур ЗХА на данном участке проходит по границе оптической видимости. Формулы, описывающие ДН антенн, являются трансцендентными, что не позволяет выразить аналитически параметры поверхности равного усиления в явном виде.

При расчете и построении ЗХА обычно задаются следующие параметры: радиус земной сферы R , высота ГСО (отсчет ведется от центра Земли) H , номинальная долгота μ_{ll} и широта θ_{ll} ТП (точка прицеливания), ширина ДН антенны Φ_0 и Φ_1 , формула ДН в двумерном или одномерном варианте $\xi = F_1(S; \gamma)$ или $\xi = F(\delta_a)$ соответственно, относительное усиление по ДН для каждого контура (например $S = \text{«минус»}$ 3дБ), а также вид проекции и масштабные параметры карты, на которой необходимо изобразить ЗХА.

Принцип организации основной вычислительной процедуры поясняется схемой, изображенной на рис. 1.3.

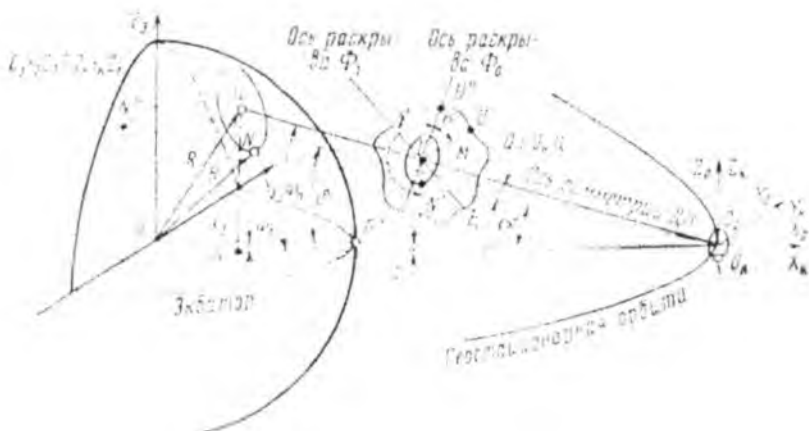


Рис. 1.3. Спутник-ретранслятор и контур ЗХА на поверхности Земли

На этом рисунке земная сфера радиуса R задана геоцентрической системой координат $O_3X_3Y_3Z_3$. Пространственное положение КА, находящегося на ГСО, задано системой координат $O_KX_KY_KZ_K$, которая совмещена с орбитальной подвижной системой координат $O_0X_0Y_0Z_0$.

Положение ДН бортовой антенны задано по системе координат КА угловыми параметрами ψ_H , ψ_B и φ . Параметры ψ_H и ψ_B соответствуют точке пересечения оси симметрии ДН с земной поверхностью $\varphi(\mu_H, \theta_H)$.

Пусть известно аналитическое выражение поверхности равного усиления по ДН:

$$\xi = F_2(S, \gamma). \quad (1.1)$$

Тогда, задав некоторое значение γ , найдем по (1.1) соответствующее значение ξ . Определив точку N' в плоскости $Q \perp O_KZ_K$, через которую проходит образующая поверхности равного усиления S при выбранном значении γ , продолжим прямую O_KN' в направлении Земли. Получим точку пересечения ее с земной поверхностью N , принадлежащую контуру ЗХА T . Очевидно, что если с некоторым шагом $\Delta\gamma$ пройти последовательно все значения $\gamma = 0 \div 2\pi$, то плоскость анализа

совершит полный оборот вокруг оси симметрии ДН антенны O_KH и при этом след вектора анализа на плоскости Q даст сечение поверхности равного усиления M , а на поверхности Земли — искомый контур ЗХА T .

Поскольку получить зависимость (1) в явном виде не удается, то ξ определяется методом одномерного итерационного поиска. Если при этом ДН задана одномерной формулой, то итерационная процедура выполняется только один раз для каждого контура ЗХА для определения параметра δ_a , соответствующего заданному значению S , после чего для каждой расчетной точки

$$\xi = \arctg \left\{ \frac{\operatorname{tg}(\delta_a \varphi_0)}{\sqrt{e^2 \sin^2 \gamma + \cos^2 \gamma}} \right\}. \quad (1.2)$$

Если же ДН задана двумерной зависимостью, то итерационный поиск выполняется для каждой расчетной точки.

На рисунке 7.20 (Раздел 7) приведен контур ЗКХ МЛА ретранслятора, находящегося на ГСО (расстояние от центра Земли до спутника $H=42170$ км, долгота проекции спутника на поверхность Земли $\mu_n=90^\circ$).

Программа, реализующая расчет контура ЗКХ МЛА ретранслятора, базирующегося на ГСО, приведена в [47].

2. СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ И РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН

2.1. Основные типы зеркальных антенн

Зеркальные антенны являются наиболее распространенными остроуправленными антеннами в системах спутниковой и наземной связи. Их широкое применение в самых разнообразных радиосистемах объясняется простотой конструкции, возможностью получения разнообразных видов ДН, высоким КПД, малой шумовой температурой, хорошими диапазонными свойствами. Некоторые типы зеркальных антенн могут обеспечивать достаточно быстрое качание луча в значительном секторе углов.

Наиболее широко используются однозеркальные и двухзеркальные антенны, реже — трехзеркальные, в составе которых два вспомогательных (малых) зеркала. Зеркальные антенны, облучателями которых являются решетки из слабонаправленных излучателей (антенные решетки) относятся к гибридным зеркальным антеннам (ГЗА), позволяющим формировать многолучевые ДН и сканирующие лучи.

В настоящее время для построения зеркальных многолучевых антенн используют либо принцип гибридной антенны, в которой зеркало облучается ФАР, а лучи формируются ДОС решетки, либо принцип апланатической антенны с широким полем зрения, в которой каждый луч излучается отдельным облучателем. Антенны апланатического типа более широкополосны и универсальны. Устранение aberrаций для отклонённых лучей в них достигается применением специальной формы одного или двух зеркал. Двухзеркальная МЛА может быть выполнена более компактной. Такие антенны строят либо по принципу телескопа Шварцшильда, в котором кроме условия фокусировки выполняется также условие обнуления aberrаций типа комы

[17], либо используют свойства сферических или тороидальных зеркал сохранять aberrации одинаковыми для всех лучей.

Двухзеркальные апланатические антенны могут иметь оптическую схему типа Кассегрена или Грегори. В [17] проведено сравнение сканирующих свойств осесимметричных двухзеркальных апланатических антенн этих типов. Показано, что в отношении ширины сектора сканирования антенны типа Кассегрена превосходят антенны типа Грегори, а в отношении УБЛ различия не замечено. Следует заметить, что исследование в [17] проведено для осесимметричных антенн.

2.2. Предварительный расчет основных геометрических параметров зеркальной антенны

2.2.1. Основные соотношения и порядок расчета

На рис. 2.1 приведена схема однозеркальной антенны с обозначениями размеров ее элементов, которые используются в дальнейшем при записи формул для численного анализа основных электрических характеристик.

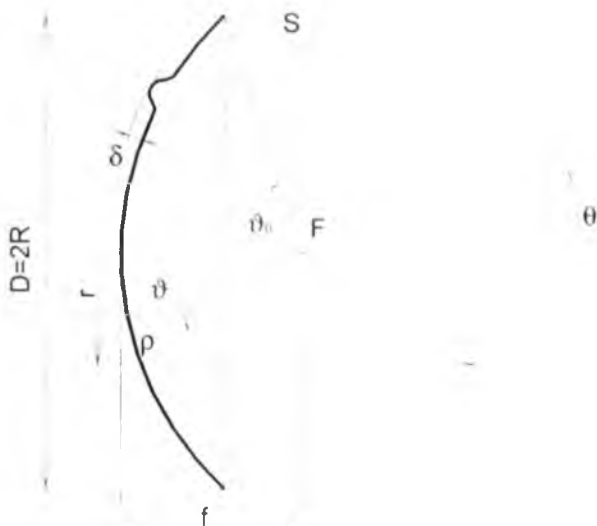


Рис. 2.1. К расчету характеристик зеркальной антенны

В декартовой системе координат профиль отражающей поверхности зеркала (параболоид вращения) определяется уравнением $x^2 + y^2 = 4fz$, а в сферической системе координат уравнением $\rho(\vartheta) = 2f(1 - \cos \vartheta)$.

Расчет диаграмм излучения и КУ параболической зеркальной антенны производится с использованием метода эквивалентных поверхностных электрических и магнитных токов, которые вводятся либо на отражающей и теневой поверхностях зеркала антенны, либо в апертуре, которая определяется как плоская поверхность, перпендикулярная оптической оси антенны и ограниченная проекцией на нее кромок зеркала. Эквивалентные электрические и магнитные токи считаются синфазными между собой, а распределение их амплитуд полагается пропорциональным отношению $f(\vartheta, \varphi) / \rho(\vartheta)$, где $f(\vartheta, \varphi)$ – амплитудная ДН облучателя, $\rho(\vartheta)$ – расстояние от фокуса до рассматриваемой точки поверхности зеркала или раскрыва.

В обоих случаях диаграмма излучения находится как результат интегрирования функции распределения этих токов совместно с множителем, учитывающим положение рассматриваемой точки пространства относительно антенны.

Второй подход – апертурный метод, является менее точным, однако, приводит к существенно более простым соотношениям, благодаря чему широко применяется в инженерных методиках расчетов. При таком подходе, если диаметр зеркала удовлетворяет условию $D \gg \lambda$, полностью применима теория плоского раскрыва, которая будет использована ниже. Получаемые результаты тем точнее, чем больше отношение f/D . Если в фокусе парабоида помещен излучатель с ДН $f(\vartheta, \varphi)$, то распределение амплитуд токов в раскрыве антенны по методу геометрической оптики определяется соотношением

$$E(r, \varphi) = 0,5 \cdot (1 + \cos \vartheta) \cdot f(\vartheta, \varphi), \quad (2.1)$$

$$\text{где } \vartheta = \arctg \frac{r^*}{\frac{F}{R} - (r^*)^2 / R / 4F}, \quad r^* = r \cdot R \quad (2.2)$$

В дальней зоне ДН раскрыва с распределением (2.1) определяется формулой

$$F(\vartheta, \varphi) = 0,5 \cdot \int_0^R \int_0^{2\pi} (1 + \cos \vartheta) \cdot E(\vartheta, \varphi) \exp(-ikr \cdot \sin \vartheta \cdot \cos \varphi) dr d\varphi \quad (2.3)$$

Характеристики зеркальной антенны могут быть оптимизированы при выполнении ряда требований к ДН облучателя.

Максимальная величина коэффициента направленного действия (КНД) зеркальной параболической антенны может быть вычислена по формуле:

$$\text{КНД} = \left(\frac{\pi \cdot D_3}{\lambda} \right)^2 \cdot \frac{D_{\text{обл}}}{4\pi^2} \cdot \text{ctg}^2 \left(\frac{\psi_0}{2} \right) \cdot \left| \int_0^{\psi_0} \int_0^{2\pi} f(\psi, \varphi) \cdot \text{tg} \left(\frac{\psi}{2} \right) d\psi d\varphi \right|^2 \quad (2.4)$$

где $\text{КНД}_{\text{обл}}$ – КНД облучателя, $f(\psi, \varphi)$ – диаграмма облучателя.

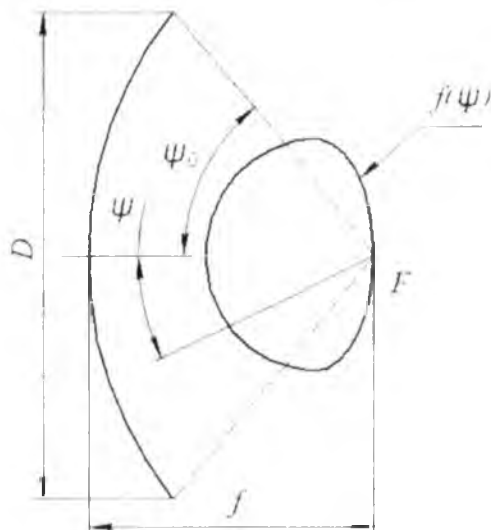


Рис. 2.2. К расчету ДН зеркальной антенны

Для осесимметричной системы

$$KПД = \left(\frac{\pi \cdot D_3}{\lambda} \right)^2 \cdot D_{обл} \cdot ctg^2 \left(\frac{\psi_0}{2} \right) \cdot \left| \int_0^{\psi_0} f(\psi) \cdot tg \left(\frac{\psi}{2} \right) d\psi \right|^2$$

Видно, что КПД является функцией угла раскрытия зеркала ψ_0 . Эта функция имеет максимальное значение при некотором ψ_0 , а следовательно, имеется оптимальное значение f/D_3 для каждого из облучателей. Наличие экстремума обусловлено перераспределением влияния доли энергии, уходящей за зеркало, и КПД зеркала на результирующий КУ (рис.2.2).

Из приведенных соотношений в общем случае возникает условие для определения $\psi_{0\text{ опт}}$:

$$2\sin^2 \left(\frac{\psi_{0\text{ опт}}}{2} \right) \cdot \int_0^{2\pi} f(\psi_0, \varphi) d\varphi = \int_0^{\psi_{0\text{ опт}}} \int_0^{2\pi} f(\psi, \varphi) \cdot tg \left(\frac{\psi}{2} \right) d\psi d\varphi$$

При осевой симметрии ДН облучателя максимальный КПД достигается при значении ψ_0 , определяемом из соотношения

$$2\sin^2 \left(\frac{\psi_{0\text{ опт}}}{2} \right) = \int_0^{\psi_{0\text{ опт}}} f(\psi) \cdot tg \left(\frac{\psi}{2} \right) d\psi$$

Обычно при этом уровень поля на краях раскрытия зеркала составляет 1/3 уровня поля в центре.

При расчёте КУ антенны можно для учёта рассмотренных факторов использовать коэффициент эффективности:

$$\xi = \eta_{обл} g_{обл}$$

Если диаграмма облучателя аппроксимируется функцией вида $f(\psi) = \cos^n \psi$, то $\xi = \frac{KПД_{обл}}{2(n+1)} g_n$, где $KПД_{обл}$ – КПД реального облучателя; g_n – определяется графиками на рис. 2.3 (n – показатель степени косинуса).

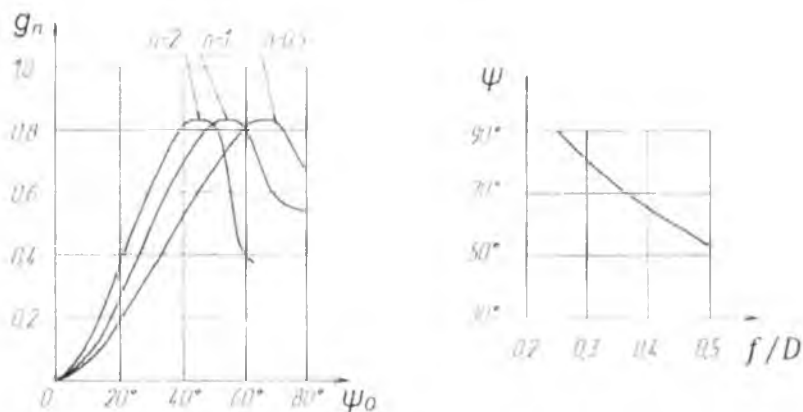


Рис. 2.3. К определению КНД зеркальной антенны

Токи на поверхности параболоида вращения при линейной поляризации поля облучателя имеют все три составляющие (i_x , i_y и i_z). На поверхности короткофокусного зеркала ($D/(4f) \geq 1.0$) образуются полюсы, т.е. точки, где поверхностный ток равен нулю. Эти точки соответствуют нулям диаграммы облучателя.

В зонах между этими точками и кромками зеркала токи текут в противоположных направлениях (рис.2.4).

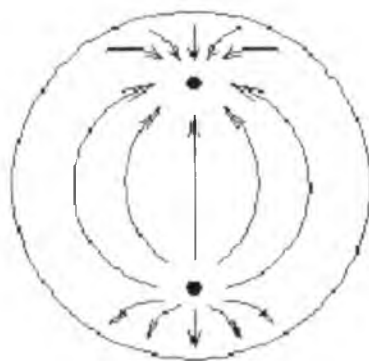


Рис. 2.4. Структура токов на поверхности глубокого зеркала

Это вредные зоны, влияние которых уменьшает КИП, увеличивает боковые лепестки, и служит причиной появления кроссполяризационной составляющей излученного поля. В большинстве случаев вредные зоны будут отсутствовать, если $\Gamma \geq (0,3 \dots 0,5)D$.

Для большинства облучателей ДН можно аппроксимировать функцией $f(\vartheta, \varphi) = \cos^n(\vartheta)$.

При численном анализе направленных свойств параболических антенн с помощью апертурного метода можно широко пользоваться табличными данными, характеризующими ДН и КНД плоских прямоугольных и круглых излучающих поверхностей с различными законами распределения амплитуд токов. Однако при этом следует учитывать характерное для зеркальных антенн затенение апертуры облучателем (в двухзеркальных антеннах – малым зеркалом) и элементами поддерживающей его конструкции. При расчете КУ антенны должны быть учтены потери в волноводном тракте, рассеянная затеняющими раскрыв элементами мощность и доля излучаемой облучателем мощности, проходящая мимо зеркала.

Рассмотрим методику оценочного расчета основных параметров антенны. Расчет выполняется для средней частоты рабочего диапазона.

Требуемый КУ антенны определяет выбор размеров апертуры. Если задан КУ G , то для определения основных размеров зеркала антенны используется соотношение

$$G = \eta_1 \cdot \eta_2 \cdot \eta_3 \cdot \eta_4 \cdot \eta_5 \cdot \eta_6 \cdot \eta_7 \cdot g_1 \cdot g_2 \cdot 4\pi S / \lambda^2, \quad (2.5)$$

где: η_1 – коэффициент, учитывающий потери в волноводном тракте и в облучателе; η_2 – коэффициент эффективности облучающей системы, учитывающий потери мощности излучения из-за ее рассеяния за пределы зеркала; η_3 – коэффициент, учитывающий отличие фазового фронта излучаемой облучателем волны от сферического; η_4 – коэффициент, определяющий снижение усиления антенны из-за наличия подчиняющихся случайному закону отклонений поверхности зеркала от расчетной; η_5 – коэффициент.

учитывающий погрешность установки облучателя; η_6 – коэффициент, учитывающий кроссполаризационную составляющую; η_7 – коэффициент, учитывающий потери при отражении от поверхностей зеркал; g_1 – коэффициент, учитывающий затенение раскрыва; g_2 – коэффициент использования поверхности в зависимости от распределения амплитуд; S – площадь раскрыва антенны.

Предварительные расчеты можно проводить, приняв произведение всех перечисленных коэффициентов равным 0,6...0,7. Следует иметь в виду, что это значение достигается при максимальной величине произведения ηg_2 , которое для каждого конкретного облучателя соответствует оптимальному значению угла ϑ_0 , то есть определенному оптимальному отношению f/D . Обычно оптимальное значение ϑ_0 лежит в пределах $50^\circ \dots 70^\circ$, чему соответствует $f/D = 0,3 \dots 0,4$ и уровень поля на краю раскрыва на 10 дБ ниже уровня в центре зеркала.

С помощью соотношения (2.5) находится площадь раскрыва антенны S , а затем определяются его основные размеры: для круглого раскрыва – радиус R и угол ϑ_0 или фокусное расстояние f , связанные соотношением

$$f = R/[2 \operatorname{tg}(\vartheta_0/2)].$$

Для зеркала с эллиптическим раскрывом ДН облучателя должна иметь разную ширину в ортогональных плоскостях. Если зеркало с эллиптическим раскрывом используется совместно с облучателем с осесимметричной ДН, то следует принять R равным радиусу окружности, площадь которой равна площади эллиптического раскрыва зеркала.

Если для разрабатываемой антенны задана ширина главного максимума ее диаграммы на уровне «минус» 3 дБ в двух ортогональных плоскостях ($2\theta_{0,5}^E$ и $2\theta_{0,5}^H$), для расчетов можно воспользоваться соотношением:

$$G = (28 \dots 32) \cdot 10^3 / (2\theta_{0,5}^E \cdot 2\theta_{0,5}^H).$$

При выполнении условия оптимального облучения зеркала ширина главного максимума ДН может быть ориентировочно определена по формуле $2\theta_{0,5}^0 = (65^\circ \dots 70^\circ) \cdot \lambda/D$.

Апертурный метод не позволяет оценить уровень кроссполяризованной составляющей поля и все характеристики антенны определяются лишь для поля основной поляризации. Следует учитывать, что уровень поля на кроссполяризации зависит от величины фокусного расстояния и тем меньше, чем больше отношение f/D . В осесимметричных антеннах наибольший уровень излучения на кроссполяризации наблюдается в плоскостях, составляющих угол 45° с главными плоскостями **Е** и **Н**, и при $f/D = 0,4$ может достигать «минус» 20 дБ, чему соответствует $\eta_0 \approx 0,97$. Ширину $\Delta\theta_1$ лепестка кроссполяризационной ДН и направление его максимума θ_1 можно рассчитать по формуле:

$$\Delta\theta_1 = (0,87...1,05)\lambda/D; \quad \theta_1 = (1,05...1,22)\lambda/D.$$

Приведенные выше соотношения используются для предварительного выбора основных размеров антенны (диаметра зеркала, фокусного расстояния, типа и размеров раскрыва облучателя) исходя из требований к КУ и ДН.

2.2.2. Расчёт диаграммы направленности и коэффициента усиления

Расчет ДН зеркальной антенны начинается с определения амплитудного распределения поля в раскрыве зеркала по ДН облучателя. При этом основное внимание следует уделить предварительной оценке уровня поля на краю зеркала, от которого зависит УБЛ ДН.

1. Исходными для выбора типа и определения размеров облучателя являются значения угла облучения кромки зеркала ϑ_0 и соответствующее значение его ДН $f_{00\lambda}(\vartheta_0)$. При выборе типа облучателя необходимо учитывать такие факторы, как требуемая поляризация электромагнитного поля, форма главного максимума (осесимметричный или, для зеркал с эллиптическим раскрывом, веерный луч), наличие и устойчивость фазового центра в заданном диапазоне частот, площадь затенения раскрыва антенны. В дециметровом, сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн наиболее

широко в качестве облучателей используются пирамидальные и конические рупоры.

После определения размеров облучателя имеются все необходимые данные для расчета по его ДН амплитудного распределения поля в раскрыве зеркала и ДН антенны в целом.

2. Амплитудное распределение поля в апертуре зеркальной антенны находится с применением простейших графических построений. Задаваясь координатами точек на раскрыве зеркала, следует для каждой точки определить значение ϑ по формуле (2.2). Затем по формуле (2.1) строится амплитудное распределение поля как функция радиуса r . В большинстве случаев полученное таким образом амплитудное распределение можно аппроксимировать функцией вида

$$A(r') = \Delta + (1 - \Delta) \cdot [1 - (r')^2]^p, \quad (2.6)$$

где $r' = r/R$; Δ – уровень поля на краю апертуры, отнесенный к уровню поля в центре раскрыва.

3. ДН осесимметричной зеркальной антенны с распределением амплитуд поля в раскрыве определяется (без учета затенения) соотношением:

$$F(u) = \left[\Delta \cdot A_1(u) + \left(\frac{1-\Delta}{p+1} \right) \cdot A_{p+1}(u) \right] \cdot \frac{p+1}{p \cdot \Delta + 1}, \quad (2.7)$$

где $u = k \cdot R \cdot \sin \theta$, $A_p(u)$ – лямбда-функция p -го порядка.

Затенение раскрыва увеличивает УБЛ и уменьшает КУ. При расчете ДН с учетом затенения используется принцип суперпозиции и результирующее распределение поля в раскрыве антенны представляется разностью двух распределений, одно из которых соответствует незатененному раскрыву с радиусом R , а второе – затененному участку раскрыва с радиусом a . ДН с учетом затенения определяется соотношением

$$F_{\Sigma}(u) \approx \gamma \cdot F(u) - \left(\frac{a}{R} \right)^2 \cdot A_1 \cdot (k \cdot R_1 \cdot \sin \theta), \quad (2.8)$$

где: γ – коэффициент, зависящий от распределения амплитуд поля по незатененному раскрыву антенны; $F(u)$ – ДН (нормированная) незатененного раскрыва. В (2.8) распределение амплитуд поля по затененному участку

полагается равномерным. В большинстве случаев можно принять $\gamma \approx 0,8$.

Уровень и форма боковых лепестков с достаточной точностью рассчитываются рассмотренным методом в пределах углового сектора, не превышающего $\theta = \pm(\pi - \vartheta_0)$.

4. При расчете КУ G с помощью соотношения (2.5) входящий в него коэффициент η_1 определяется в основном потерями в волновом тракте, которые легко найти, используя справочные данные [5]. Коэффициент η_4 , определяющий снижение усиления антенны из-за наличия подчиняющихся случайному закону отклонений поверхности зеркала δ от расчетных значений, для однозеркальной антенны равен $\eta_4 = e^{-\sigma_\varphi}$, где σ_φ – среднеквадратичная погрешность фазового распределения, определяемая в зависимости от среднеквадратичной ошибки формы зеркала δ соотношением $\sigma_\varphi = (4\pi\delta/\lambda)^2$. Влиянием погрешности установки облучателя, если она не превышает $\Delta f < \lambda/[8(1 - \cos \vartheta_0)]$, как правило, можно пренебречь ($\eta_5 \approx 0,99$).

При оценке влияния затенения раскрыва зеркала облучателем и его опорами в простейшем случае можно определить коэффициент g_1 как произведение величины η' , определяемой затенением раскрыва собственно облучателем на величину η'' , определяемую затенением раскрыва опорами облучателя. Для антенны с круглым раскрывом (и для эквивалентной по площади антенны с эллиптическим раскрывом) эти коэффициенты определяются соотношениями:

$$\eta' \approx \left(1 - \frac{(a/R)^2}{1 - \frac{1-\Delta}{2}}\right)^2; \quad \eta'' \approx \left(1 - \frac{qt}{\pi R} \cdot \frac{1 - \frac{1-\Delta}{2}}{1 - \frac{1-\Delta}{2}}\right)^2,$$

где t — ширина опор облучателя; a — радиус раскрыва облучателя; q — число опор облучателя; Δ — уровень поля на краях зеркала.

КИП раскрыва g_2 для распределений вида (6) может быть найден по графикам рис. 2.5.

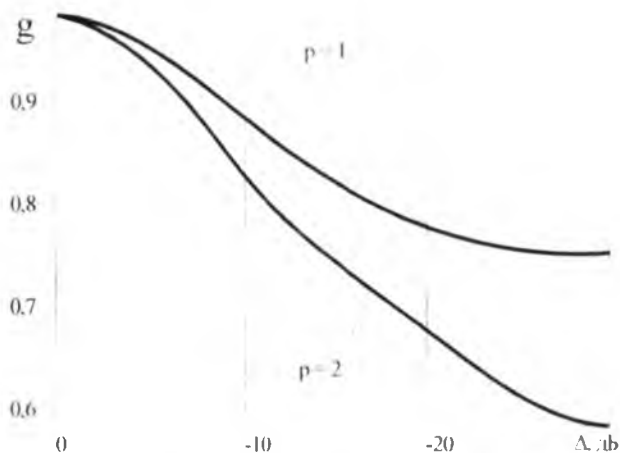


Рис. 2.5. К расчету КПД раскрыва антенны

Коэффициент η_2 , определяющий потери на «переливание» энергии облучателя за края раскрыва зеркала, равен

$$\eta_2 = \frac{\int_0^{\vartheta_0} f_{\text{отт}}^2(\vartheta) \cdot \sin \vartheta d\vartheta}{\int_0^{\pi/2} f_{\text{отт}}^2(\vartheta) \cdot \sin \vartheta d\vartheta}. \quad (2.9)$$

При $f_{\text{отт}}(\vartheta) = \cos^m \vartheta$ получаем $\eta_2 = 1 - \cos^{2m+1} \vartheta_0$, $m = 1; 2; 1.5$.

В ряде случаев можно принять:

$$\eta_2 = g_1; \quad \eta_3 = 0.95; \quad \eta_4 = 0.91; \quad \eta_5 = 0.99; \quad \eta_6 = 0.97.$$

Более точные значения коэффициентов η_2 и g_1 могут быть найдены численными методами.

Наиболее радикальным способом устранения затенения является вынос облучателя из поля отраженной от зеркала волны. Такой способ реализуется при использовании несимметричных вырезов из параболоидов вращения.

Предварительную оценку КУ проектируемой антенны и уточнение размеров главного зеркала можно производить с использованием соотношения:

$$G = (28 \dots 32) \cdot 10^3 / (2\theta_{0.5}^E \cdot 2\theta_{0.5}^H); \quad 2\theta_{0.5}^H = (65^\circ \dots 70^\circ) \lambda/D. \quad (2.10)$$

Особенности расчета антенн с раскрывом эллиптической формы

Если раскрыв зеркальной антенны представляет собой эллипс с большой осью $L_0 = 2a$ и малой осью $L_m = 2b$, то распределение амплитуды поля по эллиптическому раскрыву аппроксимируется рядом Фурье

$$E(x, y) = \left(\sum_n \alpha_n \cos \frac{n\pi x}{a} \right) \cdot \left(\sum_n \beta_n \cos \frac{m\pi y}{b} \right),$$

где a и b – большая и малая полуоси эллипса.

ДН в плоскости большой оси эллипса рассчитывается по формуле

$$F(u) = \pi \cdot a \cdot b \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \alpha_n \beta_m C_{mn}(u),$$

где $u = ka \cdot \sin \theta$; C^* – табулированная функция [16,23].

Аналогично рассчитывается диаграмма в ортогональной плоскости в зависимости от $u = kb \cdot \sin \theta$.

2.2.3. Оценка влияния ошибок выполнения и деформаций отражающей поверхности зеркала и системы крепления облучателя

Ошибки в выполнении профиля зеркала, системы крепления облучателя и деформации конструкции в процессе эксплуатации приводят к нежелательным изменениям характеристик ДН, обусловленным появлением систематических и случайных составляющих в распределениях фаз и амплитуд токов на излучающих элементах антенны. Анализ влияния этих факторов [6,9,23] на характеристики зеркальной антенны можно проводить апертурным методом. При этом в амплитудно-фазовом распределении поля в апертуре антенны выделяются систематические (детерминированные) и случайные составляющие, влияние которых на ДН рассматривается отдельно. Наиболее сильно на характеристики антенны влияют изменения (ошибки) в фазовом распределении. Изменения в распределении амплитуд обычно незначительны, и их влиянием можно пренебречь.

Фазовое распределение в апертуре зеркальной антенны с достаточной точностью можно представить суммой четырех

основных составляющих: трех систематических (линейная, квадратичная и кубическая) и случайной, подчиняющейся нормальному закону распределения с нулевым средним. Наклонная по отношению к плоскости апертуры линейная составляющая, приводящая исключительно к изменению направления главного максимума ДН, в результате деформаций появляется весьма редко

Причинами появления *квадратичной составляющей* являются смещение облучателя из фокуса зеркала вдоль фокальной оси системы и симметричные деформации зеркала, например, под действием гравитации. Квадратичная составляющая приводит к возрастанию УБЛ и уменьшению КНД. Эти изменения в ДН можно считать незначительными, если максимальная величина квадратичной составляющей не превышает $20^\circ \dots 45^\circ$. При этом максимальное отклонение профиля отражающей поверхности зеркала от расчетных значений не должно превышать $\lambda/16 \dots \lambda/8$. Допустимое смещение облучателя вдоль фокальной оси при условии не превышения квадратичной составляющей указанных величин определяется соотношением $\frac{|Az|}{\lambda} \leq 8 \cdot (1 - \cos \psi_0)$.

Кубическая составляющая возникает при смещении облучателя из фокуса зеркала в направлении, ортогональном фокальной оси, и приводит к изменению направления главного максимума, возрастанию уровня боковых лепестков и уменьшению КНД. Причиной смещения могут быть гравитационные или тепловые деформации системы крепления облучателя. Отклонение главного максимума можно определить по формуле

$$\sin \theta_{\max} = \frac{8f\Delta x}{(8f^2 + R^2)},$$

где Δx – смещение облучателя относительно фокуса.

При одинаковых величинах квадратичной и кубической составляющих в фазовых распределениях и прочих равных условиях кубическая составляющая приводит приблизительно к втрое меньшим потерям КУ.

В ряде конструкций облучатель выносят из фокуса в фокальной плоскости с целью отклонения в небольших пределах главного максимума ДН от фокальной оси антенны.

Случайные составляющие ошибок выполнения профиля зеркала приводят к соответствующим ошибкам в распределении фаз, отчасти и амплитуд в раскрыве зеркала.

При небольших амплитудных ошибках и отсутствии корреляционной связи между ошибками фаз и амплитуд можно пользоваться суммарной дисперсией $\alpha_s = \left[\varphi^2(\ell) + j^2(\ell) \right]$,

причём должно выполняться условие $\alpha_s < 0,2 \dots 0,3$.

Средняя ДН в общем случае определяется соотношением:

$$\left| \overline{F(\theta, \varphi)} \right|^2 = \exp(-\alpha_s) \cdot \left[F_0^2(\theta, \varphi) + 2 \frac{4\pi^2 \rho^2}{D_0 \lambda^2} \exp\left(-\frac{\pi^2 \rho^2 \sin^2 \theta}{\lambda^2}\right) \right], \quad (2.11)$$

где $F_0(\theta, \varphi)$ – нормированная ДН раскрыва по мощности в отсутствие случайных ошибок; ρ – радиус корреляции ошибок.

Очевидно, что с ростом α_s уменьшается $KНД \approx D_0 \exp(\alpha_s)$, D_0 – КНД при отсутствии случайных ошибок. Изменения формы диаграммы описываются вторым слагаемым во втором сомножителе, зависят от ρ и пропорциональны α .

В зеркальных антеннах с трансформируемыми рефлекторами доминирующими являются отклонения фазового распределения от расчетных значений, вызванные погрешностями выполнения отражающей поверхности.

Пусть неровности отстоят друг от друга не менее чем на длину волны, так что среднее отклонение от требуемой формы равно $\pm \varepsilon / \lambda$. В раскрыве это отклонение вызывает фазовую ошибку $\delta\phi = \pm 4\pi\varepsilon / \lambda$. Если предположить, что половина неровностей будет причиной фазовой ошибки $+\delta\phi$, а другая половина $-\delta\phi$, то величина поля в удаленной точке с учётом ошибок будет равна $E \cos(\delta\phi)$. Следовательно, поток излучения в главном направлении будет меньше, чем у

идеальной антенны. Отношение идеальных площадей таких антенн будет равно $g_{\phi} \approx \cos^2 \delta\phi \approx 1 - \delta\phi^2$.

На рис. 2.6 приведены графики, характеризующие потери максимальной эффективной площади антенны, вызванные среднеквадратичной фазовой ошибкой $\delta\phi$ с радиусом корреляции ρ .

Эти рассуждения справедливы при относительно большом радиусе корреляции фазовых ошибок. При радиусе корреляции, меньшем λ , формула (2.11) даёт заниженные значения КНД. Более точно уменьшение КНД можно определить по формуле:

$$D/D_0 = 1 - (3\pi^2 \rho^2 \alpha) / (4\lambda^2). \quad (2.12)$$

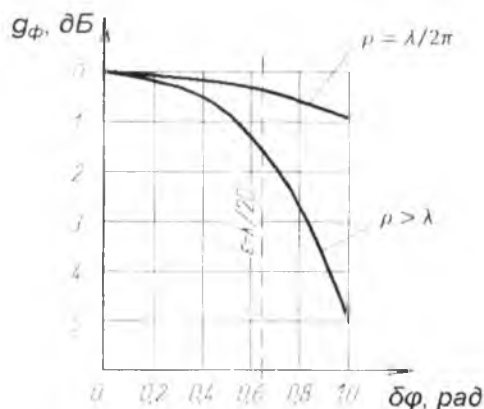


Рис. 2.6. К расчету потерь коэффициента усиления

2.3. Рекомендации по выбору конструкции облучателя, зеркала и антенны в целом

В качестве облучателей используются почти все типы слабонаправленных антенн. Облучатель должен иметь фазовый центр, минимальные поперечные размеры, электрическую прочность и частотные свойства в соответствии с

аналогичными параметрами антенны, а также механическую прочность, стабильность параметров при изменении метеоусловий и допускать герметизацию тракта.

В антеннах, работающих с сигналами двух ортогональных поляризаций, часто в качестве облучателей используется открытый конец круглого волновода с фланцем, снабжённым кольцевыми шлейфами, и многомодовый конический рупор. Такие облучатели имеют ДН с осесимметричным главным максимумом и низким уровнем излучения на кроссполяризации. Форма главного максимума их диаграмм близка к форме главного максимума ДН в плоскости E открытого конца круглого волновода с волной H_{11} . Рупорные облучатели с импедансными стенками и с изломом образующей и различные другие типы наиболее часто применяемых облучателей, включая многоканальные (моноимпульсные), рассмотрены в [2,3,7,8].

При установке облучателя необходимо знать положение его фазового центра, так как последний должен совпадать с фокусом зеркала. Фазовый центр волны, излученной рупорной антенной, совпадает с вершиной рупора только при фазовых сдвигах на краях его раскрыва, превышающих $(1,25...1,5)\pi$. С уменьшением расфазировки, фазовый центр постепенно смещается к раскрыву рупора и при фазовых сдвигах на краях, меньших $(0,3...0,4)\pi$ практически совпадает с центром раскрыва. Фазовые центры пирамидальных и конических рупоров для ДН в плоскостях E и H совпадают только при одинаковости этих диаграмм.

Облучатель устанавливается в специальной конструкции, позволяющей при настройке антенны перемещать его вдоль оси зеркала в пределах $\pm(0,1...0,2)\lambda$ от расчетного положения. С целью уменьшения поляризационных искажений, опоры, на которых крепится облучатель однозеркальной антенны или малое зеркало двухзеркальной антенны в осесимметричных антеннах (обычно используется 3 опоры регулируемой длины), должны быть одинаковыми и располагаться симметрично.

Фидер, соединяющий облучатель с приемопередатчиком, размещается внутри или вдоль одной из опор.

Устройство крепления облучателя и фидерный тракт существенно упрощаются при использовании двухзеркальной схемы. Конструкция облучающей основной зеркала системы (облучатель, малое зеркало в двухзеркальной антенне, опоры) должна создавать минимальное затенение раскрыва антенны. Как правило, считается допустимым затенение не более (3...5)% площади раскрыва. В двухзеркальных антеннах диаметр малого зеркала обычно не меньше 10λ и, следовательно, с учетом ограничений по затенению, такая схема применима только при диаметре основного зеркала не менее $(80...100)\lambda$. В антеннах с диаметром раскрыва менее $(20...30)\lambda$ затенение может оказаться неприемлемо большим даже в однозеркальной осесимметричной схеме.

Несимметричное (офсетное) зеркало, формирующее осесимметричный луч, представляет собой вырезку эллиптической формы, проекция которой на плоскость равных фаз отраженной волны близка к окружности (рис. 2.7).

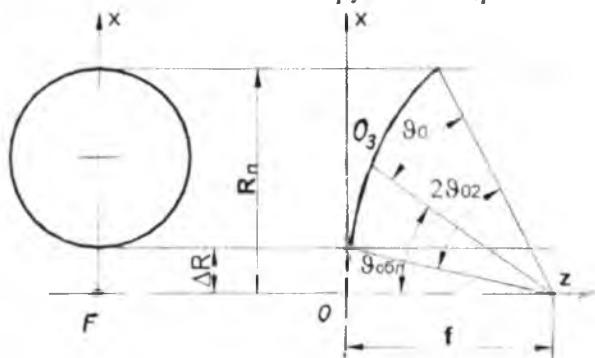


Рис. 2.7. Система координат эквивалентного офсетного зеркала

Угол $\vartheta_{обл}$ выбирается так, чтобы центральный луч диаграммы облучателя прошел через середину раскрыва зеркала:

$$\vartheta_{обл} = 2 \arctg[(b/4) \cdot (1 - \xi_1)], \quad (2.13)$$

где $\xi_1 = \Delta R/R_n$; $b = R_n/f$.

В дальнейшем расчет ДН такой антенны не отличается от расчета диаграммы антенны с симметричным зеркалом.

Следует обратить внимание на то, что согласно принятым на рис. 2.7 обозначениям, при использовании соотношения (2.3) и записи ДН облучателя $f_{обл}(\vartheta)$ угол ϑ изменяется в пределах $2\vartheta_0$.

Характерным недостатком осесимметричных антенн является повышенный уровень кроссполяризованного излучения в поперечной плоскости. Уровень кроссполяризованного поля в основном определяется углом ϑ_{02} между направлениями на кромки зеркала в продольной плоскости и углом $\vartheta_{общ}$. На рис. 2.8 приведены графики, которые можно использовать для оценки максимального уровня P_k кроссполяризованного излучения.

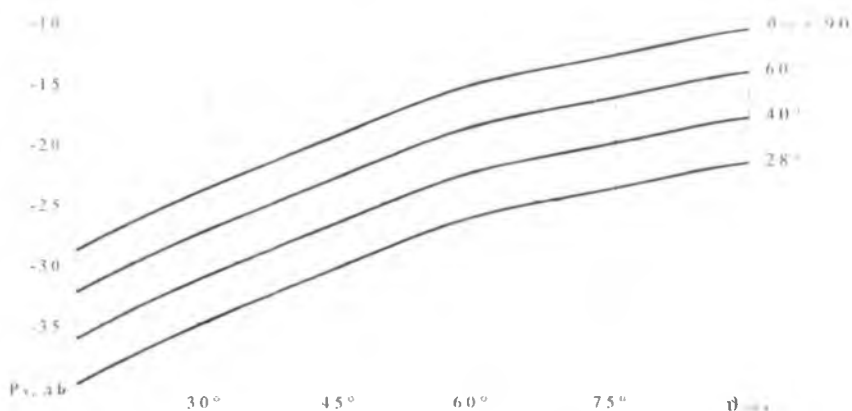


Рис. 2.8. Кроссполяризованная составляющая поля (оценка)

Конструкции и технология производства элементов зеркальных антенн рассмотрены в [3,14]. В [2,13] приводятся методики расчета и конструктивные решения устройств, позволяющих уменьшить УБЛ антенн и улучшить экранировку узлов фидерных трактов. Что касается требований к точности изготовления отражателей зеркальных антенн, то необходимо учитывать следующее.

Точность отражающей поверхности зеркала обычно характеризуется относительной погрешностью $\delta/2R \sim 10^n$, где δ – среднеквадратическое отклонение профиля от идеального, R – радиус раскрыва зеркала. Для зеркальных антенн $m = 3 \dots 5$. При данной точности выполнения поверхности зеркала и данном (фиксированном) интервале корреляции существует предельный КПД, который нельзя превзойти уменьшением длины волны или увеличением размеров зеркала. Это максимальное значение КПД может быть определено по формуле [6,23]:

$$D_{\max} = \left[1 - 16\pi^2 (2R/\lambda)^2 \times 10^{-2n} \right] \left[2\pi R/\lambda \right]^2. \quad (2.14)$$

Возможно также использование оценочной формулы

$$D_{\text{оцен}} \approx -10 + 20m, \text{ дБ}. \quad (2.15)$$

и соотношения, определяющего минимальную рабочую длину волны: $\lambda_{\min} = (20 \dots 30) \delta$.

2.4. Двухзеркальные антенны

В двухзеркальной антенне Кассегрена [2,3,7] для получения синфазного распределения поля в раскрыве используются два зеркала, существенно отличающиеся размерами и формой отражающих поверхностей: главное (большое) параболическое зеркало и выпуклое вспомогательное (малое) зеркало в виде гиперboloида вращения (рис.2.9).

Один из фокусов вспомогательного гиперболического зеркала совмещается с фокусом главного зеркала F_1 . Во втором фокусе F_2 находится фазовый центр облучателя, и вследствие этого лучи, отраженные от малого зеркала, можно рассматривать как идущие из расположенного за ним «виртуального облучателя» с фазовым центром в точке O_0 . Изображение виртуального облучателя строиться по правилам геометрической оптики и оказывается уменьшенным.

При нахождении амплитудного распределения удобно заменить двухзеркальную систему эквивалентным параболоидом того же диаметра, что и главное зеркало, но с увеличенным фокусным эквивалентным расстоянием f_2 . Способ построения эквивалентного параболоида поясняется рис. 2.9.

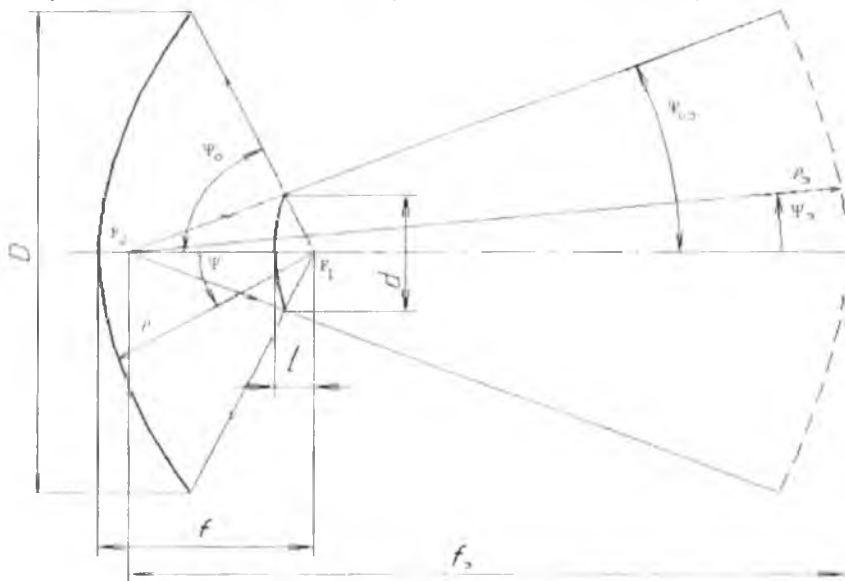


Рис. 2.9. К расчету двухзеркальной антенны

При заданном облучателе существует оптимальное соотношение f_2/d , при котором достигается максимальный результирующий КИП.

Уравнение эквивалентной параболы имеет вид: $\rho_{\text{эк}} = 2f_2/(1 + \cos\varphi)$, где $f_2 = f(e+1)/(e-1)$. Из этих соотношений следует, что эквивалентная параболоида всегда более длиннофокусна, чем исходная. Это практически важная особенность двухзеркальных антенн, так как увеличение фокусного расстояния способствует получению высокого апертурного КИП и сопровождается менее жесткими требованиями к точности установки облучателя в антенне.

В двухзеркальной антенне Грегори (рис. 2.10) используются два вогнутых зеркала: главное зеркало с параболической формой поверхности и вспомогательное с эллиптической формой поверхности. Один из фокусов вспомогательного эллиптического зеркала F_1 совмещается с фокусом главного зеркала. Во второй фокус эллиптического зеркала F_2 помещается фазовый центр облучателя.

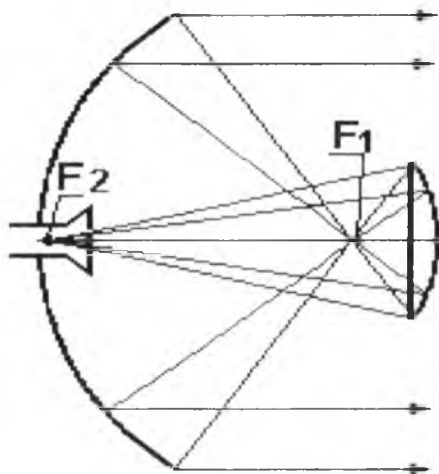


Рис. 2.10. Схема антенны Грегори

Волна от облучателя попадает на вспомогательное зеркало, фокусируется им в точке F_1 и в результате отражения от главного зеркала преобразуется в волну с плоским фазовым фронтом в раскрыве антенны. Как показывают теоретические и экспериментальные исследования, результирующий КПД двухзеркальной антенны Грегори получается несколько выше, чем в антенне Кассегрена, и схему Грегори предпочитают при строительстве крупных полноповоротных антенн.

Для двухзеркальной антенны Грегори эквивалентная парабола строится аналогично и ее фокусное расстояние определяется соотношением $f_g = f(e+1)/(e-1)$, в котором e — эксцентриситет эллипса малого зеркала.

Двухзеркальные антенны обладают рядом преимуществ по сравнению с однозеркальной. Вспомогательное зеркало облегчает подбор наиболее благоприятного амплитудного распределения в раскрыве антенны и обеспечивает сравнительно высокий результирующий КИП, достигающий до 0,7.

Расчет геометрических параметров двухзеркальной антенны производится в следующем порядке. Предварительный выбор диаметра основного зеркала D производится как для однозеркальной антенны исходя из требований к ширине главного максимума диаграммы и УБЛ. Отношение диаметра малого зеркала к большому d/D целесообразно взять равным 0,1 (но не более 0,3) для обеспечения компромисса между затеняющим действием вспомогательного зеркала и его влиянием на формирование требуемой ДН антенны. По ДН облучателя определяется угол ψ_0 из условия:

$$\operatorname{tg}(\Psi_0/2) = D/4f_1 \text{ и } \operatorname{ctg}(\Psi_0) + \operatorname{ctg}(\Psi_{0s}) = 2f_2/d,$$

а затем строится профиль параболического рефлектора.

Уравнение профиля гиперболического зеркала относительно точки O имеет вид: $\rho(\varphi) = p(1 + e \cos \varphi)$, где обозначено: e – эксцентриситет; p – фокальный параметр гиперболы; $p = c[(e^2 - 1)/e]$; $c = 1/2(d/2) \cdot [\sin(\Psi_0 - \Psi_{0s})/\sin \Psi_0 \sin \Psi_{0s}]$.

Эксцентриситет малого зеркала выражается через углы раскрыва Ψ_0 и Ψ_{0s} следующим образом:

$$e = \sin[0.5(\Psi_0 + \Psi_{0s})]/\sin[0.5(\Psi_0 - \Psi_{0s})].$$

Для гиперболического зеркала справедливо соотношение

$$1 - [\sin(0.5\Psi_0 - 0.5\Psi_{0s})/\sin(0.5\Psi_0 + 0.5\Psi_{0s})] = 2l/f_2.$$

Затенение раскрыва антенны получается минимальным, если равны размеры теней, отбрасываемых раскрывом облучателя и вспомогательным зеркалом. Условие минимального затенения имеет вид

$$d/d_0 = f/2c, \quad (2.16)$$

где d_0 – диаметр раскрыва облучателя; $2c$ – расстояние между фокусами малого зеркала.

Приведенные формулы позволяют полностью определить все геометрические размеры двухзеркальной антенны.

Для повышения КИП производят оптимизацию двухзеркальной антенны. Оптимизация двухзеркальной антенны заключается в определении форм поверхностей зеркал, которые обеспечивали бы возможно более равномерное распределение поля в раскрыве антенны при приемлемых величинах УБЛ и результирующего КИП. Близкие к равномерному амплитудные распределения в раскрыве основного зеркала обеспечиваются малым зеркалом благодаря модификации его поверхности.

При этом форма поверхности большого зеркала выбирается так, чтобы обеспечить синфазное возбуждение его раскрыва. Результирующий КИП раскрыва двухзеркальной антенны с модифицированными зеркалами может достигать 0,8 при обычной диаграмме облучателя. При относительно малых размерах вспомогательного зеркала можно не модифицировать большое зеркало.

Потери усиления в двухзеркальных антеннах за счет неточностей изготовления зеркал и переливания энергии за их края могут быть определены по методике, изложенной в [19]. Результаты численного анализа показывают, что потери в двухзеркальных антеннах несколько больше потерь в однозеркальных, а при одинаковых допусках на точность изготовления рефлектора величина потерь в двухзеркальных антеннах Кассегрена меньше, чем в антеннах Грегори.

2.5. Антенны с частотно-избирательными поверхностями

Для разделения частотных каналов в зеркальной антенне частотно-селективная поверхность (ЧСП) [24,25] может быть использована в качестве малого зеркала в двухдиапазонной антенне Кассегрена (рис. 2.11А), либо в качестве диэлектрика (рис. 2.11Б).

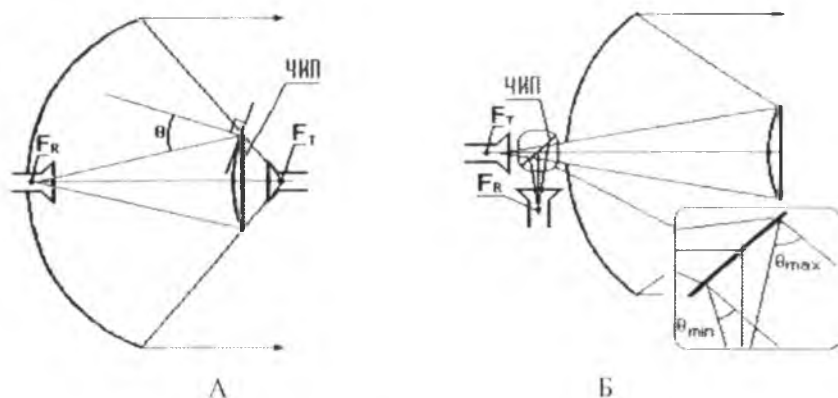


Рис. 2.11. Антенны с частотно-селективными поверхностями

При использовании ЧСП в качестве малого зеркала на более низкой частоте антенна работает как обычная однозеркальная. При использовании ЧСП в качестве дуплексора конструкция антенны упрощается, но ширина полос отражения и пропускания уменьшается, по сравнению с антенной, построенной по схеме Кассегрена. Это объясняется большими углами падения волны облучателя на края пластины дуплексора (рис 2.11Б). Учитывая этот факт, схему построения двухдиапазонной антенны с дихроичным плоским дуплексором можно применять при относительно узких полосах сигнала.

В общем случае ЧСП представляет собой двумерную периодическую структуру, состоящую из проводящих элементов определённой формы, нанесённых на тонкий слой диэлектрика. Такая структура обладает резонансными свойствами, обеспечивая почти полное отражение падающей волны для дискретного набора частот; причём для работы используется, как правило, низшая резонансная частота.

С уменьшением частоты ниже основного резонанса, коэффициент отражения асимптотически стремится к нулю. Таким образом, структура является прозрачной для волны более низкого поддиапазона двухчастотной антенны, в то время как в высокочастотном поддиапазоне она подобна сплошному

металлическому зеркалу. ЧСП может быть реализована также на основе перфорированного металлического экрана («комплиментарная ЧСП»). В этом случае на резонансной частоте коэффициент прохождения электромагнитной волны близок к единице, а на низких частотах волна практически полностью отражается от экрана.

В зависимости от геометрии комплиментарная ЧСП, как и ЧСП на основе рассеивающих элементов, может иметь одну или несколько основных резонансных частот с различным расположением. Значения ширины полос отражения и пропускания, а также отношение соответствующих им центральных частот, определяются как геометрическими параметрами отдельных проводящих элементов, так и способом их размещения.

Характерная форма частотной зависимости коэффициента прохождения для ЧСП с двухрезонансными элементами показана на рис. 2.12. Границы полосы прозрачности определяются обычно по уровню потерь (0,5 – 1,0) дБ.

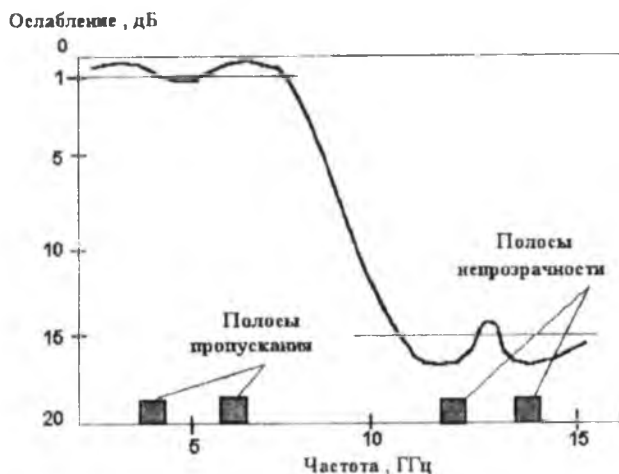


Рис. 2.12. Характеристика ЧСП

Практическая реализация ЧСП может быть различной в зависимости от решаемой задачи. Наибольшее распространение получили ЧСП в виде плоской двумерной решётки печатных

элементов, напечатанной на однослойной или многослойной диэлектрической подложке. Решётки, состоящие из элементов типа скрещенных динолей, квадратных рамок и колец являются однорезонансными (рис. 2.13).

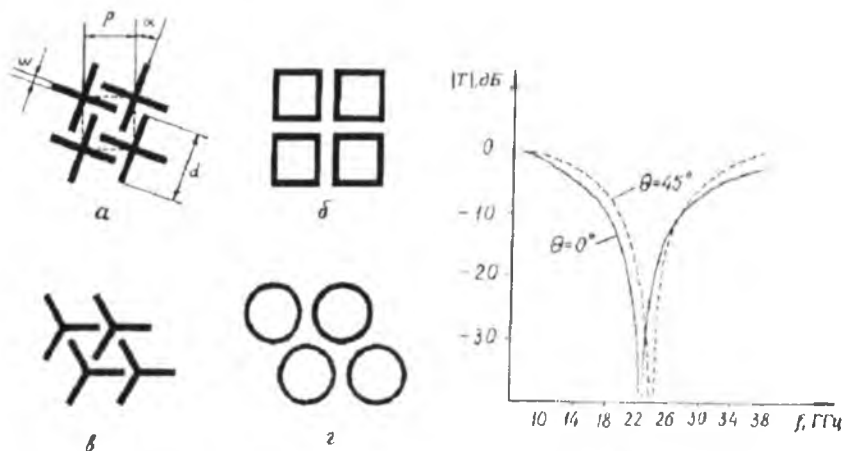


Рис. 2.13. Однорезонансные ЧСП

Как отмечается в ряде работ, общим свойством однослойных ЧСП является существенная чувствительность резонансной частоты к углу падения волны и зависимость ширины полосы отражения ЧСП от расположения рассеивающих элементов, обычно характеризуемой величиной параметра L/P , где L – характерный линейный размер элемента, p – период структуры.

Из имеющихся в литературе данных следует, что для однослойных ЧСП с одной резонансной частотой ширина полосы отражения 26% и отношение частот отражения и прохождения $N = 3:1$ являются близким к предельно минимальному.

Для дальнейшего увеличения широкополосности или получения более близко расположенных полос пропускания и отражения может использоваться система из двух или нескольких идентичных решёток, расположенных в параллельных плоскостях на определённых расстояниях друг от

друга. В подобных структурах наблюдается как резонансное отражение, так и резонансное прохождение электромагнитных волн. Аналогичный эффект наблюдается также при использовании одной решётки печатных элементов, расположенных на многослойной диэлектрической подложке. В этом случае геометрические параметры решётки определяются из условия получения требуемой частоты отражения (с учётом непосредственно прилегающих к решётке слоёв диэлектрика), а значение толщины и диэлектрической проницаемости слоёв диэлектрика подбираются таким образом, чтобы обеспечить требуемые характеристики ЧСП в области пропускания.

Следует отметить, что двухрешётчатая ЧСП в полосе пропускания имеет несколько худшие фазовые характеристики по сравнению с однорешётчатой, что является определённым недостатком при её использовании в зеркальных антеннах. В частности наблюдается различие в фазе коэффициента прохождения для наклонно падающих ТЕ- и ТМ-волн, причём, при $\theta = 40^\circ$ разность фаз в рассматриваемой решётке составляла $\pi/4$. Кроме того, многослойные структуры достаточно сложны в изготовлении и имеют более высокую стоимость по сравнению с однослойными. Поэтому значительный интерес представляют двухрезонансные структуры, в которых элементы, обеспечивающие оба резонанса, располагаются в одной плоскости. Наиболее распространённые элементы решёток данного типа показаны на рис. 2.14. К ним относятся: иерусалимский крест, двойной квадрат и concentрические кольца.

Как правило, центральная частота первой полосы отражения является относительно нечувствительной к углу падения. Обычно эта полоса используется для работы в двухчастотном режиме совместно с полосой пропускания, лежащей между двумя областями отражения.

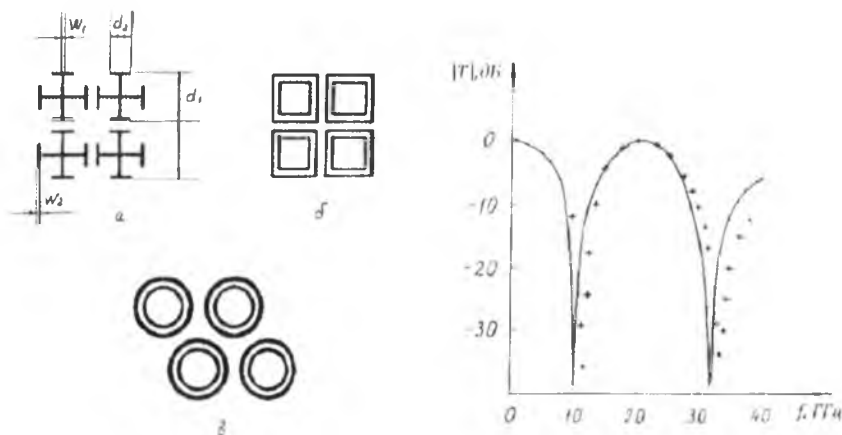


Рис. 2.14. Двухрезонансные ЧСП

Отношение частот прохождения и отражения для рассматриваемых структур может достигать величины 1,3/1,5 при ширине полос отражения и пропускания (10...20)%.

Положение верхнего резонанса оказывается чувствительным как к углу падения, так и к плоскости поляризации падающей волны, поэтому на практике эта полоса, как правило, не используется. В случае, когда полоса пропускания должна быть ниже, чем полоса отражения, используются элементы типа «квадрат в решётке», являющиеся альтернативным вариантом использования комплиментарных структур.

ЧСП с элементами типа «квадрат в решётке» имеет преимущество при использовании её в качестве контррефлектора антенны Кассегрена, поскольку в этом случае выбор полосы отражения в более высокочастотном поддиапазоне (по сравнению с полосой пропускания) обеспечивает меньший уровень дифракционных потерь.

Трудности анализа характеристик зеркал с ЧСП обусловлены как сложностью соответствующих им моделей, так и значительным влиянием на их характеристики трудно

учитываемых параметров диэлектрических материалов, из которых изготовлены элементы конструкции. Алгоритм численного анализа ЧСП, основанный на методе моментов [26], позволяет учесть влияние всех диэлектрических слоев, прилегающих к периодической структуре, однако при реализации требует больших затрат машинного времени. Существенно сократить затраты машинного времени (а, в некоторых случаях, обойтись вообще без использования численного анализа) позволяет применение приближенных методов расчета ЧСП, в основе которых лежит метод эквивалентных электрических цепей. В этом случае ЧСП представляется в виде некоторого эквивалентного двухполюсника, обладающего полным импедансом Z и включенного в определенном сечении параллельно линии передачи с волновым сопротивлением, равным волновому сопротивлению окружающей среды Z_0 . Коэффициент прохождения волны через ЧСП определяется как коэффициент передачи такой цепи:

$$|T|^2 = \frac{4}{4 + |Z_0/Z|^2}.$$

Полный импеданс эквивалентной цепи и характер зависимости его от частоты определяется геометрической формой элемента ЧСП.

В работе [27] метод эквивалентных цепей обобщен на случай наклонного падения волны в E - и H - плоскостях. Основу метода составляют формулы для расчета эквивалентных индуктивных сопротивлений и емкостных проводимостей ленточной решетки.

Плоская решетка с периодом p , состоящая из ленточных проводников шириной w ($w \ll p$), в случае, когда вектор электрического поля E в падающей волне параллелен проводникам, представляется в виде эквивалентной индуктивности с нормированным (относительно волнового сопротивления среды) индуктивным сопротивлением [27]

$$X_l = F(p, w, \lambda, \theta), \quad (2.17)$$

где θ и λ – угол падения и длина волны. Если вектор $\vec{E}$ ортогонален проводникам, такая решетка может быть представлена эквивалентной емкостью с нормированной емкостной проводимостью.

$$B_c = 4F(p, g, \lambda, \theta), \quad (2.18)$$

где g – зазор между соседними проводниками. Формула (2.18) справедлива при $g \ll p$.

Кроме того, в выражениях (2.17), (2.18) предполагается, что $p < \lambda$, причем точность расчета повышается с уменьшением отношения p/λ .

Вид функции, стоящей в правой части, зависит от поляризации падающей волны. В частности, при расчете индуктивных сопротивлений для **TM**-волны:

$$F(p, w, \lambda, \theta) = \frac{p}{\lambda \cos \theta} \left[\ln \frac{1}{\beta} + G(p, w, \lambda, \theta) \right], \quad (2.19)$$

$$G(p, w, \lambda, \theta) = \frac{0.5(1-\beta^2)[(1-\beta^2/4)(A_+ - A_-) + 4\beta^2 A_+ A_-]}{(1-\beta^2/4) + \beta^2(1+\beta^2/2 - \beta^4/2)(A_+ + A_-) + \beta^6 A_+ A_-},$$

$$\beta = \sin \frac{\pi w}{2p},$$

$$A_+ = A_- = [1 - (p \cos \theta / \lambda)^2]^{-1/2} - 1;$$

для **TE**- волн:

$$F(p, w, \lambda, \theta) = \frac{p \cos \theta}{\lambda} \left[\ln \frac{1}{\beta} + G(p, w, \lambda, \theta) \right], \quad (2.20)$$

где $G(p, w, \lambda, \theta)$ и β определяют из выражений для (6), а параметры A_+ , A_- – по формуле

$$A_{\pm} = [(p \sin \alpha / \lambda \pm 1)^2 - (p/\lambda)^2]^{-1/2} - 1. \quad (2.21)$$

При вычислении емкостной проводимости функцию $F(p, w, \lambda, \theta)$ определяют для **TM**- волны по формуле (6), а для **TE**- волны – по формуле (2.20) при замене w на g .

На рис. 2.15 приведены эквивалентные цепи рассеивающих элементов некоторых типов ЧСП.

Ниже приведены выражения для расчета параметров эквивалентных цепей.

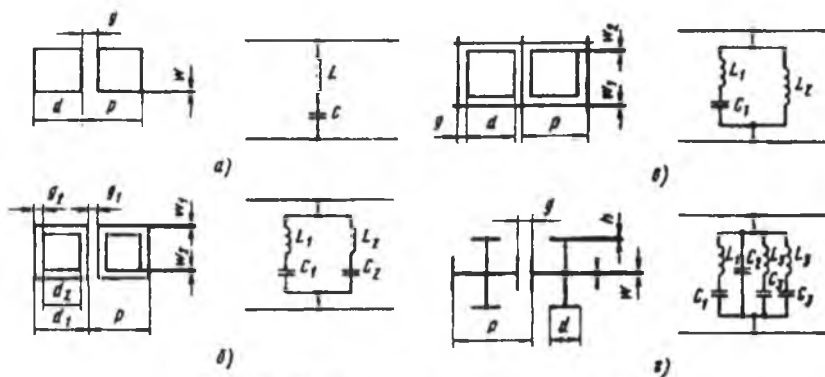


Рис.2.15. Эквивалентные схемы ЧСП

Квадратная рамка [6] (см. рис.2.15а). Основные расчетные соотношения:

$$X_1 = \omega L / Z_0 = (d/p) F(p, 2w, \lambda, \theta),$$

$$B_C = \omega C Z_0 = 4\epsilon_{эф}(d/p) F(p, g, \lambda, \theta),$$

где $\epsilon_{эф}$ — эффективная диэлектрическая проницаемость подложки.

Данная модель по оценкам, приведенным в работе [27], в случае нормального падения волны обеспечивает погрешность расчета резонансной частоты не более 2%.

Проведенный сравнительный анализ результатов расчета характеристик ЧСП рассматриваемого типа при наклонном падении волны методами эквивалентных цепей и моментов показал, что расхождения в результатах вычислений центральной частоты полосы отражения обоими методами не превышали 6% при изменении геометрических параметров элемента структуры в пределах $0,05 < w/p < 0,1$; $0,02 < g/p < 0,15$.

Двойной квадрат [27] (см. рис.2.15б). Основные расчетные соотношения:

$$X_1 = F(p, w_1, \lambda, \theta),$$

$$X_2 = F(p, w_2, \lambda, \theta),$$

$$B_{C1} = \omega C_1 Z_0 = 0,75 \epsilon_{эф} B_1 (d_1/p),$$

$$B_1 = 4 F(p, g_1, \lambda, \theta),$$

$$X_{L2} = \omega L_2 / Z_0 = (d_2/p) F(p, 2w_2, \lambda, \theta).$$

$$B_{C2} = \omega C_2 Z_0 = \frac{B_1 B_2}{B_1 + B_2} \varepsilon_{\gamma\phi}(d_2/p),$$

$$B_2 = 4 F(p, g_2, \lambda, \theta).$$

Характеристики ЧСП типа двойной квадрат, рассчитанные по приведенным формулам, хорошо согласуются с результатами эксперимента на первой (более низкой) резонансной частоте. Для верхнего резонанса модель является менее удовлетворительной, однако и в этом случае в соответствии с результатами работы [9] погрешность определения резонансной частоты не более 7%. Погрешность определения частоты пропускания – не более 5%.

Квадрат в решетке [27,28] (см. рис. 2.15в). Основные расчетные соотношения:

$$X_{L2} = \omega L_2 / Z_0 = F(p, w_1, \lambda, \theta),$$

$$X_{L1} = \omega L_1 / Z_0 = 2 \frac{X_{L2} X_3}{X_{L2} + X_3},$$

$$X_3 = (d/p) F(p, 2w_2, \lambda, \theta).$$

$$B_{C1} = \omega C_1 Z_0 = 2 \varepsilon_{\gamma\phi}(d/p) F(p, g, \lambda, \theta).$$

Хорошая точность расчета по данным формулам (погрешность не более 5%) обеспечивается при небольшом отношении центральных частот полос отражения и пропускания $N=1.4...1.6$. В случае большего разнеса частот, когда ширина проводников и (или) зазора между проводниками становится сравнимой с периодом решетки, точность ухудшается. Так, например, при $N=2.06$ (при этом $w/p=0.13$; $g/p=0.1$) погрешность определения центральной частоты полосы пропускания составляет 9% [27].

Иерусалимский крест [29] (см. рис.2.15г). Основные расчетные соотношения:

$$X_{L1} = F(p, g, \lambda, \theta),$$

$$B_{C1} = \frac{4d}{p} F(p, g, \lambda, \theta) + \frac{4(2h+g)}{p} F(p, p-d, \lambda, \theta),$$

$$B_{C3} = \omega C_3 Z_0.$$

где емкость C_3 рассчитывают с помощью следующих соотношений:

$Z_0 \omega_3 C_3 = (d/p) F(p, h, \lambda_3, \theta)$, где $\omega_3 = 2\pi c / \lambda_3$;
 $\lambda_3 = d/0.049$; c – скорость света; $L_3 = L_4 + L_5$; индуктивности L_4 и L_5 рассчитывают из соотношений:

$$w_3 L_4 / Z_0 = (d/p) \cdot x F(p, 12h + g, \lambda_2, \theta); \quad w_3 L_5 / Z_0 = (d/p) F(p/2, w, \lambda_3, \theta);$$

$$C_2 = C_4 + C_5,$$

где C_4 и C_5 вычисляются из соотношений:

$$Z_0 w_3 C_4 = w_3 L_4 / Z_0; \quad Z_0 w_3 C_5 = (4d/p) F(p/2, t, \lambda_3, \theta);$$

$$t = p - w - g - 2h.$$

Такие модели для случая нормального падения волны позволяют вычислить обе резонансные частоты отражения, а также частоту пропускания с погрешностью не более 4%. Форма частотной зависимости в целом также находится в хорошем соответствии с экспериментальными результатами. Таким образом, имеющиеся в настоящее время методы анализа характеристик ЧСП позволяют получить в большинстве случаев приемлемую для инженерных расчетов точность. Следует отметить, что даже в тех случаях, когда приведенные приближенные методики расчета ЧСП не обеспечивают требуемой точности, они, тем не менее, полезны для получения ориентировочных оценок, особенно на начальных этапах исследования.

Достоинство приближенных методов – возможность получения решения в аналитическом виде, что в принципе позволяет решать не только задачи анализа, но в некоторых случаях также и задачи синтеза ЧСП. Однако возможности применения метода эквивалентных цепей ограничены узким кругом перечисленных выше структур. Существенный недостаток этого метода заключается также в невозможности учета параметров диэлектрической подложки, особенно если она многослойная. В то же время, даже очень тонкий слой диэлектрика, расположенный в непосредственной близости от ЧСП, оказывает значительное влияние на ее характеристики, приводя к определенному сдвигу резонансной частоты.

На практике для обеспечения необходимой жесткости и прочности частотно-селективных зеркал используют, как

правило, трехслойные несущие конструкции на основе радиопрозрачных сотовых структур (рис. 2.16).

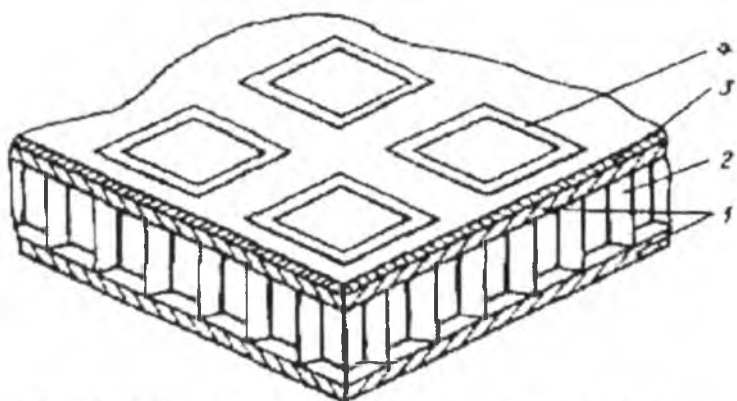


Рис. 2.16. Конструкция частотно-селективного зеркала.
Цифрами обозначено: 1 – слой стеклотекстолита; 2 – сотовая структура; 3 – пленка стеклотекстолита с нанесенными рассеивающими элементами 4

Оценочный расчет характеристик антенн с частотно избирательными зеркалами проводится с использованием эквивалентных схем, в которых частотно избирательные зеркала заменяют зеркалами со сплошными идеально отражающими поверхностями в диапазоне отражаемых частот и считают идеально прозрачными в диапазоне пропускаемых частот. При расчете КУ характеристики зеркал с частотно избирательными поверхностями учитывают при определении коэффициента η - в (2.5).

2.6. Расчет электрических и геометрических параметров антенны токовым методом в геометрооптическом приближении

При расчетах обычно используются следующие допущения:

— поверхностные токи, наводимые на малом и большом зеркалах двухзеркальной системы, определяются в приближении Кирхгофа;

— большое и малое зеркало не влияют на ДП, создаваемую облучателем;

— относительно облучателя малое зеркало находится в дальней зоне;

— при определении токов, наведенных на малом зеркале можно пренебречь полем большого зеркала;

— при определении токов, наведенных на большом зеркале можно пренебречь полем облучателя;

— полем малого зеркала в дальней зоне большого зеркала можно пренебречь.

Полагается, что поле излучения антенны создаётся токами I , текущими по освещённой части поверхности большого зеркала. Тогда вектор-функцию ДП в приближении Гюйгенса-Кирхгофа можно определить как

$$\begin{aligned}
 F(\theta, \varphi) &= \int_{S_D} [R_1, [I, R_1]] \cdot e^{ik|c|\cos\psi} ds \\
 &= \int_{S_d} [R_1, [I, R_1]] e^{ik|c|\cos\psi} ds
 \end{aligned}
 \tag{2.22}$$

где первое слагаемое – интеграл по всей поверхности параболоида, а второе – по её затененной части (в общем случае) малым зеркалом. В этом выражении $\mathbf{p}$ – радиус-вектор точки интегрирования; $\mathbf{R}_1$ – единичный орт точки наблюдения.

$$\mathbf{R}_1 = \sin \theta \cos \varphi \cdot \vec{i} + \sin \theta \sin \varphi \cdot \vec{j} + \cos \theta \cdot \vec{k}.$$

ψ – угол между направлениями в точку интегрирования и в точку наблюдения; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число.

В общем случае, с изменением координат точки наблюдения (θ, φ) тень от малого зеркала будет перемещаться

по поверхности параболоида. Но если вычислять ДН для основного и ближних боковых лепестков, то можно принять, что второе слагаемое есть ДН тени при $\theta=0$.

После перехода в (2.22) от интегрирования по поверхности к интегралу по её проекции на координатную плоскость Oxy получаем:

$$F(\theta, \varphi) = \int_{x_I} \int_{y_I} [R_1, [I, R_1]] \cdot e^{ik|c| \cos \Psi} \cdot \kappa_s dx dy - \\ - \int_{x_I} \int_{y_I} [R_1, [I, R_1]] \times e^{ik|c| \cos \Psi} \cdot \kappa_s dx dy \quad (2.23)$$

где κ_s – коэффициент, выражающийся через коэффициенты первой квадратичной формы; $\kappa_s = \sqrt{E \cdot G - F^2}$.

Для поверхности, заданной явным уравнением $z = g(x, y)$, коэффициенты первой квадратичной формы имеют вид:

$$E(x, y) = 1 + g_x^2(x, y), \\ F(x, y) = g_x(x, y) \cdot g_y(x, y), \\ G(x, y) = 1 + g_y^2(x, y). \quad (2.24)$$

В случае параболоида:

$$\kappa_s = \frac{1}{2f} \sqrt{x^2 + y^2 + 4f^2}.$$

Решение уравнения (2.23) сводится к следующим операциям.

1. Определяется подынтегральная функция, которую в общем случае облучения зеркала удобно представить как функцию угловых координат луча, падающего на малое зеркало антенны.

2. Поверхность интегрирования разбивается на элементы.

3. Амплитудный множитель и показатель фазового множителя в (2.23) в пределах каждого элемента и для каждой точки наблюдения (θ, ϕ) аппроксимируются линейными (гладкими) функциями.

4. Для каждого элемента вычисляется подынтегральное выражение (2.23) и результаты суммируются.

Каждому лучу, исходящему из фазового центра облучателя (угловые координаты луча (γ, δ)), поставлены в соответствие: точка на малом зеркале (x_L, y_L, z_L) , луч, отражённый в этой точке ($\mathbf{o}$ – единичный орг этого луча), и точка на большом зеркале (x_R, y_R, z_R) , ток в которой определён формулой:

$$\mathbf{I} = A_1 \cdot E \cdot e^{ikL} \cdot \mathbf{I}_1, \quad (2.25)$$

где A_1 – коэффициент пропорциональности; E – амплитуда поля $\mathbf{E}$ вблизи поверхности большого зеркала; L – длина пути вдоль луча от фазового центра облучателя до большого зеркала, равная сумме расстояний от фазового центра до малого зеркала и от малого зеркала до большого, $L = \rho_1 + \rho_2$; $\mathbf{I}_1$ – единичный вектор тока.

Поскольку волна, падающая на поверхность малого зеркала и отражённая от него, сферическая, то амплитуды поля вблизи поверхности большого зеркала можно записать в виде:

$$E = \frac{E_0}{\rho_1 \rho_2},$$

где E_0 – амплитуда поля облучателя в направлении (γ, δ) .

Единичный орг тока $\mathbf{I}_1$ определяется по известной формуле

$$\mathbf{I}_1 = [\mathbf{n}, \mathbf{H}] = [\mathbf{n}, [\mathbf{o}, \mathbf{e}_r]],$$

где $\mathbf{e}_r$ – единичный вектор поля, падающего на большое зеркало, а $\mathbf{n}$ – единичная нормаль к этой поверхности.

Вектор $\mathbf{e}_r$ вычисляется по известной формуле:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_r \{e_{rx}, e_{ry}, e_{rz}\} &= (z, \mathbf{e}_0) \cdot z + [[z, \mathbf{e}_0], z], \text{ т. е.} \\ e_{rx} &= (z_x \cdot e_{0x} + z_y \cdot e_{0y}) \cdot z_x + (z_x \cdot e_{0y} + z_y \cdot e_{0x}) \cdot z_y, \\ e_{ry} &= (z_x \cdot e_{0x} + z_y \cdot e_{0y}) \cdot z_y + (z_x \cdot e_{0y} + z_y \cdot e_{0x}) \cdot z_x, \\ e_{rz} &= -e_{0z}. \end{aligned}$$

где $\mathbf{e}_0$ – единичный орг поля, падающего на малое зеркало, $\mathbf{n}$ – единичная нормаль к его поверхности.

Для вычисления диаграммы направленности антенны необходимо определить амплитуду поля облучателя (E_0) и единичные орты её разложения в декартовой системе координат.

На этапе предварительных расчетов поле, создаваемое рупором вблизи поверхности зеркала, определялось по формулам, полученным на основании применения принципа Гюйгенса к круглому раскрытию со структурой поля, соответствующей волне H_{11} круглого волновода:

$$\begin{cases} E_{\theta} = H_{\varphi} = -\sin(m\varphi + \varphi_0) (-1)^{m+l} \frac{2\pi a_p}{c} B \frac{m}{\mu_l^2} \left(1 + \cos(\tilde{\theta}_l) \cos(\theta) \frac{J_m(\kappa \sin(\theta))}{\sin(\theta)} \frac{e^{i k R}}{R} \right) \\ E_{\varphi} = H_{\theta} = -\cos(m\varphi + \varphi_0) (-1)^{m+l} \frac{2\pi a_p}{c} B \frac{J'_m(\kappa \sin(\theta))}{\cos(\theta) - \cos(\tilde{\theta}_l)} \frac{e^{i k R}}{R} \end{cases}$$

где (θ, ϕ) – координаты точки наблюдения в системе, ось z которой направлена внутрь рупора; φ_0 – угол наклона основной поляризации по отношению к горизонтали; m, l – индексы, характеризующие тип волны; $\kappa = \frac{2\pi a_p}{\lambda}$, где a_p – радиус излучающего отверстия.

В результате амплитуда поля облучателя (E_0) и единичные орты её разложения в декартовой системе координат определяются соотношениями:

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{\theta} = \sqrt{E_{\theta_0}^2 + E_{\varphi_0}^2}, \\ e_{\theta_0} = \frac{1}{E_{\theta}} \cdot (E_{\theta_0} \cdot \cos(\gamma) \cdot \cos(\delta) - E_{\varphi_0} \cdot \sin(\delta)), \\ e_{\theta_0} = \frac{1}{E_{\theta}} \cdot (E_{\theta_0} \cdot \cos(\gamma) \cdot \sin(\delta) - E_{\varphi_0} \cdot \sin(\delta)), \\ e_{\theta_0} = \frac{1}{E_{\theta}} \cdot E_{\theta_0} \cdot \sin(\gamma). \end{array} \right. \quad (2.26)$$

Аналогично могут быть получены формулы, определяющие поле оптимизированных рупоров с осесимметричной диаграммой и отсутствием кроссполяризованной составляющей.

2.7. Алгоритм оптимизации антенны при проектировании

Нахождение оптимальных размеров излучающей системы и распределений токов в ее апертуре и проводящих элементах возможно в результате решения задачи синтеза. Практически это трудно реализовать, и получаемые решения неоднозначны. Чаще для оптимизации используют численные методы анализа. В этом случае важно найти оптимальный алгоритм. Сложность нахождения такого алгоритма обусловлена тем, что обычно должно применяться несколько критериев (многокритериальная оптимизация).

Рассмотрим один из возможных алгоритмов такой оптимизации. Полагаем, что при оптимизации учитываются требования к антенне по следующим основным параметрам (критериям): КИД, $P_{\text{от}}$, $2\theta_{0.5}$, КИП. Согласно предлагаемому алгоритму строятся трехмерные поверхности, точки на которых соответствуют «не худшим» вариантам. Для этого параметры нормируются или преобразуются так, что наилучшее достижимое значение соответствует нулю.

Например: $P_{\text{от}} \rightarrow 0$ – лучшее значения уровня боковых лепестков; $КИД \rightarrow \infty$ – лучшее значение, поэтому при

построении графика в качестве параметра берем величину $1/\text{КНД}$.

Построенный таким образом график имеет вид, показанный на рис. 2.17.



Рис. 2.17. К описанию алгоритма оптимизации

На поле графика нанесены две точки, отображающие результаты расчетов. Очевидно, что расположенная ниже точка отображает худший результат из этих двух. При последующих расчетах исходные параметры излучающей системы следует изменить так, чтобы приблизить отображающую результат точку к кривой «не худших значений».

3. СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ГИБРИДНЫХ ЗЕРКАЛЬНЫХ И ЛИНЗОВЫХ АНТЕНН

3.1. Схемы построения и основные расчетные соотношения

Гибридные зеркальные антенны (ГЗА) – результат компромисса между зеркальными антеннами и АР по электрическим характеристикам и стоимости. Наиболее широко такие антенны используются в космической технике.

В зависимости от вида формируемых ДН ГЗА можно разделить на многолучевые фиксированно-непрерывные (МФН) (формируется фиксированная многолучевая ДН с непрерывным перекрытием освещаемой поверхности); многолучевые фиксированно-выборочные (МФВ) (формируется фиксированная многолучевая ДН с выборочным перекрытием участков освещаемой поверхности); с ДН специальной формы; сканирующие; комбинированные (формируется фиксированная многолучевая непрерывная или выборочная ДН с одновременным сканированием одним или несколькими лучами).

ГЗА в зависимости от схемы построения подразделяются на осесимметричные, осенесимметричные, однозеркальные, многозеркальные, с зеркалами стандартного профиля, с зеркалами специального профиля. Конструктивно зеркала могут быть не трансформируемыми и трансформируемыми (развертываемыми) после выведения КА на расчетную орбиту.

Во многом ДН определяет конструкцию ГЗА. В космической технике применяются МЛА и антенны с широкоугольным сканированием (АШС).

Исходя из заданной зоны покрытия при разработке МЛА и АШС необходимо выполнение следующих основных требований:

- КУ в направлении оси антенны: в многолучевом (сканирующем) режиме — более 40 дБ; в режиме профилированной (специальной) ДН — 36 дБ;
- граничный КУ (КУ на границе зоны покрытия) меньше КУ в направлении оси на 3...6 дБ;
- развязка между отдельными лучами более «минус» 26...30 дБ;
- уровень кроссполяризационных составляющих не более «минус» 30...40 дБ.

Для удовлетворения этих требований в диапазоне СВЧ и КВЧ используются различные схемы компоновки МЛИА и АПС.

На рис. 3.1 приведены две принципиально разные схемы построения ГЗА — схема антенны с коммутируемыми излучателями АР и схема с ФАР.

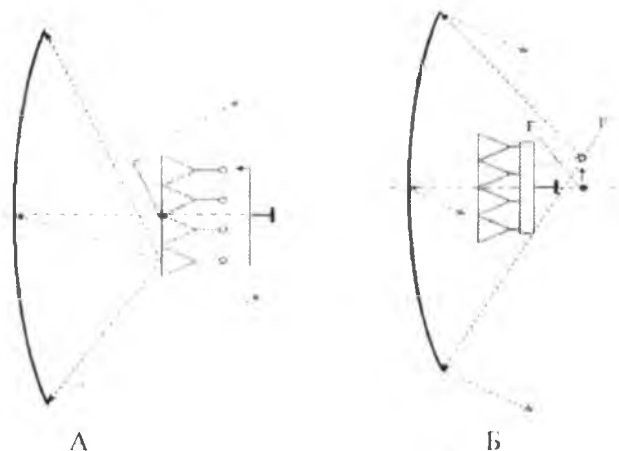


Рис. 3.1. Схемы построения ГЗА

В схеме 3.1А АР располагается на фокальной поверхности зеркала и изменение направления максимума ДН достигается при подключении приёмо-передатчика к излучателю, вынесенному из фокуса зеркала. Такая схема используется в основном для формирования многолучевой диаграммы. Устранение aberrаций для отклонённых лучей

достигается применением зеркал специальной формы, при которой кроме условия фокусировки выполняется также условие обнуления аберраций типа комы [2,3], либо используют свойства сферических или тороидальных зеркал сохранять аберрации одинаковыми для всех лучей в широком угловом секторе. Антенны апланатического типа более широкополосны и универсальны [1].

В схеме 3.1Б ФАР располагается между зеркалом и фокальной плоскостью (либо за фокальной плоскостью). Излучатели ФАР должны быть сфазированы таким образом, чтобы центр излучения ФАР находился в фокальной плоскости и был смещен с фокальной оси в поперечном направлении при формировании отклоненного луча. Потери КУ отклоненного луча можно уменьшить, применив фазовую коррекцию. Однако размеры зеркала должны быть увеличены из-за уменьшения КИП, обусловленного смещением его области, освещаемой на зеркале при сканировании. В случае необходимости формирования диаграммы с несколькими лучами для формирования требуемого амплитудно-фазового распределения в излучателях ФАР применяется ДОС.

В антеннах с фокальными многоэлементными решетками излучателей низкий УБЛ и кроссполяризации в ДН лучей достигается при использовании кластеров – групп из рядом расположенных излучателей (рис. 3.2). В кластерах подбираются фазы и амплитуды полей в элементах, окружающих центральный. На рис. 3.2 приведены зависимости коэффициента эллиптичности K , при различных диаметрах раскрытов элементов от угла сканирования, а также наличие ортогональных составляющих полей $TE_{11} (\uparrow \leftarrow -)$ и $TE'_{11} (\uparrow \leftarrow -)$ в раскрывах элементов семиэлементного кластера, где обозначено: (--- $1,05\lambda_0$; · — · — · — $1,10\lambda_0$; ······ $1,30\lambda_0$; — $1,35\lambda_0$).

Максимальный угол отклонения луча ГЗА от фокальной решетки облучателей ограничивается падением КУ и увеличением УБЛ, вызванных появлением в фазовом распределении искажений типа «кома» (кубическая

составляющая). Возрастает и кроссполяризационная составляющая. В значительной степени ослабить искажения типа «кома» можно, если применить т.н. *модифицированные зеркала*, профиль отражающей поверхности которых отличается от параболического.

В двухзеркальных антеннах таким способом можно оптимизировать распределение амплитуд по раскрытию антенны.

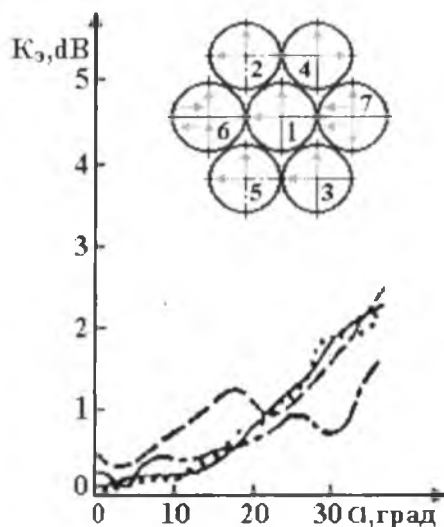


Рис. 3.2. Характеристики кластерного излучателя

Расчеты профилей модифицированных зеркал могут быть выполнены по формулам Робертсона [31]:

$$\begin{cases} z_p = L_m + \frac{L \cdot (1 - t^2)}{t^2 + \frac{L}{L_S} \cdot \left[1 + \frac{L - F}{L} \cdot t^2 \right]^{\frac{F}{F-L}}} \\ x_p = L_m + \frac{2 \cdot L \cdot t}{t^2 + \frac{L}{L_S} \cdot \left[1 + \frac{L - F}{L} \cdot t^2 \right]^{\frac{F}{F-L}}} \end{cases}$$

Обозначения в приведенных соотношениях поясняются схемой на рис. 3.3, где обозначено: D_m – диаметр главного зеркала; D_s – диаметр малого зеркала; L_m – расстояние между вершиной главного зеркала и фокусом системы; L_s – расстояние между фокусом системы и вершиной субрефлектора; L – расстояние между вершинами зеркал системы; V_{FL} – виртуальное фокусное расстояние двухзеркальной системы Шварцшильда; θ_e – угол между центральной осью и лучом, попадающим на край главного зеркала; F – радиус окружности, гарантирующий выполнение условия синуса Аббе.

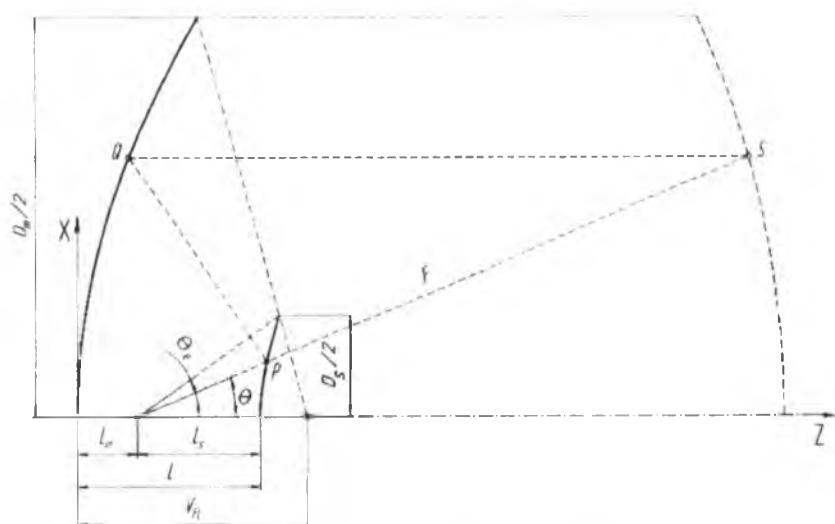


Рис. 3.3. Система координат и принятые обозначения

Рис. 3.4 показывает отличия полученных из соотношений приведенных выше модифицированных профилей зеркал от параболического (Δr) и гиперболического (Δ_c) и смещения фазового центра (Δ_{ϕ}).

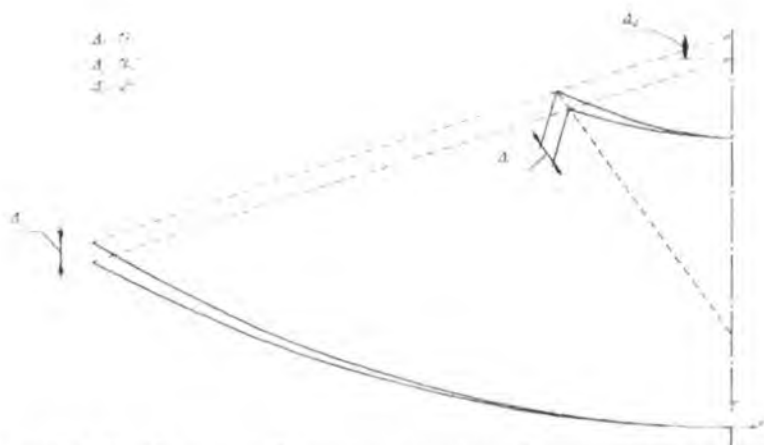


Рис. 3.4. Профили параболического и модифицированного зеркал

Несколько возможных схем построения ГЗА и расчетные зависимости КУ и УБЛ в ДН от угла отклонения частичного луча от оптической оси системы приведены в таблице 3.1 и на рис. 3.5 [33].

Таблица 1.

Варианты выполнения антенных систем с широкоугольным сканированием

Офсетное зеркало	Система Кассегрена	Система Грегори	Система Кассегрена с верхним питанием	Система Кассегрена с боковым питанием

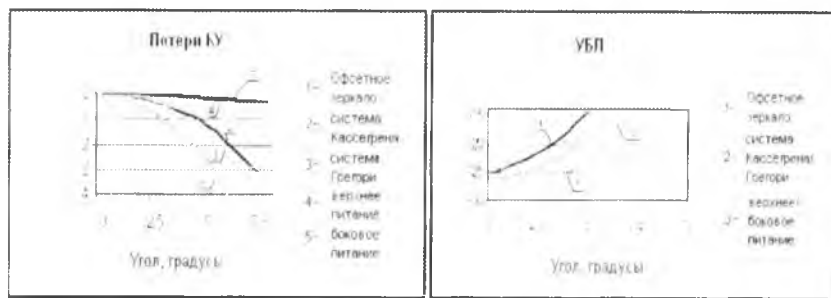


Рис. 3.5. Графики зависимости коэффициента усиления (А) и величины кроссполяризационной составляющей (Б) от угла сканирования для различных типов антенных систем

Значительными преимуществами по электрическим характеристикам обладают антенные системы 4 и 5 с близкими по размерам основным и вспомогательным зеркалами при формировании лучей МЛИА в угловом секторе, превышающем ширину главного максимума парциального луча в 10 и более раз.

Очевидно также, что такие системы имеют большую массу и габариты в транспортируемом положении по сравнению другими вариантами выполнения антенн, приведенными в таблице 1.

3.2. Однозеркальные ГЗА [3,33]

Максимальное отклонение луча антенны с коммутируемыми излучателями (сектор сканирования) ограничивается появлением в фазовом распределении поля в раскрыве зеркала квадратичной и кубической составляющих, приводящих к росту боковых лепестков и падению КУ антенны. Квадратичная составляющая будет минимальна, если смещение облучателя из фокуса происходит по окружности радиусом $R = f / \cos \theta_0 (1 + \cos \theta_0)$, где θ_0 – угол облучения главного зеркала (рис. 3.6). Центр окружности находится на оптической оси антенны.

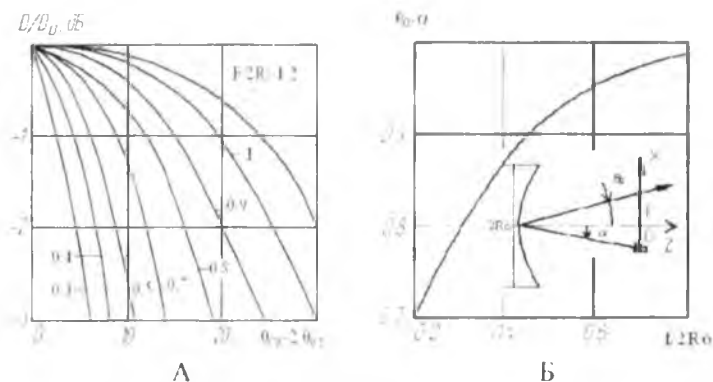


Рис. 3.6. Характеристики однозеркальной сканирующей антенны

Зависимости относительной величины КНД D/D_0 от угла отклонения луча (рис. 3.6А) позволяют определить фокусное расстояние F параболического зеркала или предельный сектор сканирования. На рис. 3.6Б приведена зависимость, связывающая угол смещения облучателя из фокуса зеркала α с углом отклонения луча антенны.

Следует учитывать, что практически предельный угол сканирования θ_{LK} оказывается меньшим, чем это следует из графиков на рис. 3.6А, из-за тех ограничений, которые накладываются на изменение формы главного максимума, УБЛ и уровень кроссполяризованной составляющей.

В однозеркальных осесимметричных МЛА и АПС [3.33] с фазирруемыми решетками излучателей в настоящее время можно отклонять луч на 10 ширии ДН и уменьшать уровень первых боковых лепестков от «минус» 22 до «минус» 25 дБ. Дальнейшее уменьшение УБЛ до «минус» (25...30) дБ при отклонении луча на 14 ширии ДН позволяют достигнуть двухзеркальные осесимметричные антенные системы.

Оценка геометрических параметров зеркальной антенны в многолучевом и сканирующем режимах и ее возможностей по созданию нескольких лучей может быть проведена исходя из выражения:

$$\alpha/2\theta_{0.5} = 0.44 + 22(f/D)^2,$$

где α – угол отклонения луча от фокальной оси; $\theta_{0,5}$ – ширина ДН на уровне «минус» 3 дБ; f – фокусное расстояние антенны.

Данное выражение справедливо при допустимых искажениях типа «комы» до «минус» 10,5 дБ и уменьшении КУ на 1 дБ. При известной зоне перекрытия, установленных требованиях к движению луча и минимального разноса пунктов приема для оценки геометрических размеров антенны используется соотношение:

$$D = 180dF_s / (2\pi\alpha),$$

где – функция конфигурации антенны, учитывающая форму ее апертуры (эллипс, круг, прямоугольник и т.д.).

Для оценки габаритных размеров облучающего устройства вводится понятие фактора отклонения луча ($\Phi OЛ = \alpha / \arctg(d/2f)$), при котором отношение половины размера облучающего устройства в фокальной плоскости к длине волны ($d/2\lambda$) определяется как

$$d/2\lambda = (1/\Phi OЛ)(\alpha/2\theta_{0,5})(f/D).$$

Обычно ФОЛ принимается равным 0,7...0,9. Кроме того, использование законов геометрической оптики позволяет сопоставить размеры облучающего устройства и основного зеркала (рис. 3.7).

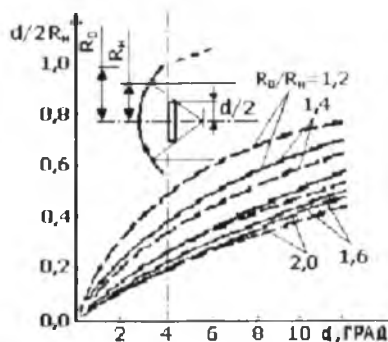


Рис. 3.7. Графики зависимости отношения размера ОАР и основного зеркала $d/2R_H$ при отклонении α луча от фокальной оси при $f/2R_H = 0,5$ (—); 1 (-----) и отношении R_0, R_H , принимающем значения: 1 – 1,2; 2 – 1,4; 3 – 1,6; 4 – 2,0

С помощью коэффициента использования элементов (КИЭ) определяют эффективность облучения антенной решетки (ОАР): $КИЭ = N/N_{min}$, где N – число фазовращателей в данной решетке; N_{min} – минимальное число фазовращателей, необходимое для сканирования:

$$N_{min} = \frac{\sin \alpha_{max}^{(1)} \cdot \sin \alpha_{max}^{(2)}}{\sin \theta_{0.5}^{(1)} \cdot \sin \theta_{0.5}^{(2)}},$$

где $\alpha_{max}^{(1)}, \alpha_{max}^{(2)}$ – аксимальные углы сканирования в главных плоскостях (Е и Н); $\theta_{0.5}^{(1)}, \theta_{0.5}^{(2)}$ – половина ширины ДН в каждой плоскости. Чем меньше КИЭ, тем выше эффективность ОАР. Однако геометрические размеры и эффективность работы МЛА и АПС зеркального типа зависят не только от угла отклонения единичной ДН (луча), но и от величины необходимого КУ в направлении оси луча, граничного КУ, пространственного разнosa между лучами, перекрываемой площади, развязки между лучами. Большой диаметр зеркала позволяет получить большой КУ в перекрываемой зоне, при этом угловой сектор А перекрываемой зоны довольно мал. Например, для получения минимального КУ в перекрываемой зоне порядка 43 дБ необходимо использовать зеркало с отношением $D/\lambda=120$ и угловой сектор перекрываемой зоны составляет примерно $0,4^\circ$.

Для увеличения сектора перекрытия при сохранении КУ применяется формирование луча несколькими элементами решетки с одновременным увеличением диаметра зеркала. Например, применение зеркала с $D/\lambda=200$ и 7-элементной группой формирования луча позволяет обеспечить минимальный коэффициент усиления в перекрываемой зоне 43 дБ при угловом секторе $0,7^\circ$ (рис. 3.8).

С точки зрения получения максимальной развязки между лучами необходимо увеличить расстояние между точками пересечения единичных лучей. Однако для обеспечения максимальной эффективности МЛА, разнос между лучами необходимо выдерживать в пределах $0,6 \dots 1,2$ ширины ДН по половинной мощности (рисунки 3.9 и 3.10).

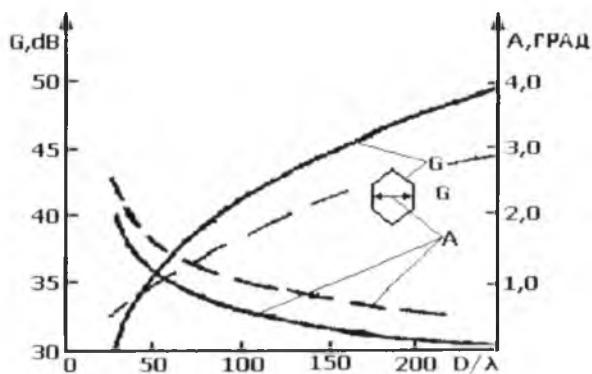


Рис. 3.8. G – максимальный коэффициент усиления;
 A – диаметр перекрываемой зоны; — одиночный излучатель; ---- —
 семиэлементная группа излучателей

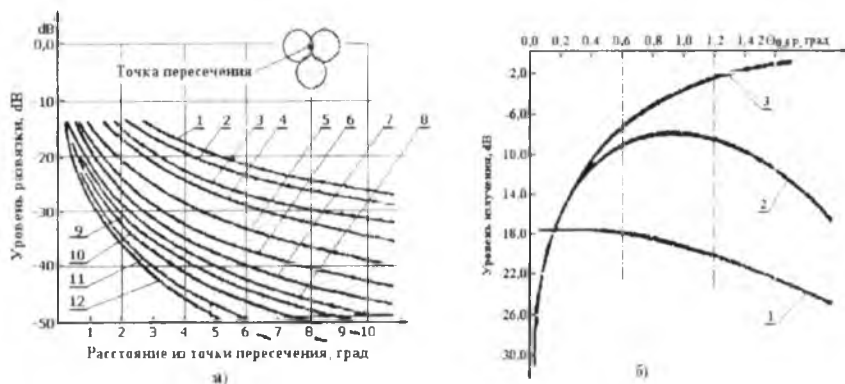


Рис. 3.9. Уровни развязки единичных лучей (а), эффективного
 излучения и уровня первого бокового лепестка (б) от
 пространственного разнеса лучей; а): при $D/\lambda = 1 - 25$; 2 – 30; 3 – 40; 4 –
 50; 5 – 75; 6 – 100; 7 – 125; 8 – 150; 9 – 175; 10 – 200; 11 – 250; 12 – 300;
 б): 1 – уровень первого бокового лепестка; 2 – уровень излучения в
 точке соприкосновения единичных лучей;
 3 – уровень излучения в центре луча

Сканирование лучом в широком секторе углов возможно при использовании многозеркальных систем и зеркал со специальным профилем отражающей поверхности, например.

бифокальных (рис. 3.10). Графики на рис. 3.10 показывают преимущество бифокальной однозеркальной параболической антенны при сканировании в секторе, превышающем в (17...20) раз ширину главного максимума ДН (17...20 ширин ДН).

Из графиков видно, что более предпочтительными в качестве рефлекторов МЛЗ и АПЗ являются зеркала с $D/\lambda > 100$. Применение зеркал с большим отношением f/D позволяет уменьшить влияние отклонения луча на КУ.

Основные проблемы, решаемые при разработке ГЗА для КА: формирование контурных лучей, обеспечение низкого УБЛ, достаточно широкого сектора сканирования, низкого уровня кроссполаризационного излучения. Как правило, решения находятся численными методами, основанными на применении методов геометрической теории дифракции и итерационных алгоритмов.

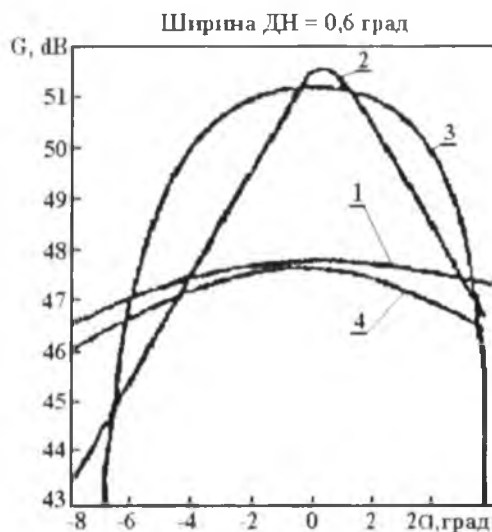


Рис. 3.10. Зависимость максимального усиления от азимутального угла сканирования для оснесимметричных антенн с $D/\lambda = 130$: бифокальной (1); параболической однозеркальной (2) и двух типов антенны Кассегрена: с наибольшей эффективностью (3) и апланатической (4)

3.3. Двухзеркальные ГЗА [2,33]

Обычно чаще других в региональных и национальных ССС используют двухзеркальные неосесимметричные бортовые антенны. Они позволяют свести к минимуму кроссполаризационное 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:

$$\operatorname{tg}(\gamma/2) = (1/M) \operatorname{tg}(\psi/2),$$

где γ – угол между осями основного и вспомогательного зеркал, ψ – угол между осями вспомогательного зеркала и облучателя, M – коэффициент, определяемый типом вспомогательного зеркала.

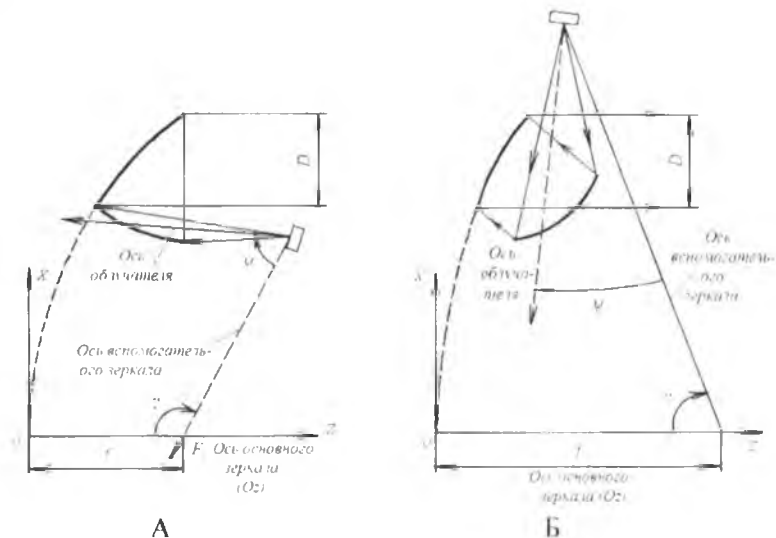


Рис. 3.11. Антенны с боковым верхним питанием

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

$$e = (1 + M)/(M - 1),$$

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.

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. Их схемы показаны на рис. 3.11, где А – антенна неосесимметричная, с передним питанием (НПП), имеющая $\gamma = -123^\circ$, $\psi = -65,4^\circ$ и $M = 0,34$ (решетка облучателей в антенне расположена перед вспомогательным и основным зеркалами. Система обеспечивает сканирование луча в пределах $\pm 10^\circ$); Б – 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 $-10^\circ \dots +10^\circ$. Следует обратить внимание на практически одинаковые размеры основных и вспомогательных зеркал. Геометрические параметры антенн НПП и НБП с диаметром раскрытия 120λ на частоте 11,2 ГГц приведены в табл. 2.

Несмотря на большие фокусные расстояния основного и вспомогательного зеркал, конструкции обеих антенн весьма компактны.

Возможность сканирования луча в пределах $-10^\circ \dots +10^\circ$ 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 КУ, конструкции антенн, соответствующие схемам рис. 3.11, представляются

перспективными при обеспечении частичного покрытия земной поверхности с борта КА.

Таблица 2.

Конструктивные параметры антенн НПП и НБП

Параметр	Антенна	Антенна
Фокусное расстояние основного зеркала, м	5,24	13,8
Площадь основного зеркала, м ²	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 ²	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

При использовании в качестве элементов решетки облучателей небольших конических рупоров с $\varnothing 1,8\lambda$ для антенны НПП и $\varnothing 2,2\lambda$ 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 лучей для МЛД, 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 НПП. КИП раскрыва в основном определяется фазовыми ошибками. Влияние фазовых ошибок меньше у антенны типа НБП, у этих же антенн меньше УБЛ и кроссполяризационное излучение. Но с увеличением диаметра раскрыва, например до 240λ , преимущество 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.

3.4. Многолучевые антенны

Антенны, формирующие многолучевые ДН, чаще всего строятся по двухзеркальной несимметричной схеме. Решетка облучателя располагается на фокальной сфере малого зеркала. Конфигурация и число излучателей (каналов) в решетке определяется конфигурацией и размерами зоны, обслуживаемой ретранслятором. Двухзеркальная схема позволяет получить значительно лучшие по сравнению с однозеркальной характеристики остронаправленных лучей, отклоненных на углы, значительно превышающие их ширину. При выборе таких геометрических параметров антенной системы, при которых фокусное расстояние зеркала в эквивалентной однозеркальной схеме будет значительно больше его диаметра (длиннофокусная система), расстояние между элементами в облучающей решетке становится достаточным для применения излучателей с оптимизированными характеристиками. Всё это облегчает

достижение требуемых значений КУ парциальных лучей и пространственной и поляризационной развязки между лучами.

Оценочные расчеты электрических характеристик МЛА можно выполнить, используя эквивалентную однозеркальную схему зависимости (см. предыдущий раздел). Особенности построения и характеристики МЛА рассмотрим на примере четырехмодульной антенной системы геостационарного РТР с 8-кратным использованием частот [34].

Схема антенного модуля приведена на рис. 3.12. В антенный модуль входят две приёмные ГЗА с многоэлементным облучателем и две передающие ГЗА, каждая из которых имеет по два многоэлементных облучателя. ГЗА строятся по двухзеркальной схеме с поляризационно-селективным малым зеркалом. Приёмная (две антенны) и передающая (две антенны) антенные системы идентичны. Облучателями в них являются две активные антенные решетки, в которых применены оптимизированные по ДН рупорные излучатели. Активные решетки состоят из 7...9 излучателей, работающих только на одной поляризации. На рис. 3.13 схематично изображена конструкция антенного модуля с четырьмя МЛА.



Рис.3.12. Схема антенного модуля МЛА

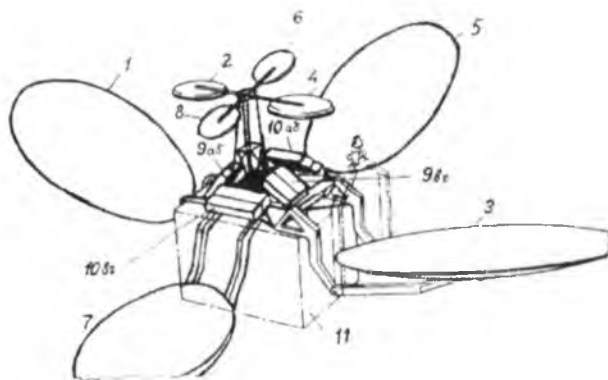


Рис. 3.13. Конструкция антенного модуля с четырьмя МЛА. Цифрами обозначено: 1, 3 – главные зеркала приёмных антенн; 2, 4 – поляризационно-селективные зеркала приёмных антенн; 5, 7 – главные зеркала передающих антенн; 6, 8 – поляризационно-селективные зеркала передающих антенн; 9аб и 10аб – облучатели, работающие в полосах частот 1 и 2 (рис.3.14); 9вг и 10вг – облучатели, работающие в полосах частот 3 и 4; 7 – МБЦП

Все антенны (и приёмные, и передающие) конструктивно идентичны. Антенна приёмного канала с главным зеркалом 1 идентична антенне передающего канала с главным зеркалом 5, антенна приёмного канала с главным зеркалом 2 идентична антенне передающего канала с главным зеркалом 7.

На рис. 3.14 приведён межлучевой частотно-поляризационный план МЛА для орбитальной позиции КЛ 90° в.д., охватывающий всю территорию РФ и стран СНГ одноградусными лучами. Стрелками обозначена поляризация сигналов, а цветом различные полосы частот – Δf_i , $i=1, 2, 3, 4$. Согласно плану, территория РФ и стран СНГ разбивается на 32 зоны, каждая из которых имеет с соседними зонами развязку по частоте и (или) поляризации. Для увеличения развязки парциальных лучей используется поляризационное разделение каналов, что даёт практически восьмикратный выигрыш использования выделенного частотного ресурса.

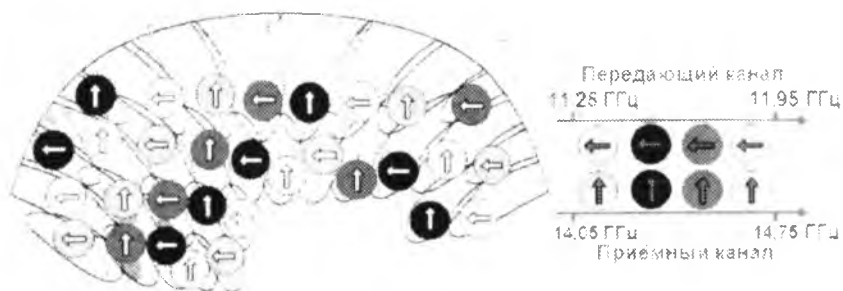


Рис. 3.14. Междучевой частотно-поляризационный план для орбитальной позиции 90° в.д., охватывающий территорию РФ и сопредельных государств

Расположение и количество излучателей в активных решетках определяется частотно-поляризационным планом и схематично изображено на рис. 3.15, где направление вектора напряженности электрического поля показано стрелками.

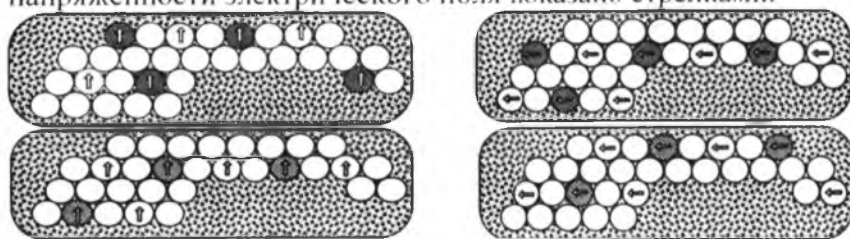


Рис. 3.15. Расположение и количество излучателей в активных решетках антенного модуля с четырьмя МЛЧ по рис. 3.13

Геометрические параметры зеркальной антенны: отношение $F_{эф}/D=1.2$ при диаметре основного зеркала 1 порядка 1800 мм и вспомогательного поляризационно-селективного 2 – 600 мм; расстояние между излучателями в облучающих решетках 3 соответствует $(3,0...3,5)\lambda$. Такое расстояние между излучателями позволяет достаточно просто оптимизировать их ДН и антенну в целом.

3.5. Антенны с контурными диаграммами направленности

Формирование контурных ДН осуществляется тремя способами [21,30].

Если контурная ДН имеет сравнительно простую форму, например, близкую к эллипсу, возможно использование более простой по конструкции антенны с одиночным облучателем и профилированным рефлектором. Оптимизация формы поверхности рефлектора позволяет выполнить только синтез фазового распределения в апертуре антенны. Для решения задачи синтеза поверхности рефлектора используется алгоритм расчета полей методами физической оптики в сочетании с процедурами численной оптимизации. Поверхность рефлектора разбивается на треугольники и аппроксимируется сплайном на квадратной сетке с варьируемыми положениями узлов в направлении, перпендикулярном апертуре антенны. На первом этапе численной оптимизации вариацией положений узлов сплайна минимизируется среднеквадратическая норма разности между заданной и вычисленной контурной ДН.

На втором этапе поверхность оптимизируется минимаксным методом с целью повышения КУ антенны и снижения уровня боковых лепестков. Второй способ основан на фазовом синтезе ДН и может быть реализован выбором формы отражающей поверхности зеркала и диаграммы облучателя.

В последнем случае такой подход (фокальный синтез) с применением методов геометрической оптики сводится к нахождению поля в фокальной области зеркальной антенны по заданной ДН и, далее, к синтезу такого облучателя, у которого поле в раскрыве было бы наиболее близко к рассчитанному.

Одним из наиболее распространенных типов антенн с контурной ДН является МЛЛ, лучи которой равномерно заполняют весь её пространственный сектор. Для этой цели обычно используется зеркальная антенна, парциальные лучи которой при сложении с соответствующими амплитудами и фазами образуют контурный луч. Такой способ формирования контурной ДН сводится к синтезу амплитудно-фазового

распределения поля в апертуре антенны. Амплитудно-фазовый синтез позволяет сформировать контурную ДН с более крутыми спадами и, следовательно, обеспечить более высокий КУ антенны.

На характеристики контурной диаграммы влияет форма парциальных лучей (их ширина и боковое излучение), их количество, расстановка и комплексные амплитуды возбуждения. Уровень пересечения парциальных диаграмм при этом «минус» 2,8 дБ для прямоугольной сетки и «минус» 4,3 дБ для гексагональной расстановки парциальных лучей (диаграмм).

Если парциальным диаграммам, расположенным внутри заданного контура, приписывается единичный вес, а всем остальным – нулевой, то получить контурную диаграмму с приемлемыми характеристиками не удастся. Уровень бокового излучения такой диаграммы составляет примерно «минус» 17дБ, тогда как типичные требования «минус» 25 дБ. Поэтому используется дополнительный слой парциальных диаграмм, веса которых выбираются так, чтобы подавить боковое излучение. Очевидно, веса таких пограничных диаграмм будут зависеть от типа особенности границы свет-тень.

Прямоугольная сетка парциальных диаграмм удобна для формирования контуров с углами, близкими к 90°, гексагональная – для контуров с углами, близкими к 60°. Шаг расстановки парциальных диаграмм в случае гексагональной сетки несколько больше, чем в случае ортогональной, что в ряде случаев позволяет уменьшить количество используемых парциальных диаграмм. Основные характеристики контурной ДН, полученные сложением кластеров на гексагональной сетке, аналогичны характеристикам диаграммы на прямоугольной сетке.

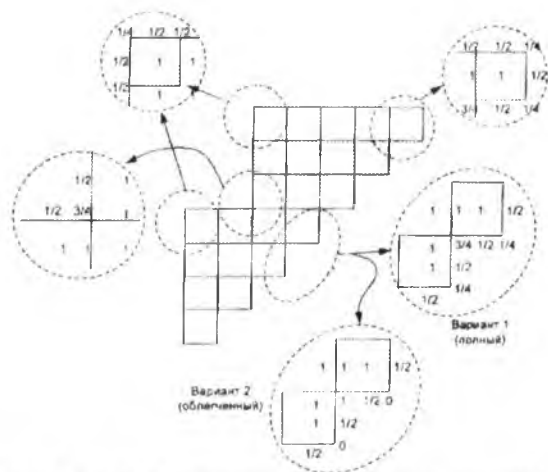


Рис. 3.16. Выбор весов парциальных диаграмм

4. РАЗВЕРТЫВАЕМЫЕ РЕФЛЕКТОРЫ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН

4.1. Типы и основные характеристики развертываемых конструкций антенн

При проектировании антенн для КА необходимость использования развертываемых (трансформируемых) конструкций возникает, когда диаметр раскрыва антенны более (2...4,5) м, что превышает возможности современных систем выведения на ГСО.

Основными показателями таких зеркал являются:

- точность воспроизведения требуемого профиля отражающей поверхности после развертывания;
- высокая эффективность и надёжность складной конструкции;
- сохранение требуемых характеристик в течение достаточно длительного срока в условиях эксплуатации (САС – срок активного существования).

Эффективность складной конструкции оценивается поверхностной плотностью и коэффициентом развертывания. Поверхностную плотность апертуры (отношение массы развернутого зеркала к его площади) удается обеспечить в пределах (0,2...1,5) кг/м², а коэффициент развертывания (укладки), т. е. отношение диаметров зеркала в развернутом и сложенном положениях, от 4 до 25 и даже до 100 (для надувных конструкций). Выделяют две группы антенн, отличающиеся принципом развертывания: антенные решетки и зеркальные антенны. Развертываемые антенные решетки выполняются в виде панелей, складывающихся «гармошкой» подобно солнечным батареям. Излучатели в ряде конструкций таких антенн также трансформируемые. Например, спиральные излучатели в транспортном положении сжимаются подобно пружинам.

По устройству механизма развертывания антенны делят на группы:

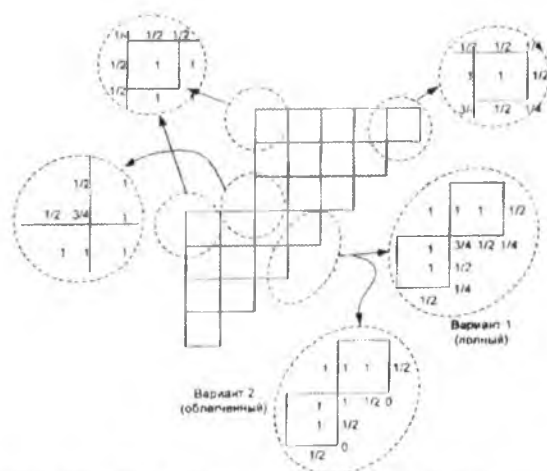


Рис. 3.16. Выбор весов частичных диаграмм

4. РАЗВЕРТЫВАЕМЫЕ РЕФЛЕКТОРЫ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН

4.1. Типы и основные характеристики развертываемых конструкций антенн

При проектировании антенн для КА необходимость использования развертываемых (трансформируемых) конструкций возникает, когда диаметр раскрытия антенны более (2...4,5) м, что превышает возможности современных систем выведения на ГСО.

Основными показателями таких зеркал являются:

- точность воспроизведения требуемого профиля отражающей поверхности после разворачивания;
- высокая эффективность и надёжность складной конструкции;
- сохранение требуемых характеристик в течение достаточно длительного срока в условиях эксплуатации (САС – срок активного существования).

Эффективность складной конструкции оценивается поверхностной плотностью и коэффициентом разворачивания. Поверхностную плотность апертуры (отношение массы развернутого зеркала к его площади) удается обеспечить в пределах (0,2...1,5) кг/м², а коэффициент разворачивания (укладки), т. е. отношение диаметров зеркала в развернутом и сложенном положениях, от 4 до 25 и даже до 100 (для надувных конструкций). Выделяют две группы антенн, отличающиеся принципом разворачивания: антенные решетки и зеркальные антенны. Развертываемые антенные решетки выполняются в виде панелей, складывающихся «гармошкой» подобно солнечным батареям. Излучатели в ряде конструкций таких антенн также трансформируемые. Например, спиральные излучатели в транспортном положении сжимаются подобно пружинам.

По устройству механизма разворачивания антенны делят на группы:

— *механические*, элементы конструкции которых соединены в единую механическую схему. Развертывание производится за счет энергии пружин или деформированных упругих элементов конструкции изменением их взаимного углового положения;

— *вращающиеся*, раскрытие которых осуществляется за счет центробежных сил, возникающих при вращении антенны вокруг фокальной оси;

— *пневматические*, раскрытие которых производится за счет создания избыточного давления во внутренних полостях конструкций;

— *пиротехнические*, развертывание которых производится в результате взрыва небольшого заряда или группы зарядов;

— *комбинированные*, раскрытие производится за счет комбинации действий перечисленных механизмов развертывания.

Секторные антенны развертывают из механически соединенных панелей и ферм. Надувные антенны могут быть цельными, или однополостными, т. е. иметь один заполняемый материалом-наполнителем объем, и трубчатыми, формируемыми из отдельных надувных частей, выполняемых, как правило, в виде трубок, к которым крепится отражающая поверхность. Надувные антенны обеспечивают приемлемую эффективность на частотах до 30 ГГц и имеют преимущество в массе по сравнению с соответствующими механическими системами при диаметре зеркала более (10...20) м.

Зеркальные антенны зонтичного типа развертываются по принципу дождевого зонтика. В кольцевых или вантовых антеннах основные элементы, формирующие зеркало, — кольцо и оттяжки (ванты). Ферменные антенны имеют пространственный складной каркас, состоящий из шарнирно соединенных стержней.

Сохранение формы отражающей поверхности обеспечивается: механизмом развертывания, например, за счет вращения антенны или избыточного давления; фиксаторами,

которые срабатывают сразу после раскрытия антенны; действием электростатических сил или магнитов, установленных на гибкой отражающей поверхности.

О достигнутых успехах в конструировании развертываемых зеркальных антенн свидетельствуют следующие данные. На рис. 4.1 графически показаны зависимости, которые определяют предельно достижимый при современной и перспективной технологии уровень отклонения ε профиля поверхности складных зеркал (рефлекторов) от их диаметра D в развернутом положении.

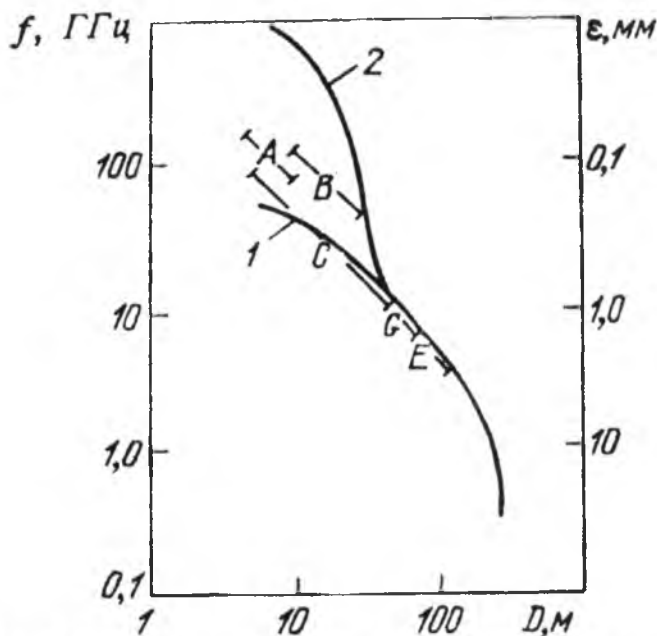


Рис. 4.1. Предельные характеристики рефлекторов антенн

Отрезки A и B , соответственно, это оценка точности профиля поверхности разрабатываемых в настоящее время и перспективных прецизионных зеркал. Оценка получена на основе анализа моделей и аналитических расчетов. Отрезок C – оценка точности для зеркал, изготовленных из гибкой сетки,

натянутой на складной каркас, которая получена на основе анализа параметров зеркал с реальными размерами из результатов летных испытаний некоторых конструкций. Отрезки G и E – это оценка точности профиля сетчатых зеркал для последующих шагов в технологии их изготовления. Сплошные линии определяют достижимый с точки зрения современного технологического процесса и оборудования уровень точности для сетчатых (1) и прецизионных зеркал (2).

Зеркальные антенны зонтичного типа разворачиваются по принципу дождевого зонта. Большинство реализованных конструкций разворачиваемых антенн относят к зонтичным конструкциям. Складные антенны зонтичного типа сочетают в себе простоту и легкость конструкции, сравнительно невысокую стоимость с приемлемыми электродинамическими характеристиками, и поэтому их давно применяют в различных радиотехнических системах. В зависимости от конструктивного исполнения эти антенны имеют жесткие, складные или гибкие ребра. Сетчатый материал отражающей поверхности крепят вдоль ребер, т. е. отражающая поверхность формируется из клиньев. Рассмотрим особенности различных конструкций зонтичных антенн.

Вантовые антенны в основе конструкции имеют жесткий складной периферийный кольцевой обод. Отражающая поверхность крепится к системе тросовых растяжек (вант), закрепленных на кольцевом ободе. В глобальной системе спутниковой связи «Thuraya» (фирма Hughes) использовалась вантовая конструкция для создания рефлектора космической МЛА L-диапазона. Конструкция [40,49,50] имеет раскрывающийся обод в виде эллипса размерами 12,5 м×16 м (рис. 4.2). Внутри этого обода натягиваются две тросовые сетчатые оболочки, закрепленные на его сторонах. Сетчатые оболочки стягиваются между собой тросами разной длины так, чтобы образовать необходимую параболическую поверхность. На одной из оболочек растягивается металлическая радиоотражающая сетка (сетеполотно). Несущая конструкция (рефлектор) изготовлена компанией TRW Astro Aerospace по

запатентованной AstroMesh-технологии из теплоустойчивого графито-композитного материала, делающего столь громоздкое сооружение достаточно прочным и легким (масса зеркала 78 кг). На рис. 4.3 антенна показана в сборочном цеху.

При подготовке КА к запуску антенна трубчатой конструкции с шарнирно-тросовыми сочленениями укладывалась в компактный модуль высотой 3,8 м и $\varnothing 1,3$ м. На орбите по команде с Земли рефлектор разворачивается до штатных размеров с помощью сжатого газа, заполняющего при раскрытии контуроформирующий тороидальный баллон из эластичного кевлароподобного материала.

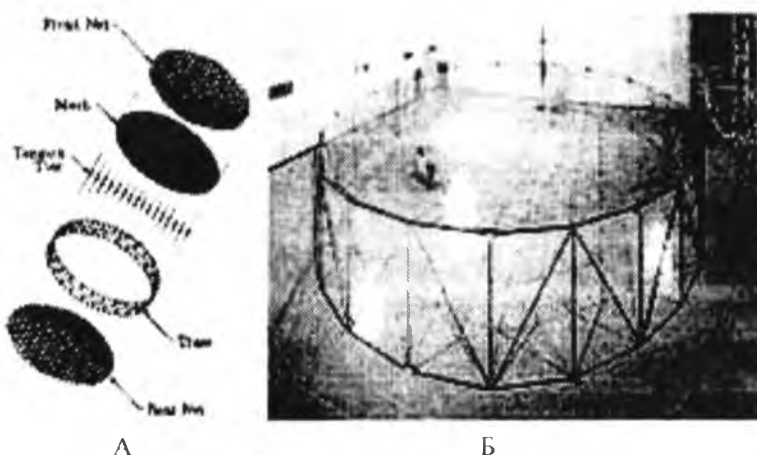


Рис. 4.2. Трансформируемая антенна вантового типа фирмы Hughes (система «Thuraya»). А – принцип построения антенны; Б – общий вид антенны

Особенность AstroMesh-технологии – полная индифферентность геометрии развернутого рефлектора к изменению объема и формы газонаполненного баллона при изменениях температуры. Это позволяет избежать ошибок формирования луча, вызванных случайными деформациями полотна.

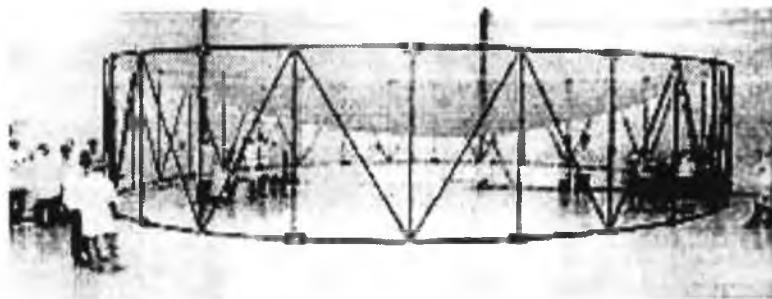


Рис. 4.3. Антенна КА «Thuraya» в сборочном цеху

Зонтичные антенны лепесткового типа имеют жесткую центральную часть и кинематически связанные с ней через механизмы раскрытия лепестки. Каждый из лепестков одновременно поворачивается относительно центральной части конструкции вокруг двух взаимно перпендикулярных осей, одна из которых перпендикулярна меридиональной плоскости, а вторая совпадает с продольной осью лепестка. Такая конструкция пригодна для антенн с зеркалами диаметром не более 10...15 м из-за больших габаритов укладки.

Зеркало космического радиотелескопа $\varnothing 10$ м, показанное на рис. 4.4 (изготовлено в рамках международной программы СПЕКТР-РАДИОАСТРОН), состоит из центральной части $\varnothing 2,6$ м и 27-ми раскрывающихся лепестков.

Центральная часть зеркала конструктивно представляет собой углепластиковую оболочку, подкрепленную с тыльной стороны ребрами жесткости, выполненными из того же материала. Зеркало изготовлено по интегральной технологии за один цикл формования. На рабочую поверхность зеркала нанесено радиоотражающее алюминиевое покрытие. Лепесток представляет собой трёхслойную конструкцию из алюминиевых сот и обшивок из углепластика с радиоотражающим металлизированным слоем алюминия, нанесённым на рабочие поверхности методом электродугового напыления.

Прецизионные трубы каркаса радиотелескопа сохраняют форму и размеры в интервале температур «минус» 50...+50°C. Длина труб до 1300 мм, модуль упругости не менее 108 ГПа, коэффициент линейного термического расширения (КЛТР) не более $0,3 \times 10^{-6} \text{K}^{-1}$. Термическая закрутка в интервале рабочих температур не более 10 угловых секунд, термический изгиб не более 10 мкм.

Зонтичные антенны со складными ребрами

Разработка конструкций зонтичных зеркал со складными ребрами [7] связана с необходимостью уменьшать продольный размер упаковки складной антенны.

Известны два типа конструкций антенн со складными ребрами, имеющими несколько модификаций. У складных антенн первого типа ребра имеют коленчатую структуру. В антенне, показанной на рис. 4.5а в развернутом положении, каждое ребро состоит из двух колен 1 и 2.

Между этими коленами и в конце ребра, которым оно прикреплено к ступице зеркала, встроены упругие пластинчатые пружины 3 (рис. 4.5б). В нерабочем положении ребра сложены вдвое относительно средней точки 4 (на рис. 4.5б показано одно ребро) и прижаты к центральной штанге 5, на которой установлен облучатель. Свободные концы и места сгиба ребер удерживаются у штанги с помощью специальных петель 6.

Для разворачивания антенны используют пластинчатые пружины 3. Ребро может состоять и из большого числа колен. В одной из конструкций колена, имеющие Т-образную форму поперечного сечения, приклеиваются к гибкому материалу. В каждом колене имеется продольный канал, через который пропущен гибкий металлический трос, закрепленный в периферийном колене. Механизм разворачивания зеркала установлен в его центре и состоит из корпуса, в котором находится барабан с приводом от электродвигателя. На барабане закреплены концы тросов от всех ребер. При наматывании тросов на барабан колена ребер прижимаются друг к другу, и рефлектор раскрывается.

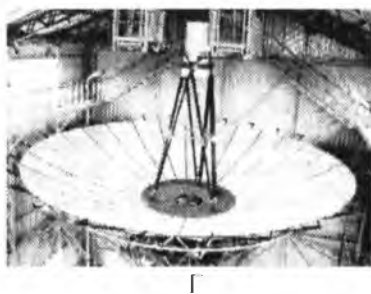
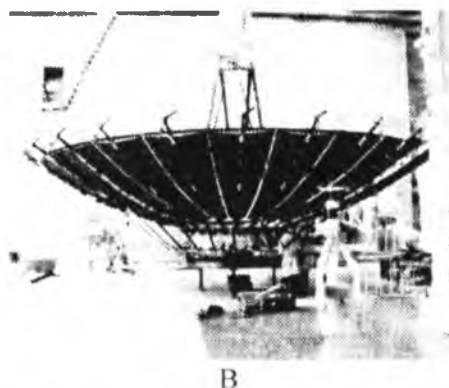
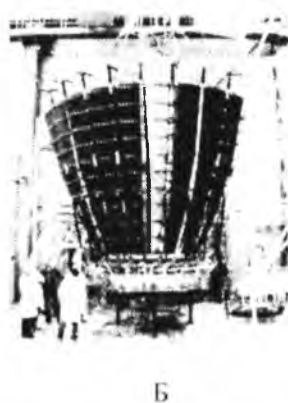


Рис. 4.4. Зонтичная антенна космического радиотелескопа «Радиоастрон». А – зонтичная антенна в транспортном положении; Б – процесс разворачивания антенны; В – антенна радиотелескопа в развернутом положении в цеху предприятия; Г – вид на антенну сверху; Д – антенна в цеху на испытательном стенде

Для свертывания между коленами установлены пластинчатые пружины. Сжимаясь при разматывании тросов, пружины разводят колена и складывают зеркало.

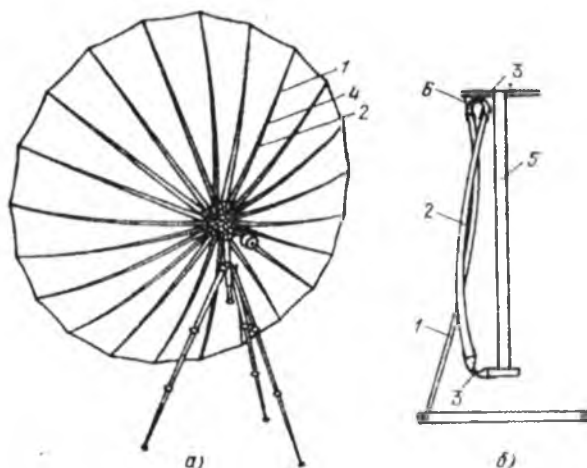


Рис. 4.5. Зонтичная антенна со складными ребрами

К этому же типу антенн относят антенну, зеркало которой образовано откидывающимися трапецидальными панелями, шарнирно прикрепленными по периметру многоугольной ступицы. Панели, в свою очередь, складные и состоят из нескольких элементов, расположенных радиально и шарнирно соединенных друг с другом. Раскрытие зеркала происходит с помощью системы тяг.

Примеры конструкций зонтичных зеркал со сложными складывающимися ребрами, имеющих в развернутом состоянии диаметр от 7 до 12 метров и работающих на частотах до 18 ГГц, приведены на рисунках 4.6...4.8. С целью достижения наименьшей удельной массы большая часть элементов конструкций зеркала изготавливаются из углепластика. Отражающую поверхность образует сетеполотно, представляющее собой сетку из позолоченных тонких вольфрамовых проволок.

Антенны с гибкими ребрами. На рис. 4.9а,б,в и г показана конструкция одной из антенн с гибкими упругими ребрами [7] на различных стадиях развертывания. Гибкие радиальные ребра складываются в небольшой контейнер типа «мешок» вместе с облучателем, имеющим телескопическую конструкцию.

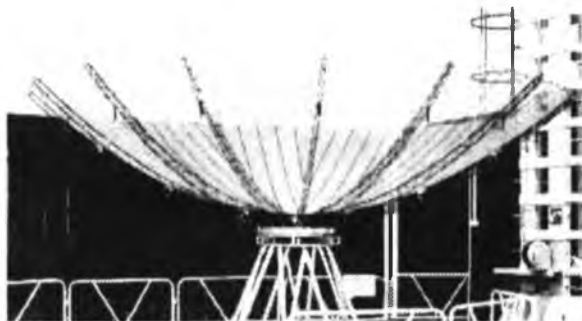


Рис. 4.6. Разворачиваемая антенна для КА «Луч-5» в рабочем (развернутом) положении в цеху ОАО «НСС»

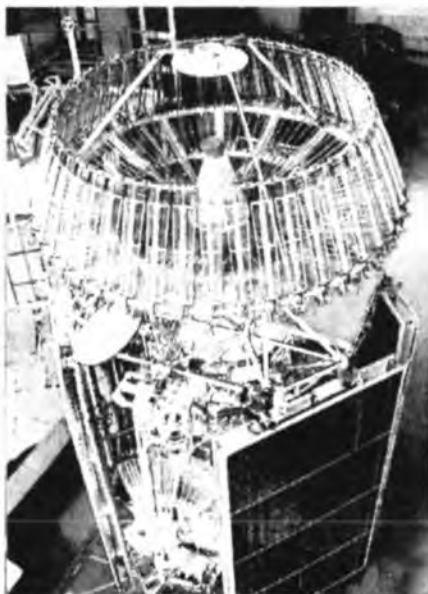


Рис. 4.7. Разворачиваемая антенна для КА «Луч-5» в транспортном положении

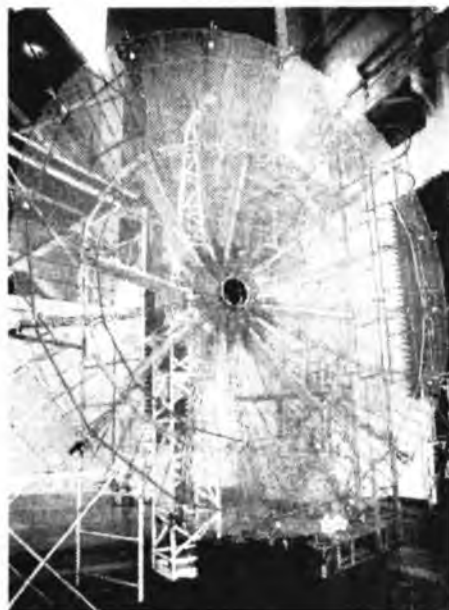


Рис. 4.8. Зонтичная антенна ретранслятора серии «Луч» в рабочем (развернутом) положении в цеху ОАО «ИСС»

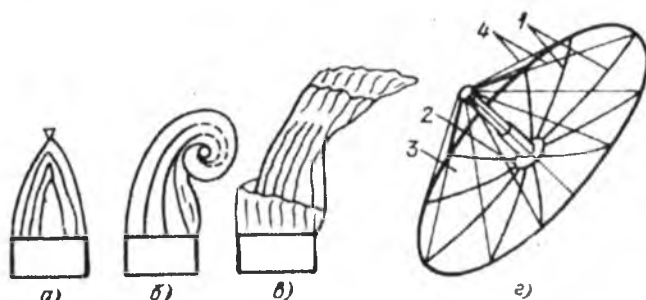


Рис. 4.9. Зонтичная антенна с гибкими ребрами

Наибольший поперечный размер антенны в свернутом виде определяется диаметром ступицы, служащей основанием контейнера. Развертывание происходит благодаря упругости ребер.

В раскрытом положении антенны концы ребер фиксируют относительно телескопически развертываемой

центральной штанги с облучателем с помощью пластмассовых струн 4. Построенные таким образом антенны отвечают следующим требованиям: отклонение профиля поверхности зеркала от заданного значения составляет $\lambda/16$, отношение диаметров в развернутом и свернутом положениях не менее 10, а отношение занимаемых объемов в рабочем и транспортном положениях не менее 50. Экспериментальные испытания модели такой антенны $\varnothing 1,8$ м показали хорошие результаты. Поверхностная плотность апертуры $0,2 \text{ кг/м}^2$.

В соответствии с другим направлением в построении антенн гибкие ребра упаковывают сворачиванием их вокруг центральной ступицы. Ребра рефлектора такой антенны делают широкими в плоскости, проходящей через ребро и ось симметрии зеркала, узкими и эластичными в ортогональной плоскости. Периферийные концы консольно закрепленных в ступице ребер соединены гибкими тягами с поворотным цилиндром, также установленным на ступице. В транспортном положении ребра свернуты вокруг ступицы. Развертывание происходит благодаря упругости ребер. При вращении цилиндра тяги отпускаются до тех пор, пока ребра не распрямятся и отражающая поверхность приобретет форму параболоида вращения. Считается, что упругости гибких ребер достаточно для развертывания антенн до $\varnothing 23$ м.

Примером такой антенны является АТС-6 с диаметром зеркала 9,1 м [40]. Размер упаковки 2 м в диаметре (48 ребер), высота 0,2 м. Среднеквадратическое отклонение профиля поверхности 1,52 мм. На рис. 4.10 представлена схема развертывания такой антенны. Цифрами обозначено: 1 – гибкое ребро; 2 – центральная часть (кольцо).

Зонтичные антенны с жесткими ребрами. Эти антенны из-за сравнительно большой жесткости каркаса зеркала наиболее устойчивы к ветровым нагрузкам и поэтому наряду с использованием в космосе применяются и в качестве складных антенн подвижных и переносных радиотехнических станций.

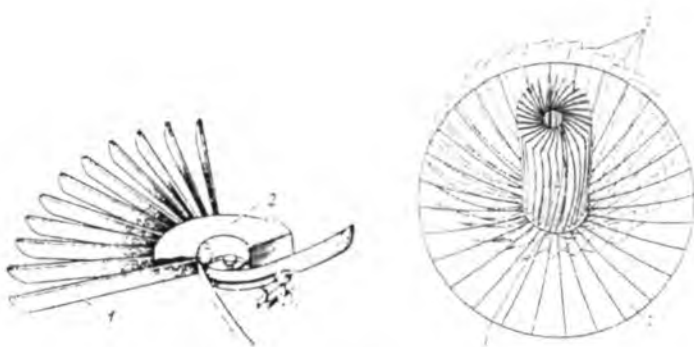


Рис. 4.10. Схема раскрытия зонтичной антенны

В классической осесимметричной зонтичной антенне складное зеркало содержит жесткие ребра с заданным (обычно параболическим) профилем, расположенные радиально относительно центральной ступицы и шарнирно соединенные с ней. Эти ребра образуют каркас, поддерживающий поверхность главного зеркала, выполненную из металлической сетки или металлизированной ткани. При свертывании ребра складываются к оси симметрии зеркала. Механизм разворачивания – пружинный. Такую конструкцию имеет, например, зеркало антенны бортового РТР «Молния-1» Ø1,2 м.

В зонтичной антенне с жесткими ребрами можно получить коэффициент разворачивания $g_{\text{non}}/2a = 6...7$. Поперечный размер упаковки однозеркальной антенны меньше, чем у двухзеркальной, и при $r_f/a \geq 0.2$ определяется в основном диаметром ступицы. Поперечный размер упаковки антенны типа АДЭ примерно на 15% больше, чем у антенны Кассегрена с такими же геометрическими параметрами. Но в антенне типа АДЭ проще реализуется крепление вспомогательного зеркала непосредственно к облучателю, например, с помощью радиопрозрачной опоры.

Для уменьшения нежелательных отклонений профиля поверхности зеркала складной антенны от параболоида эта поверхность деформируется с помощью оттяжек, прикрепленных к дополнительным элементам каркаса зеркала.

Наиболее широко распространены двухсетчатые оболочки, образованные гибкой отражающей сеткой, натянутой на силовые элементы каркаса, и дополнительной сеткой, соединяемой с отражающей оттяжками [7]. Натяжение автоматически поддерживается постоянным. Применение двухсетчатой оболочки позволило выполнить профиль зеркала с 18-ю ребрами $\varnothing 3.9$ м со среднеквадратической ошибкой около 0,25 мм. В случае односетчатого рефлектора для обеспечения такого профиля поверхности потребовалось бы 66 ребер, а масса антенны увеличилась бы с 16 до 24,5 кг. Каркас зеркала образован 18 ребрами из графитовых волокон. Каждое ребро имеет в поперечнике круглое сечение с уменьшающейся к периферии ребра площадью. В качестве отражающей поверхности использовано трикотажное сетеполотно из молибденовой проволоки с золотым покрытием. Размер отверстий в сетке около 0,25 мм. Сетка крепится к ребрам с помощью регулируемых опор. С обратной стороны отражающего материала натянуты два ряда поперечных ребрам кварцевых нитей. Один ряд прикреплен к отражающему материалу, второй, параллельный ему, к ребрам. Нити обоих рядов соединены с помощью оттяжек из инвара. Выбором высоты опор, геометрии и числа кварцевых нитей и оттяжек среднеквадратическое отклонение поверхности зеркала получено равным 0,5 мм.

Увеличение диаметра центральной нескладываемой части зеркала позволяет антеннам зонтичных конструкций работать в нескольких диапазонах частот.

Например, в более высокочастотном диапазоне (вплоть до крайне высоких частот) для формирования ДН можно использовать прецизионную центральную часть зеркала, а в низкочастотном – все зеркало.

Различие в площадях зеркала, участвующих в отражении электромагнитной волны, обеспечивает примерное постоянство характеристик антенны во всех используемых диапазонах частот.

4.2. Электрические характеристики зонтичных трансформируемых антенн

4.2.1. Порядок расчета и основные соотношения

В расчете электрических характеристик зонтичной антенны можно выделить три основных этапа [7].

На первом этапе производится определение основных геометрических параметров зеркал антенны (размеры раскрывов, фокусные расстояния и требуемые профили отражающих поверхностей) и формулируются требования к облучателю. Расчеты производятся с использованием соотношений, приведенных в разделе 2.

На втором этапе после выбора параметров конструкции (число и размеры ребер и т.п.), уточняются требования к облучателю и положению его центра излучения. Далее производится оценочный расчет ДН и КНД. В зависимости от полученных результатов корректируются параметры конструкций зеркал и облучателя.

Профили отражающих поверхностей зеркал, изготовленных с высокой точностью, измеряются специальными лазерными измерителями, и полученные данные являются исходными для точного расчета ДН, поляризационных характеристик и КУ антенны токовым методом с использованием пакетов прикладных программ (третий этап). При расчетах должны учитываться возможные деформации конструкций в условиях реальной эксплуатации.

Отклонение профиля зеркала от параболоида приводит к потерям усиления антенны и росту УБЛ ДН. Среднеквадратическое отклонение профиля поверхности осесимметричного зеркала зонтичного типа

$$\varepsilon = 0.01076 \cdot D^2 \sin^2(\pi/N_p)/(2f). \quad (4.1)$$

О характере изменения разности фазовых ошибок Δ на пути от облучателя до ребра и до центра клина по периметру рефлектора в зависимости от параметра $\xi = \phi N_p / 2\pi$ можно судить по рис. 4.11. Максимальная фазовая ошибка на краю раскрыва

$$\Delta_{кр} = \frac{\pi D}{\lambda} \cdot 4 \left(\frac{\pi}{N_p} \right)^2 \left[\frac{f/D}{1 + 16(f/D)^2} \right]. \quad (4.2)$$

Зависимость потерь (ΔG) КУ (это отношение КУ антенны с зонтичным рефлектором и антенны с рефлектором-параболоидом) однозеркальной зонтичной антенны от максимальной фазовой ошибки $\Delta_{кр}$ при различном уровне поля облучателя на краю зеркала приведена на рис. 4.11 в виде графиков для зеркал с разными значениями f/D .

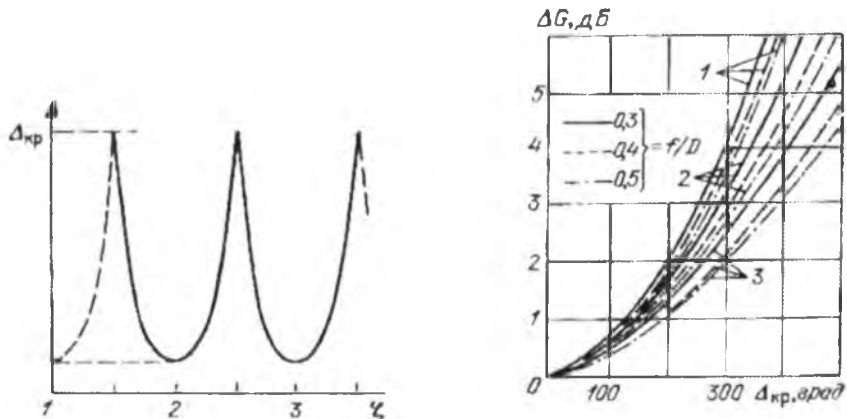


Рис.4.11. Характеристики зонтичной антенны. Уровень поля на краю рефлектора: 1 – 0 дБ; 2 – 10 дБ; 3 – 20 дБ

Нормированные ДН зонтичной антенны с $D/\lambda=750$, и отношением $f/D = 0.6$ зеркала-параболоида вращения приведены на рис. 4.12. Уровень поля на краю параболоида составлял «минус» 10 дБ.

Кроме уменьшения уровня поля в осевом направлении, расширения главного лепестка, заплывания нулей между лепестками особенностью ДН является резкий рост УБЛ по сравнению со стандартной параболической антенной, начиная с углов $\theta = \arcsin[1,2N_p\lambda/(\pi D)]$.

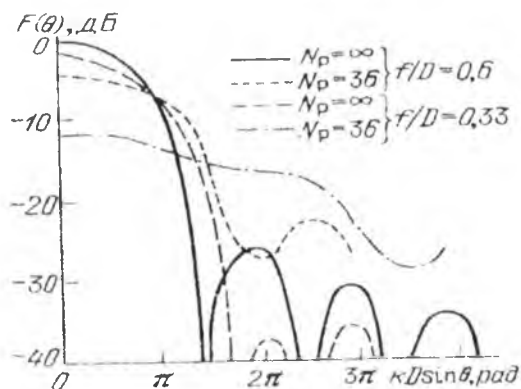


Рис. 4.12. ДН зонтичной антенны

При увеличении числа ребер N_r зонтичная отражающая поверхность стремится к поверхности параболоида вращения, соответственно уменьшаются и потери усиления. Увеличение f/D уменьшает фазовую ошибку на краю раскрыва, так как зеркало становится более плоским. В частности, увеличение f/D от 0,33 до 0,6 приводит к улучшению характеристик антенны, сопоставимому с удвоением числа ребер. Поскольку отклонение профиля максимально на краю зеркала, уменьшение уровня поля облучателя на кромке также снижает потери усиления.

Требуемое число ребер, исходя из заданной точности отражающей поверхности, может быть определено из соотношений (4.1) и (4.2), однако на практике необходимо проводить оптимизацию параметров зонтичных антенн для достижения компромисса между числом ребер N_r , размером зеркала и допустимыми потерями КУ. При этом должны быть учтены стоимость и масса конструкции.

Такой подход был использован при проектировании антенны АТС-6. Оказалось более выгодно с точки зрения уменьшения массы для достижения требуемого усиления использовать большее число ребер $N_r=48$ при минимальном диаметре зеркала 9,1 м. Это позволило снизить потери, возникающие при тепловых деформациях поверхности зеркала.

При фиксированных допустимых потерях усиления (ΔG) использование антенн большего диаметра возможно только при соответствующем уменьшении рабочей частоты или увеличения числа ребер. Это положение иллюстрируют графики на рис.4.13. На рис. 4.13а приведена зависимость наибольшей допустимой частоты $f_{\text{доп}}$ при потерях усиления зонтичной антенны не более 2 дБ из-за тепловых деформаций поверхности рефлектора от его диаметра D .

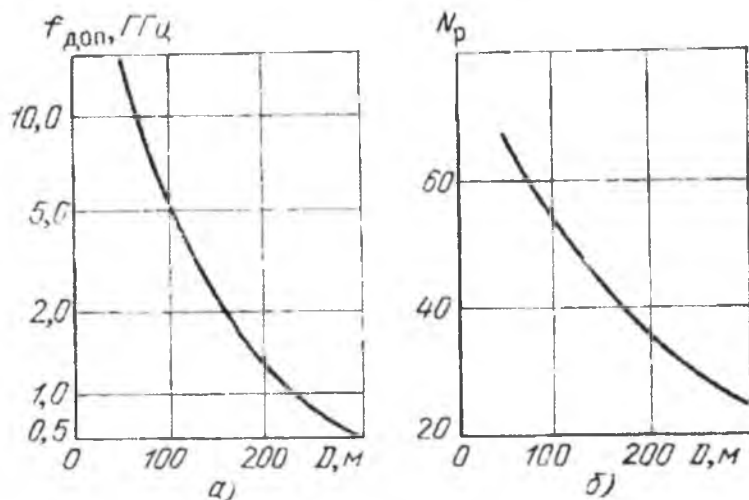


Рис.4.13. Закономерности, определяющие конструкцию зонтичного рефлектора

На рис. 4.13б показана зависимость требуемого числа ребер N_p от диаметра рефлектора зонтичной антенны D на частоте $f_{\text{доп}}$ при потерях усиления ΔG , обусловленных зонтичной структурой поверхности, не более 0,5 дБ. Уровень поля облучателя антенны на краю рефлектора равен «минус» 10 дБ.

Уменьшение требуемого числа ребер у антенн, развертываемых в космосе, при увеличении диаметра объясняется одновременным быстрым убыванием максимально

допустимой рабочей частоты при заданных потерях усиления из-за тепловых деформаций отражающей поверхности.

Результативным способом повышения эффективности зеркальных антенн является применение облучателей, создающих поле, согласованное с полем в фокальной области зеркал в режиме приема. Но для этого необходимо знать пространственное распределение напряженности поля в фокальной области (фокусирующем пятне), т. е. области пространства вблизи фокуса зеркала. Для зонтичных зеркал, не имеющих фокуса, фокусирующее пятно соответствует области пространства вблизи фокуса параболических образующих ребер.

Таким образом, при нормальном падении плоской волны на зонтичный рефлектор точка с максимальной концентрацией сфокусированной энергии смещается от геометрического фокуса в сторону зеркала, а в фокусирующем пятне происходит перераспределение поля к его краям (рис.4.16). Последнее говорит о неэффективности использования в зонтичных антеннах с относительно небольшим числом ребер облучателей с точечным фазовым центром. С увеличением числа ребер точка фокусировки смещается к фокусу ребра благодаря увеличению точности выполнения профиля поверхности.

4.2.2. Синтез корректирующего вспомогательного зеркала

Способ компенсации фазовых искажений состоит в создании облучателя с такой фазовой ДН, которая способствует устранению фазовых ошибок в раскрыве антенны, вносимых поверхностью зеркала, отличной от параболической. Это возможно обеспечить либо установкой перед облучателем многоэлементной линзы сферического профиля, либо использованием вспомогательного зеркала. Форма поверхности зеркала модифицирована так, чтобы скомпенсировать изменение хода лучей от фокуса антенны до ее апертуры, обусловленное отклонениями поверхности главного зеркала. Применительно к зонтичным антеннам вспомогательное

зеркало в первом приближении должно представлять совокупность треугольных вырезок из эллиптического (схема АДЭ, Грегори) или гиперболического (схема Кассегрена) цилиндров, повернутых относительно друг друга так, чтобы их фокальные области совпали с фокальными областями клиньев основного зеркала.

Для расчета профиля модифицированного вспомогательного зеркала двухзеркальной антенны при известной форме поверхности основного зеркала и характеристике направленности облучателя обычно используется метод геометрической оптики. Если стремиться только к выравниванию фазового фронта отраженной от зеркала волны, то уравнение корректирующего вспомогательного зеркала для зонтичной антенны Кассегрена, например, можно получить, исходя из основного свойства гиперболы как постоянной разности радиусов-векторов из фокусов до точек на гиперболе (рис. 4.14):

$$4a_c^2 = (z_c - z_0)^2 + r_c^2 - [(f' - z_c)^2 + r_c^2], \quad (4.3)$$

где r_c, z_c — координаты точки отражения на вспомогательном зеркале в цилиндрической системе координат r, φ, Z при $\varphi = \text{const}$; $2a_c$ — действительная ось гиперболы; z_0, f' — координаты фокусов гиперболы на оси Z , в общем случае $f' \neq f''$.

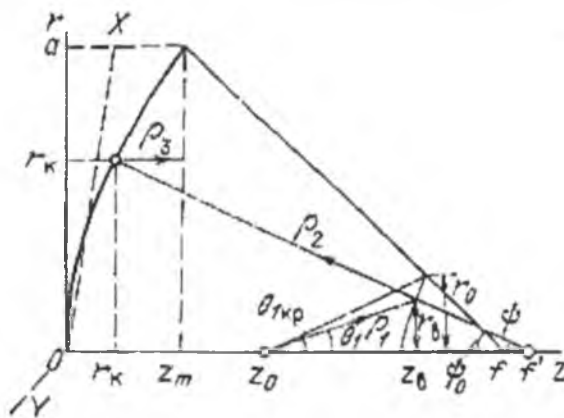


Рис.4.14. Схема антенны с корректирующим вспомогательным зеркалом

При записи (4.3) полагалось, что профиль вспомогательного зеркала в любой плоскости $\varphi = \text{const}$ является гиперболой, так как соответствующий профиль главного зеркала – парабола. Действительная ось гиперболы с эксцентриситетом e определяется из условия равенства длин оптических путей вдоль любого луча от апертуры до облучателя в плоскости ребра ($\varphi = \pi/N_p$) и при любом другом значении угла φ , т. е. $2a_1 = (f - z_0)/e$.

Соответствие точек r_k, z_k на клине зонтичного зеркала и r_n, z_n на вспомогательном зеркале, принадлежащих одному лучу, находится из решения системы двух уравнений: уравнения (4.3), описывающего профиль вспомогательного зеркала, и уравнения прямой, проходящей через точку r_k, z_k под углом ψ к оси:

$$r_k - r_n = (z_n - z_k) \times \text{tg} \psi, \quad (4.4)$$

где угол ψ определяется из уравнения, полученного из закона

отражения $\frac{\partial z_k}{\partial r_k} = -\text{tg} \left(\frac{\psi}{2} \right)$ и соотношения

$$\text{tg} \psi = r_k / (f - z_k).$$

Если полагать все клинья зонтичного зеркала одинаковыми по профилю, то для решения задачи достаточно определить поверхность вспомогательного зеркала лишь в пределах угла $0 \leq \varphi \leq \pi/N_p$. Профили вспомогательного зеркала, рассчитанные на основе решения уравнений (4.3) и (4.4) в сечениях от $\varphi = 0$ до $\varphi = \pi/N_p$ с шагом $\Delta\varphi = \pi/5 N_p$ для антенны с параметрами: $a = f = 0.75$ м; $N_p = 16$; $r_0 = 0.1$ м, приведены на рис.4.15.

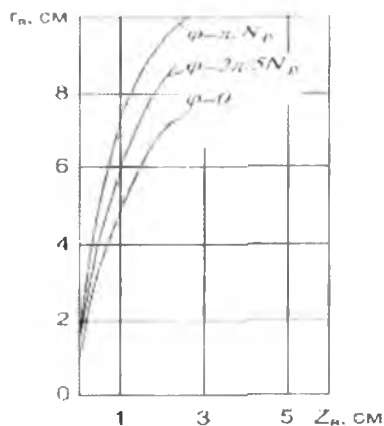


Рис. 4.15. Геометрия отражающей поверхности вспомогательного зеркала

4.2.3. Модификация складного зеркала

Исследование фокусирующих свойств зонтичных зеркал показало, что в фокусирующем пятне происходит перераспределение поля. В геометрикооптическом приближении максимум концентрации поля в фокальной области распределяется по пересекающимся на фокальной оси отрезкам по числу клиньев, причём длина каждого отрезка равна длине основания клина. Например, клиньям AOB и COD соответствует отрезок MN , причём $AB = CD = MN$ (см. рис. 4.16А).

В целом, для рефлектора фокальная область имеет звездообразную форму.

Фокусируемое клином рефлектора электромагнитное поле по фокальному отрезку распределено неравномерно. Большая его часть, соответствующая центральной и более значительной по площади части поверхности клина, сосредотачивается в середине отрезка. Если радиально раздвинуть клинья относительно центра рефлектора, то фокальные отрезки также раздвинутся (отрезки MN и MN' на рис. 4.16Б).

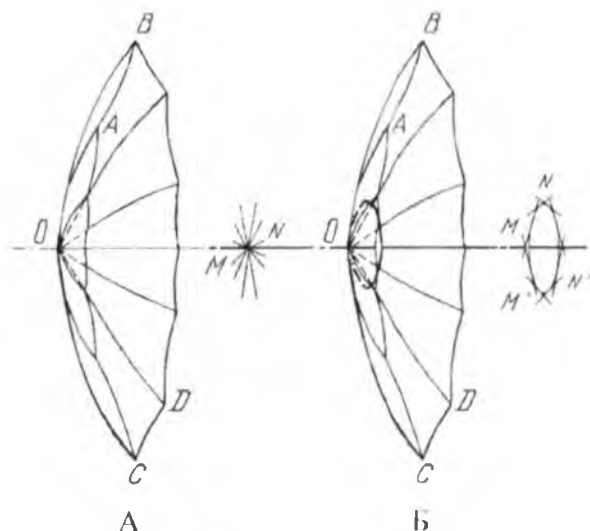


Рис.4.16. Поле в фокальной области

Совокупность центральных частей фокальных отрезков, на которых сконцентрирована большая часть фокусируемой энергии, образует правильный многоугольник. При большом числе клиньев фокальный многоугольник достаточно точно соответствует окружности. Поэтому если для рефлектора, выполненного по схеме со смещенной параболической образующей поверхности, подобрать облучающую систему, имеющую частичный фазовый центр в виде кольца, то следует ожидать, что при этом в значительной степени, компенсируются фазовые ошибки.

Известно, что кольцевой фазовый центр имеют облучающие системы двухзеркальных антенн, построенных по схемам АДЭ, АДГ и АДП (двухзеркальные антенны с эллиптической, гиперболической, либо параболической образующими малого зеркала и смещенной параболической осью большого).

Таким образом, построение складной зонтичной антенны по одной из указанных схем позволит не только реализовать известные преимущества этих антенн (значительно меньшее

затенение раскрыва облучающей системой, снижение реакции контррефлектора на облучатель, возможность крепления контррефлектора непосредственно к облучателю), но и существенно повысить ее эффективность за счет более точного совпадения по форме частичного фазового центра облучающей системы и фокальной области зонтичного рефлектора.

Число ребер, необходимое для обеспечения требуемой точности выполнения профиля поверхности, определяется суммарным отклонением частичного фазового центра облучающей системы антенны от фокальной области рефлектора Δf_{Σ} нарушающим синфазность поля в раскрыве зеркала.

Величина этого отклонения с учетом неравномерной концентрации сфокусированной клином энергии вдоль его фокального отрезка определяется выражением

$$\Delta f_{\Sigma} = \frac{2N_p}{\varphi_0 S_0} \left| \int_0^{\pi/N_p} |S_n \Delta f| d\varphi + \int_{\pi/N_p}^{\varphi_0} |S_m \Delta f| d\varphi \right|, \quad (4.5)$$

где

$$\begin{aligned} \Delta f &= r_1 \left| \cos\left(\pi/N_p\right) / \cos\varphi - 1 \right|; \\ S_0 &= 0,5(a^2 - r_1^2) \sin(2\pi/N_p); \\ S_n &= r_1(a - r_1) \sin\left(2\pi/N_p\right); \\ S_m &= \left| a - r_1 \operatorname{tg}\varphi \operatorname{ctg}(\pi/N_p) \right| \cos\left(\pi/N_p\right); \\ \operatorname{tg}\varphi_0 &= a \operatorname{tg}(\pi/N_p) / r_1. \end{aligned}$$

Пусть D' – коэффициент, характеризующий уменьшение КНД антенны вследствие отклонения фокального многоугольника рефлектора, образованного отрезками, от частичного фазового центра облучающей системы. Предположив, что распределение амплитуды поля в раскрыве антенны равномерно, получим:

$$D' = (1 - 5I\eta^2)^2, \quad (4.6)$$

где $I = \{0,5[\ln(1+b) - b/(1+b)] - 1 + \ln(1+b)/b\}/b^2$;

$$h = (a/2f)^2; \eta = aAf_{\text{с}}/(0,51f\lambda).$$

Выражения (4.5) и (4.6) позволяют определить зависимость минимально необходимого числа ребер рефлектора от его параметров при заданных потерях КНД.

На рис. 4.17 приведены расчетные графики зависимости числа ребер от отношения радиуса раскрыва рефлектора зонтичного типа к длине волны при $f/a = 0,5$ и $r_1/a = 1/8$ для антенны, построенной по схеме с кольцевым (кривая 1) и точечным (кривая 2) фазовыми центрами облучающей системы при потерях КНД $D' = 0,41$ дБ.

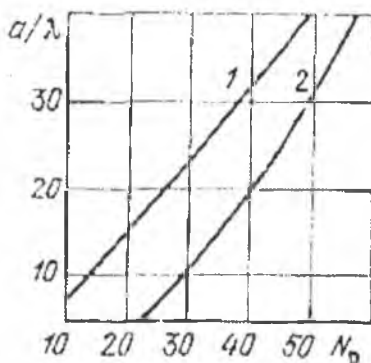


Рис. 4.17. К расчету числа ребер

Из приведенных графиков видно, что в антенне, построенной по схеме с точечным фазовым центром облучающей системы (общепринятая компоновка), для обеспечения требуемого уровня потерь усиления необходимо большее число ребер, чем в антенне, построенной по схеме с модифицированным зеркалом при одинаковых глубине и диаметре зеркала.

4.2.4. Расчет электрических характеристик зонтичной антенны

Поле излучения зонтичной антенны в приближении дальней зоны определяется интегралом излучения

$$E_{\phi} = -\frac{i\omega\mu}{4\pi R} \exp(i\kappa R) \sum_{m=1}^{N_p} \int_{-\pi/N_p}^{\pi/N_p} \int_{\psi_{\kappa 1}}^{\psi_{\kappa 2}} \mathbf{j}^* \exp(i\kappa\Phi) ds, \quad (4.7)$$

где $\psi_{\kappa 1}$ – угол между фокальной осью и краем ступицы; $\psi_{\kappa 2}$ – угол между фокальной осью и краем клина рефлектора;

$$ds = \rho_2^2 [\sin \psi (w \cos \varphi - v \sin \varphi) + \cos \psi]^{-1} \sin \psi d\psi d\varphi;$$

$$\Phi = [z_m - z(r, \varphi)] \cos \theta - r \sin \theta \cos(\varphi_m - \xi);$$

$$\mathbf{j}^* = x_0 \mathbf{j}'_{0x} + y_0 \mathbf{j}'_{0y} + z_0 \mathbf{j}'_{0z};$$

$$\mathbf{j}'_{0x} = j_{0x} \cos \left[\frac{2\pi(m-1)}{N_p} \right] - j_{0y} \sin \left[\frac{2\pi(m-1)}{N_p} \right];$$

$$\mathbf{j}'_{0y} = j_{0x} \sin \left[\frac{2\pi(m-1)}{N_p} \right] + j_{0y} \cos \left[\frac{2\pi(m-1)}{N_p} \right];$$

$$\varphi_m = \varphi + 2\pi(m-1)/N_p.$$

Нижний предел интегрирования $\psi_{\kappa 1}$ учитывает затенение отражающей поверхности зеркала контррефлектором, верхний – сложную форму края гибкого отражающего материала, образующего клин зонтичного зеркала. Выкройка из материала для клина зеркала обычно выполняется в виде трапеции. При наложении (без растяжения) ее на радиально расходящиеся ребра зонтичного рефлектора профиль поверхности выкройки является вырезкой из параболического цилиндра с прямолинейным краем. При натяжении материала радиальные нити не растягиваются, поэтому для определения формы верхней кромки клина может быть использовано равенство длины этих нитей на вырезке из цилиндра и на поверхности клина:

$$a \cos \left(\frac{\pi}{N_p} \right) / \cos \varphi \int_{r_0}^{\dots} \left\{ 1 + \left[\left(r \cos \varphi - r_0 \cos \left(\frac{\pi}{N_p} \right) \right) \cos \varphi / \right. \right. \\ \left. \left. 2f \cos 2\pi N_p / 2 \right]^2 \right\}^{1/2} dr =$$

$$= \int_{r_0}^{r_{\gamma}} \left[1 + \left(\frac{\partial z}{\partial r} \right)^2 \right]^{1/2} dr, \quad (4.8)$$

После вычисления интегралов, входящих в (4.8), полученное нелинейное уравнение относительно расстояния от оси Z до точки на верхней кромке клина r_{kp} решается численно, а угол ψ_{k2} определяется из соотношения

$$\operatorname{tg} \psi_{k2} = (r_{kp} - r_0)/(f - \Delta z - z).$$

Важнейшими параметрами любой зеркальной антенны являются её КНД и однозначно связанный с ним апертурный КИП раскрыва. Расчет КНД зонтичной антенны с помощью статистической теории допусков, как это сделано в [23], не дает представления о реальной эффективности антенн зонтичного типа. Это связано с тем, что при определении среднеквадратической ошибки поверхности зеркала не учитывается характерное для зеркал этого типа изменение радиуса корреляции и амплитуды ошибок по раскрыву. Кроме того, не представляется возможным оценить эффект применения методов компенсации фазовых ошибок, не связанных с механической деформацией конструкции. Для расчета КНД и КИП зонтичной антенны необходимо использовать определение этих параметров через распределение поля в раскрыве. Для антенны зонтичного типа КНД может быть найдено из выражения:

$$D = \frac{4\pi \left| \int_0^{2\pi} \int_{r_0}^{r_{kp}} E_p(\varphi, r) r dr d\varphi \right|^2}{\lambda^2 \int_0^{2\pi} \int_{r_1}^{r_{kp}} |E_p(\varphi, r)|^2 r dr d\varphi}, \quad (4.9)$$

где $E_p(\varphi, r)$ – распределение поля в раскрыве; согласно апертурному методу:

$$E_p(\varphi, r) = E_{o.c.}(\varphi, r) \exp[-ik(\rho_2 + z_m - z)]/\rho_2.$$

Координата кромки r_{kp} может быть определена из (4.6), если необходимо учесть прогиб отражателя.

Если край клина прямой, то $r_{kp} = a \cos(\pi/N_p) / \cos \varphi$.

По аналогии с (4.9), формула для расчета КНД зонтичной антенны, формирующей ДН разностного типа, имеет вид

$$D = \frac{8\pi \left| \int_0^{\pi} \int_{r_0}^{r_{kp}} E_p(\varphi, r) \sin[kr \sin \theta_p \cos(\varphi - \xi_p)] r dr d\varphi \right|^2}{\lambda^2 \int_0^{2\pi} \int_{r_1}^{r_{kp}} |E_p(\varphi, r)|^2 r dr d\varphi},$$

где θ_p, ξ_p – угловые координаты максимума разностной ДН.

На рис. 4.18 и 4.19 показаны графики зависимости γ – апертурного КИП антенны, рассчитанного в соответствии с (4.9), от положения фазового центра облучающей системы, глубины зеркала f/a и числа ребер N_p .

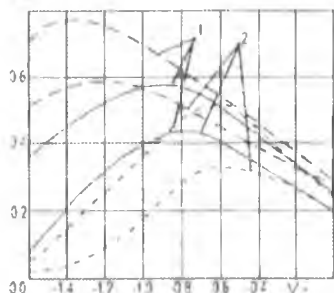


Рис.4.18. Положение фазового центра

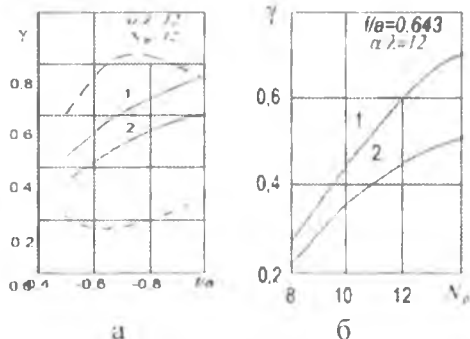


Рис. 4.19. Апертурный КИП

Кривые 1 соответствуют антенне типа АДЭ с $a/\lambda = 12$; $r_1/a = r_0/a = 0,125$; $N_p = 12$. Кривые 2 – антенне Кассегрена с такими же параметрами зеркала. На рис. 4.18 сплошная линия соответствует $f/a = 0,643$, штриховая – $f/a = 1$, штрихпунктирная $f/a = 0,5$. При этом ДН по напряжённости облучающей системы аппроксимировалась функцией $\cos \psi$.

Кривые 1 и 2 на рис. 4.19а,б построены для оптимального по КНД антенны положения облучателя (т. е. для такого положения облучателя, при котором достигается наибольший КНД). Штриховая линия на рис. 4.19а соответствует КИП антенны с профилем зеркала в виде идеального параболоида, определенному с учетом утечки части мощности, излучаемой облучателем, за пределы зеркала. Штрихпунктирной линией показан график зависимости апертурного КИП раскрыва зонтичной антенны при совмещении фазового центра облучающей системы с фокусом ребер.

Как видно из рисунков 4.18 и 4.19, в складной антенне зонтичного типа существует оптимальная по КНД фокальная точка, сдвинутая вдоль оси симметрии в сторону зеркала.

При совмещении этой точки с фазовым центром облучающей системы в несколько раз возрастает апертурный КИП антенны. Сравнение графиков на рис. 4.18 и 4.13 показывает, что положение точки максимальной концентрации сфокусированной энергии падающей на рефлектор плоской волны примерно (с разбросом около $0,1\lambda$) совпадает с оптимальным по КНД положением облучателя антенны с таким же по геометрии зеркалом. Смещение этой точки относительно фокуса параболических образующих ребер зависит от отношений a/λ , f/a и числа ребер N_p зеркала. Чем длиннофокуснее зонтичный рефлектор, тем меньше отклонение профиля поверхности клина от параболоида и выше апертурный КИП. С уменьшением числа ребер КИП антенны убывает, причем особенно резко со значения $N_p \approx \{D/\lambda 24 - f/a 12\}$, т.е. у зонтичных антенн с известными конструктивными параметрами верхняя граница рабочего диапазона частот ограничена.

4.3. Ферменные конструкции

Ферменные конструкции являются перспективным вариантом каркаса для трансформируемых антенн больших размеров. Такие конструкции состоят из большого числа элементов (чаще всего одногипстных), образующих пространственную ферму в развернутом состоянии (рис. 4.20). Стержни обычно выполняют из углепластика. Многошарнирные (число шарниров до 9) соединения стержней с механизмами развертывания (пружинные приводы) выполняют из титана. Отражающая поверхность зеркала выполняется из сетеполотна.

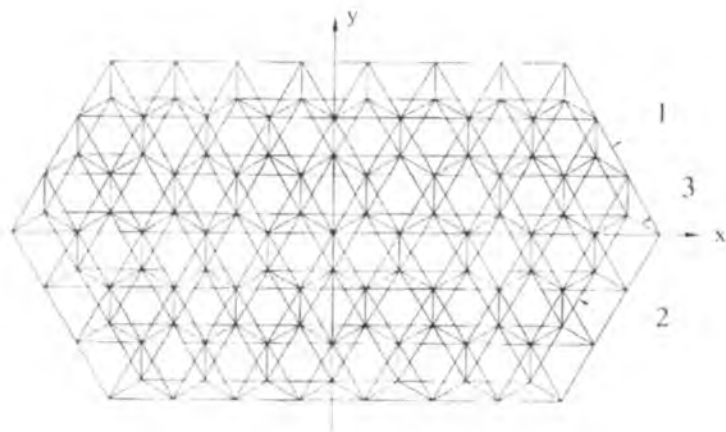


Рис. 4.20. Ферменная конструкция

Преимущества ферменных конструкций состоят в технологичности, компактности в сложенном состоянии, малой массе, приходящейся на единицу площади раскрыва антенны. Но важнейшим преимуществом (с учетом тенденции использования все более высоких частот) является наибольшая точность воспроизведения требуемой формы отражающей поверхности зеркал.

Отражающая поверхность антенны с идеальной ферменной конструкцией представляет собой множество плоских треугольных элементов (рис. 4.20), вершина которых расположена на параболоиде вращения. Статистический анализ электрических характеристик таких зеркал приводит к следующим соотношениям [2.7.23]. Среднеквадратическая погрешность аппроксимации выражается формулой

$$\sigma_{\text{ам}} \approx 0.016 \frac{d^2}{f},$$

где d – сторона аппроксимируемого треугольника; f – фокусное расстояние параболоида.

Из этого соотношения вытекает связь относительной погрешности аппроксимации с числом пролетов n фермы, которая для наиболее широко используемых зеркал с $f/D = 0.4 \dots 0.5$ (D – диаметр раскрыва зеркала) имеет вид:

$$\frac{\sigma_{\text{шт}}}{D} \approx 0.04 \frac{1}{n^2}.$$

При выборе числа пролетов и параметров конструктивных элементов фермы целесообразно стремиться к равенству погрешности аппроксимации поверхности и суммарной погрешности, обусловленной технологическими факторами, воздействием изменяющейся температуры и вибрациями.

В расчете электрических характеристик антенны с ферменной конструкцией, как и при расчете зонтичной антенны, можно выделить три основных этапа.

На первом этапе производится определение основных геометрических параметров зеркал антенны (размеры раскрытов, фокусные расстояния и требуемые профили отражающих поверхностей) и формулируются требования к облучателю. Расчеты производятся с использованием соотношений, приведенных в разделе 2.

На втором этапе после выбора параметров конструкции, в частности, размеров сторон d треугольников фермы, находящихся на отражающей поверхности, производится оценочный расчет ДН и коэффициента направленного действия. С учетом того, что отражающая поверхность антенны представляет собой множество плоских треугольных элементов, радиус корреляции фазовых ошибок следует считать значительно превышающим длину волны. Большой радиус корреляции приводит, прежде всего, к значительному увеличению УБЛ. Уменьшение КНД параболической антенны может быть рассчитано по формуле

$$\frac{D}{D_0} = 1 - e^{-\alpha},$$

где D – КНД зеркала с учетом фазовых ошибок, α – среднеквадратичная фазовая ошибка.

В зависимости от полученных результатов корректируются параметры конструкций зеркал и облучателя.

На третьем этапе лазерными дальномерами измеряются профили отражающих поверхностей зеркал, изготовленных с высокой точностью. Полученные результаты измерений служат

исходными данными в расчетах ДН, поляризационных характеристик и КУ антенны токовым методом с использованием пакетов прикладных программ.

При расчетах должны учитываться возможные деформации конструкций в условиях реальной эксплуатации.

На рисунках 4.21 и 4.22 показана конструкция антенной системы, трансформируемое основное зеркало которой имеет размеры 6 м×18 м.

Антенная система (рис. 4.21) состоит из двух практически идентичных антенн, основными зеркалами которых являются расположенные симметрично относительно поперечной оси участки ферменной конструкции (1) с диаметрами около 8 м. Эти участки эквивалентны несимметричным вырезкам из параболоида вращения (оффсетные зеркала). Антенны построены по двухзеркальной схеме с дихроичными малыми зеркалами (2). В качестве облучателей используются решетки из цилиндрических спиралей (3). Для работы в высокочастотных диапазонах может быть установлена зеркальная антенна (4). Корректирующие двигатели (5) и солнечные батареи (6) размещены с учетом требований к динамическим характеристикам системы.

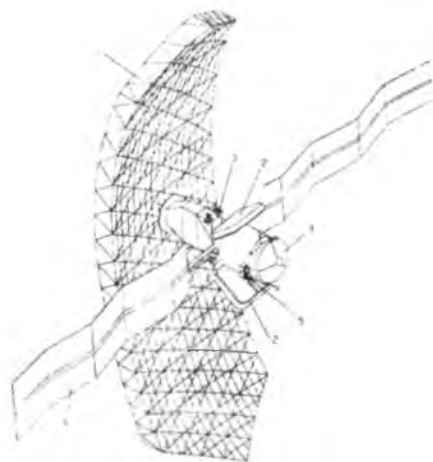


Рис. 4.21. Ферменная трансформируемая конструкция системы, состоящей из двух двухзеркальных антенн

Ферменная конструкция этой антенной системы показана на рис. 4.22.

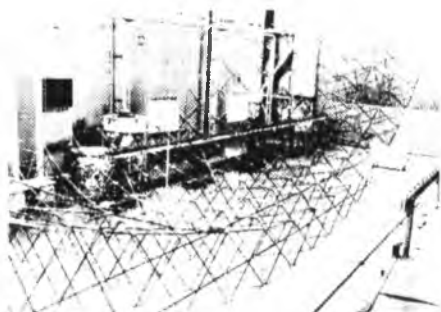
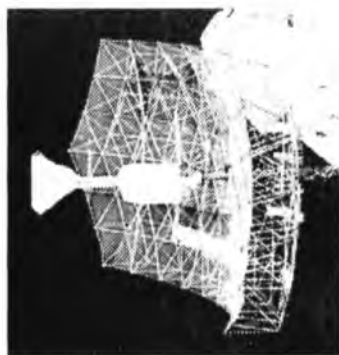


Рис. 4.22. Трансформируемая ферменная конструкция системы, состоящей из двух двухзеркальных антенн

На рис. 4.23 показана антенная система SAR с рефлектором размером $6 \times 2,8$ м. Масса рефлектора менее 80 кг. Коэффициент раскрытия — 100. Конструкция используется в ряде отечественных и международных проектов. Прошла успешные испытания на орбитальной станции «МИР». Возможна реализация антенны подобной конструкции с зеркалами до $\varnothing 22$ м.



А



Б

Рис. 4.23. Антенная система SAR с рефлектором $6 \times 2,8$ м. А — антенна SAR в развернутом положении; Б — антенна SAR в сложенном положении

4.4. Материалы для отражающих поверхностей складных антенн

Выбор материала для отражающей поверхности складских зеркал, в том числе и зонтичного типа, оказывает существенное влияние на радиотехнические и конструктивные параметры антенны. Материал отражающей поверхности развертываемой антенны должен быть гибким и эластичным, обеспечивать многократность свертывания и разворачивания без изменения своих характеристик, иметь минимальные массу, неразрушаемость при местных механических повреждениях и обратную выпуклость при натяжении, необходимую прочность при использовании растягивающих усилий, обеспечивать работоспособность при неблагоприятных погодных условиях, иметь минимальное лобовое сопротивление и возможно больший коэффициент отражения электромагнитных волн.

Из материалов, разработанных для механических конструкций, наиболее полно предъявляемым требованиям удовлетворяют трикотажные сетеполотна. Для уменьшения жесткости тканой сетки в элементах сетчатой оболочки, работающих на изгиб, используют гофрированную проволоку. В качестве поперечных ребер нитей предложено использовать пружины меандровой или спиралевидной конфигурации. Трикотажные сетеполотна, выполненные из полимерных нитей, обладают малой массой, однако склонны к осыпанию краев материала, теряют эластичность после металлизации, не выдерживают высоких температур. Металлические трикотажные основовязальные сетеполотна отличаются высокой эластичностью, гибкостью, малой сминаемостью, минимальной разрушаемостью петельной структуры при местных повреждениях. Эти свойства обусловлены как структурой трикотажных переплетений, так и характеристиками металлических нитей, образующих сетеполотно.

Радиоотражающие свойства трикотажных сетеполотен сложных переплетений хорошо описываются с помощью

модели в виде сетки из параллельных проводов с квадратной ячейкой эквивалентного размера d .

Влияние просачивающейся мощности для отражателя в виде системы параллельных проводов можно оценить с помощью приведенных на рис. 4.24 графиков.

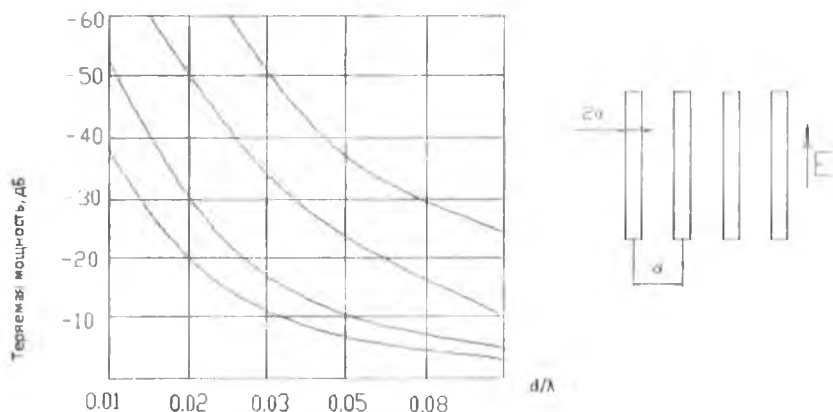


Рис. 4.24. Характеристики сетчатой отражающей поверхности

Отражения определяются в основном реактивностью системы. Приблизленно реактивное сопротивление определяется формулой:

$$x = 377 d \lg[d / 2\pi a] / \lambda.$$

Если экран состоит из отдельных щитов, то он рассматривается как перфорированная поверхность. На достаточно коротких волнах влияние этих щелей пренебрежимо мало (примерно пропорционально соотношению их площади к площади всей отражающей поверхности).

На длинных волнах щели могут существенно уменьшать модуль коэффициента отражения, особенно если размеры щитов меньше длины волны. Для уменьшения просачивания необходимо увеличить емкость щелей.

5. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА АНТЕНН СИСТЕМ СВЯЗИ

5.1. Облучатели широкополосных и многодиапазонных зеркальных и линзовых антенн

5.1.1. Рупорный облучатель с гофрированными стенками

Одним из способов обеспечения симметричной формы ДН рупорных антенн является выполнение стенок рупора гофрированными с определенной глубиной гофра (канавки) [2,3]. В стенках рупора прорезается ряд concentрических четвертьволновых канавок с определенным расстоянием между ними (рис. 5.1).

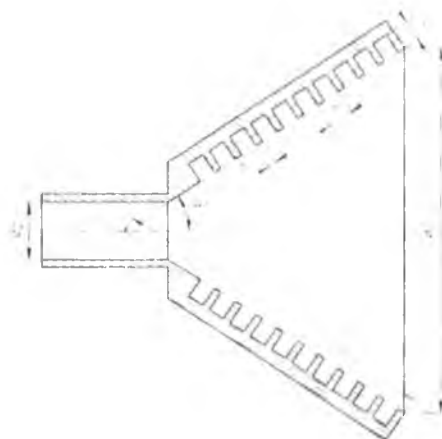


Рис. 5.1. Рупор с гофрированными стенками

Стенки рупора с достаточно густо прорезанными в них четвертьволновыми канавками имеют весьма большой импеданс для продольных поверхностных токов проводимости. Величина этих токов резко ослабляется по сравнению с продольными токами проводимости на стенках гладкого рупора той же геометрии. Резкое ослабление поверхностных токов продольных токов на стенках рупора с гофрированными стенками, естественно, вызывает соответствующее ослабление

не только тангенциального, но и нормального поля у стенок. При этом распределение амплитуд в раскрыве в плоскости E оказывается спадающим по направлению от центра раскрыва к его краям. Такой же характер, как известно, имеет распределение амплитуд поля волны H_{11} в плоскости H в рупоре. При близких законах спадаания амплитуд полей в E - и H -плоскостях близкими окажутся и ДН излученного поля в этих плоскостях.

Конический гофрированный рупорный облучатель (рис.5.1) позволяет формировать узкие ДН и используется в длиннофокусных однозеркальных антеннах и в антеннах Кассегрена.

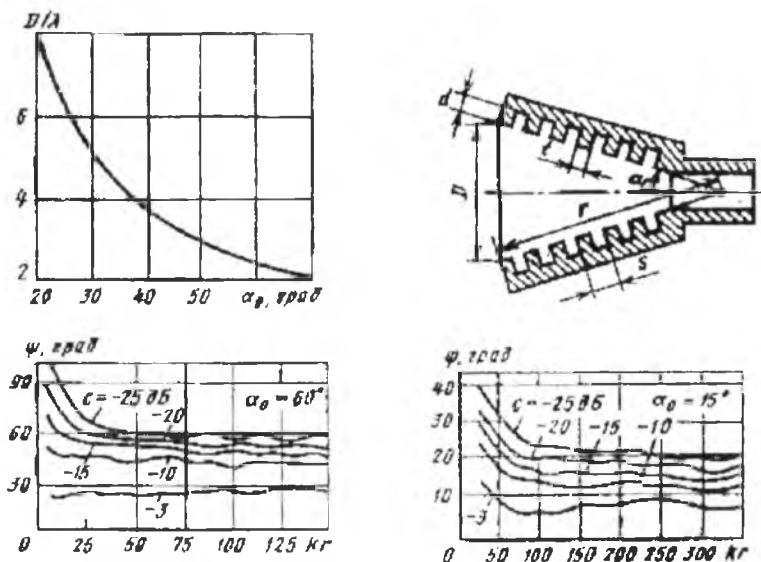


Рис. 5.2. К расчету рупора с гофрированными стенками

Оптимальные условия возбуждения гибридной сферической волны E_{11} в таком облучателе обеспечиваются при $d \geq \lambda/4$, $l \leq \lambda/8$. Число ребер, приходящихся в горловине рупора на расстояние, равное длине волны, должно быть равно $N=2 \dots 4$.

а диаметр раскрыва D и угол раскрыва рупора $2\alpha_0$ должны быть связаны соотношением, приведенным в виде графика на рис.5.2.

В этом случае гофрированный рупор формирует поле излучения с осесимметричной ДН (ширина главного максимума ДН практически постоянна в 50% полосе частот), с уровнем кроссполяризованного излучения менее «минус» 30...35 дБ и уровнем обратного излучения на 10...20 дБ меньше, чем у гладкостенного конического рупора таких же размеров. При этом ширину ДН облучателя на уровнях $E/E_{max} =$ «минус» 3, «минус» 10 и «минус» 20 дБ можно определить по формулам:

$$2\Psi_{-3} = 0,7\alpha_0, \quad 2\Psi_{-10} = 1,46\alpha_0, \quad 2\Psi_{-20} = 2,28\alpha_0,$$

или в зависимости от kr при постоянном угловом размере $2\alpha_0$ по графикам на рис. 5.2. Расчет ДН для рупоров, близких к оптимальным, производится по формулам для плоского синфазного раскрыва.

5.1.2. Конический рупор с изломом образующей

Схема рупора приведена на рис. 5.3. Рупор состоит из двух частей: синфазный рупор 1 с углом раскрыва $2\alpha_1$ и диаметром раскрыва $2R_1$; расфазированный рупор 2 с углом раскрыва $2\alpha_2$ и диаметром раскрыва $2R_2$. Длина рупора 1 выбирается достаточно большой и в его раскрыве поле можно считать синфазным [2.7].

В месте излома образующей возбуждается волна E_{11} , которая с волной низшего типа H_{11} формирует в раскрыве поле с минимальной кроссполяризованной составляющей. Амплитуда волны E_{11} определяется величинами $2R_1$ и $2\alpha_2$. От угла $2\alpha_2$ зависит также квадратичная составляющая в фазовом распределении поля в раскрыве рупора 2, и, следовательно, форма вершины главного лепестка ДН.

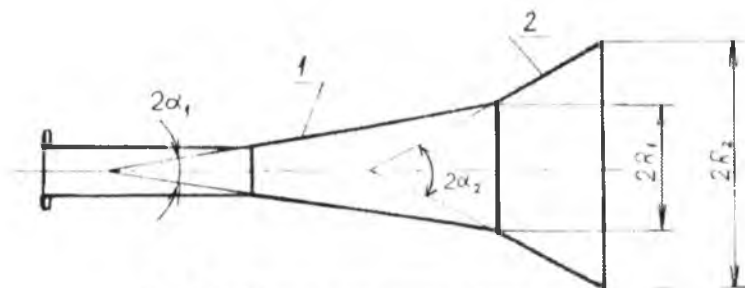


Рис.5.3. Рупор с изломом образующей

С достаточной для инженерных расчетов точностью, можно полагать, что в направлениях $\vartheta = \alpha_2$ уровень главного максимума ДН составляет (12...14) дБ. Угол раствора расфазированного рупора выбирается близким к углу облучения кромки малого зеркала из фазового центра рупора с изломом. Излученное поле имеет фазовый центр, расположенный примерно на середине расстояния между фазовыми центрами синфазного и расфазированного рупоров.

Если $\alpha_2 \geq (2...3)\alpha_1$, то ДН в плоскости Π может быть рассчитана с использованием следующих соотношений, в которых следует принять $R=R_1$. Распределение поля в раскрыве с использованием функций Бесселя описывается соотношениями:

$$f(r, \varphi) = J_0(\gamma_1 r) - \cos(2\varphi) \cdot J_2(\gamma_1 r),$$

$$f_{кр}(r, \varphi) = \sin(2\varphi) \cdot J_2(\gamma_1 r),$$

где $f_{кр}(r, \varphi)$ – распределение кроссполяризованной составляющей поля; $\gamma_1 = 1,841$.

ДН круглого раскрыва определяется соотношением:

$$F(u) = \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^1 r \cdot f(r, \varphi) e^{-iu \cos(\varphi - \varphi_p) r} dr,$$

где $r = \rho/R$, R – радиус раскрыва; $f(r, \varphi)$ – функция, определяющая распределение амплитуды поля в раскрыве, φ_p – угол определяющий плоскость, в которой рассчитывается диаграмма; $u = kR \sin \vartheta$.

Для ДН на основной поляризации эти соотношения приводят к следующему выражению:

$$F(u) = 1/(\gamma_1^2 - u^2) \{ -uJ_1(u)J_0(\gamma_1)(1 - \cos(2\delta)) + \gamma_1J_1(\gamma_1)[J_0(u) - J_2(u)\cos(2\delta)] \},$$

где $r = \rho/R$, R – радиус раскрыва; $f(r, \varphi)$ – функция, определяющая распределение амплитуды поля в раскрыве, φ_r – угол определяющий плоскость, в которой рассчитывается диаграмма; $u = kR \sin \theta$; $\delta = 0$ соответствует плоскости E , $\delta = \pi/2$ – плоскости H .

Заметим, что рассчитанная для H -плоскости по этой формуле ДН близка к осесимметричным диаграммам не только рупорам с изломом образующей, но и рупорам с импедансными стенками, а также к диаграмме волновода с импедансным фланцем, если диаметр волновода не менее длины волны λ .

Для рупора с изломом образующей КСВН обычно не более 1,05...1,1. Диапазон, в пределах которого форма и ширина ДН рупора сохраняются практически неизменными, составляет примерно 10...20% от значения средней частоты.

Схема одного из вариантов оптимизированного рупора приведена на рис. 5.4.

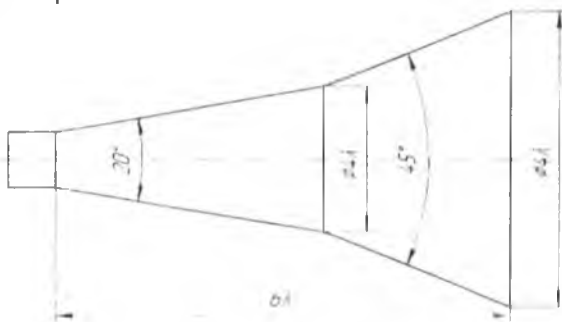


Рис. 5.4. Оптимизированный рупор с изломом образующей

Рупор с изломом образующей технологичнее в изготовлении рупора с гофрированными стенками, однако его рабочая полоса частот значительно меньше (10...20%).

5.1.3. Многодиапазонные облучатели

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. 5.5 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° — круговая поляризация поля.

Возможно возбуждение рупора 1 (см. рис. 5.6а, б) с помощью нескольких групп продольных щелей. В таком устройстве щели 2 одной группы смещены относительно щелей 3 другой группы по окружности на 45° и расположены ближе к основанию рупора.

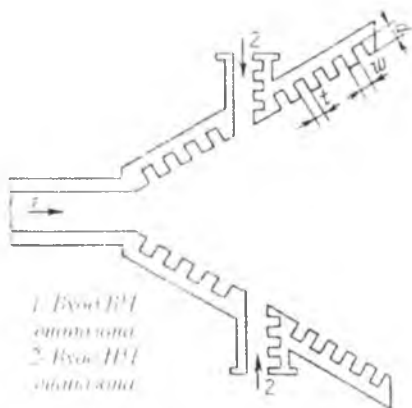


Рис. 5.5. Двухдиапазонный рупор

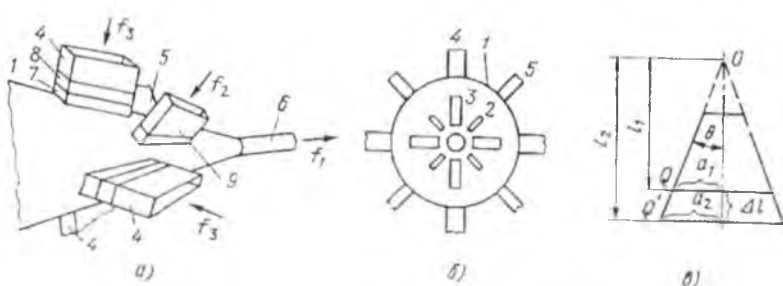


Рис. 5.6. Многодиапазонные рупорные излучатели

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.

Рассмотрим многодиапазонный облучатель, предназначенный для работы на пяти частотах при двух линейных поляризациях поля (рис. 5.7). 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).

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 стержень круглого сечения из пеноистого полистирола. Оптимальным считается материал с $\varepsilon=1,08$, 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 диэлектрическом стержне, рекомендуется выбирать внутренний радиус ребристого волновода более $3,5a$.

Другой вариант облучателя 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 (передачу) в диапазоне 40...50 ГГц. Облучатель для промежуточных частот образован нанесением диэлектрика на внешнюю сторону волновода.

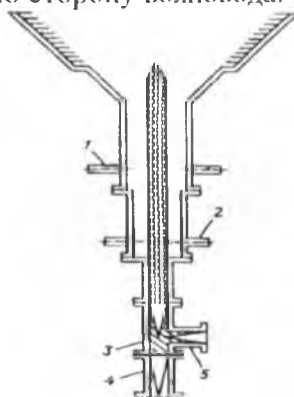


Рис. 5.7. Рупор для работы на пяти частотах

5.2. Устройства для работы нескольких передатчиков на одну антенну[2]

Работа нескольких передатчиков на одну антенну в СССР 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. 5.8. 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 π . Выходы моста 1 соединены со входами моста 2 отрезками линии передачи разной длины. Это обеспечивает компенсацию сдвига фаз, равного π , благодаря чему на входах моста 2 составляющие обоих сигналов оказываются синфазными.

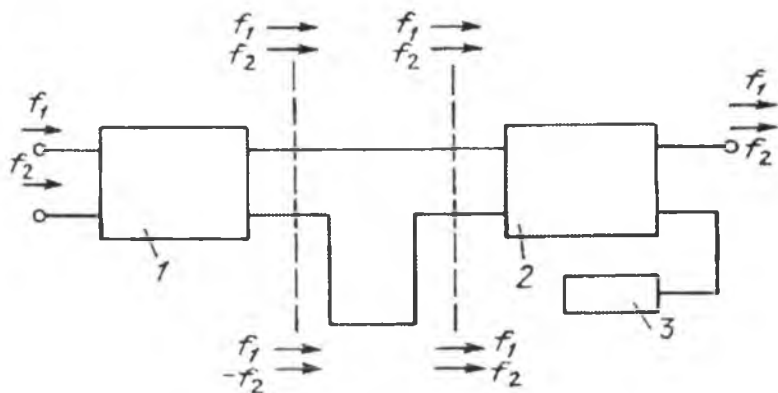


Рис. 5.8. Суммирующее устройство

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.

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 разнота заметно увеличиваются потери на краях рабочей полосы передатчиков.

В таких случаях для сложения сигналов целесообразнее применять амплитудно-разностную схему сложения (рис. 5.9). Она состоит из двух волноводных мостов 1 и 2, связанных между собой двумя линиями передачи, в которые включено нечетное число пар плоских неоднородностей 3.

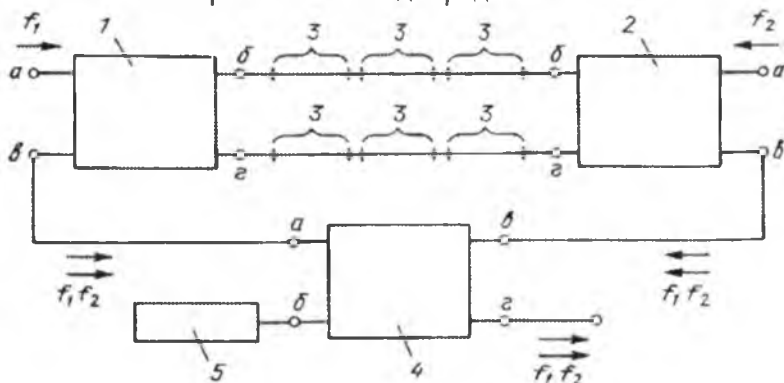


Рис. 5.9. Суммирующее амплитудно-разностное устройство

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° (например, щелевые волноводные мосты). К входным плечам мостов 1 и 2 подводят сигналы передатчиков f_1 и f_2 . Два оставшихся 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 и делится поровну между выходными плечами b и $г$, соединяющими мосты 1 и 2.

Неоднородности 3 в линиях делят поступившие в них волны на равные: прошедшие и отраженные. Прошедшие волны поступают в плечи b и $г$ моста 2, а отраженные – возвращаются в мост 1 через его плечи b и $г$. Поскольку волны, поступившие в плечи b и $г$, одинаковы по амплитуде, они в каждом мосте переходят в плечо a . Отсюда волны поступают во входные плечи a и $в$ моста 4. Эти волны сложатся в одном из его выходных плеч (плечо $г$), 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° .

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° . Благодаря этому в мосте 4 волны поступят в балластную нагрузку. Амплитудно-разностная схема обеспечивает сложение сигналов различных частот с весьма малыми потерями.

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 четверти длины волны передачи 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 $\lambda_{пер}/4$, где $\lambda_{пер}$ – 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.

5.3. Модуль АФАР

Ключевым элементом, определяющим основные эксплуатационные характеристики АФАР, является антенный

модуль. К параметрам передающих антенных модулей связных АФАР предъявляется ряд специфических требований. Прежде всего, это линейный режим работы усилителя мощности (УМ). При формировании нескольких независимо сканирующих лучей, через оконечный УМ проходят сигналы различных частот, попадающих в полосу ствола ретранслятора. Наличие нелинейности характеристик УМ может привести к появлению интермодуляционных составляющих в спектре сигналов и перекрестным помехам в радиоканалах. Принципиальное значение имеет требование управления амплитудой и фазой коэффициента передачи антенного модуля, что необходимо для гибкого изменения формы лучей АФАР и сканирования ими. Это позволяет отказаться от сложных и громоздких регулируемых делителей мощности и перейти к управлению амплитудно-фазовым распределением непосредственно в антенном модуле.

Блок-схема одноканального передающего модуля изображена на рис. 5.10 и включает в себя, в общем случае:

- полоснозапирающий фильтр (ПЗФ);
- направленный ответвитель (НО);
- усилитель мощности (УМ);
- дискретный управляемый фазовращатель (ФВ);
-

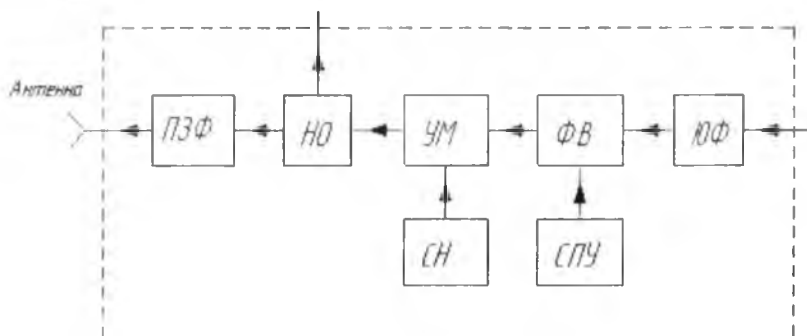


Рис. 5.10. Блок-схема передающего модуля АФАР

- юстировочный фазовращатель (ЮФ);
- стабилизатор напряжений (СН);
- систему питания и управления ФВ.

ПЗФ обычно используется в системах, где приемная и передающая АФАР работает одновременно на разнесенных частотах, для дополнительной защиты высокочувствительных модулей приемной АФАР от мощного излучения передающей АФАР. ПО с малым коэффициентом направленности (≈ 15 дБ) используется в передающих АФАР для ответвления незначительной части излучаемой мощности в систему встроенного контроля. УМ, входящий в состав передающего модуля, характеризуется КУ – K_p и уровнем входной мощности – p_0 , которые определяют энергетику передающей АФАР.

Дискретный управляемый ФВ характеризуется количеством дискретов фазы – p , минимальным значением переключаемого дискрета – $\Delta\varphi_{min}$ и потерями на прохождение – $L_{фв}$. Юстировочный ФВ используется при фазировании АФАР с целью выравнивания электрических длин модулей. СН служит для питания транзисторов усилителя мощности. Использование СН приводит к значительному повышению K_p УМ. Система питания и управления используется для управления работой ФВ путем подачи определенных напряжений на используемые в них *pin* – диоды.

Блок-схема приемного одноканального модуля изображена на рис. 5.11 и включает в себя в общем случае:

- полосно-пропускающий фильтр (ППФ);
- маломощный усилитель (МШУ);
- дискретный фазовращатель (ФВ);
- юстировочный фазовращатель (ЮФВ);
- стабилизатор напряжения (СН);
- систему питания и управления (СПУ) фазовращателя.

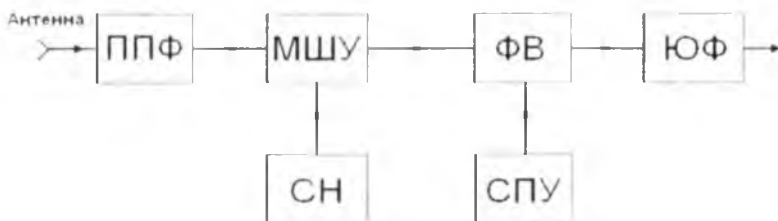


Рис.5.11. Блок-схема приемного модуля

ППФ определяет рабочую полосу приемного модуля и характеризуется потерями в полосе пропускания – L_1 и уровнем зашумления внеполосного излучения – L_3 . При проектировании ППФ стремятся существенно уменьшить величину L_1 , т.к. она существенно влияет на величину энергетического потенциала приемной АФАР. МШУ, входящий в состав приемного модуля, характеризуется коэффициентом шума – K_m и коэффициентом усиления – K_p . Эти характеристики определяют энергетику приемной АФАР. Дискретный ФВ характеризуется количеством дискретов фазы – p , минимальным значением переключаемого дискрета ($1\varphi_{min}$) и потерями на прохождение – $L_{фв}$. Юстировочный ФВ используется при фазировании АФАР с целью выравнивания электрических длин трактов модулей. Стабилизатор напряжения и система питания и управления фазовращателем служат для питания активных элементов модуля (транзисторов, pin-диодов) и для управления работой ФВ (включения и выключения определенных дискретов).

Конструктивно модули объединены, например, по два в отдельный корпус, причем суммирование сигналов от двух каналов производится внутри корпуса с помощью двухканального кольцевого сумматора 6 с развязанными входами.

Сложности создания модулей АФАР во многом связаны с тем, что в большинстве случаев их поперечные размеры не должны быть больше длины волны. Решение этой проблемы в

большинстве конструкций для антенн сантиметрового (СМВ) и миллиметрового (ММВ) диапазонов волн основано на объединении в единой конструкции нескольких модулей (каналов). В такие многоканальные модули могут входить до 8...16 каналов. Конструкция передающих АФАР во многом определяется системой охлаждения. Наибольшие трудности возникают при конструировании модулей АФАР ММВ диапазона.

5.4. Модули цифровых антенных решеток

В цифровых антенных решетках (ЦАР) аналоговая часть приемного тракта состоит из МШУ и преобразователя частоты, к выходу которого подключается аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Аналогичную структуру имеет передающий тракт. Формирование ДН ЦАР и вся обработка сигналов осуществляется в цифровой форме. При оцифровке сигналов на промежуточной частоте в состав аналоговой части каждого из приемных входят смеситель и полосовой усилитель промежуточной частоты, а также в состав ЦАР в целом – общий для всех каналов гетеродин. Другим ключевым фактором, определяющим схемотехнику аналогового приемного тракта, является способ формирования сигналов.

Формирование квадратурных составляющих сигналов может осуществляться в аналоговом виде, либо формировать квадратурные составляющие с помощью процедуры дискретной гильбертовой фильтрации разной степени сложности. В простейшем случае для немодулированных по частоте сигналов предусматривается оцифровка через нечетное число периодов заполняющих сигналы радиочастотных колебаний. При этом четные по номеру следования отсчеты фигурируют в последующей обработке как синусная квадратура, а нечетные в качестве косинусной составляющей. Обобщенная схема и временные диаграммы поэтапного процесса цифровой обработки сигналов (ЦОС) приведены на рисунке 5.12 [50].

На окончательный выбор конкретного варианта формирования квадратурных составляющих влияет целый ряд факторов, в том числе принятый к реализации метод дополнительного стробирования отсчетов АЦП. Дело в том, что при высоких частотах дискретизации формирование цифровой диаграммы направленности антенной решетки в темпе поступления отсчетов АЦП зачастую не представляется возможным. Поэтому, как вынужденная мера, используется операция прореживания информационного потока (дополнительного стробирования цифровых отсчетов). Однако выполняться она должна не путем отбрасывания излишних цифровых данных, а посредством согласованного накопления отсчетов в жестко отведенных интервалах времени – стробах. Именно такая операция является первой процедурой цифровой обработки, которая должна выполняться непосредственно после аналого-цифрового преобразования (АЦП) сигналов.

5.5. Элементная база управляемых высокочастотных трактов

Разработка элементной базы для современных и перспективных радиоэлектронных систем СВЧ и КВЧ диапазонов [37] основывается на *технологии монолитных микроэлектронных интегрированных компонентов (ММИС)*.

Из новых направлений в разработке перспективной элементной базы следует выделить разработку микроэлектронных механических систем (*MEMS*) и разработку управляемых элементов на основе ферроэлектриков (сегнетоэлектриков) по технологии *PARATEK*.

В управляемых ДОС ФАР и в антенных модулях АФАР используются переключатели и управляемые фазовращатели, поляризационные делители и поляризаторы. Наиболее широко применяются переключатели различных типов, с использованием которых строятся все остальные из перечисленных управляемых устройств.

Микроволновые переключатели. До последнего времени наиболее часто в качестве полупроводниковых коммутационных элементов использовались рpn-диоды. Их достоинством являются большой перепад сопротивлений в двух состояниях (в режимах прямого и обратного смещения по постоянному току) и малая емкость структуры. В составе коммутационных СВЧ устройств, в том числе и фазовращателей, в качестве ключевых элементов в последние годы стали часто применять полевые транзисторы с барьером Шоттки (ПТШ), которые легко реализуются в составе монолитных интегральных схем (МИС). Совсем недавно возник новый класс коммутационных устройств, основой которых являются микроэлектромеханические структуры (МЭМС). Последние представляют собой миниатюрные механические ключи с электростатическим управлением.

Возможность создания таких элементов базируется на прецизионной технологии монолитных интегральных схем СВЧ и КВЧ диапазонов.

Фактор коммутационного качества (ФКК) для МЭМС ключа может иметь значение порядка 10^6 и более. По этому параметру МЭМС ключи превосходят все известные типы СВЧ и КВЧ коммутационных элементов.

Другим преимуществом МЭМС ключей является пренебрежимо малое потребление мощности по цепям управления. Чрезвычайно малые размеры позволяют обеспечить работоспособность таких ключей вплоть до 100 ГГц.

Конечно, эти приборы не лишены недостатков, основной из которых – сравнительно низкое быстродействие. Наилучшим является время срабатывания порядка 5 мкс. Другим недостатком является ограниченное число механических переключений, т.е. ограниченный срок службы, существенно меньший, чем у электронных ключей. Тем не менее, высокое качество МЭМС ключей с точки зрения их электрических характеристик привлекает разработчиков

фазовращателей, и работы по совершенствованию приборов такого типа ведутся весьма интенсивно.

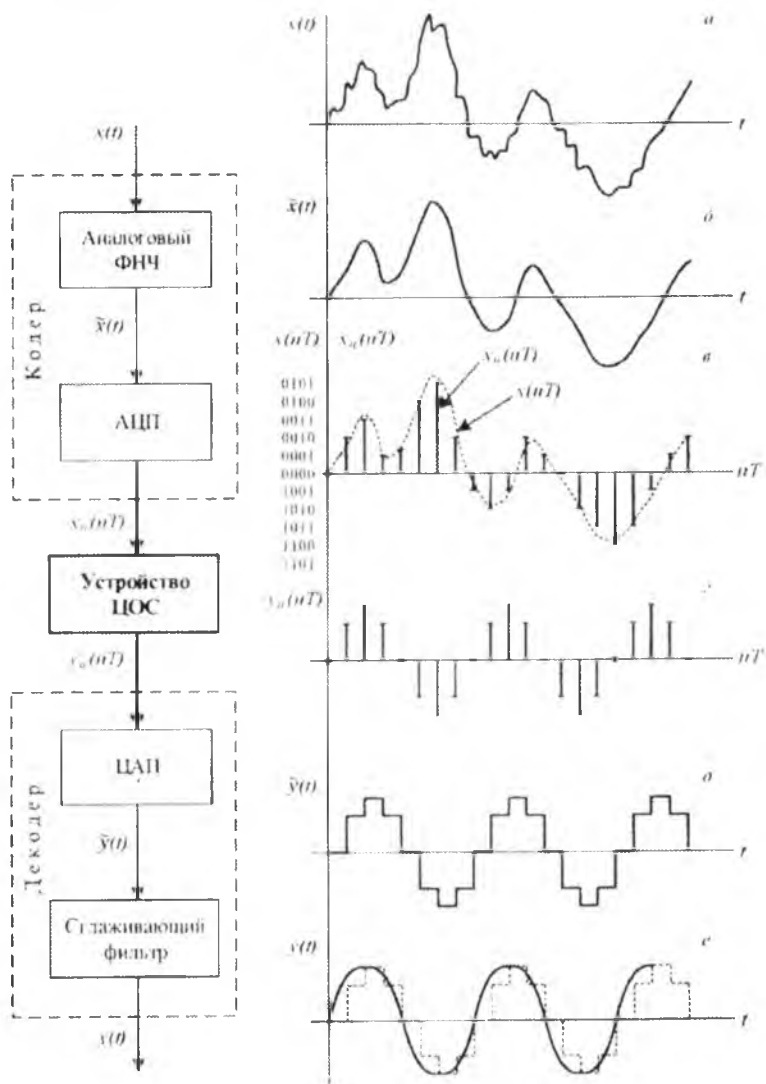


Рис. 5.12. Обобщенная схема и временные диаграммы поэтапного процесса цифровой обработки сигналов

В антеннах систем связи такие переключатели используются достаточно широко.

В качестве примера на рис. 5.13 приведена конструкция консольного СВЧ выключателя и его характеристики потерь пропускания и запирания в полосе частот. Использование двух таких ключей в двухканальном переключателе обеспечивает потери не более 0,2 дБ в открытом плече и запираение не менее 30 дБ в закрытом плече в частотном диапазоне 0...15 ГГц. Использование двух таких ключей в двухканальном переключателе обеспечивает потери не более 0,2 дБ в открытом плече и запираение не менее 30 дБ в закрытом плече в частотном диапазоне 0...15 ГГц.

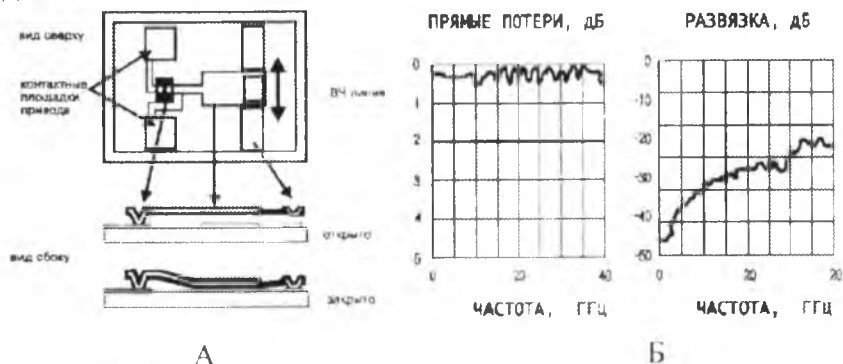


Рис. 5.13. Конструкция консольного СВЧ выключателя (А) и его потери пропускания и запираения в полосе частот (Б)

Быстродействующие широкополосные фазовращатели. Требования, предъявляемые к фазовращателям, определяются тем местом, которое они занимают в радиоэлектронной схеме. Одними из основных требований к фазовращателям, устанавливаемым в трактах излучателей пассивной ФАР, являются малые вносимые потери и (в передающих системах) электрическая прочность и пропускаемая мощность. В модулях АФАР можно использовать фазовращатели, вносящие значительные (до 10 дБ и более) потери, но при этом имеющие предельно малые размеры и реализуемые с применением технологии монолитных

интегральных схем. Большинство высокоточных быстродействующих фазовращателей строится на основе быстродействующих коммутаторов.

За последние годы в области создания фазовращателей СВЧ диапазона достигнуты существенные успехи. Во-первых, это связано с внедрением монолитных схем, позволяющих не только кардинально минимизировать габариты, но также и создавать принципиально новые схемы (например, векторные) и конструкции фазовращателей, имеющие прецизионные параметры в сверхширокой полосе рабочих частот. Во-вторых, исследователями были предложены новые схемные и конструктивные реализации фазовращателей, обладающих такими характеристиками, которые были недостижимы при использовании схемотехники прежних лет. Наконец, в-третьих, появились фазовращатели, реализованные на основе МЭМС и ферроэлектриков. Достоинством последних, изготовленных по технологии *PARATEK*, является высокая технологичность и надежность. К недостаткам следует отнести высокие управляющие напряжения и зависимость параметров от температуры.

В спутниковых антенных системах проблема миниатюризации фазовращателей имеет ключевое значение. С целью уменьшения размеров до предельно малых предложено использовать в качестве гибридного устройства мост на сосредоточенных элементах, позволяющий значительно сократить размеры фазовращателя. Один из фазовращателей С-диапазона, являющийся, вероятно, самым миниатюрным из известных в настоящее время, выполнен на кристалле размером менее $0,5 \text{ мм}^2$. Фазовращатель обеспечивает плавную регулировку фазы вплоть до 210° и потери $4,9 \pm 0,9 \text{ дБ}$, в зависимости от фазового состояния. Размер кристалла, на котором реализован фазовращатель, $0,85 \times 1,11 \text{ мм}$.

Построение дискретных фазовращателей на МЭМС ключах принципиально возможно по любой из рассмотренных выше схем дискретных фазовращателей. Однако такого рода ключи по своей технологии плохо встраиваются в обычные

монокристаллы СВЧ интегральные схемы и совсем не годятся для гибридной технологии. Поэтому все известные на сегодняшний день фазовращатели с использованием МЭМС ключей представляют собой фазовращатели типа переключаемой линии. При этом сохраняются все преимущества МЭМС-технологии: высокое качество в сочетании с высокой степенью миниатюризации.

5.6. Волноводные тракты поворотных бортовых антенн

В бортовых антеннах космических ретрансляторов (за исключением антенн с АФАР) и в земных станциях СССР электромагнитная энергия от радиопередатчика к антенне и от антенны к радиоприемнику передается через фидерный тракт, содержащий отрезки волноводов с различного рода переходами и вращающимися сочленениями, поляризаторы, делители и сумматоры мощности, переключатели, обеспечивающие подключение основного и резервного оборудования, системы фильтров и ряд других устройств поляризационного уплотнения. Антенны спутников-ретрансляторов, за исключением антенн МЛС в диапазоне КВЧ, устанавливаются либо неподвижно относительно космической платформы с передатчиками и другим радиотехническим оборудованием, либо на поворотных основаниях, обеспечивающих изменение их ориентации в весьма небольшом угловом секторе.

С целью уменьшения длины фидерного тракта и уменьшения потерь радиоприемное оборудование располагается непосредственно за облучателем антенны. Передатчик, установленный на космической платформе, соединяется с антенной с помощью гибких фидеров, в частности, в диапазоне сантиметровых волн с помощью эллиптических гофрированных волноводов.

Конструктивно гофрированный волновод представляет собой полую гофрированную трубу, изготовленную из медной отожженной ленты, на которую наложена защитная оболочка. Его поперечное сечение имеет вид эллипса, геометрические

параметры которого выбираются из условия возможности распространения только волны низшего типа H_{11} , структура поля которой подобна структуре поля волны H_{11} круглого волновода.

В диапазоне частот 4/6 ГГц коэффициент затухания волны в эллиптическом гофрированном волноводе лежит в пределах от 0,036 до 0,047 дБ/м; в диапазоне (10...12) ГГц не превышает 0,17 дБ/м.

Вращающиеся сочленения вносят значительные потери и существенно ограничивают полосу рабочих частот тракта. Наилучшими характеристиками обладают антенно-волноводные тракты лучеводного типа (рис. 5.14).

Благодаря большим размерам зеркал лучевода, обеспечивающим практически полный перехват и переотражение энергии, отсутствию вращающихся сочленений и волноводных секций лучеводный тракт имеет весьма малые потери на передачу и прием (0,25...0,3 дБ). Важным конструктивным достоинством лучевода является то, что все остальные элементы тракта (герметизирующая секция 8, блок поляризации 9, устройства сложения мощности передатчиков 10 и заградительные фильтры приемников 11) вместе с рупором 1 могут размещаться в непосредственной близости к передатчикам 12 и приемникам 13. Вследствие неподвижности рупора и блока поляризации облегчаются условия работы на двух поляризациях.

Волноводные тракты с лучеводами применяются в бортовых антеннах межспутниковой линии связи (МЛС) и в больших антеннах земных станций спутниковой связи.

Лучевод, работающей на частотах 55/60 ГГц и обеспечивающий вращение параболической антенны МЛС связи по углу места и азимуту, помещается в бериллиевый контейнер размерами 203,2×266,7×355,6 мм.

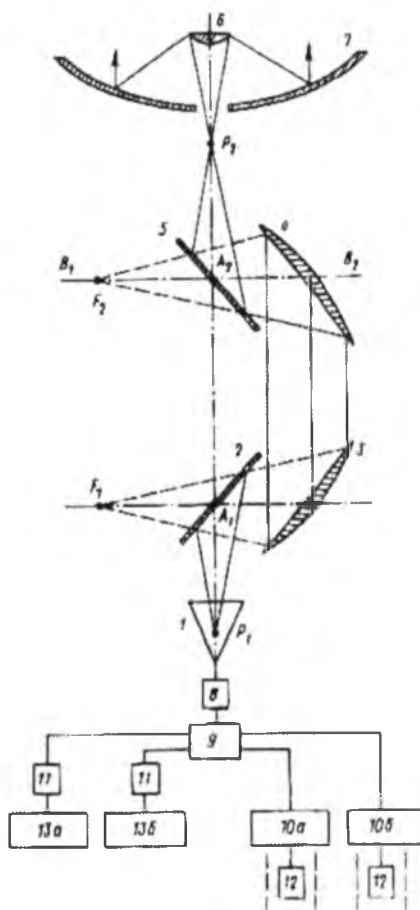


Рис. 5.14. Структурная схема антенно-волноводного тракта лучеводного типа: 1 – рупор; 2,3,4,5 – зеркала лучевода; 6 – малое зеркало антенны; 7 – главное зеркало антенны; 8 – гермофланец; 9 – блок поляризации; 10 – устройства сложения мощности передатчиков; 11 – заградительные фильтры; 12 – передатчики; 13 – приемники

Низкий коэффициент расширения бериллия минимизирует тепловые искажения системы подвески и обеспечивает выполнение жестких требований к стабильности и точности наведения антенны. Конструктивно лучевод представляет собой двухосную азимутально-угломестную высокоточную подвеску.

Бериллиевый контейнер содержит подшипники, датчики, моментные двигатели и зеркала лучевода. Подшипники большого диаметра: шары и обоймы подшипников выполнены из нержавеющей стали. Азимутальная ось имеет двойную подшипниковую пару, а угломестная вращается на двойной паре плюс одинарный подшипник. Подшипники предварительно нагружены, чтобы выбрать зазоры для повышения точности наведения.

Каждая ось управляется моментным двигателем постоянного тока с прямым приводом от оптического датчика. Положение оси определяется оптическим датчиком с двумя положениями считывания с целью обеспечения требований по точности наведения. Лучеводная система состоит из четырёх прецизионных полированных алюминиевых зеркал, смонтированных внутри бериллиевого корпуса.

В таблицах 3 и 4 приведены характеристики двухосной лучеводной подвески и составляющие потери в лучеводной системе.

Таблица 3.

Характеристики двухосной лучеводной подвески

Точность наведения	
Программное наведение	$\pm 0,057^\circ$
Автосопровождение	$\pm 0,050^\circ$
Скорость слежения	$(0,006 \dots 0,6)^\circ/\text{сек}$
Статическое трение и гистерезис при нулевой скорости	$\pm 0,015^\circ$
Скорость наведения (переброса) азимут и угол места	$6^\circ/\text{сек}$
Углы поворота азимут угол места	$\pm 200^\circ$ $(-10 \dots +125)^\circ$
Время работы	10 лет
Запас вращающего момента	100%

Таблица 4.

**Составляющие потерь в двухзеркальной системе с
лучеводом**

Наименование	Величина, дБ
<i>Основное зеркало</i>	
Неточность изготовления зеркала	0,44
Апертурное распределение	0,2
Переливание за край зеркала	0,2
Искажения в фазовом распределении	0,1
<i>Вспомогательное зеркало</i>	
Неточность изготовления зеркала	0,16
Переливание за край зеркала	0,2
Лучевод	0,2
Неточность установки и поляризационные потери	0,1
Затенение элементами конструкций	0,05
<i>Рупорный облучатель, включая возбуждатель высших типов и поляризатор</i>	
Тепловые потери	0,1
Потери на рассогласование	0,1
Суммарные потери	1,85

Применение лучеводного тракта требует компактного облучателя, который способен формировать суммарный и разностный сигнал для системы наведения и автосопровождения. В качестве облучателя применён

двухмодовый конический рупор. Диаметр апертуры порядка 28,0 мм, ширина суммарной ДП по уровню половинной мощности порядка 12° . Уровень облучения краёв параболоидов ниже -30 дБ.

В таблице 4 приведены составляющие потерь в двухзеркальной системе с лучеводом. Система наведения и автосопровождения МЛС в диапазоне 60 ГГц обеспечивает прямую и обратную линии связи между КА на ГСО и пятью низкоорбитальными спутниками-пользователями (высота их орбиты от 200 до 1500 км при любом наклонении орбиты).

6. СХЕМЫ КОСМИЧЕСКИХ РЕТРАНСЛЯТОРОВ

6.1. Структура космического ретранслятора

В состав космического ретранслятора входят следующие основные модули: космическая платформа, приемный модуль, передающий модуль, система обработки ретранслируемых сигналов, система МЛС, командно-исполнительный модуль.

В состав космической платформы входят: система энергопитания (солнечные батареи, преобразователи и вторичные источники питания); система ориентации и стабилизации КА; система термостабилизации (охлаждения) аппаратуры.

Приёмный и передающий модули включают антенные системы, приемники и передатчики.

Система обработки сигналов в общем случае включает преобразователи сигналов, систему обработки сигналов и управления потоками информации.

В современных бортовых ретрансляционных комплексах (БРТК) управление МЛА осуществляется с помощью мультисервисной бортовой цифровой платформы [45] (МБЦП), которая совместно с МЛА обеспечивает:

- формирование контурной ДН с низким и сверхнизким потенциалом за пределами освещаемой зоны;

- высокий КУ и низкий УБЛ, что в существенной мере может решить проблему электромагнитной совместимости;

- многократное увеличение пропускной способности системы за счёт адресности передачи и, следовательно, уменьшения объёма передаваемой информации в индивидуальных лучах с одновременным увеличением скорости её передачи;

- высокую пространственную селекцию между лучами, позволяющую многократно использовать выделенный частотный ресурс БРТК и, кроме того, повысить помехозащищённость каналов связи;

— экономное использование энергоресурсов КА и, в итоге, повышение пропускной способности системы и её рентабельности в силу возможности одновременного использования только части лучей МЛА.

Таким образом, МЛА расширяют сферу и доступность мультимедийных услуг связи для индивидуальных потребителей и, как следствие этого, увеличивает объем и скорость передачи информации.

Важной особенностью бортовых МЛА, используемых в СССР, является возможность развязки индивидуальных лучей друг от друга по частоте, поляризации и пространству, и возможность работать каждый со своим частотным стволом (стволами) БРТК. В ряде случаев в бортовой МЛА может быть применено различное сочетание указанных способов развязки лучей, что позволит многократно использовать выделенный БРТК частотный ресурс [2,13].

Общей тенденцией развития бортовых МЛА является увеличение размеров их апертуры (относительно длины волны) и числа лучей при соответствующем увеличении приемо-передающих стволов БРТК. В свою очередь, увеличение числа лучей МЛА и уменьшение ширины ДП парциального луча приводит к проблемам её технической реализации на борту БРТК, основными из которых являются:

— достижение «плотного покрытия» зоны обслуживания при сохранении КИП раскрыва антенны как для центральных, так и для периферийных лучей, отстоящих от центра зоны на величину более $(5...6) \theta_{0,5P}$;

— обеспечение необходимой развязки между соседними лучами;

— поддержание точности прицеливания всей группировки лучей при температурных воздействиях в процессе эксплуатации с учетом нестабильности положения КА в точке стояния и неточности начальной привязки электрической оси каждого луча к осям КА.

Система МЛС включает антенны с электромеханическим управлением и приемо-передающие устройства.

В командно-исполнительный модуль входят системы, обеспечивающие обмен информацией с наземными командно-измерительными станциями и выработку управляющих сигналов для остальной аппаратуры КА.

6.2. Приемный и передающий модули космического ретранслятора

Наиболее сложными в приемных и передающих модулях являются антенные системы.

На рис. 6.1 представлена типичная схема антенной системы спутника связи, работающего в диапазоне 12/14 ГГц, в составе которой имеются фиксированные и сканирующие лучи. Антенна содержит основной рефлектор (зеркало) 1, выполненный в виде части параболоида вращения диаметром 3,7 м, и двух вспомогательных рефлекторов, один из которых (сетчатый) служит поляризационным фильтром 2, другой 3 – сплошной.

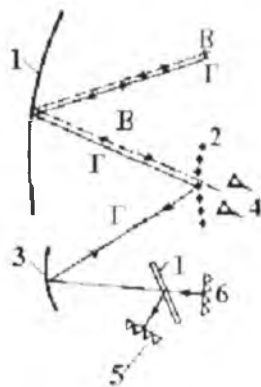


Рис. 6.1. Схема антенной системы спутника связи, работающего в диапазоне 12/14 ГГц

Антенна имеет три решетки облучателей: одна из них 4 служит для формирования фиксированных лучей и работает на вертикальной поляризации, две других (приемная 5 и

передающая 6) используют горизонтальную поляризацию и формируют сканирующие лучи. Для разделения приемного и передающего каналов применяется частотно-селективная поверхность 7.

Современные ретрансляторы на КА связи, обеспечивающие режим многостанционного доступа, проводят частичную обработку сигналов на борту, включающую гетеродинирование, модуляцию и демодуляцию сигналов, коммутацию каналов (КА «Anik-12», «Taicom-4» и др.). Функционирование ретранслятора осуществляется с помощью бортового процессора. Обеспечение высокой надежности работы радиолинии связано с увеличением уровня принимаемых сигналов на входе бортовых устройств обработки и повышенном энергетическом потенциале передающего канала. Так как увеличение размеров спутниковых антенных систем связано с существенными конструкторско-технологическими трудностями, единственной альтернативой является использование активных АР.

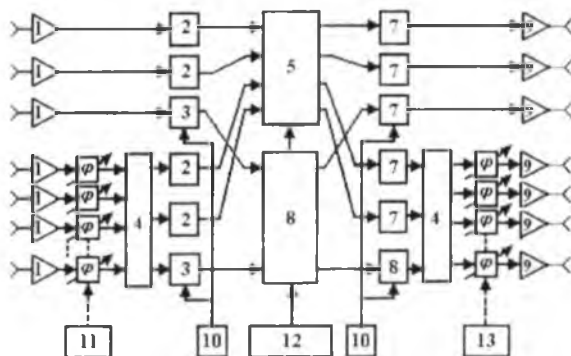


Рис. 6.2. Схема ретранслятора с приемной и передающей АФАР, формирующего три фиксированных и три независимо сканирующих луча

На рис.6.2 приведена схема ретранслятора с приемной и передающей АФАР, формирующего три фиксированных и три независимо сканирующих луча [2,13].

Принятые сигналы усиливаются МПУ 1 и поступают либо непосредственно с выходов усилителей, либо с выходов ДОС 4 на демодуляторы 2 или смесители 3. В ретрансляторе используются коммутатор каналов 5 с буферными входным и выходным запоминающими устройствами, на который подаются сигналы видеочастоты с выходов демодуляторов, и высокоскоростная СВЧ коммутирующая матрица 6, работающая на промежуточной частоте СВЧ диапазона.

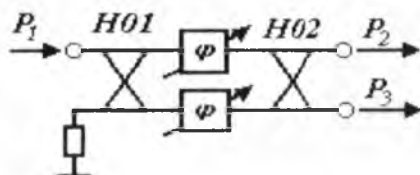


Рис. 6.3. Регулируемый делитель мощности, на основе направленных ответвителей и фазовращателей

Преобразование сигналов на частоту передачи осуществляется с помощью модуляторов 7 или смесителей 8. Далее СВЧ сигналы усиливаются усилителем 9 и поступают на излучатели антенной системы передающей части ретранслятора. Управление фазовращателями приемной и передающей АФАР и коммутаторами каналов осуществляется специальными бортовыми процессорами 11, 13.

Использование АФАР позволяет осуществлять формирование лучей на низком уровне мощности, что обеспечивает высокую скорость переключения каналов (время формирования луча в АФАР составляет около 10 нс). Это является необходимым условием для систем передачи больших объемов информации с высокой скоростью.

Способность гибкого изменения характеристик направленности АФАР путем регулирования амплитуд и фаз возбуждения отдельных излучателей открывает новые возможности адаптивного управления системой связи в зависимости от интенсивности загрузки радиолиний.

Организация современных ССС предусматривает возможность оперативного изменения конфигурации информационных потоков в зависимости от интенсивности загрузки радиолиний или эволюции положения спутника на орбите. Реализация данного подхода связана с необходимостью управления формой контурных ДН антенных систем, что может быть осуществлено путем регулирования амплитуд и фаз токов возбуждения отдельных излучателей АР. ДОС передающих каналов спутниковых антенных систем строятся с использованием регулируемых делителей мощности (РДМ), на основе направленных ответвителей (НО) и фазовращателей (рис. 6.3).

Вносимые фазовращателями фазовые сдвиги сигналов в каналах РДМ определяют коэффициент деления мощности на его выходах. Применение трехразрядных фазовращателей позволяет создать восьмиразрядный РДМ.

Для управления формой ДН контурных лучей необходимо обеспечить подключение каждого излучателя АР к соответствующему делителю мощности.

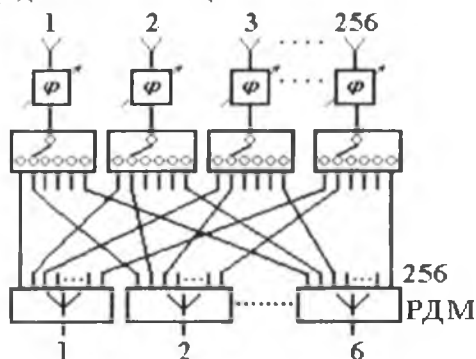


Рис. 6.4. Пассивная ДОС, построенная на РДМ и коммутаторах, формирующая шесть независимых контурных лучей

Такая ДОС для решетки из 256 излучателей содержит шесть делителей мощности, каждый из которых включает 256 РДМ, 1280 коммутаторов и 256 фазовращателей; общая масса

составляет примерно 90 кг. Оценки потерь в пассивной ДОС в различных диапазонах частот приведены в таблице 5.

Очевидно, что снижение потерь и массы ДОС может быть достигнуто путем упрощения схемы за счет некоторой потери гибкости управления и перехода к активной распределительной системе.

Таблица 5.

Оценки потерь в пассивной ДОС в различных диапазонах частот

Частота передачи/приема, ГГц	Величина потерь, вносимых пассивными элементами ДОС, дБ				Суммарная величина потерь, дБ
	РДМ	Коммутатором	Фазовращателем	Распределением	
4/6	1,6	0,5	0,4	0,5	3,0
11/14	2,4	0,8	0,5	0,8	4,5
20/30	3,6	1,2	0,8	1,2	6,8

Одна из возможных структур активных ДОС приведена на рис. 6.5 [2]. Эта схема, решающая те же задачи, что и ДОС, изображенная на рис. 6.4, содержит 314 РДМ, 128 усилителей мощности, 128 фазовращателей и 64 коммутатора.

Снижение числа элементов достигнуто за счет того, что каждый из шести лучей формируется в этой схеме не всем полотном АР, а определенной группой излучателей. Для смежных лучей эти группы перекрываются. Данная схема позволяет менять конфигурацию каждого луча в пределах одной четверти перекрываемой зоны.

Использование АФАР с активной распределительной системой для управления формой контурных лучей позволяет снизить потребляемую ретранслятором мощность источников питания на 25% и уменьшить массу ДОС на 60%.

В настоящее время антенная система с изменяемой конфигурацией контурных лучей установлена на военном связном спутнике США DSCS-III.

Антенные системы спутниковых ретрансляторов, использующие глобальные лучи, характеризуются относительно невысоким КУ. Так, спутники внутренних систем связи США имеют антенну с одним контурным лучом (CONUS), покрывающим всю территорию. Такой луч имеет в максимуме КУ 33 дБ, а на краях «минус» 27 дБ. Замена антенны с одним лучом CONUS на многолучевую сканирующую антенну позволяет увеличить КУ антенны в каждом луче на 20 дБ, что существенно повышает пропускную способность канала связи.

Лаборатория COMSAT совместно с НАСА разработала перспективную спутниковую систему связи ACTS, антенная система которой формирует три неподвижных остронаправленных луча и два сканирующих луча, один из которых обслуживает западную территорию США, другой – восточную. Ретранслятор ACTS имеет две гибридные зеркальные антенны: приемную 1 с главным зеркалом 2,2 м, работающую на частоте 30 ГГц, и передающую 2 с зеркалом Ø3,3 м, работающую на частоте 20 ГГц. Обе антенны построены по схеме Кассегрена с поляризационно-селективными гиперболическими отражателями 3. Каждая антенна имеет два облучателя 4 в виде волноводной АФАР для формирования сканирующих лучей. Общий вид антенной системы показан на рис. 6.5.

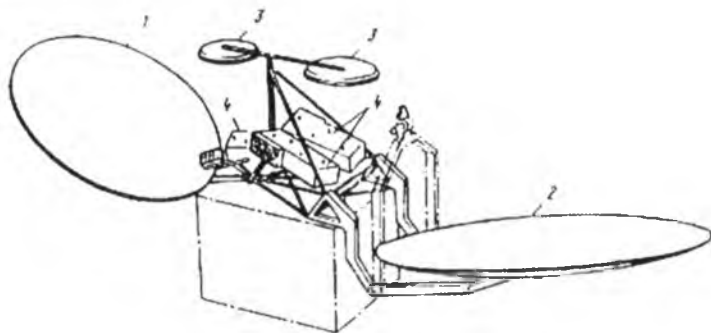


Рис. 6.5. Приёмно-передающая антенна КА ACTS, работающая на частотах 20/30 ГГц

ДН лучей имеет ширину порядка $0,3^\circ$ и низкий УБЛ («минус» 20...30 дБ), что позволяет благодаря пространственной и поляризационной развязке (сканирующие лучи работают на ортогональных линейных поляризациях) применять повторное использование частоты в радиоканалах.

Таблица 6.

Потребляемая мощность и масса аппаратуры ACTS

Вид аппаратуры	Масса, кг	Потребляемая мощность, Вт
Многолучевая антенна	314	140
Радиоэлектронная аппаратура	188	820
Всего	502	960

В приемной АФАР применяются МПГУ на GaAs полевых транзисторах с коэффициентом шума 5 дБ в полосе 1 ГГц на основной частоте 30 ГГц. В передающей АФАР в качестве усилителей мощности используются ЛБВ, имеющие два уровня выходной мощности, устанавливаемые по команде с Земли (11 и 45 Вт) и КПД соответственно 12% и 28%. Усилитель мощности имеет полосу пропускания 1 ГГц и содержит предварительный усилитель в твердотельном исполнении. Энергетический потенциал передающей антенны при различных положениях луча изменяется в пределах (58...63) дБВт. Данные о потребляемой мощности и массе аппаратуры ACTS приведены в таблице 6.

Для формирования нескольких независимо сканирующих лучей может быть использован один облучатель в виде АФАР. Структура ДОС такой АФАР показана на рис. 6.6. Она включает отдельные делители мощности, обеспечивающие амплитудные распределения для каждого луча, и независимо управляемые фазовращатели.

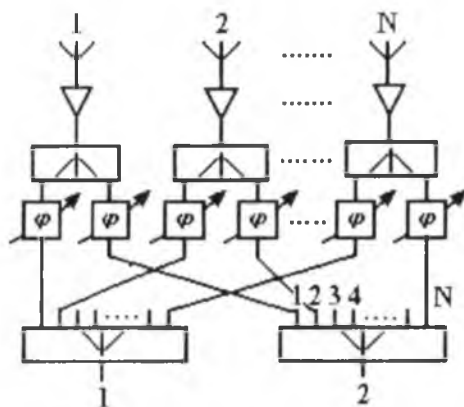


Рис. 6.6. Структурная схема ДОС к облучателю в виде ФАР, формирующая несколько независимо сканирующих лучей

6.3. Адаптивные антенны космических ретрансляторов

Выбор способа адаптации и схем построения адаптивных антенн, обеспечивающих пространственно-временную фильтрацию полезного сигнала на фоне помех, проводится с учетом возможности достижения максимального отношения сигнал/помеха при минимальных потерях полезного сигнала и минимальном времени адаптации [13,35,46,51,52]. Возможность и целесообразность применения того или иного способа и алгоритма адаптации определяется типом и характеристиками антенной системы.

В МЛИА с АР, находящейся на фокальной поверхности, можно гибко управлять результирующей зоной обзора, перераспределяя мощность между излучателями. Особенность антенной системы заключается в кластерном способе формирования парциальных лучей.

Это в определенной степени предопределяет постановку задачи разработки алгоритма адаптации. Подавление помех происходит посредством отключения излучателей, максимумы ДН которых направлены на источники помех. Если же направление помехи соответствует пересечению нескольких

соседних парциальных диаграмм, то подавление помех осуществляется соответствующим фазированием этих диаграмм. В этом случае дополнительное компенсационное фазирование зависит от числа лучей, которые пересекаются в направлении прихода помехи: если направление прихода помехи соответствует пересечению двух лучей, то вводится компенсационная расфазировка, равная 180° , если трех лучей, то 120° , а если четырех – то 90° .

Адаптация антенн с фиксированными ДН производится с помощью компенсаторов помех с внешними вспомогательными (компенсационными) антеннами. Способ и алгоритм адаптации антенны с фиксированной ДН (с контурным или зональным лучом) выбирается исходя из необходимости подавления помех, приходящих как по боковым лепесткам, так и с направлений в пределах главного максимума. Системы, реализующие компенсационный способ, называются двухканальными компенсаторами. Число компенсационных антенн должно быть равно максимальному числу ожидаемых источников помех или компенсационная антенна должна формировать несколько управляемых лучей, что усложняет антенную систему. Как правило, такие компенсаторы используются применительно к ФАР и ГЗА.

ГЗА космического ретранслятора представляет собой сложную зеркальную систему, облучателем которой является АР, располагающаяся в фокальной плоскости зеркала, или многоэлементная АФАР, вынесенная из неё.

Алгоритм адаптации ГЗА с АФАР разрабатывается применительно к трем режимам работы антенны: сканирование узкого луча в относительно широком секторе углов, формирование многолучевой ДН, формирование контурного луча канала открытого доступа.

Во-первых, следует рассмотреть способы адаптации в режиме сканирования, во-вторых, адаптацию парциальной диаграммы (парциального луча) к помехе, приходящей с направлений в пределах главного максимума и с направлений

боковых лепестков, в-третьих, способы адаптации к помехе, попадающей в область главного максимума контурной ДН.

При сканировании (первый режим работы) используются все излучатели АФАР и, как известно, теоретически наилучших результатов (за исключением времени адаптации) можно добиться при управлении передаточными функциями (весовыми коэффициентами) всех каналов АФАР. Такие АФАР будем называть полностью адаптивными. При относительно большом числе элементов в АФАР и отсутствии априорной информации о спектре и направлении прихода помехи (типичная ситуация) время, необходимое для достижения требуемых результатов в процессе адаптации, оказывается неприемлемо большим. Практически приемлемые результаты можно получить, используя частично адаптивную АФАР, в которой не все элементы решетки являются адаптивными. Алгоритмы управления частично адаптивной АФАР имеют много общего с алгоритмами адаптации парциального луча МЛД при кластерном способе его формирования (второй режим работы) и при формировании многолучевой диаграммы. Общим недостатком этих двух методов адаптации является необходимость предварительного определения спектра сигнала помехи и направления ее прихода и относительно большие угловые размеры сектора, в пределах которого одновременно с помехой подавляется полезный сигнал. Последнее обстоятельство делает неэффективной борьбу с источниками помех в направлениях, близких к направлению главного максимума ДН антенны и в его пределах. От указанных недостатков свободен компенсационный способ. Компенсационный способ адаптации применим во всех трех перечисленных выше режимах работы антенны, причем во всех режимах, включая режим сканирования, в качестве компенсационных могут использоваться отдельные излучатели АФАР.

7. ПРИМЕРЫ КОНСТРУКЦИЙ И РАЗМЕЩЕНИЯ АНТЕНН НА КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТАХ

7.1. Военная система связи «Milstar-II»

До последнего времени самым современной военной ССС являлась космическая группировка «Milstar-II» [46]. Головное предприятие по изготовлению КА Milstar – компания Lockheed Martin. КА «Milstar-II» (рис. 7.1) представляет собой первый военный ИСЗ, использующий ММВ диапазон, режим псевдослучайной перестройки частоты (ППРЧ) и формирование глубоких минимумов в ДН в направлении прихода активных и пассивных помех в целях обеспечения надёжной, устойчивой, помехозащищённой связи и разведки.

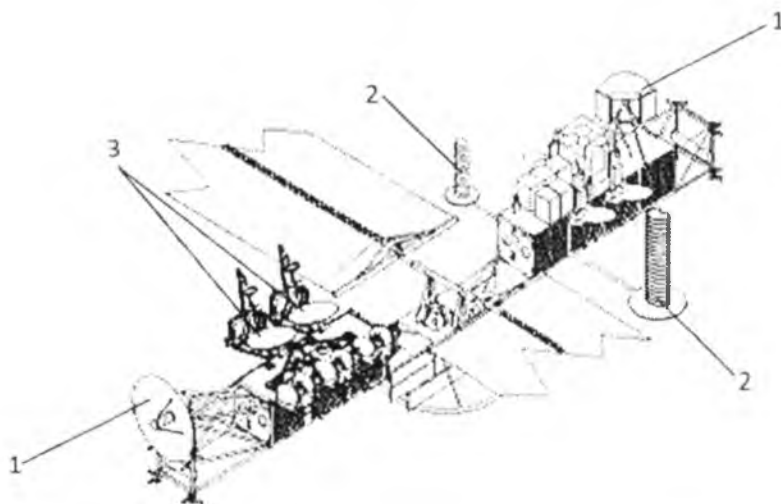


Рис. 7.1. КА «Milstar-II». Цифрами обозначено: 1 – антенны МЛС, 60 ГГц; 2 – антенны ДМВ диапазона; 2 – антенны с формированием нулей в ДН на помеху.

Космическая группировка «Milstar-II» функционирует в интересах вооружённых, прежде всего стратегических, сил

США. Частотный план КА «Milstar-II» включает в себя диапазоны: 225...400 МГц, 7/8 ГГц, 20/40 ГГц и 60 ГГц.

В каналах частотного диапазона 7/8 ГГц применены две однозеркальные ГЗА.

В диапазоне частот (225...400) МГц применены две спиральные антенны (1, рис.7.1).

Канал МЛС функционирует на частоте 60 ГГц и построен с использованием двух зеркальных антенн, установленных в торцах платформы (2, рис.7.1). Использование в основных каналах однозеркальных ГЗА позволило снизить требования по точности установки облучателей, что особенно важно в антеннах ММВ диапазона. В дальнейшем предполагается использовать частоты вплоть до 200 ГГц.

Обеспечение надёжности, скрытности и помехозащищённости возложено на радиосредства 20/40 ГГц и 60 ГГц. Выбор ММВ диапазона обуславливается существенными трудностями при создании эффективных помех в этом диапазоне. Средства защиты от помех включают сигнальные методы (применение ППЧ, прямое расширение спектра, корректирующее кодирование) и активную систему подавления помех, формирующую глубокие провалы в ДН в направлении на помеху.

Наиболее сложными являются 2 МЛА с системой подавления активных помех, содержащие адаптивный процессор (3, рис.7.1). Первую антенну с формированием нулей TRW поставила компания «Boeing Satellite Systems» в октябре 1996г.

Основные узлы МЛА КА «Milstar-II» с адаптацией к помеховой обстановке следующие:

Апертура МЛА представляет собой офсетное зеркало Ø1000 мм с облучателем в виде 13-ти элементной решётки. ДОС формирует 13 практически не пересекающихся лучей. Каждая антенна размещена на карданном подвесе и может независимо направляться в любую зону на Земле, видимую с ГСО. ДОС – это полностью программируемый сумматор 13:1.

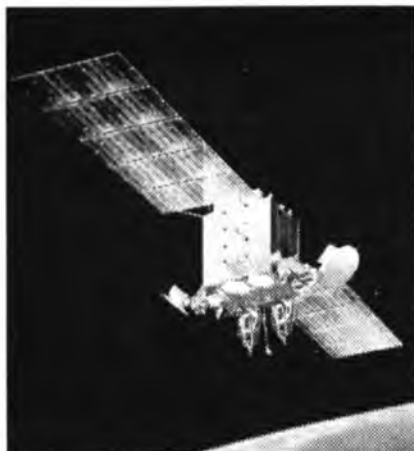
состоящий из высокочастотных циркуляторов, вентилях, жестких и гибких волноводов.

Система управления включает в себя вентиляционные матрицы, интегральные схемы и гибридные мосты (тройники). Система управления на основе анализа опорных и суммарных сигналов вырабатывает команды, реализующие формирование нулей в месте нахождения помех. Выработка сигнала ошибки для работы адаптивного процессора основана на следующем.

В системе связи «Milstar-II» (ретранслятор Milstar и наземные терминалы) используется широкополосный метод, при котором рабочая частота полезного сигнала изменяется псевдослучайным образом, т.е. функционирует ППРЧ. Когда в пределах охвата точечного луча антенны ретранслятора начинает работать постановщик помех, параметры его излучения не соответствуют закону изменения рабочей частоты, известному и используемому на ретрансляторе. В результате появляются аномалии в кривой распределения мощности антенны с формированием нулей, показывая присутствие сигнала помехи.



А



Б

Рис. 7.2. А – КА «Milstar-II» в монтажном цеху; Б – КА «AEHF» на ГСО

Далее, адаптивный процессор так изменяет значения управляемых весовых коэффициентов, что в направлении на помеху формируется провал порядка 25...30 дБ.

На рис. 7.2 показан в монтажном цеху КА «Milstar-II» (А.) и более современный КА «АЕИГ» (Б) на ГСО.

Космические аппараты «Ямал» и «Экспресс». РКК «Энергия» использует всесторонне отработанную универсальную негерметичную космическую платформу, что позволяет ей в кратчайшие сроки реализовывать с использованием модульного принципа КА различного целевого назначения (навигационные, связные, дистанционного зондирования Земли, мониторинга и др.).

КА «Ямал-200» (рис. 7.3 и 7.4) оснащены комбинированной полезной нагрузкой, формирующей стволы С- и Ku-диапазонов и позволяющей организовать ретрансляцию любых видов информации в пределах зоны обслуживания, которая включает в себя территорию России, СНГ, Восточной Европы, Ближнего Востока и Центральной Азии (рис. 7.5). Антенны КА формируют широкие контурные лучи.

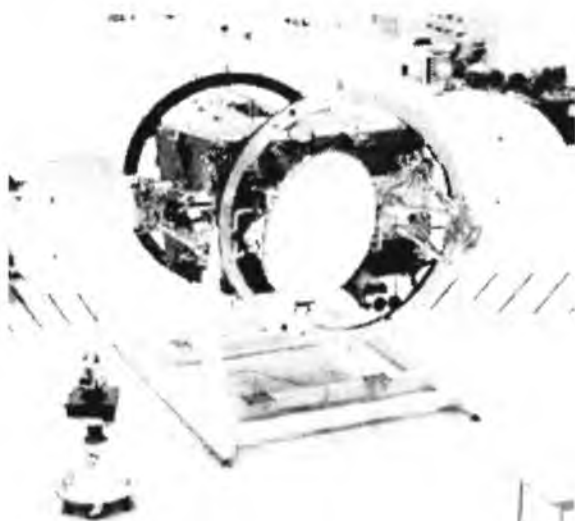


Рис. 7.3. КА «Ямал-200» в сборочном цеху

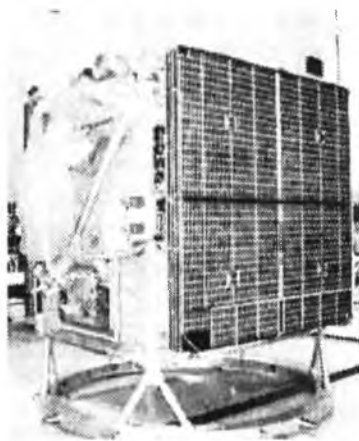


Рис. 7.4. КА «Ямал-200» в транспортном положении

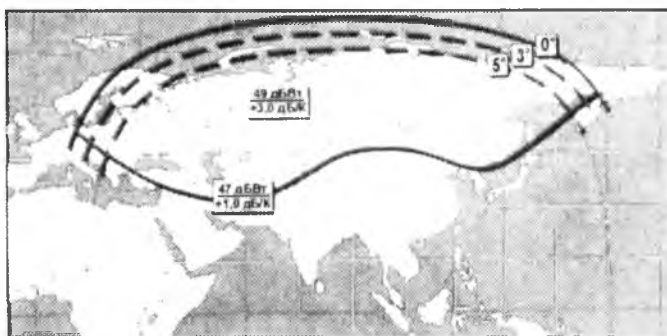


Рис. 7.5. Зона обслуживания КА «Ямал-200» в орбитальной позиции 90° в.д. (С-диапазон)

На КА серии «Экспресс» используются антенны, формирующие перенацеливаемые контурные лучи. Наличие в ретрансляторе КА «Экспресс-АМ11» (рис. 7.6) антенн с двумя перенацеливаемыми лучами шириной ДН $4^\circ \times 4^\circ$ существенно расширяет возможности в обеспечении труднодоступных районов РФ Сибири и Дальнего Востока (рис. 7.7) разными видами связи (передача данных, телевидение, телефония, Интернет, радиовещание, видеоконференц-связь и др.). Это

стало возможным с использованием более узкого луча, что повысило потенциал связи почти на 8 дБ.



Рис. 7.6. КА «Экспресс-AM11»

На рис. 7.8 приведена фотография КА «Экспресс-AM22», размещенного в сборочном цеху НПО ПМ им. акад. М.Ф. Решетнева.



Рис. 7.7. Зона обслуживания КА «Экспресс-AM11» в позиции 96,5° в.д. (Ku-диапазон)

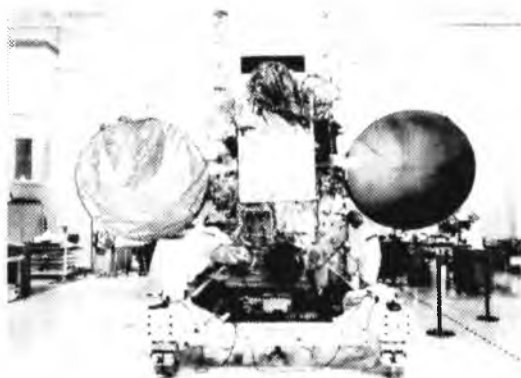


Рис. 7.8. Спутник связи и вещания «Экспресс-AM22»

Малые спутники Kazsat. ГКНПЦ имени М.В.Хруничева разрабатывает КА (рис. 7.9 и 7.11) для системы связи «KazSat» в интересах развития спутниковой связи Республики Казахстан. Система связи «KazSat» имеет 12 транспондеров Ku-диапазона и предназначена для телевизионного вещания, обеспечения фиксированной спутниковой связи и передачи данных. Зона обслуживания КА связи — территория Республики Казахстан, страны Центральной Азии и центральной части России.

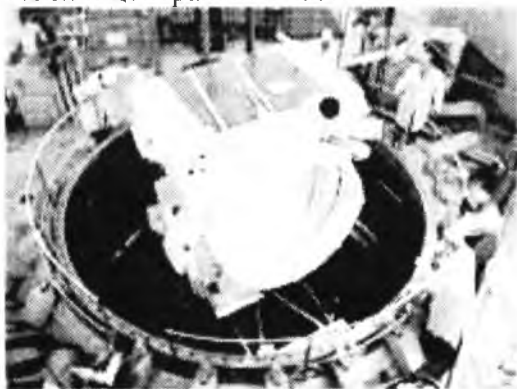


Рис. 7.9. Спутник связи «KazSat»

КА «KazSat» является типичным примером достаточно простого малого спутника. КА Kazsat-2 оборудован двумя однозеркальными антеннами (приемной и передающей). Антенны в Ku-диапазоне формируют зональный контурный луч (рис. 7.10), ориентация которого поддерживается с точностью до 0,1 градуса.



Рис. 7.10. Зона обслуживания КА "KazSat-2" в точке стояния 86,5° в.д.

Космические аппараты зарубежных ССС. На рис. 7.12 приведена фотография КА ACTS, его приёмно-передающая антенная система (АС) работает в диапазоне частот 20/30 ГГц. Антенная система КА ACTS описана в разделе 2.

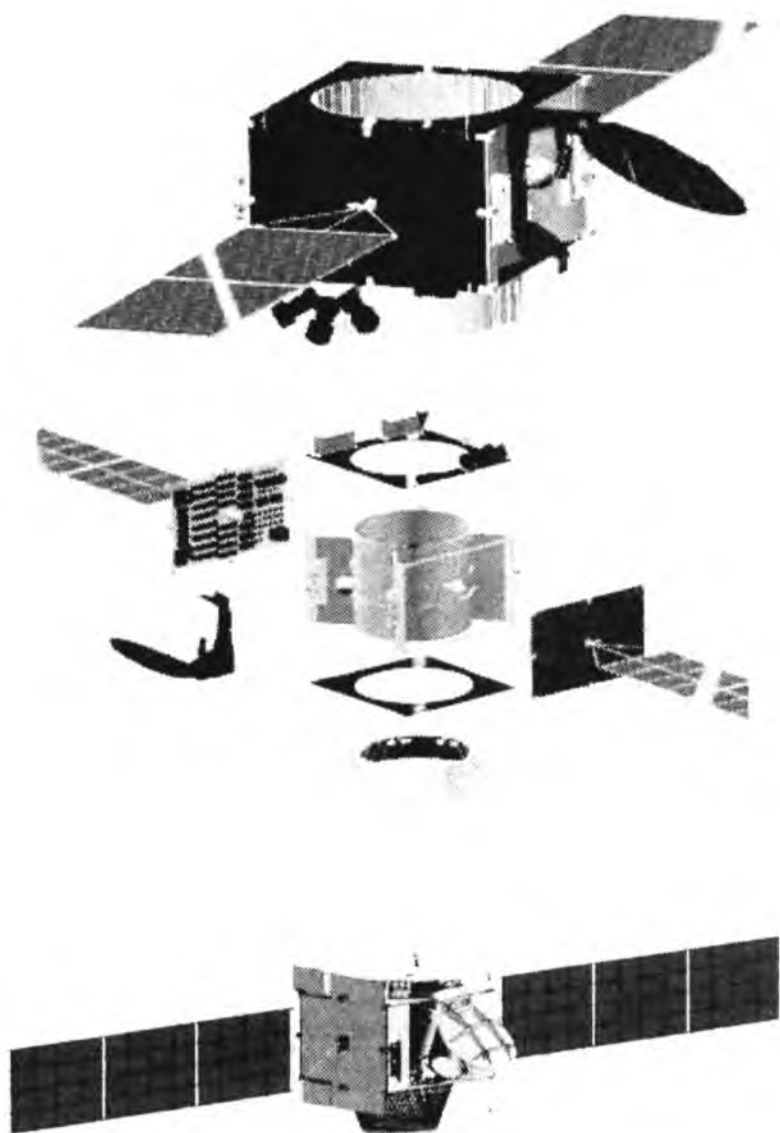


Рис. 7.11. Конструктивно-технологическая схема малого КА «KazSat»



Рис. 7.12. Фотография КА ACTS

На сегодня самым тяжелым спутником связи является КА «Тайком-4», вес которого составляет 6,5 тонн (рис. 7.13).



Рис. 7.13. КА связи «Тайком-4»

Срок активного существования (САС) КА «Тайком-4» составляет 12 лет, мощность энергетической установки 15 кВт. Полезная нагрузка КА содержит 7 бортовых МЛА.

формирующих контурные и узкие лучи в Ku-диапазонах (94 луча) и Ka-диапазонах (18 лучей). КА обеспечивает ретрансляцию сигналов от станций сопряжения на малые земные АТ с антеннами Ø1,2 и Ø1,8 м. Зоны обслуживания показаны на рис. 7.14.

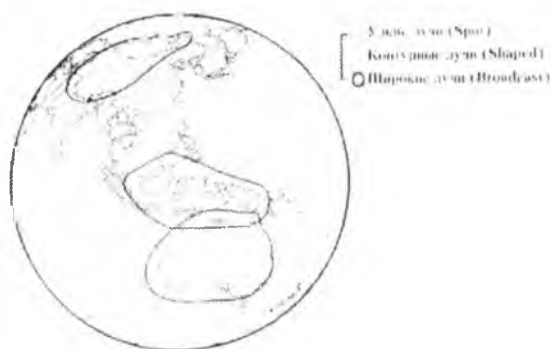


Рис. 7.14. Зоны покрытия борговыми антеннами ретранслятора КА “Тайком-4” территории Земли

На спутнике “Тайком-4” применена технология DPA (Dynamic Power Allocation), позволяющая динамически распределять полезную мощность между лучами МЛЛ и обеспечивать оптимальное распределение частотно-энергетического ресурса КА, предоставляемого земным станциям (ЗС) с различной конфигурацией параметров модуляции/кодирования/скорости передачи информации. В алгоритме работы DPA предусмотрено адаптивное управление полезной мощностью стволов в каждом из лучей МЛЛ. Мощность направляется в зоны обслуживания, подверженные дополнительному ослаблению из-за осадков и т.п.

Спутник-ретранслятор “Anik-F2” (рис. 7.15) принадлежит Канаде и служит для организации ССС в интересах широких слоев населения (оказания высококачественных радиовещательных услуг “прямо в дом” и цифровой телефонной связи), бизнес-структур, правительства и других ведомств.

Широкополосный доступ в Интернет осуществляется с помощью ретранслятора Ka-диапазона. Высококачественная цифровая телефонная связь и передача каналов спутникового телевидения обеспечивается в C- и Ku-диапазонах. MJA формирует веер лучей, покрывающих всю территорию Северной Америки, и 6 сканирующих (переключаемых) лучей.

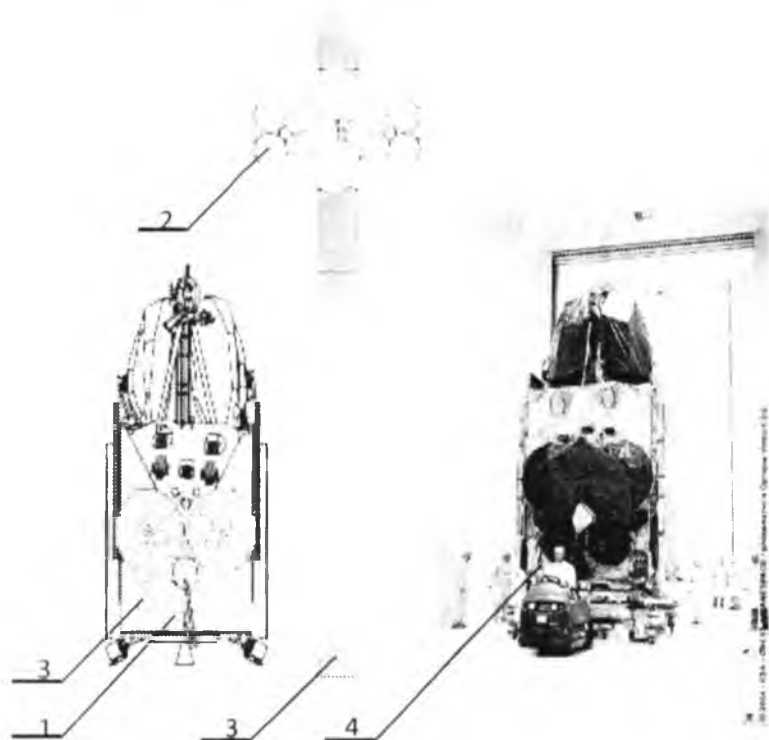
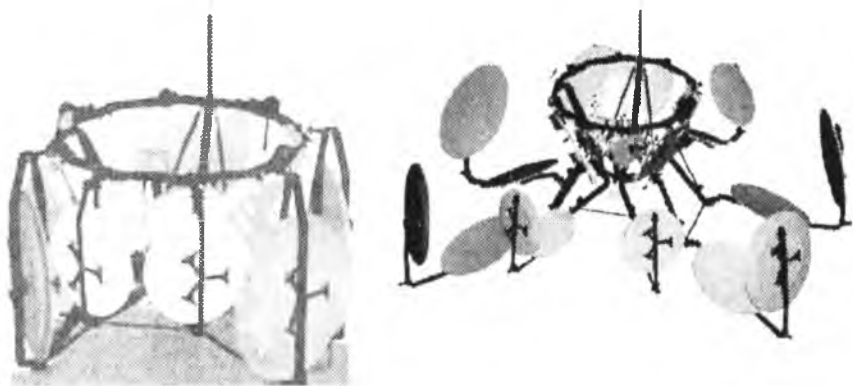


Рис. 7.15. Самый современный коммерческий телекоммуникационный спутник – тяжелый КА “Anik-F2”.
Обозначено: 1 – транспортное положение КА; 2 – антенная система КА; 3 – батареи питания КА; 4 – КА “Anik-F2” в сборочном цехе завода компании Boeing Satellite System (США)

На рисунках 7.16 и 7.17 показана антенная система спутника-ретранслятора компании TRW & Electronics. Антенная система состоит из двух идентичных по схеме

построения и электрическим характеристикам антенных подсистем, работающих в Ku- и Ka-диапазонах. Каждая из подсистем состоит из четырех идентичных антенн – две приемных и две передающих. В антеннах используются длиннофокусные офсетные зеркала. Размеры больших и малых (вспомогательных) зеркал практически одинаковы.



А

Б

Рис. 7.16. Приёмо-передающая антенная система с МЛЖ КА компании TRW & Electronics. А – в рабочем положении; Б – в транспортном положении

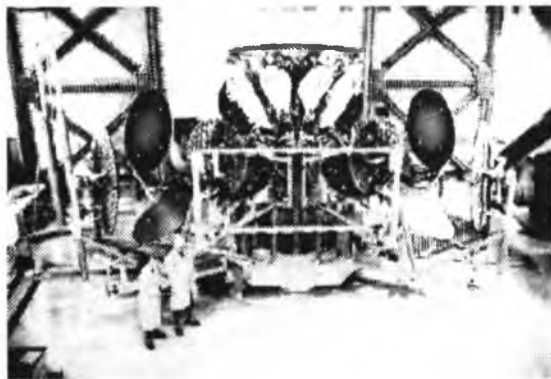


Рис. 7.17. Сборочный цех компании TRW & Electronics

Такое построение позволяет формировать большое число практически идентичных лучей в широком секторе углов. Антенны формируют лучи шириной $0,7^\circ$ на уровне «минус» 3 дБ.

УБЛ в ДН центральных лучей на основной поляризации и кроссполяризованного излучения не превышают соответственно «минус» 24 дБ и «минус» 30 дБ. В ДН, отклоненных на 7° , УБЛ также остаётся менее «минус» 24 дБ, но кроссполяризованное излучение увеличивается до «минус» (28...30) дБ.

На рис. 7.18 показана антенна КА «Thuraya» в транспортном (сложенном) положении (А) и в рабочем (развернутом) (Б). Особенностью ретрансляторов семейства «Thuraya» является использование присмо-передающей цифровой антенной решетки (ЦАР), в которой выполняется цифровое формирование лучей ДН [49,50].

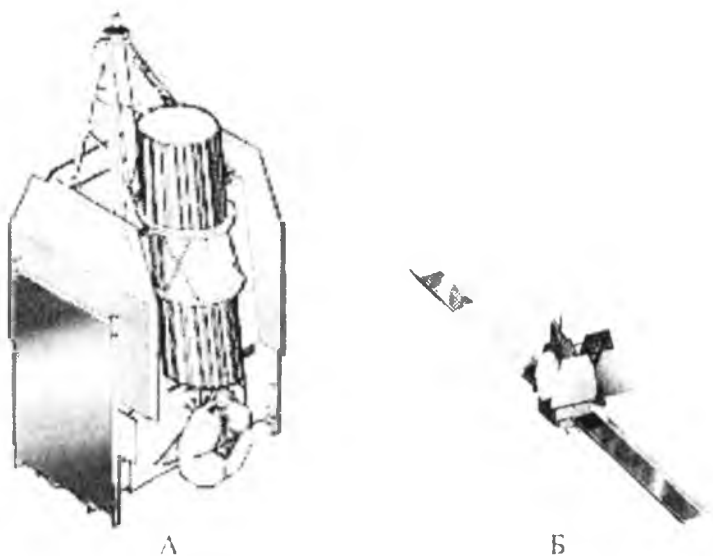


Рис. 7.18. Трансформируемая антенна вантового типа фирмы Hughes (система Thuraya). А – транспортное положение ретранслятора КА; Б – рабочее положение

128 активных дипольных элементов L-диапазона позволяют формировать одновременно 250–300 лучей (в соответствии с численностью наземных сот). Цифровое формирование лучей сегодня — единственная технология, позволяющая эффективно реализовать динамическую адаптацию обслуживаемой зоны покрытия на основе оперативного перенацеливания цифровых приемо-передающих лучей по наземным ячейкам при изменении нагрузки и для оптимизации дуплексного графика [49]. Созвездие лучей, синтезируемое, например, по алгоритмам быстрого преобразования Фурье либо посредством классических процедур дискретного Фурье-анализа, является, по сути, совокупностью "пространственно-частотных фильтров". Каждый из них обеспечивает селекцию строго определенного набора сигналов и подавляет остальные как помеховые.

Для реализации такой идеологии потребовалось существенно пересмотреть традиционные технические решения, использовавшиеся ранее при создании ФАР. В отличие от схмотехники ФАР, в каждом приемном канале ЦАР вместо фазовращателей устанавливаются аналого-цифровые преобразователи (АЦП). В приемных каналах предусмотрено аналоговое формирование квадратурных составляющих принятых сигналов с оцифровкой каждой из квадратур отдельным АЦП. При этом тактирующие сигналы на все АЦП поступают от единого задающего генератора, чтобы все преобразователи по раскрыву ЦАР срабатывали синхронно.

ССС «Thuraya» позволяет устанавливать связь между мобильными телефонами только через КА без участия наземного сегмента, обладая при этом высокой емкостью — 13750 линий связи одновременно. Отношение фокусного расстояния к диаметру 0,43. Максимальные отклонения поверхности зеркала от теоретической не более $\pm 0,3$ мм.

Опытный образец многолучевой трансформируемой антенны. Если ширина сектора сканирования в одной плоскости (например, меридиональной) превосходит ширину сектора в ортогональной плоскости в несколько раз, хорошие

характеристики можно получить, применяя зеркала тороидального типа [42,43,44,54].

На рис. 7.19 показан экспериментальный образец МЛА, построенный в виде ГЗА Кв-диапазона с многоканальным облучателем и малым зеркалом тороидального типа. Сектор сканирования двухзеркальной антенны вытянут в плоскости, ортогональной оси тороида.

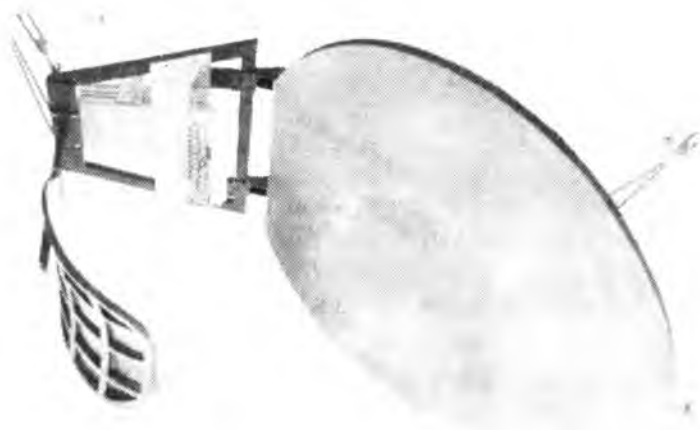


Рис. 7.19. Экспериментальный образец МЛА, формирующий 32 луча

Решетка облучателя состоит из 32-х рупорно-стержневых излучателей (рис. 7.20). Антенна формирует 32 парциальных луча шириной $1,2 \times 1,0^\circ$, покрывающих территорию России и сопредельных государств [47] (рис. 7.20).

Главное зеркало в плоскости оси тороида описывается кривой четвёртого порядка, близкой по форме к параболе, а сечение вспомогательного зеркала в этой плоскости близко по форме к эллипсу, один из фокусов которого близок к фокусу параболы сечения главного зеркала.

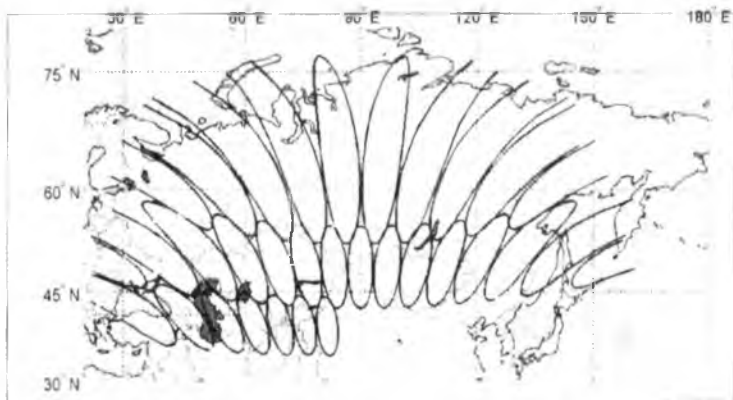


Рис. 7.20. Контуры одноградусных лучей в проекции на земную поверхность, формируемые МЛА с облучателем в виде АР

Вспомогательное зеркало в этой плоскости близко по форме зеркалу антенны типа Кассегрена. В целом, вспомогательное зеркало имеет отрицательную гауссову кривизну, а характеристики такой антенны сочетают в себе свойства как антенны Кассегрена, так и антенны Грегори.



Рис. 7.21. Фотография излучателя с ребристо-стержневой структурой

В решетке облучателя малого зеркала антенны использовались волноводно-стержневые излучатели (рис. 7.21).

Необходимая ширина главного максимума ДН излучателя с учетом ограничений на его поперечные габариты обеспечивается ребристо-стержневой структурой.

Размеры, форма и расположение зеркал и решётки облучателя оптимизированы по минимуму aberrаций и кроссполаризации в секторе сканирования, с учётом сохранения усиления каждого луча в секторе обзора $5^\circ \times 11^\circ$.

В максимумах парциального луча КИП антенны составляет от 0,68 на краю сектора обзора и 0,76 в центре. Таким образом, расчётные потери коэффициента усиления в максимумах ДН меняются от «минус» 1,2 дБ до «минус» 1,6 дБ. В этих значениях потерь учтены aberrации и переливание мощности облучателя за пределы главного зеркала.

Габаритные размеры модуля МЛА, в рабочем положении составляют $1917 \times 1638 \times 1684$ мм, а в транспортном — $680 \times 1638 \times 1684$ мм (рис. 7.22). В транспортном положении большее зеркало антенны находится в убранном состоянии в пределах зоны полезной нагрузки под обтекателем ракеты-носителя.



Рис. 7.22. Конфигурация модуля МЛА в транспортном (а) и рабочем (б) положениях

Технология изготовления зеркал предусматривает использование композитного материала на основе

углепластика, благодаря чему при относительно малой массе обеспечиваются высокие электрические и прочностные характеристики в течение всего длительного срока эксплуатации.

Практически на всех рассмотренных КА, имеющих МЛА, основным элементом ретрансляционной аппаратуры является бортовой МЛА $\leftrightarrow$ МБЦП, служащий для обработки и маршрутизации ретранслируемой информации на борту КА.

Космический аппарат DSCS-III МО США. КА DSCS-III (рис. 7.23) оснащен линзовыми антеннами. Одним из преимуществ линзовых антенн по сравнению с зеркальными является отсутствие затенения раскрыва облучателем в осесимметричной системе.

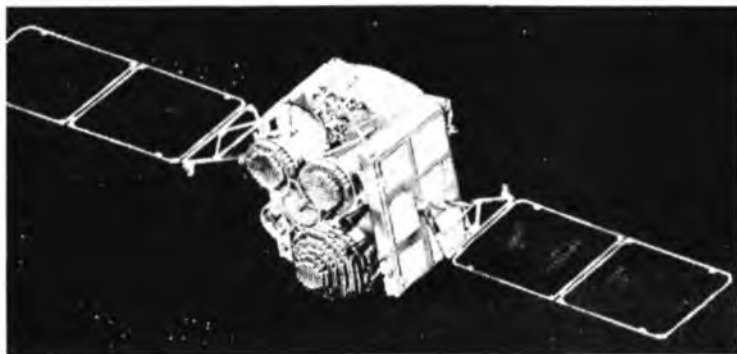


Рис. 7.23. КА DSCS-III МО США, оснащенный МЛА на основе ГЛА

Ускоряющие металловоздушные линзы выполняются в виде системы плоскопараллельных металлических пластин или волноводов и, в отличие от диэлектрических линз, имеют значительно меньшую массу. Основным недостатком таких линз является значительно меньший диапазон рабочих частот по сравнению с диэлектрическими линзами. Диапазон рабочих частот металловоздушных линз в основном определяется дисперсионными характеристиками волноводов. В линзах могут использоваться как наиболее простые квадратные и

стандартные прямоугольные волноводы, так и различные волноводы сложной формы с целью получения необходимых дисперсионных характеристик и возможности работы с полями произвольной поляризации.

Расширить диапазон рабочих частот и одновременно уменьшить массу металловоздушной линзы можно, применив зонирование. При этом следует учитывать, что зонирование линзы со стороны преломляющей поверхности приводит к появлению на раскрыве затененных зон и, как следствие, к уменьшению КУ и возрастанию УБЛ.

КА DSCS-III МО США оснащен МЛЛ, в которых используются волноводные линзы (рис. 7.23). С целью достижения минимального УБЛ, зонирование линз выполнено со стороны непреломляющих поверхностей. На рис. 7.24 показано транспортное положение КА DSCS-III, а на рис. 7.25 – зоны обзора 5-ти КА DSCS-III, входящих в орбитальную группировку.



Рис. 7.24. КА DSCS-III в транспортном положении

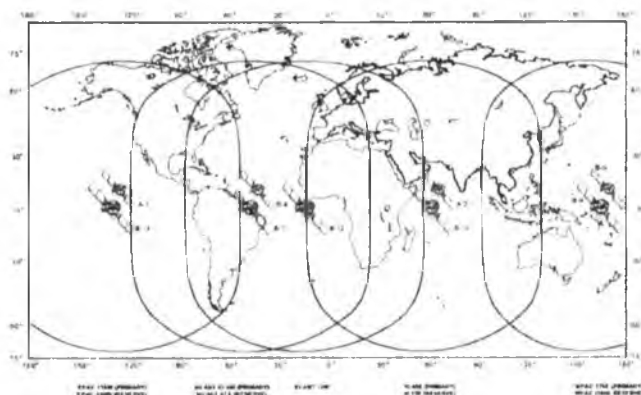


Рис. 7.25. Зоны обзора военной спутниковой группировки из 5-ти КА DSCS-III

Экспериментальный образец волноводной линзы с облучателем, в виде решетки рупоров, показан на рис. 7.26. Линза $\varnothing 1177,6$ мм выполнена из квадратных волноводов сечением $23,9 \times 23,9$ мм. Фокальная решётка состоит из 64-х коммутируемых излучателей.



Рис. 7.26. Гибридно-линзовая МЛА с запиткой решетки излучателей от ДОС (61 парциальный луч)

Космические аппараты системы связи «Гонец».
Спиральные антенны на спутниках-ретрансляторах

применяются в диапазонах частот от 4/6 ГГц и ниже. Цилиндрические многовитковые спиральные антенны на спутниках-ретрансляторах в основном используются в каналах телеметрии и передачи команд. В каналах связи используются чаще всего широкополосные конические спиральные антенны.

Типичным примером могут служить антенны низкоорбитальных спутников КА «Луч-5» (рис. 7.27.) и системы «Гонец» (рис. 7.28).

КА «Гонец-ДИМ» (рис. 7.29) предназначен для организации связи и передачи данных, в том числе «электронной почты», с регистрацией сообщений в бортовом запоминающем устройстве, хранением и последующей передачей пользователю, а также телефонной связи для абонентов, находящихся в общей зоне радиовидимости.

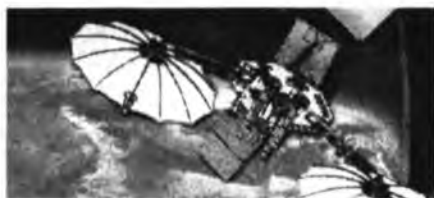


Рис. 7.27. Спиральные антенны командной линии КА «Луч-5» крупным планом (А), и их расположение на КА «Луч-5» (Б)



Рис. 7.28. КА Гонец-Д1 и Гонец-ДИМ

Орбита: круговая с высотой 1350-1500 км, наклонение $82,5^\circ$. Срок активного существования 5 лет. Стартовая масса 280 кг. Точность ориентации бортовых антенн на Землю $\pm 5^\circ$. Точность удержания КА по широте $\pm 10^\circ$. Мощность энергетической установки 200 Вт. Диапазоны частот бортового ретранслятора: 0,2/0,3 ГГц, 0,3/0,4 ГГц. Выходная мощность ствола 4...40 Вт. Эффективная изотропно-излучаемая мощность (ЭИИМ) каналов бортового ретранслятора от 8,5 до 16,5 дБ·Вт. Добротность на прием каналов бортового ретранслятора не хуже «минус» 33 дБ/°К.

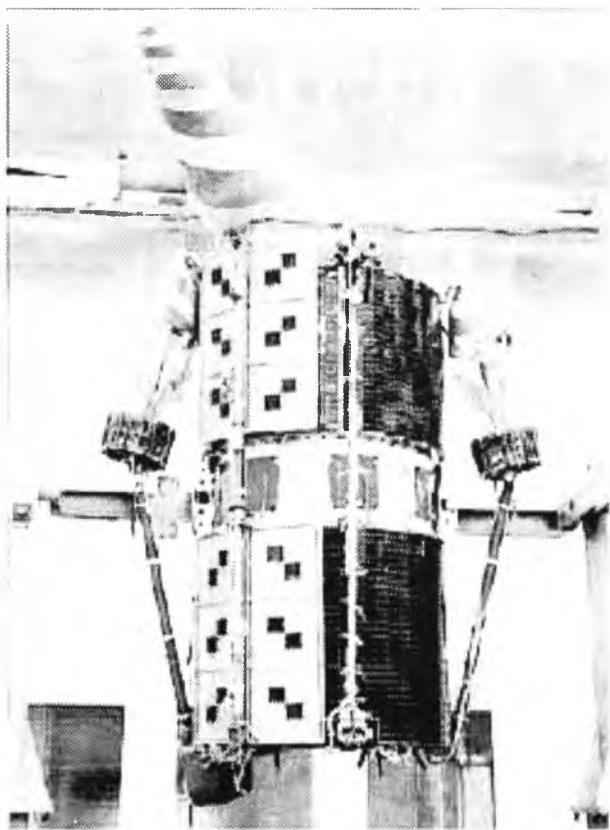


Рис 7.29. КА Гонец-ДИМ в сборочном цеху

7.2. Спутники навигационных систем «Глобалстар» (GPS), «Глонасс» и «Галилео»

На спутниках навигационных систем «Глобалстар» (GPS) и «Глонасс» используются решетки спиральных излучателей. В каналах телеметрии и связи с наземными станциями используются рупорные и спиральные антенны с высокой направленностью.

Антенны спутников навигационной системы GPS представляют собой решетки из цилиндрических спиральных излучателей. В каналах телеметрии и связи с наземными станциями используются рупорные и спиральные антенны с высокой направленностью. В каналах МЛС применены антенны типа «волновой канал».

Антенны спутников навигационной системы «Галилео» представляют собой решетки из полосковых цилиндрических спиральных излучателей.



Рис. 7.30. Спутник GPS-ИИМ



Рис. 7.31. Навигационный КА «ГЛОНАСС-К»



А



Б

Рис. 7.32. КА «GIOVE-A» – Европейской глобальной навигационной системы «GALILEO». А – КА на орбите (коллаж); Б – транспортное положение ретранслятора



А



Б

Рис. 7.33. КА «GIOVE-B» Европейской глобальной навигационной системы «GALILEO». А – КА на орбите (коллаж); Б – ретранслятор КА в сборочном цеху

8. АНТЕННЫ НАЗЕМНЫХ ТЕРМИНАЛОВ СИСТЕМ СПУГНИКОВОЙ СВЯЗИ И НАВИГАЦИИ

8.1. Крупногабаритные антенны наземных комплексов связи

Наземный приемный комплекс НПК-2,4.

Наземный приемный комплекс (НПК) НПК-2,4, созданный ФГУП НИИ ТП совместно с ЗАО «Совзонд», предназначен для приема информации от КА в X- и L-диапазонах частот, демодуляции, синхронизации, регистрации, обработки и хранения принятой информации. Внешний вид комплекса показан на рис. 8.1. В состав приемного комплекса НПК-2,4 входят:

- антенный комплекс НПК-2,4;
- средства приема и регистрации информации;
- средства обработки информации;
- эксплуатационная документация.

Основные технические характеристики приемного комплекса НПК-2,4 приведены в таблице 7.



Рис. 8.1. Наземный приемный комплекс НПК-2,4

Таблица 7.

Технические характеристики комплекса НПК-2,4

Наименование	Значение	
Антенный комплекс		
Диаметр рефлектора (рабочая область), мм	2400×2670	
Тип зеркальной системы	офсет	
Фокусное расстояние, мм	1380	
	Х-диапазон	Л-диапазон
Коэффициент усиления на частоте 8,2 ГГц, дБ, не менее	43	27
Ширина ДН на частоте 8,2 ГГц, град, не более	1,0	4,6
Уровень боковых лепестков, дБ, не более	-15	-13
Коэффициент эллиптичности	0,8	0,6
Масса антенного комплекса, кг, не более	360	
Схема построения	азимутально-угломестная с 3-й осью	
	по углу места	по углу азимута
Диапазон рабочих углов наведения, град	от 5 до 85	±270
Скорость наведения, град/с ²	до 10	до 20
Угловое ускорения, град/с	до 4	до 8
Системная ошибка наведения в картинной плоскости, угл. мин, не более	6	
Среднеквадратичная ошибка наведения угл. мин, не более	4	
Средства приема и регистрации информации		
	Х-диапазон	Л-диапазон
Диапазон входных несущих частот, ГГц	8,035...8,38	1,69...1,71
Несущая частота сигнала на входе демодулятора, МГц	720	210
Шумовая температура радиоприемного устройства, К	≤70	≤50

Уровень мощности принимаемых сигналов при вероятности ошибки приема информации 10^{-6} , дБм	-90...-60	-120...-90
Вид модуляции принимаемого сигнала	BPSK, QPSK	BPSK
Тактовая частота входного сигнала, МГц	5...80	1,3308
Полоса принимаемых радиочастот, ГГц	8,0...8,42	1,69...1,71
Уровень сигнала на входе демодулятора, дБм	0...3	-65...-35
Скорость приема и регистрации, Мбит/с	до 320	
Объем памяти накопителя, Гбайт, не менее	500	
Тип интерфейса ЛВС	Ethernet 100/1000	

Антенны системы связи «Орбита».

В 1967 года начала действовать система Российского спутникового телевидения (ТВ) «Орбита». Она позволяла через КА связи передавать программу первого канала Центрального телевидения. Система спутникового ТВ «Орбита» является косвенной распределительной сетью, поскольку наземные станции принимают через КА Центральную программу из Москвы и по соединительным линиям передают на ближайший телецентр (ТЦ), который доводит ее до местных зрителей в метровом диапазоне волн.

В центральном зале ТЦ располагаются приемная аппаратура с устройствами оперативного контроля, аппаратура наведения антенны и соединительные линии с местным ТЦ. Все станции ТЦ «Орбита» строились однотипными. Это круглые железобетонные здания (рис. 8.2), на крыше которых на специальном ОПУ устанавливалась параболическая антенна $\varnothing 12$ м и фокусным расстоянием 3 м. Масса алюминиевого зеркала антенны достигало 30-ти тонн. Антенна поворачивалась в двух плоскостях: по азимуту на $\pm 270^\circ$ и по углу места от 0° до 90° . Прочность конструкции антенны рассчитана на работу при скоростях ветра до 25 м/с и в диапазоне температур $\pm 50^\circ\text{C}$. КПД антенны достигал 0,65...0,7, шумовая температура не превышала 40°K при угле места 5° .



Рис. 8.2. Станция космической связи «Орбита»

В помещениях вокруг центрального зала размещаются: система вентиляции и кондиционирования, аппаратура электроприводов антенны, силовые шкафы и лаборатория с измерительной аппаратурой. В качестве малошумящего усилителя применялся двухкаскадный параметрический усилитель с охлаждением жидким азотом. На территории страны установлено несколько приемных станций. Из-за сложной орбиты движения спутника (КА находится на эллиптической орбите) постоянно осуществлялась подстройка приемной антенны под орбиту движения КА.

Центр космической связи «Дубна».

Центр космической связи (ЦКС) «Дубна» (рис. 8.3), являющийся филиалом ФГУП "Космическая связь" (ГПКС), был введен в эксплуатацию в 1980 г.

Задача ЦКС «Дубна» в год Московской летней Олимпиады состояла в обеспечении трансляции Олимпийских игр на страны Европы и Атлантического региона. В то время технические средства представляли собой техническое здание и две антенные системы.



Рис. 8.3. Центр космической связи "Дубна" – филиал ФГУП «Космическая связь» (ГПКС)

Первая антенна МАРК-4, Ø32 м, (рис. 8.4А), изготовлена японской корпорацией «NEC», предназначалась для работы через Международную организацию космической связи «Intelsat». Вторая антенна, ТНА-57 (Ø12 м), советского производства, использовалась для работы через спутник «Горизонт».

В 1982 году был построен и введен в работу Международный опытный участок для испытаний новой техники спутниковой связи в диапазонах частот 11/14 ГГц и 20/30 ГГц.



Рис. 8.4. А – 32-х метровая антенна МАРК-4; Б – антенны Центра космической связи «Дубна» в настоящее время

8.2. Антенны терминалов пользователей системами спутниковой связи и навигации

8.2.1. Антенны терминалов пользователей системами спутниковой связи

С июня 2003 г. ССС «Thuraya» [49,50,55,56] используется на коммерческой основе. Космический сегмент ССС включает 3 КА, находящиеся на ГСО. Первый КА расположен над экватором в точке 44° в. д. и его зона действия охватывает около 35% территории РФ. Второй КА ССС «Thuraya» расположен в точке $98,5^\circ$ в. д. В его зону действия попадают восточные территории России (80% территории страны), Китая и стран Юго-Восточной Азии. Третий КА запущен 15.01.2008 г. Его вес – 5173 кг. Планируемый срок эксплуатации КА ССС «Thuraya» 12...14 лет.

КА ССС «Thuraya» функционирует с использованием трансформируемой МЛЛ (см. раздел 4.1, рис. 4.2 и 4.3) и формирующей 250...300 лучей L-диапазона. Частоты, используемые для пользовательских терминалов:

- Земля-космос 1626,5-1660,5 МГц;
- Космос-земля 1525,0-1559,0 МГц.

Частоты для работы со станцией управления:

- Земля-космос 6425,0-6725,0 МГц;
- Космос-земля 3400,0-3625,0 МГц.

ССС «Thuraya» имеет следующие особенности:

- наличие связи между мобильными телефонами только через спутник без участия наземного сегмента;
- точное определение страны и границ зоны действия сервис-провайдеров;
- большая емкость соединений (предоставляются услуги одновременно 2 миллионам абонентов и поддерживается до 13,5 тыс. телефонных соединений);
- наличие обработки информационных потоков на борту КА ССС «Thuraya» с использованием МЛЛ и МБЦП;

— доступ в сеть и стоимость звонка основаны на текущем местоположении абонента, измеряемом при помощи GPS.

Наземный сегмент ССС «Thuraya» включает в себя Центр управления спутником, базовую станцию сопряжения с наземными сетями (расположены в г. Шарджа (ОАЭ)) и антенные терминалы (АТ) индивидуальных и коллективных пользователей.

АТ ССС «Thuraya» представлены (рис. 8.5) мобильными спутниковыми телефонами (А), малогабаритными полосковыми антенными решетками коллективного пользователя (Б) и активными морскими антеннами Thuraya/GPS (В). Спутниковые телефоны «Thuraya» – двухрежимные, работают и как спутниковые, и как сотовые. По размеру они сравнимы с сотовыми телефонами. За пределами сотовой зоны обслуживания, телефон переключается в спутниковый режим, при этом его телефонный номер не изменяется. За пределами зоны обслуживания ССС «Thuraya», телефон работает только как сотовый.

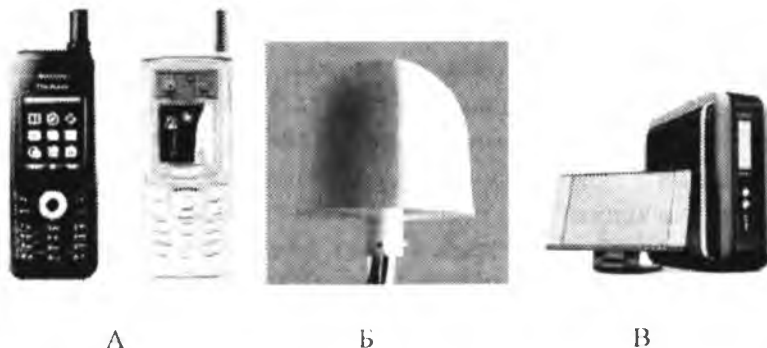


Рис. 8.5. Типы наземных терминалов ССС «Thuraya».

А – мобильные спутниковые телефоны; Б – малогабаритные полосковые антенны коллективного пользователя; В – активные морские антенны Thuraya/GPS (Б)



Рис. 8.6. Антенны наземных терминалов CCC «Thuraya».
 А – малогабаритная антенна факсимильного аппарата;
 Б – морские антенны Thuraya/GPS

Спутниковый терминал типа «телефонная трубка» Thuraya XT защищен от погодных условий и ударов. Миниатюрный Thuraya SO 2510 весит 130 г и по габаритам ничем не отличается от стандартного сотового телефона. Он оснащен GPS-приемником, встроенной памятью 32 Мб и зарядным устройством от прикуривателя. Работает также от солнечных батарей. Радиотелефон Senao SN-358 ultra – первый сертифицированный телефон, получивший широкое распространение. Стандартный набор самых необходимых функций аппарата: определитель номера, записная книжка, громкая связь, базовый блок с возможностью набора.

Для передачи данных со скоростями 144 кбит/с и качественной трансляции видеоконференций, а также обеспечения высокоскоростного доступа в Интернет абонентские терминалы «Thuraya» вместо коротких вибраторов в виде спиралей оснащаются малогабаритными полосковыми антенными решетками, направляемыми на спутник.

Морская активная антенна «Thuraya/GPS» имеет корпус, надежно защищающий её от неблагоприятных морских условий работы. Она разработана специально для использования в условиях сильной качки, обильных осадков и неблагоприятных атмосферных явлений. Активный усилитель («бустер») усиливает спутниковый сигнал до необходимого уровня мощности, а достаточно узкая ДН антенны повышает устойчивость сигнала при шторме и обеспечивает доступ ко всем видам услуг: голосовая связь, передача данных и факсов.

Активная антенна дает возможность пользоваться связью «Thuraya» в помещениях на корабле, куда прохождение спутникового сигнала затруднено и где спутниковый телефон не сможет работать.

8.2.2. Антенны терминалов пользователей системами спутниковой навигации

АФУ ГНСС состоит из функциональных элементов, изображенных на рис. 8.7: пассивной антенны (1), структуры подавления многолучевости (2), полосового фильтра (3), устройства защиты активных элементов тракта (4), усилителя мощности (5), высокочастотного кабеля (6).



Рис. 8.7. Структурная схема антенны GNSS

Работа АФУ ГНСС осуществляется следующим образом. Электромагнитные колебания, излучаемые навигационными спутниками, находящимися в зоне видимости, поступают в пассивную антенну. Кроме того, в антенну могут поступать эти же сигналы, отраженные от местных предметов, а также мешающие сигналы от источников электромагнитного излучения различной природы. Пассивная антенна вместе со структурой подавления отражений от местных предметов производит пространственную фильтрацию сигналов навигационных спутников. Далее они проходят через полосовой фильтр, который отфильтровывает внеполосные составляющие, и проходят через устройство защиты активных элементов (в частности, защищается усилитель мощности),

усиливаются усилителем мощности и по высокочастотному кабелю поступают в блок датчиков.

Если в апертуру пассивной антенны поступают мешающие сигналы мощностью более 1 Вт, то срабатывает защитное устройство и антенна автоматически переходит в режим защиты. В этом режиме на выходе полосового фильтра сигналы навигационных спутников отсутствуют.

Функциональные узлы АФУ ГНСС объединены в конструкцию, изображенную на рис. 8.8. Пассивная антенна 1 соединена разъемами с полосовым фильтром 3, который в свою очередь соединен с блоком усилителя мощности и защиты активных элементов тракта 4 и устанавливается на фидерное устройство подавления многолучевости 2. Для обеспечения защиты конструкции от атмосферных воздействий сверху антенна закрывается колпаком 7 из радиопрозрачного материала (полистирола), а нижняя ее часть закрывается герметичным ударопрочным стеклом 5, на котором размещены установочные поверхности для монтажа. В нижней части антенны размещен коаксиальный разъем для подключения его к блоку GNSS датчиков посредством коаксиального кабеля 6.

Структура подавления многолучевости выполнена по принципу окаймления пассивной антенны концентрическими дроссельными канавками.

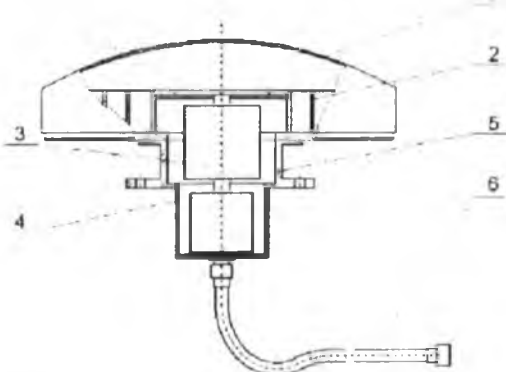


Рис. 8.8. Конструктивное исполнение антенно-фидерного устройства приемника сигналов ГНСС

Габаритные размеры структуры: $\varnothing 400$ мм, высота ребер дроссельных канавок близка к четверти длины волны (примерно 50...60 мм).

Достижимая точность позиционирования в ГИСС во многом определяется такими характеристиками антенны приемника потребителя, как возможность подавления отражений от подстилающей поверхности, стабильность фазовой ДН и широкая полоса рабочих частот.

Основным элементом, определяющим способности антенны к подавлению отражений от подстилающего рельефа, является экран. Он же оказывает существенное влияние на характеристики направленности под скользящими углами. Основное значение имеет диаграмма обратного излучения (ДОИ), известная также из англоязычной литературы как *front-to-back ratio (down-up ratio)*, а также свойства ДН в верхней полусфере вплоть до углов, близких к касательным. Помимо плоских проводящих, представляют интерес импедансные экраны, а также экраны в виде тонких полупрозрачных слоев из композитных материалов. Эти материалы открывают дополнительные перспективы для оптимизации характеристик направленности антенн позиционирования путем управления интерференцией прошедшего и дифракционного полей в теневой области.

В дифференциальном режиме подвижный навигационный приемник (так называемый ровер) для каждого сигнала каждого из Q спутников определяет оценку разности фаз несущей между фазовыми центрами антенн ровера и базовой станции, расположенной в точке с известными координатами.

При достаточно малых расстояниях между базой и ровером (практически – вплоть до дальностей в 20...25 км) основной вклад в ошибку измерения фазы вносят явление многолучевости и фазовые характеристики направленности антенн. Влияние всех этих ошибок оценивается в пределе, считая, что за сеанс наблюдений траектории спутников равномерно покрывают весь небосвод. Анализ коэффициентов

отражения Френеля для большинства видов почв показывает, что антенна оказывается, в целом, согласованной по поляризации с отраженным сигналом. Коэффициент отражения составляет порядка «минус» 3 дБ и меньше (по абсолютной величине). Для оценки влияния многолучевости используется ДОО, определяемая как отношение значений амплитудной ДН антенны под некоторым углом возвышения ниже и выше плоскости горизонта в местной системе координат.

Антенны, применяемые для систем позиционирования, являются слабонаправленными.

Идеальная антенна позиционирования имеет единичную ДН в верхней полусфере, ноль в нижней и КИД +3 дБ. Реальная антенна в типичном случае имеет перепад усиления от зенита к горизонту порядка 10...15 дБ.

Антенны угломерной аппаратуры пользователей представляют собой антенные решетки из трех (минимум) или четырех слабонаправленных антенн. Для определения углового направления применяется интерферометрический (фазовый) способ измерений. Чем больше расстояния между входящими в антенную решетку антеннами, тем выше точность определения угловых координат. На фотографии (рис. 8.9) показана угломерная навигационная аппаратура «Грот-У».

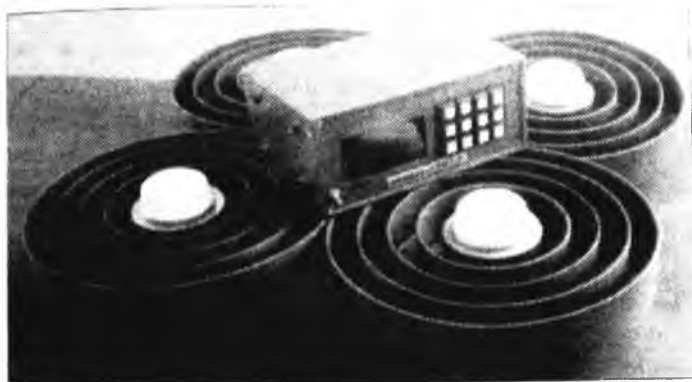


Рис. 8.9. Угломерная навигационная аппаратура потребителей ГЛОНАСС/GPS «Грот-У» 141Ц823

8.2.3. Примеры конструктивного исполнения антенн высокоточного позиционирования по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем

Антенны, конструктивное исполнение которых приведено в настоящем разделе, работают со спутниками GPS/GLONASS/OMNISTAR и системой передачи дифференциальной поправки диапазона 300 кГц. Погрешность определения координат 1 см и менее.

Технологические возможности по изготовлению и применению печатных антенн оказываются практически исчерпанными вследствие значительной толщины диэлектрической подложки и ее веса. Альтернативой диэлектрическим подложкам могут служить низкопрофильные периодические замедляющие структуры СВЧ и метаматериалы. В частности, замедление во встречной ребристой структуре со взаимно проникающими пазами (или штырями) можно оценить в первом приближении по удлинению геометрического нуля. Технологичные структуры такого типа обеспечивают замедление порядка 2...3. Возможности применения таких структур в качестве подложек пластинчатых антенн и многослойных конструкций, позволяющие обеспечить широкую полосу рабочих частот при весьма малом общем габарите, рассмотрены в [38,39]. Для антенн круговой поляризации искусственная замедляющая среда строится на основе двумерно-периодической системы штырей. Штыри в центральной области пластинки, расположенные в зоне слабого электрического поля, оказывают незначительное влияние на характеристики и могут быть удалены.

На рис. 8.10 показана фотография серийного образца пластинчатой антенны круговой поляризации с литевой подложкой, обеспечивающей прием всей совокупности сигналов спутниковых систем GPS/GLONASS/GALILEO/COMPASS/QZSS и системы передачи дифференциальной поправки OMNISTAR. Круговая поляризация каждого из этажей обеспечивается квадратурным

возбуждением четырех штырей, расположенных на осях симметрии пластинки. На фотографии видна печатная схема возбуждения верхнего этажа. Она же выполняет функции излучающей пластинки.

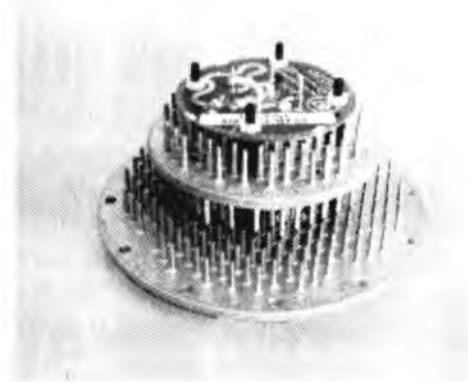


Рис. 8.10. Пластинчатая антенна круговой поляризации с литьевой подложкой диаметром 70мм

Широкополосные объемные конструкции пластинчатого типа малого габарита позволяют применить антенный элемент, имеющий один общий выход на всю полосу частот сигналов ГНСС. Фотография такой антенны показана на рис. 8.11.

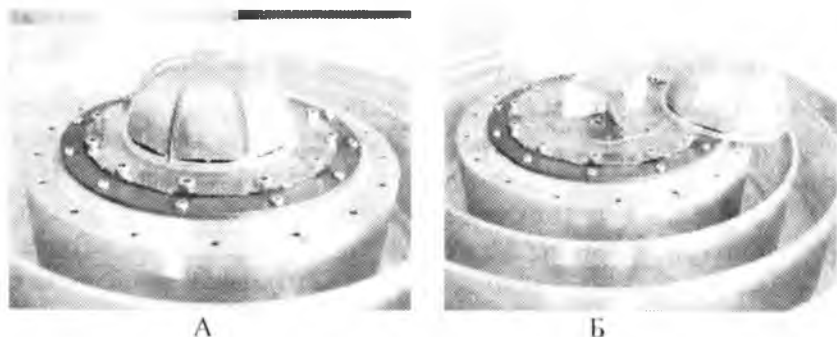


Рис. 8.11. А – широкополосная объемная конструкция пластинчатого типа малого габарита; Б – антенна со снятой крышкой

Радиус полусферы равен 42 мм, что соответствует $1/6\lambda$ на нижней частоте ГНСС диапазона. Для возбуждения структуры применен нерезонансный пластинчатый возбудитель, связанный с пластинками емкостным образом. Ширина полосы частот антенны 41% по коэффициенту стоячей волны (КСВ) не более 2.

На рис. 8.12 приведена фотография серийно выпускаемой антенны Torcon PG-A5 L1 GPS/ГЛОНАСС для ГИС применений. Антенна пластинчатого типа, представляет собой единую плату, выполняемую в общем технологическом цикле с цепями широкополосного согласования и МШУ. В антенне применено квадратурное щелевое возбуждение, обеспечивающее пониженный, по сравнению со штыревым возбуждением, КУ в направлении на края экрана.



Рис. 8.12. Серийно выпускаемая антенна Torcon PG-A5 L1 GPS/ГЛОНАСС

На рис. 8.13 приведены ДОИ, характеризующая степень подавления многолучевости. Как видно, антенна имеет низкий уровень излучения в направлении антинормали.

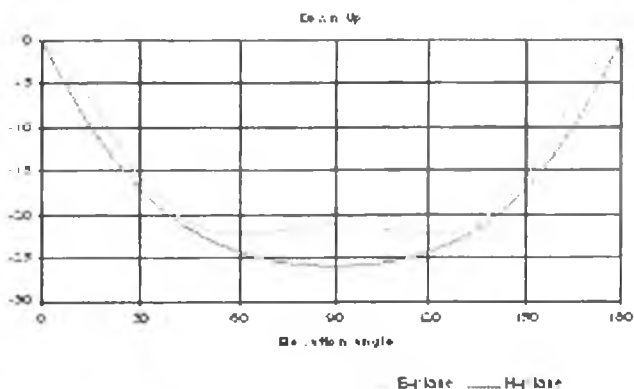


Рис. 8.13. Диаграмма обратного рассеяния (ДОИ)

Высокоточный интегрированный приемник типа Torcon Нірег (рис. 8.14) обеспечивает ошибку RTK в 1 см и используется для геотопографических работ при землеустройстве и строительстве.



Рис. 8.14. Высокоточный интегрированный приемник

На рис. 8.15 показана малогабаритная антенна, разработанная для ровера, способного принимать сигналы спутников систем GPS/ГЛОНАСС/ GALILEO /OMNISTAR.



Рис. 8.15. Малогабаритная антенна трехсистемного ровера

На рис. 8.16 показаны антенны и интегрированные приемники, в которых применены литьевые подложки в виде системы штырей. Серийно выпускаемая антенна TOPCON MG-B5 (рис. 8.16А) служит для ГИС применений. Антенна работает со спутниками GPS/ГЛОНАСС/OMNISTAR и системой передачи дифференциальной поправки диапазона 300 кГц. Интегрированный навигационный приемник Topcon Trupath (рис. 8.16Б) является составной частью контура автоматического управления трактора типа JohnDeer/TSD для сельскохозяйственных работ. Вид этого приемника со снятой крышкой показан на рис. 8.16В. Диаметр корпуса приемника 1,5λ.

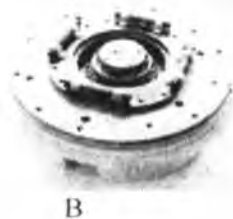


Рис. 8.16. Антенны и интегрированные приемники, в которых применены литьевые подложки в виде системы штырей. А – серийно выпускаемая антенна TOPCON MG-B5; Б - интегрированный навигационный приемник Trupath; В – вид этого приемника со снятой крышкой

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Спутниковая связь и вещание: Справочник. - 3-е изд., перераб. и доп. / В.А. Бартенев, Г.В. Болотов, В.Л. Быков и др; Под ред. Л.Я. Кантора.- М.: Радио и связь, 1997, - 521 с.
2. Козырев Н.Д. Антенны космической связи. Учеб. пособие для вузов- М.: Радио и связь, 1990, -160 с.: ил.
3. Антенны и устройства СВЧ: Проектирование фазированных антенных решеток. Учеб. пособие/ Под ред. Д. И. Воскресенского. Москва: ИПРЖР, - 2010.
4. Нефедов Е.И. Устройства СВЧ и антенны. – М: Издательский центр «Академия», 2009,. – 384 с.: ил.
5. Лифшиц М.Ю. Антенны. – М.: Вузовская книга, 2009. – 188 с: ил.
6. Проблемы антенной техники. Под ред. Л.Д. Бахраха и Д.И. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1989. - 368 с.
7. Фролов О.П. Антенны земных станций спутниковой связи.- М.: Радио и связь, 2000, - 376 с.
8. Фролов О.П. Антенны и фидерные тракты для радиорелейных линий связи.- М.: Радио и связь, 2001, - 416с.
9. Кочержевский Г.Н., Ерохин Г.А., Козырев Н.Д. Антенно-фидерные устройства. Учебник для вузов. — М.: Радио и связь, 1989.
10. Гряник М.В., Ломан В.И. Развертываемые зеркальные антенны зонтичного типа.- М.: Радио и связь, 1987. – 112 с.
11. Приемные системы спутникового телевидения / И.П. Бушминский, Д.И. Кузнецов, А.А. Романов, М.Ф. Тютихин. Под ред. М.Ф. Тютихина.- М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2002. – 320 с.
12. Шпиндлер Э. Практические конструкции антенн. Пер. с нем. под ред. В.А. Крицина. М.: Мир,1989, - 498 с.
13. Фролов О.П., Ямпольский В.Г. Антенны и ЭМС.
14. Балашов В. М., Семенова Е. Г., Трефилов Н. А. Технология производства антенн и устройств СВЧ. — М.: Мир книги, 1992.

15. Вуд П. Анализ и проектирование зеркальных антенн: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1984.
16. Бахрах Л.Д., Галимов Г.К. Зеркальные сканирующие антенны.-М.: Наука, ГРФМЛ, 1981. -302 с.
17. Ta-shing Chu, P.P. Iannone, Radiation Properties of a Parabolic Torus Reflector, //IEEE Tr. on Antennas and Propagation. 1989. - V.37, No.7, July, pp.865-873.
18. Young F.A., Rush W.V.T., Analysis of toroidal dual-reflector scanning antennas, //IEEE Int. Symp., Dig. Antennas and Propagation, Univ. Md. College Parc. Md. 1978, - N.Y.: 1978. - 249-252.
19. «Surface tolerance loss for dual – reflector antennas»; «IEEE Trans. Antennas And Propagation», 1982, 30, №4, 784-785.
20. Классен В.И., Кинбер Б.Е., Шишлов А.В., Тоболев А.К., Гибридные и полифокальные антенны. (Обзор) //Антенны, 1987. – № 34, с. 3-24.
21. Шишлов А.В. Теория и проектирование зеркальных антенн для радиосистем с контурными зонами обслуживания. ОАО «Радиофизика», Радиолокация и связь, №3, 2007, с. 4 – 14.
22. Жук М.С., Молочков Ю.Б. Проектирование антенно-фидерных устройств. М.: Изд-во «Энергия», 1966, – 562 с.
23. Шифрин Я. С. Статистическая теория антенн.–М.: Сов радио. 1970. – 384 с.
24. Orta R., Tascone R., Zich R. Frequency selective surfaces:spectral characterization and application to multifrequency antenna systems // Ann.Telecommun.,1985, v.40, N7- 8, p. 378-386.
25. Бей П.А., Соколов П.В. Частотно-селективные поверхности для многочастотных зеркальных антенн // Радиотехника. 1994, Т. XXX, № 3, с. 45- 49.
26. Соколов П. В. Влияние геометрии элемента плоской двумерно-периодической структуры на ее частотно-селективные свойства / Радиотехника. 1994, Т. XXX, № 3, С.50.

27. Lee C.K., Langley R.J. Equivalent-circuit models for frequency-selective surfaces at oblique angles of incident // IEE Proc. Pt.H. 1985, v.132, N6.p.395—399.

28. Mok T. S., Parker E. A. Gridded square frequency selective surfaces //Int.J.Electronics, 1986.v.61, N2, p.219-224.

29. Langley R.J., Drinkwater A.J. Improved empirical model for the Jerusalem cross // IEE Proc., Pt.H. 1982, v.129, N1, p.1—6.

30. Реутов А.С., Шишлов А.В. Конструктивный синтез и оценка эффективности гибридных зеркальных антенн с профилированными рефлекторами. – Антенны, 2005, вып.92, №1.

31. Christophe Granet/ Designing Schwarzschild Dual-Reflector Systems/ IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol.48. No.3. June 2006. p. 68 – 74.

32. Власов И.Б. Глобальные навигационные спутниковые системы: Учеб. пособие. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2008. – 182 с.: ил.

33. Scanning characteristics of two-reflector antenna systems. White,W.; DeSize, L.; IREInternational Convention Record Volume 10, Part 1, Mar 1962 Page(s): 44 – 70.

34. Аносов А.М., Бей Н.А., Вечтомов В.А.. Применение бортовых многолучевых антенн в системах спутниковой связи. – Антенны, 2005, №10, с. 19 – 23.

35. Бей Н.А., Лигвинов О.С., Соколов К.Ю. Адаптация гибридных зеркальных антенн.

36. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн: учебник для вузов./ Ерохин Г.А., О.В. Чернышев, Козырев Н.Д. и др.; - М.: «Горячая линия-Телеком», 2004. - 352 с., 80 с.: ил.

37. Вендик О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электрическим сканированием (введение в теорию). Учебное пособие. – М.: Сайнс-пресс, 2002.- 231 с.

38. Татарников Д.В. Пластинчатые антенны с подложками из искусственных диэлектриков. Антенны, №1(128) М., Радиотехника, 2008, с. 35-45.

39. Филиппов В.С., Татарников Д.В., Соколов А.С. Широкополосные печатные излучатели ФАР круговой и линейной поляризации – М., Радиотехника, №3, 1995, с.61-63.
40. Бей Н.А., Зимин В.Н. Трансформируемые антенны больших размеров для геостационарных космических аппаратов. – Антенны, 2005, №10. с.24 – 27.
41. Зимин В.Н. Трансформируемые ферменные конструкции зеркальных антенн больших размеров. – Антенны, 2005, №10. с. 28 – 31.
42. Бортовая многолучевая антенна космического ретранслятора / Бей Н.А., Вечтомов В.А., Зимин В.Н. и др. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, ISSN 0236-3933. Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение», 2009.
43. Зимин В.Н., Колосков И.М., Мешковский В.Е. Анализ частотных характеристик крупногабаритных рефлекторов космических антенн.
44. Особенности реализации раскрывающейся бортовой многолучевой антенны. / Баслых К.П., Бей Н.А., Вечтомов В.А., Зимин В.Н. // **Решетневские чтения:** материалы XIII Междунар. Науч. Конф., посвящ. 50-летию Сиб. гос. аэрокосмич. ун-та имени академика М.Ф. Решетнева. – Красноярск, 2009. – Ч 1. – 384 с.
45. Верзунов Г. В. Бортовая обработка сигналов: перспективы и проблемы. “Технологии и средства связи”. Специальный выпуск, 2007, с. 52-58.
46. Алгоритм полной адаптации активной фазированной антенной решетки / Вечтомов В.А., Джиган В.И. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, ISSN 0236-3933. Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение», 2009.
47. Расчет зон покрытия земной поверхности многолучевой антенной ретранслятора / Литун В.И. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, ISSN 0236-3933. Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение», 2009.
48. <http://www.lockheedmartin.com/data/assets/9025.gif>

49. Слюсарь В.И. Фазированная антенная решетка системы Thuraya. – Сети и телекоммуникации, 2002, № 5, с. 54.

50. Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций / Авторы: А.И. Солонина, Д.А. Улахович, С.М. Арбузов, Е.Б. Соловьева / Изд. 2-е испр. и перераб. – СПб: БХВ-Петербург, 2005 г.–768 с.: ил. ISBN 5-94157-604-8.

51. Щесняк С.С. Попов М.П. Адаптивные антенны: – С-Пб, 1996.– 600с., ил.

52. Некоторые вопросы построения помехозащищенных каналов спутниковой связи / Вечтомов В. А., Джиган В. И., Лебедев А. Н., Любов Е. М. // материалы XVI Междунар. Научно-техн. Конф. «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2010, т. 2.

53. Программный комплекс, моделирующий линию «вверх» системы спутниковой связи / Вечтомов В. А., Воробьев К. А., Лебедев А. Н., Любов Е. М., Струков С. В. // материалы XVI Междунар. Научно-техн. Конф. «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2010, т. 2.

54. Многолучевая антенна геостационарного космического ретранслятора системы спутниковой связи / Бей Н. А., Вечтомов В. А., Зимин В. Н., Крылов А. В., Чурилин С. А., Ямашкин В. П. // материалы XVI Междунар. Научно-техн. Конф. «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2010, т. 2.

55. Слюсарь В.И. Thuraya-1 сквозь призму технических новшеств. – Телемультимедиа, 2001, № 5(9), с. 13–18.

56. Липатов А.А., Федорова Т.М., Скорик Е.Г. Комплексное использование геостационарного спутника подвижной связи нового поколения Thuraya. – Материалы 11-й Международной крымской микроволновой конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (CriMiCo"2001), 10-14 сентября 2001 года.