

**О.П. Фролов
В.П. Вальд**

**Зеркальные антенны для
земных станций
спутниковой связи**

Москва
Горячая линия – Телеком
2012

УДК 621.396.67
ББК 32.845
Ф91

Фролов О. П., Вальд В. П.

Ф91 Зеркальные антенны для земных станций спутниковой связи. – М.: Горячая линия–Телеком, 2012. – 496 с.: ил.

ISBN 978-5-9912-7002-1.

Изложены основные вопросы по проблематике зеркальных антенн для земных станций спутниковой связи (ЗССС): взаимосвязь параметров антенн и параметров систем спутниковой связи, методы расчетов зеркальных антенн, практически исчерпывающая информация об облучателях антенн, вопросы влияния конструктивных элементов антенны на ее характеристики излучения, оценка характеристик излучения зеркальных антенн в ближней зоне, методы измерения параметров антенн для ЗССС.

Для специалистов по спутниковой связи и антенной технике, может быть полезна студентам и аспирантам, специализирующимся в области антенной техники.

ББК 32.845

Адрес издательства в Интернет www.techbook.ru

Справочное электронное издание

Фролов Олег Павлович, Вальд Валерий Павлович
ЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ
ДЛЯ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

Редактор Ю. Н. Чернышов
Обложка художника В. Г. Ситникова
Компьютерная верстка Ю. Н. Чернышов

Подписано в печать 28.06.07. Формат 60×90/16. Печать офсетная. Уч.-изд. л. 31. Изд. № 7002. Заказ № 000 «Научно-техническое издательство «Горячая линия – Телеком»

ISBN 978-5-9912-7002-1

© О. П. Фролов, В. П. Вальд, 2008, 2012
© Оформление издательства
«Горячая линия–Телеком», 2008, 2012

Предисловие

С момента выхода последней книги по тематике, обозначенной в названии, прошло около семи лет. Срок вполне достаточный, чтобы отследить как тенденции основных направлений исследований по данной проблематике, так и результаты последних практических реализаций. Анализ этих данных позволит, в свою очередь, прогнозировать направления дальнейших исследований и разработок на ближайший период. Критическое осмысление откликов на предыдущее издание позволило сформулировать требования, направленные как на целенаправленное видоизменение пропорций между объемами парциальных проблем, рассматриваемых в книге, так и включение в рассмотрение новых вопросов. Добавим, что отмеченные вариации в содержании обусловлены, в том числе, и расширением круга потенциальных читателей или, как это модно теперь говорить, пользователей новой монографии.

Перечислим основных пользователей, которым будет полезна предлагаемая монография:

- специалисты по системам спутниковой связи. Здесь отметим два момента:
 - монография в целом позволит уяснить нынешний уровень достигнутых результатов по выходным параметрам антенн и ожидаемые перспективы;
 - материалы книги, в которой рассматривается влияние параметров антенн на выходные параметры систем спутниковой связи, позволят более рационально выбирать параметры антенны для земной станции спутниковой связи (ЗССС);
- специалисты фирм, связанных как с интегрированием аппаратуры для земных станций спутниковой связи, так и ее эксплуатацией. Приведенные материалы позволят:
 - на всех этапах работы над проектом полностью владеть информацией о нормах и рекомендациях на параметры приобретаемых антенн для ЗССС. Это необходимо, чтобы успешно осуществить вхождение в систему спутниковой связи и пройти сертификационные испытания;
 - изучив современные методы измерения параметров антенн земных станций, осознанно участвовать в приемочных испытаниях закупаемого антенного оборудования;
- научный и инженерно-технический состав, специализирующийся в области исследований и разработок зеркальных антенн иного назначения. Эти специалисты смогут ознакомиться:
 - с практически энциклопедическими сведениями по теории и технике зеркальных антенн. Специалисты по антенной тема-

тике вполне могут рассматривать предлагаемую монографию как справочное пособие по тематикам как более узкой — антенны земных станций, так и более широкой — зеркальные антенны. Основание — более 400 ссылок на публикации, которые содержат исчерпывающую информацию;

- с последними результатами, достигнутыми в этой области антенной техники;

- студенты высших учебных заведений радиотехнических специальностей, где в процесс образования включены курсы по антенной тематике, а так же аспиранты этих заведений, специализирующиеся в области теории и техники зеркальных антенн. Монографию можно рассматривать как пособие по соответствующим разделам курсов.

Обширный опыт непосредственного общения с предполагаемыми пользователями книги убедили авторов в следующем.

Специалистам по системам спутниковой связи, а тем более менеджерам, требуется несколько иное изложение материала, касающегося теоретических аспектов рассматриваемой проблемы, а именно более наглядная (или, простите за жаргон, — «метод объяснения на пальцах»), чем ранее использованная методика изложения, принятая в научно-технических книгах.

Однако сказанное выше не означает, что в книге не должны присутствовать и рассматриваться чисто теоретические антенные вопросы. Напротив, современный уровень предполагаемого читателя вполне адекватен восприятию практически любых по сложности теоретических вопросов. Но при их непосредственном изложении не стоит чураться простых физических моделей или аналогий, наглядно поясняющих излагаемый материал. В этой связи следует отметить, что очень полезен иллюстративный метод представления информации. Это обстоятельство в определенной степени может служить своего рода оправданием наличия в книге большого объема иллюстративного материала.

Читатели заинтересованы в получении информации, которая позволяет им увереннее себя чувствовать при рассмотрении и принятии решения по всему спектру задач (в том числе и по антенным вопросам). В итоге это позволит им более осмысленно принимать необходимые практические решения в бизнесе.

Специалисты-антенщики, как правило, плохо представляют себе некоторые системные проблемы, успешное решение которых невозможно без решения чисто антенных задач. Надеемся, что приведенный материал сможет служить своеобразным катализатором, способствующим увеличению активности специалистов по антенной технике в решении обозначенных в книге системных проблем.

Г л а в а 1

ПАРАМЕТРЫ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН ЗССС

В этой главе рассмотрены общие вопросы, касающиеся параметров зеркальных антенн земных станций спутниковой связи:

- взаимосвязь параметров антенн и выходных параметров систем спутниковой связи;
- требования, налагаемые на параметры антенн со стороны нормирующих документов;
- общие вопросы процедуры проверки параметров антенн ЗССС.

1.1. О связи параметров антенн и параметров ЗССС

В этом разделе рассмотрены вопросы, увязывающие связь выходных параметров земных станций спутниковой связи с электрическими характеристиками антенн, используемых в составе ЗССС [1.1, 1.2]. Рассмотрение этой проблематики достаточно важно уже хотя бы потому, что:

- специалистам по антеннам позволит лучше уяснить круг проблем, которые требуют наиболее пристального внимания при проектировании антенн для ЗССС с точки зрения достижения наилучших параметров системы спутниковой связи в целом;
- специалистам по системным вопросам позволит лучше представить себе возможности антенной техники как средства решения системных проблем.

1.1.1. Диаграмма направленности

Существует достаточно много системных вопросов, в той или иной мере связанных с диаграммой направленности (ДН) антенны земной станции (ЗС). Все эти вопросы можно разделить на три группы:

- взаимодействие ЗС с другими радиотехническими средствами, расположенными на Земле, а также другие «земные» проблемы;
- прямое влияние на параметры ЗС спутниковой связи;
- взаимодействие ЗС с другими системами спутниковой связи.

Начнем с первой группы. Кратко обозначим основные «земные» проблемы, связанные с ДН антенны земной станции. Они могут быть систематизированы следующим образом.

1.1.1.1. Диаграмма направленности и проблема экологической чистоты ЗССС

Земные станции, излучающие достаточно значительный уровень мощности СВЧ энергии, автоматически становятся источниками экологического загрязнения окружающей среды. Потерпевшей стороной такого загрязнения могут стать как обслуживающий персонал ЗС, так и жители ближайших населенных пунктов, а также лица, случайно оказавшиеся в зоне недопустимо больших уровней негативного воздействия СВЧ излучения. Существуют нормы на допустимый уровень воздействия СВЧ излучения на человека. Эти нормы учитывают как продолжительность вредного воздействия, так и его численную характеристику, определенную через плотность потока мощности.

Укажем, что последний параметр, т.е. поток плотности мощности излучения, напрямую связан с ДН антенны ЗС. При этом следует иметь в виду, что в данной ситуации под ДН антенны понимается угловое распределение мощности излучения в ближней или сверхближней зоне относительно антенны ЗС. Здесь же укажем, что эти характеристики направленности имеют, как правило, совершенно иной характер углового распределения по сравнению с ДН антенны в дальней зоне. В качестве примера оценим плотность потока мощности в раскрыве антенны диаметром $D = 11$ м с излучающей мощностью $P_0 = 1$ кВт.

При условии равномерности распределения плотности мощности в раскрыве

$$p = P_0/S_a = 4P_0/\pi D^2, \quad (1.1.1)$$

где S_a — площадь раскрыва антенны.

Для указанных значений параметров P_0 и D плотность мощности в раскрыве антенны около 1000 мкВт/см². Численные результаты данного примера могут быть пролонгированы следующим образом. Учитывая, что распределение излучения в сверхближней зоне от раскрыва антенны представляет собой так называемый прожекторный луч, можно полагать, что после перехода границы прожекторного луча плотность потока мощности резко уменьшается и уже становится значительно ниже предельно допустимого уровня.

И еще одно соображение по затронутой тематике. Ужесточающиеся с каждым годом нормы на экологическую чистоту ЗС требуют от проектировщиков все более тщательной проработки этой проблемы еще на этапе проектирования станции. К сожалению, успешное решение этой проблемы, связанное как с разработкой достоверного метода расчета характеристик направленности антенн ЗС в ближней и сверхближней зонах, так и с принятием эффективных мер по снижению уровней излучения антенны ЗС в указанных областях, далеко до своего завершения.

1.1.1.2. Диаграмма направленности как важный фактор во взаимодействии антенн ЗС в условиях единого центра спутниковой связи

Достаточно нередки ситуации, когда внутри ограниченной области размещены многочисленные ЗС, объединенные, например, в состав единого центра спутниковой связи. В этой ситуации, т.е. в ситуации, характеризующейся достаточной скученностью близко расположенных антенн ЗС, могут возникнуть (и как показывает опыт, возникали) нежелательные воздействия различных систем друг на друга. Существуют три схемы такого взаимодействия:

- в основном — за счет прямого воздействия передатчиков одной ЗС на приемные устройства другой ЗС. Для его оценки необходимо привлекать знания о ДН обеих взаимодействующих антенн в ближней и сверхближней зонах;
- в некоторых частных случаях — за счет прямого влияния второй гармоники основной частоты излучения ЗС, работающей в С-диапазоне, на приемные устройства ЗС, работающих в Ku-диапазоне. Для оценки таких взаимодействий дополнительно потребуются знания о ДН антенн на гармониках;
- иногда — из-за радиопомех, создаваемых электрическими агрегатами (например, двигателями приводных систем) одной станции на приемные устройства других ЗС.

1.1.1.3. Диаграмма направленности как решающий фактор во взаимодействии ЗС с другими радиотехническими средствами

Частотные диапазоны, отведенные для систем спутниковой связи, совпадают с частотными диапазонами, отведенными для других служб, в частности для радиорелейных систем связи. Разрешение на работу в частотном диапазоне, отведенном ранее только для радиорелейных линий (РРЛ), позднее получили и средства спутниковых систем связи. И, естественно, сразу же возникли проблемы нежелательного взаимодействия обеих систем связи.

Приведем основные схемы нежелательных взаимодействий применительно к ЗС, работающих в частотном диапазоне 6/4 ГГц:

- РРЛ, работающие в диапазоне 4 ГГц, напрямую воздействуют на приемные устройства ЗС;
- ЗС напрямую воздействуют на приемные устройства РРЛ, работающие в диапазоне 6 ГГц.

Мешающее воздействие по первой схеме можно оценить следующим образом. Если $P_{\text{РРЛ}}$ — мощность излучения антенны РРЛ, а $G_{\text{РРЛ}}$ — усиление антенны РРЛ в направлении на ЗС, т.е. в направлении $\theta_{\text{РРЛ-ЗС}}$, то плотность мощности излучения сигнала РРЛ, являющегося помехой для ЗС, в окрестности этой станции определяется соотношением

$$P_{\text{П}} = P_{\text{РРЛ}} G_{\text{РРЛ}} (\theta_{\text{РРЛ-ЗС}}) / (4\pi R_{\text{РРЛ-ЗС}}^2), \quad (1.1.2)$$

где $R_{\text{РРЛ-ЗС}}$ — расстояние между станцией РРЛ и ЗС.

Мощность помехи, наведенной излучением от станции РРЛ, на выходе антенны ЗС

$$P_{\text{п}} = p_{\text{п}} S_{\text{аэф}}, \quad (1.1.3)$$

где $S_{\text{аэф}}$ — эффективная площадь антенны ЗС для направления $\theta_{\text{ЗС-РРЛ}}$.

$$S_{\text{аэф}} = S_{\text{а}} G_{\text{ЗС}}(\theta_{\text{ЗС-РРЛ}}) / G_{\text{ЗС}}(0).$$

Здесь $S_{\text{а}}$ — площадь раскрыва антенны; $G_{\text{ЗС}}(\theta_{\text{ЗС-РРЛ}})$ — усиление антенны ЗС в направлении на станцию РРЛ; $G_{\text{ЗС}}(0)$ — усиление антенны ЗС в направлении $\theta = 0^\circ$, $G_{\text{ЗС}}(0) = 4\pi S_{\text{а}} / \lambda^2$ (λ — длина волны электромагнитного излучения).

Учитывая приведенные соотношения, находим, что мощность помехи, наведенной излучением от станции РРЛ, на выходе антенны ЗС, определяется выражением

$$P_{\text{п}} = P_{\text{РРЛ}} G(\theta_{\text{РРЛ-ЗС}}) G(\theta_{\text{ЗС-РРЛ}}) \lambda^2 / (4\pi R_{\text{РРЛ-ЗС}})^2. \quad (1.1.4)$$

Аналогичным образом можно получить выражение для определения взаимодействия по второй схеме. В этом случае мощность помехи, наведенной излучением от ЗС, на выходе антенны станции РРЛ определяется выражением

$$P_{\text{п}} = P_{\text{ЗС}} G(\theta_{\text{ЗС-РРЛ}}) G(\theta_{\text{РРЛ-ЗС}}) \lambda^2 / (4\pi R_{\text{РРЛ-ЗС}})^2. \quad (1.1.5)$$

Как видно из приведенных формул, мощность сигнал-помеха напрямую зависит от направленных свойств антенны ЗС в детерминированном направлении $\theta_{\text{ЗС-РРЛ}}$.

1.1.1.4. Диаграмма направленности и индустриальные помехи

Кроме упомянутого ранее, существует еще один механизм стороннего воздействия на ЗС. Речь пойдет о воздействии так называемых индустриальных помех на приемные устройства ЗС. Под индустриальными помехами следует понимать излучения, образованные в результате действия электрических приборов и агрегатов, обладающих прерывистыми изменениями тока потребления. Это в итоге эквивалентно излучению широкого спектра электромагнитного колебания, в том числе и частично совпадающего с рабочим диапазоном частот ЗС в режиме приема. Ясно, что и для этой ситуации мощность помехи на выходе антенны ЗС определяется через ДН антенны (в режиме приема). Однако здесь имеется определенная тонкость. Дело в том, что угловая область воздействия промышленной помехи, как показывает опыт, имеет некоторую угловую протяженность $\Delta\theta$. Поэтому негативное влияние этой помехи определяется интегральным эффектом типа

$$P_{\text{п}} \approx \int_{\theta_1 - \theta_2} G_{\text{ЗС}}(\theta) \gamma(\theta) d\theta, \quad (1.1.6)$$

где $\gamma(\theta)$ — угловое распределение плотности индустриальных помех. В этой ситуации для снижения данного негативного фактора требуется целенаправленно видоизменять форму ДН антенны (в режиме приема) в детерминированной угловой области $\theta_1 - \theta_2$.

1.1.1.5. Несколько общих замечаний

Вначале одно общее замечание, касающееся «земных» взаимодействий ЗС и других радиотехнических систем. Речь пойдет о двух возможных подходах к постановке и решению задач по данной проблематике.

Первый подход рассмотрен ранее и сводится к тому, что уже заранее известна помеховая обстановка вокруг ЗССС и нужно принимать конкретные целенаправленные действия по снижению уровня помехи за счет коррекции ДН антенны ЗС.

Второй подход отличается от предыдущего иной исходной постановкой проблемы, а именно помеховая ситуация вокруг ЗС не детерминирована. Поэтому здесь требуется принимать и реализовывать другое решение, адекватное новой постановке задачи, а именно создавать антенны ЗС с такой формой ДН, при которой минимизировалось бы вредное взаимодействие ЗС с иными радиотехническими средствами при достаточно произвольном положении последних относительно ЗС.

И последнее соображение. Ясно, что успешное решение проблемы электромагнитной совместимости (ЭМС), частные реальные задачи которой только что рассматривались, невозможно осуществить без некоторого ухудшения других параметров антенны ЗС. Это общий принцип — за все надо платить. И это должны ясно понимать как специалисты-системщики, так и специалисты-антеннщики. Последние должны разрабатывать такие технические решения, которые потребовали бы «минимальную плату» в смысле минимального ухудшения других параметров антенн ЗС.

Перейдем ко второй группе рассматриваемой проблематики — оценке прямого влияния ДН антенны на параметры ЗС спутниковой связи.

1.1.1.6. Влияние ДН на добротность ЗС

Диаграмма направленности антенны ЗС во многом определяет так называемую шумовую температуру антенны, о чем будет подробное изложено в пп. 1.1.1.7–1.1.1.9. Здесь же ограничимся предварительными соображениями. Отметим, что высокий уровень боковых лепестков ДН антенны, ориентированных на поверхность Земли, приводит к росту шумовой температуры антенны и, как следствие, к снижению добротности ЗС. Аналогичный эффект возникает и при высоком уровне боковых лепестков ДН, ориентированных вдоль поверхности Земли или под очень небольшими углами к ней. Разработка методов коррекции формы ДН антенны ЗС по указанным направлениям (без заметного ухудшения других параметров антенны) достаточно серьезная задача. Особенно актуальна она для ЗС, работающих в диапазоне 6/4 ГГц. Дело в том,

что для указанного частотного диапазона вклад остальных шумовых компонент антенны (в том числе вклад шумовой температуры малошумящего устройства и шумовой компоненты, обусловленной омическими потерями в облучающем устройстве), относительно невелик по сравнению с диапазоном 14/11 ГГц. Поэтому «улучшение» формы ДН по указанным направлениям может привести к заметному росту добротности ЗС.

1.1.1.7. Влияние ДН на возможность работы ЗС в режиме поляризационного уплотнения

Естественное желание повысить вдвое пропускную способность систем спутниковой связи привело к тому, что современные системы используют так называемый режим поляризационного уплотнения. Здесь используется возможность передачи (приема) различных информационных потоков в двух независимых между собой каналах передачи (приема) на двух ортогональных поляризациях. Напомним, что под поляризацией понимается пространственная ориентация вектора напряженности электрического поля \mathbf{E} , излучаемого (принимаемого) антенной. Если исходная поляризация линейная, то ортогональными поляризациями являются любые две поляризации, угол пространственного разнесения которых 90° , в частном случае — горизонтальная и вертикальная. Если же исходная поляризация круговая, то ортогональными являются круговые поляризации правого и левого направлений вращения вектора \mathbf{E} ; обычно используется более короткий термин — круговые поляризации правого и левого направления вращения.

Принципиальная возможность организации работы ЗС в режиме поляризационного уплотнения определяется степенью поляризационной чистоты излучаемого (принимаемого) сигнала. Например, если вместо чисто круговой поляризации излучается (принимается) эллиптическая поляризация, то при значительном отклонении формы эллипса от круга работа ЗС в режиме поляризационного уплотнения становится невозможной из-за сильного уровня паразитной взаимной связи между двумя каналами излучения (приема).

Количественная оценка чистоты ортогональных каналов определяется как формой ДН антенны по кроссполяризации, так и отношением между максимальными уровнями ДН по основной и кроссполяризациям.

Теперь перейдем к третьей группе вопросов, в которых решающую роль играет ДН антенны ЗС, а именно взаимодействие ЗС с другими системами спутниковой связи.

1.1.1.8. Влияние ДН на взаимодействие спутниковых систем связи

Итак, рассмотрим вопрос о том, как ДН антенны ЗС влияет на работу других систем спутниковой связи. Начнем с самой простой модели [1.3] и обратимся к рис. 1.1.1, где схематично показаны две земные станции (ЗС_1 и ЗС_2), работающие со «своими» ретрансляторами Р_1 и Р_2

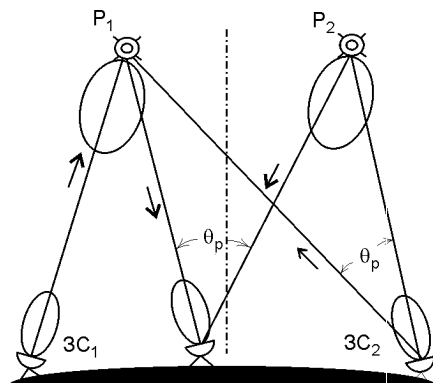


Рис. 1.1.1

соответственно. Предполагаем, что частотные рабочие диапазоны обеих систем полностью совпадают и что также равны мощности излучения P_{01} и P_{02} антенн обеих станций, имеющих равные усиления G_1 и G_2 и идентичные ДН $F_1(\theta)$ и $F_2(\theta)$. Другими словами, рассматриваем взаимодействие полностью однородных систем. Полезный сигнал на входе любого из ретрансляторов будет пропорционален

$$P_c \sim P_0 G, \quad (1.1.7)$$

а сигнал-помеха

$$P_{\pi} \sim P_0 G F^2(\theta_p). \quad (1.1.8)$$

В связи с тем, что мощность сигнала на входе ретранслятора определяется произведением $P_0 G$, указанный параметр получил собственное наименование — *эквивалентная изотропно излучаемая мощность* (ЭИИМ). Этот параметр нормируется относительно мощности излучения 1 Вт, излучаемой гипотетической антенной с усилением $G = 1$ или 0 дБи. Требуемый уровень ЭИИМ может быть достигнут при различных сочетаниях отдельных сомножителей, т.е. мощности излучения P_0 и усиления антенны G .

Возвращаясь к проводимому анализу, получаем, что отношение сигнал/помеха

$$P_c/P_{\pi} = 1/F^2(\theta_p). \quad (1.1.9)$$

Отметим, что приведенное соотношение получено в предположении, что для углового разнесения θ_p направленность антенн ретрансляторов можно пренебречь.

Если число ЗС N больше двух, а все прочие условия, сформулированные выше, остаются справедливыми и для рассматриваемой ситуации, то отношение сигнал/помеха на входе ретранслятора опреде-

ляется формулой

$$P_c/P_n = 1 / \sum_{n=1}^N F^2(n\theta_p). \quad (1.1.10)$$

Теперь несколько усложним ситуацию и предположим, что для варианта двух земных станций и двух ретрансляторов несколько изменены исходные условия, т.е. система из двух ЗС и двух ретрансляторов перестала быть однородной. Здесь возможны три варианта.

Вариант 1. Мощности излучения подчинены условию $P_{01} = \mu P_{02}$, где $\mu > 1$, а усиления антенн ЗС равны. В этой ситуации отношение сигнал/помеха на входе первого ретранслятора

$$(P_c/P_n)_1 = \mu/F^2(\theta_p), \quad (1.1.11)$$

а на входе второго

$$(P_c/P_n)_2 = 1/[\mu F^2(\theta_p)]. \quad (1.1.12)$$

Результирующее отношение

$$(P_c/P_n)_1/(P_c/P_n)_2 = \mu^2. \quad (1.1.13)$$

Вариант 2. Мощности излучения равны, а усиление антенн подчинено условию $G_1 = \mu G_2$, где $\mu > 1$. В этой ситуации отношение сигнал/помеха на входе первого ретранслятора

$$(P_c/P_n)_1 = \mu/F_1^2(\theta_p), \quad (1.1.14)$$

а на входе второго —

$$(P_c/P_n)_2 = 1/[\mu F_1^2(\theta_p)]. \quad (1.1.15)$$

Следует иметь в виду, что условие $G_1 = \mu G_2$ автоматически приводит к неидентичности вида ДН обеих ЗС: $F_1^2(\theta)$ и $F_2^2(\theta)$. Можно считать, что указанное условие приводит к следующему соотношению между $F_1^2(\theta)$ и $F_2^2(\theta)$:

$$F_2^2(\theta) = F_1^2(\mu^{-0,25}\theta). \quad (1.1.16)$$

Следовательно, соотношения (1.1.13) и (1.1.14) имеют вид

$$(P_c/P_n)_1 = \mu/F_1^2(\mu^{-0,25}\theta_p); \quad (1.1.17)$$

$$(P_c/P_n)_2 = 1/[\mu F_1^2(\theta_p)], \quad (1.1.18)$$

а результирующее отношение

$$(P_c/P_n)_1/(P_c/P_n)_2 = \mu^2 F_1^2(\theta_p)/F_1^2(\mu^{-0,25}\theta_p). \quad (1.1.19)$$

Вариант 3. ЭИИМ обеих станций равны, мощности излучения $P_{01} = \mu P_{02}$, а усиление антенн $G_1 = G_2/\mu$. В этой ситуации отношение

сигнал/помеха на входе первого ретранслятора

$$(P_c/P_n)_1 = 1/F_2^2(\theta_p) = 1/F_2^2(\mu^{0,25}\theta_p), \quad (1.1.20)$$

второго —

$$(P_c/P_n)_2 = 1/F_1^2(\theta_p), \quad (1.1.21)$$

а результирующее отношение

$$(P_c/P_n)_1/(P_c/P_n)_2 = F_1^2(\theta_p)/F_1^2(\mu^{0,25}\theta_p). \quad (1.1.22)$$

Проведенный анализ позволяет установить, что:

- только при полном равенстве как излучаемой мощности, так и усиления антенн обеих ЗС наблюдается идентичность отношения P_c/P_n на входах обоих ретрансляторов;
- при равенстве ЭИИМ, но неравенстве усиления антенн и излучаемых мощностей обеих ЗС наблюдается дисбаланс между отношениями P_c/P_n на входах обоих ретрансляторов;
- еще больший дисбаланс в отношениях P_c/P_n на входах обоих ретрансляторов наблюдается при различии в усилении антенн и при различии мощностей излучения;
- появление любого дисбаланса в отношениях P_c/P_n на входах обоих ретрансляторов ставит в неравноправные условия две сравниваемые системы спутниковой связи.

В заключение следует отметить, что аналогичный анализ, проведенный в отношении P_c/P_n на выходах антенн обеих ЗС, приводит к практически аналогичным выводам.

Теперь рассмотрим более частную, но чрезвычайно важную с точки зрения практических приложений ситуацию. Эта ситуация характеризуется тем, что угол разнесения θ_p (угол между направлениями от ЗС на ретрансляторы) достаточно велик и поэтому, как будет показано далее, усиление антенн ЗС (относительно уровня изотропного излучателя) по данному направлению не зависит от усиления антенны в главном направлении, т.е. от величины $G(\theta = 0^\circ)$. Отметим, что достаточно близкое к действительности представление для усиления антенны имеет вид

$$G(\theta) = A\theta^{-q}. \quad (1.1.23)$$

При таком условии основные промежуточные и итоговые данные анализа отношения P_c/P_n на входах обоих ретрансляторов для трех прежних вариантов неоднородных начальных условий и нулевого начального (однородного условия) сведены в табл. 1.1.1.

Если сравнить итоги, вытекающие из анализа данных, приведенных в табл. 1.1.1, с краткими предварительными итогами, приведенными выше, то можно обнаружить, что первые претерпели не принципиальные изменения.

Теперь вернемся несколько назад, т.е. к ситуации, когда имеется несколько ЗС с одинаковыми условиями излучения. Если угловое сме-

Таблица 1.1.1

Вариант	Начальные условия	$(P_c/P_n)_1$	$(P_c/P_n)_2$	$(P_c/P_n)_1/(P_c/P_n)_2$
0	$P_{01} = P_{02}; G_1 = G_2$	$G/(A\theta_p^{-q})$	$G/(A\theta_p^{-q})$	1
1	$P_{01} = \mu P_{02}; G_1 = G_2$	$(\mu G)/(A\theta_p^{-q})$	$G/(\mu A\theta_p^{-q})$	μ^2
2	$P_{01} = P_{02}; G_1 = \mu G_2$	$G_1/(A\theta_p^{-q})$	$G_1/(\mu A\theta_p^{-q})$	μ
3	$P_{01} = \mu P_{02}; G_1 = G_2/\mu$	$G_2/(A\theta_p^{-q})$	$G_2/(\mu A\theta_p^{-q})$	μ

Таблица 1.1.2

q	1,4	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,6	2,8	3,0	3,2
$\zeta(q)$	3,10	2,28	1,88	1,64	1,49	1,38	1,30	1,24	1,20	1,16

чение θ_p достаточно велико и имеет место соотношение (1.1.23), то вместо формулы (1.1.21), определяющей отношение сигнал/помеха на входе ретранслятора, действует другая формула:

$$P_c/P_n = \frac{G}{A} \sum_{n=1}^m \frac{1}{(n/\theta_p)^q} = \frac{G\theta_p^q}{A} \sum_{n=1}^m \frac{1}{n^q}. \quad (1.1.24)$$

Следует отметить, что

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^q} = \zeta(q), \quad (1.1.25)$$

где $\zeta(q)$ — дзета-функция Римана [1.5].

Следует также отметить, что при достаточно больших значениях m и q разность между суммами из (1.1.24) и (1.1.25) незначительна. Поэтому вместо (1.1.24) можно записать

$$P_c/P_n = (G\theta_p^q/A)\zeta(q). \quad (1.1.26)$$

Функция $\zeta(q)$ табулирована [1.5]. В табл. 1.1.2 приведены данные для интервала q в пределах 1,4...3,2.

Из анализа табл. 1.1.2 следует один важный вывод о том, что основной вклад в сумму (1.1.25) при $q > 2,2$ вносит первое слагаемое, равное единице. Этот результат следует интерпретировать следующим образом: для углового разнесения θ_p между ретрансляторами, при котором усиление антенн ЗС может быть аппроксимировано соотношением $G(\theta) = A\theta^{-q}$, основной вклад (с весом до 70 % и более) в отношение сигнал/помеха вносит ЗС, ориентированная на соседний ретранслятор.

Еще один вывод можно сделать из полученных соотношений, а именно: если $(P_c/P_n)_{\text{доп}}$ — допустимое отношение сигнал/помеха для ретранслятора, то допустимое угловое разнесение ретрансляторов $\theta_{p\text{доп}}$ может быть определено по формуле

$$\theta_{p\text{доп}} = [A\xi(q)(P_c/P_n)_{\text{доп}}/G]^{1/q}. \quad (1.1.27)$$

Несколько забегая вперед, скажем, что общепринятая аппроксима-

Таблица 1.1.3

Усиление антенны, дБи	$\theta_{\text{р доп}}$, град, при $(P_c/P_n)_{\text{доп}}$, дБ, равном		
	10	20	30
45	0,85	2,13	5,36
50	0,53	1,34	3,38
55	0,34	0,85	2,14

ция усиления антенн ЗС в «децибельной мере» выглядит так:

$$G(\theta) = 29 - 25 \lg \theta, \quad (1.1.28)$$

где угол θ задан в градусной мере. Поэтому параметры функции (1.1.23) таковы: $A = 10^{2,9}$ и $q = 2,5$. Следовательно, учитывая, что влияние на ретранслятор могут оказывать антенны ЗС, расположенные как справа, так и слева от ЗС₁, вместо соотношения (1.1.27) можно записать

$$\theta_{\text{р доп}} = 21,3[(P_c/P_n)_{\text{доп}}/G]^{1/q}. \quad (1.1.29)$$

Результаты расчета величины $\theta_{\text{р доп}}$ по формуле (1.1.29) сведены в табл. 1.1.3.

Конкретный выбор углового разнесения зависит от допустимого отношения $(P_c/P_n)_{\text{доп}}$, которое, в свою очередь, зависит от вида информационного потока и способа его обработки [1.1].

Соотношение (1.1.29) получено в условиях однородности всех спутниковых систем. В связи с тем, что такая ситуация вряд ли имеет место на практике, необходима определенная коррекция соотношения (1.1.29), которая приведет к увеличению значения $\theta_{\text{р доп}}$.

1.1.1.9. Взаимосвязь ДН антенны со спектральной плотностью мощности внеосевого излучения ЗС

Существует один чрезвычайно важный параметр, характеризующий ЭМС земной станции и названный спектральной плотностью внеосевой мощности излучения ЗС.

Если в предыдущем разделе при рассмотрении степени взаимодействия различных спутниковых систем связи было принято условие, что рабочие диапазоны всех взаимодействующих систем идентичны между собой, то в реальности дело обстоит иным образом. Различие в частотных диапазонах, точнее, в суммарной ширине частотных диапазонов спутниковых систем связи, приводит (при условии равенства мощностей излучения и усиления антенн) к неоднородности систем. Дело в том, что при расчетах взаимодействия спутниковых систем необходимо оперировать не с параметрами мощности типа $P_0 G(\theta)$, а с параметрами, учитывающими спектральную плотность мощностей:

$$w(\theta) = P_0 G(\theta)/\Delta f, \quad (1.1.30)$$

где Δf — полоса частот, обычно задаваемая в килогерцах. Учитывая, что спектральная плотность внеосевой мощности излучения определя-

ется для углов, при которых уже справедлива аппроксимация усиления антенны в виде (1.1.23), формула (1.1.30) переписывается в виде

$$w(\theta) = P_0 A / (\theta^q \Delta f), \quad (1.1.31)$$

или, в децибельной мере, в виде

$$w(\theta) [\text{Вт} \cdot \text{дБ/кГц}] = [10 \lg P_0 + 10 \lg A - 10q \lg \theta] / \Delta f. \quad (1.1.32)$$

1.1.2. Усиление антенн ЗССС

1.1.2.1. Усиление антенн как энергетический показатель ЗС

Данный параметр для режима приема наравне с шумовой температурой полностью определяет «энергетику» ЗС, а для режима передачи — энергетику ЗС наравне с мощностью излучения. В самом деле, для режима приема основной характеристикой ЗС является добротность

$$Q = G_{\text{пр}} / T_{\text{ш}}, \quad (1.1.33)$$

где $G_{\text{пр}}$ — усиление антенны в режиме приема; $T_{\text{ш}}$ — шумовая температура входной части канала приема. Добавим, что добротность антенны является основным показателем, по которому проводится дифференциация земных станций по классам.

В режиме передачи, как уже отмечалось ранее, основной характеристикой ЗС является

$$\text{ЭИИМ} = P_0 G_{\text{пер}}, \quad (1.1.34)$$

где P_0 — мощность, излученная антенной; $G_{\text{пер}}$ — усиление антенны в режиме передачи.

1.1.2.2. Усиление антенны как показатель качества ее выполнения

Усиление антенны, реализуемое как для режима приема, так для режима передачи, является своеобразной визитной карточкой антенны, свидетельствующей о том, насколько профессионально сработана данная антенна.

Алгоритм оценки качества антенны очень прост.

1. Из спецификации на антенну выделяем следующие позиции: усиление $G_{\text{сп}}$, частоту f и диаметр антенны D . Зная частоту f , определяем длину волны λ .

2. Определяем предельное значение усиления антенны G_0 , дБи, которое можно получить при реализации коэффициента использования поверхности КИП равным единице:

$$G_0 = 10 + 20 \lg(D/\lambda). \quad (1.1.35)$$

3. Находим разность между усилением, полученным по формуле (1.1.35), и усилением из спецификации на антенну:

$$\Delta G = G_0 - G_{\text{сп}}. \quad (1.1.36)$$

4. Определяем КИП данной антенны:

$$\text{КИП} = 10^{-0,1\Delta G}. \quad (1.1.37)$$

Разбраковка антенн по качеству изготовления, использующая только один критерий, а именно КИП, хотя и не является абсолютно достаточной, но тем не менее позволяет провести первоначальную отбраковку. Хотя КИП, служащий «проходным барьером» при такой отбраковке, не является утвержденной нормой, однако можно базироваться на следующие значения КИП:

а) 0,70...0,85 — для большеразмерных антенн, т.е. антенн, диаметр которых превышает 6 м и выполненных по двухзеркальной схеме с модифицированными профилями как контррефлектора, так и основного зеркала;

б) 0,60...0,70 — для антенн среднего размера, выполненных по двухзеркальной схеме без модификации поверхностей зеркал;

в) 0,50...0,60 — для однозеркальных антенн, диаметр раскрыва которых не превышает 5 м.

Примечания:

1. Указанные значения КИП не учитывают омические потери в антенной системе.

2. Для большеразмерных антенн справедлива закономерность — увеличение стоимости антенны пропорционально увеличению диаметра антенны в степени от 2 до 3. Поэтому коэффициент использования поверхности антенны может напрямую соотноситься со стоимостными показателями.

1.1.3. Кроссполяризационная развязка

Линии связи, осуществляемые с помощью ИСЗ, могут работать в двух режимах поляризации: с использованием круговой или линейной поляризации. Как в том, так и в другом случае нормировке подлежат два параметра, первый из которых определяет степень развязки, а второй — угловую область, где должна действовать эта норма.

Вариант круговой поляризации. При использовании круговой поляризации развязка между ортогональными каналами передачи (приема) в основном характеризуется коэффициентом эллиптичности (в англоязычных спецификациях — axial ratio (voltage axial ratio)) χ . Этот параметр связан с величиной развязки L , дБ [1.5]:

$$L = 10 \lg \frac{(\chi - 1)^2}{2(1 + \chi^2)}. \quad (1.1.38)$$

В табл. 1.1.4 приведены данные пересчета параметра χ к параметру L .

Таблица 1.1.4

χ	1,02	1,04	1,06	1,08	1,10	1,15	1,20	1,30
L , дБ	40,1	34,1	30,7	28,3	26,4	23,1	20,8	17,8

В большинстве документов, нормирующих параметры излучения антенн ЗССС, коэффициент эллиптичности χ нормируется равным 1,06, что соответствует кроссполяризационной развязке 30,7 дБ. Подразумевается также, что эта норма действует как на каналы передачи, так и на каналы приема. Естественно, что норма соответствует системам, где используется поляризационное уплотнение. Случай, когда антенна работает в системе без поляризационного уплотнения, в приведенных документах не упоминается.

Вариант линейной поляризации. При использовании линейной поляризации развязка между ортогональными каналами передачи (приема) характеризуется отношениями уровней сигналов, соответствующих передаче (приему) на основной и кроссполярной поляризациях (в англоязычных спецификациях — XPD). Отметим, что в документах, нормирующих параметры излучения антенн ЗССС, существует очень большой разброс как на XPD, так и на вид и размер угловой области, где эта норма должна выполняться. Практически ни в одном документе не оговорено различие в указанной области каналов передачи или приема. Исключением является документ [1.7], где проведена дифференциация между указанными каналами, а именно: *кроссполяризационная развязка антенной системы станции в тракте передачи должна быть не менее 30 дБ в контуре с ослаблением 0,5 дБ, в тракте приема не менее 25 дБ в том же контуре.*

Наиболее разумный вид угловой области, где должна соблюдаться норма на кроссполяризационную развязку, выбран в документе Intelsat [1.6], где изложена методика проверки параметров антенн ЗС. На рис. 1.1.2, заимствованном из этого документа, очень наглядно обозначена процедура определения уровня развязки.



Рис. 1.1.2

Таблица 1.1.5

№ позиции	Смещение по углу места, град	Смещение по азимуту, град	Усиление по основной поляризации, дБ	Усиление по кроссполяризации, дБ	Развязка, дБ
1	0	0			
2	+SS	0			
3	+SS	+SS			
4	0	+SS			
5	—SS	+SS			
6	—SS	0			
7	—SS	—SS			
8	0	—SS			
9	+SS	—SS			

Результаты измерения уровней по основной поляризации и кроссполяризации при последовательном переходе от 1-й к 9-й позиции смещением положения максимума ДН антенны на угловую величину SS, как по углу места ($\Delta\theta$), так и по азимуту ($\Delta\phi$), заносят в табл. 1.1.5, где в последнем столбце приводят вычисленную развязку.

Почему выбор такого контура представляется разумным? На то есть по крайней мере три причины:

- при таком выборе контура очень легко провести испытания. Отметим, что при контуре в виде окружности процедура испытания усложняется;
- такой выбор контура практически повторяет угловые перемещения максимума ДН антенны в процессе автоматического наведения на спутник;
- при таком выборе контура угловая область, соответствующая $\pm 45^\circ$ -плоскостям, расширена в 1,4 раза по сравнению с азимутальной и угломестной плоскостями. Это целесообразно, так как именно в этой плоскости находятся максимумы ДН по кроссполяризации.

Теперь об угловом размере области. Единицей измерения здесь служит параметр SS (Step Size — величина (размер) шага). Напомним, что согласно [1.6]

$$SS = 4,286/fD, \quad (1.1.39)$$

где f — частота, ГГц; D — диаметр антенны, м.

Нетрудно показать, что

$$SS = 13,3\lambda/D, \text{ град}, \quad (1.1.40)$$

или

$$SS = 0,236\lambda/D, \text{ рад}. \quad (1.1.41)$$

При таких размерах контура потери в основном сигнале составят:

- на границах контура в горизонтальной или вертикальной плоскостях 0,5 дБ;
- на границах контура в диагональных плоскостях 1,0 дБ.

1.1.4. Согласование

Есть три аспекта проблемы согласования антенной системы, которые необходимо рассмотреть.

1. Согласование антенны, включая и фидерные линии, должно быть таковым, чтобы обеспечить работоспособность остальной части радиотехнического оборудования ЗС. Самый простой пример. Для усилителей мощности (УМ), входящих в состав передающего комплекса ЗС, существуют определенные требования по согласованию с волноводным фидером. Несоблюдение этих требований со стороны антенны приведет к ухудшению параметров УМ и канала передачи в целом, а при использовании элементов по аварийному контролю согласования — к отключению УМ.

2. Согласование антенны должно быть таковым, чтобы потери мощности излучения антенной из-за рассогласования были ниже заданного уровня. Соотношение между коэффициентом отражения Γ (по полю) и коэффициентом стоячей волны (КСВ) определяется формулами

$$\Gamma = (КСВ - 1)/(КСВ + 1) \text{ и } КСВ = (1 + \Gamma)/(1 - \Gamma). \quad (1.1.42)$$

Обычно задается норма по КСВ на тракт. Поэтому по второй формуле из (1.1.42) определяют значение Γ . Коэффициент отражения связан с коэффициентом прохождения (по мощности) T^2 простым соотношением

$$T^2 = 1 - \Gamma^2. \quad (1.1.43)$$

Пользуясь приведенными соотношениями, легко определить относительную величину потери мощности ($\Delta P/P$) излучения антенной из-за ее рассогласования. В табл. 1.1.6 приведены значения $\Delta P/P$, рассчитанные для интервала значений КСВ от 1,1 до 2,1.

Таким образом, само по себе рассогласование не приведет к сколько-нибудь заметному снижению уровня мощности излучения. Так, для обычно используемой нормы на $КСВ_{\text{доп}} = 1,3$ потеря в мощности излучения составит не более 1,7 %, или 0,075 дБ.

3. Уровень согласования антенны с трактом должен быть таким, чтобы удовлетворить нормируемый уровень попутных потоков, образованных в канале передачи и приводящих к ухудшению качества передаваемой информации.

Влияние попутного потока на качество передаваемой информации [1.1] определяется тремя факторами:

- относительным уровнем попутного потока;
- временным отставанием попутного потока от основного потока;
- параметрами канала передачи и типом информационного сообщения.

Таблица 1.1.6

КСВ	1,1	1,3	1,5	1,7	1,9	2,1
$\Delta P/P$, %	0,23	1,7	4,2	6,8	9,7	13,0

Рассмотрим условную схему канала передачи, приведенную на рис. 1.1.3 и состоящую из антенны А, фидерного тракта Ф в виде эллиптического волновода и выходного блока передатчика П, например в виде усилителя мощности.

Предположим, что места отражения в этой схеме сосредоточены на стыках антенна-фидер $C_{a-ф}$ и фидер-передатчик $C_{ф-п}$. Попутный поток образуется по следующей схеме:

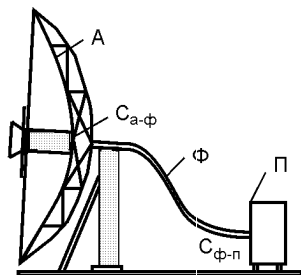


Рис. 1.1.3

- волна, распространяющаяся в волновод к антенне А, отражается на стыке $C_{a-ф}$ и распространяется в обратном направлении к передатчику, частично затухая в волноводу;
- при достижении стыка $C_{ф-п}$ эта волна частично переотражается и вновь распространяется к антенне, вновь претерпевая затухание в волноводном фидере, и в основном излучается антенной.

Если перевести на математический язык сказанное выше, то уровень попутного потока

$$P = \Gamma_{a-ф} \Gamma_{ф-п} \exp(-2\gamma L), \quad (1.1.44)$$

где L — длина фидерного тракта; γ — погонное затухание в фидере; $\Gamma_{a-ф}$, $\Gamma_{ф-п}$ — коэффициенты отражения от стыков $C_{a-ф}$ и $C_{a-п}$ соответственно.

Временное отличие между рассматриваемыми потоками

$$\Delta t = 2L/\nu_{ф}, \quad (1.1.45)$$

где $\nu_{ф}$ — скорость электромагнитной волны в фидере.

Таким образом, зная параметры попутного потока, можно определить степень его влияния на параметры канала передачи. При достаточно большой длине тракта ($L > 15$ м) попутный поток можно рассматривать как стороннюю помеху. Поэтому отношение $P_c/P_{п}$ в данном случае может быть определено как

$$P_c/P_{п} = \exp(4\gamma L)/(\Gamma_{a-ф}^2 \Gamma_{ф-п}^2). \quad (1.1.46)$$

Отметим, что при коэффициенте отражения от каждого стыка $\Gamma = 0,13$ и даже при относительно небольшом погонном затухании волноводного тракта длиной 15 м ($\gamma \approx 4$ дБ/100 м для волновода типа ЕWR 52) отношение $P_c/P_{п}$ составит около 40 дБ. Как показывает опыт, такой уровень помехи не сказывается на качестве канала передачи.

1.1.5. Потери при наведении

Следует отметить, что в нормирующих документах существует некоторая двойственность в определении нормы на потери при наведении антенны. Напомним, что в [1.2] указано: *потери ЗС в уровне принимаемого сигнала из-за неточности наведения не должны превышать 0,4 дБ*

для ЗС классов С1–С4 и К1–К3 и 1,0 дБ для ЗС классов С5–С7 и К4–К6. Следовательно, норма здесь связана с потерей уровня сигнала по приему. Поэтому надо иметь в виду, что для диапазона 6/4 ГГц для фиксированной угловой ошибки наведения $\Delta\theta_n$ уменьшение в уровнях ДН антенны в режимах приема и передачи будет существенно различным (примерно в два раза в «децибельной» мере). Для диапазона 14/11 ГГц это различие будет менее заметно.

1.2. Требования к антенным системам

Налагаемые на антенны ЗССС требования могут быть продиктованы со стороны двух различных субъектов:

- национальных организаций, осуществляющих разработку нормативных документов на требования на параметры систем спутниковой связи. Выполнение этих требований обязательно для ЗССС, работающих на территории данного государства;
- организаций, являющихся владельцами систем спутниковой связи.

Следует отметить, что указанные требования на параметры антенн ЗССС во многом базируются на рекомендациях международных организаций. Более подробную информацию по данной проблематике можно найти в [1.2]. Поэтому ниже будут приведены сведения, относящиеся только к нашим национальным требованиям на параметры антенн ЗССС.

1.2.1. Российские требования к параметрам антенн

Согласно новым правилам, вступившим в действие в последнее время, требования на параметры антенных устройств, в том числе и на параметры антенн для ЗССС, должны быть изложены в соответствующем нормативно-правовом акте (НПА). Однако на момент сдачи рукописи книги в печать этот документ еще официально не утвержден. Поэтому пока целесообразно ориентироваться на проект документа. Основные положения проекта правил, касающиеся предельно допустимых значений функциональных параметров антенн для земных станций спутниковой связи приведены ниже.

Предельно допустимые значения функциональных параметров антенн для земных станций спутниковой связи

1. Минимально допустимое значение коэффициента усиления (КУ) антенны, выраженное в дБи относительно коэффициента усиления изотропного излучателя, определяется соотношением

$$КУ \geq 20 \lg(D/\lambda) + 7, \text{ дБи}$$

где D — диаметр антенны, λ — длина волны.

2. Максимально допустимое значение ширины главного лепестка ДН ($\Delta\phi_{0,5}$) по уровню половинной мощности, определяемое в градусах, должно быть не более

$$2(\Delta\phi_{0,5}) \leq 68\lambda/D.$$

3. Максимально допустимое значение уровня первого бокового лепестка ДН антенны, определяемое в дБ относительно уровня главного лепестка диаграммы, должно быть не выше -14 дБ.
4. Максимально допустимое значение шумовой температуры антенны на приемном выходе облучающей системы, выражаемое в градусах Кельвина, должно быть в ясную сухую погоду при температуре 17°C не более 55 K при угле места 5° в диапазоне 4 ГГц и не более 65 K при угле места 10° в диапазоне $11...12\text{ ГГц}$.
5. Минимально допустимое значение кроссполяризационной развязки (КпР) в секторе углов, соответствующих уровню $-0,5$ дБ по ДН на основной поляризации, выраженное в дБ, должно быть не менее 30 дБ при работе на линейной поляризации. При работе на круговой поляризации минимально допустимое значение КпР должно быть не менее 30 дБ при работе с поляризационным уплотнением и 20 дБ при работе без поляризационного уплотнения.
6. Максимально допустимое значение КСВ должно быть не более $1,25$ на приемных выходах и передающих входах облучающей системы при работе с поляризационным уплотнением и не более $1,3$ при работе без поляризационного уплотнения.
7. Минимально допустимое значение развязки, дБ, между как одноименными, так и разноименными по поляризации портами передачи и приема в диапазоне частот передачи определяется параметрами аппаратуры ЗССС (мощностью передатчика, чувствительностью приемника) и должно быть указано в паспорте антенны. Минимально допустимое значение развязки в дБ между приемными портами в диапазоне частот приема и между передающими портами в диапазоне частот передачи должно быть не менее 25 дБ.
8. Предельно допустимый уровень боковых лепестков ДН антенны задается в виде огибающей боковых лепестков ДН, которая должна удовлетворять в диапазонах частот приема и передачи. Уровень боковых лепестков ДН антенн ЗС с отношением $D/\lambda > 50$ должен удовлетворять условию, согласно которому антенны ЗС должны иметь усиление $G(\theta)$, дБи, по крайней мере в 90% пиков боковых лепестков ДН, не превышающее значений, определяемых по формулам:

$$G(\theta) = \begin{cases} 29 - 25 \lg \theta & \text{для } \theta_{\min} < \theta < 20^\circ; \\ -3,5 & \text{для } 20^\circ < \theta < 26,3^\circ; \\ 32 - 25 \lg \theta & \text{для } 26,3^\circ < \theta < 48^\circ; \\ -10 & \text{для } 48^\circ < \theta < 180^\circ, \end{cases}$$

где θ — угол, отсчитываемый от оси главного лепестка ДН антенны,

угл. град.; $\theta_{\min} = 1^\circ$ или $[100\lambda/D]^\circ$, если $100\lambda/D > 1$, D — диаметр антенны; λ — длина волны.

Приведенные выше формулы применяются и для неосесимметричных приемно-передающих антенн с $D/\lambda > 35$, работающих в диапазоне 10...14 ГГц, и приемных антенн с $D/\lambda > 22$, работающих в диапазоне 10,7...11,7 ГГц.

9. Максимально допустимое значение среднеквадратического отклонения ошибки наведения антенны для ЗССС, имеющей систему наведения, задается в угловых минутах и не должно превышать $0,1(2\Delta\phi_{0,5})$, где $2\Delta\phi_{0,5}$ — ширина ДН антенны по уровню половинной мощности.
10. Максимально допустимое значение мощности, Вт, подводимой к передающему входу облучающей системы антенны, должно быть указано в паспорте антенны.

1.3. О процедурах проверки соответствия параметров антенн требованиям нормирующих документов

Действующий до недавно времени порядок сертификации антенн ЗССС в России, достаточно подробно изложенный в [1.2], претерпел существенные изменения. Основные документы, определяющие новые правила «проверки соответствия», изложены ниже.

1.3.1. О декларировании соответствия средств связи

В соответствии с Федеральным законом от 07.07.2003 № 126-ФЗ «О связи» декларация принимается изготовителем. Заявителем при декларировании могут выступать:

- юридическое лицо или индивидуальный предприниматель, зарегистрированные на территории РФ, независимо от организационно-правовой формы и формы собственности, являющиеся изготовителями средства связи;
- филиал или представительство иностранного юридического лица, являющегося изготовителем средства связи, в случае, если это предусмотрено положениями о филиале или представительстве. При этом декларация подается от имени иностранного юридического лица;
- юридическое лицо или индивидуальный предприниматель, зарегистрированные на территории РФ, независимо от организационно-правовой формы и формы собственности, выполняющие функции иностранного изготовителя на основании договора с иностранным изготовителем в части обеспечения соответствия поставляемой продукции обязательным требованиям и в части ответственности за несоответствие поставляемой продукции обязательным требованиям.

1.3.2. Форма декларации

ДЕКЛАРАЦИЯ О СООТВЕТСТВИИ

1. Заявитель (изготовитель) _____
наименование организации или Ф.И.О.

индивидуального предпринимателя, принявших декларацию о соответствии.

сведения о регистрации организации или индивидуального предпринимателя

(наименование регистрирующего органа, дата регистрации, регистрационный номер)

адрес места нахождения, телефон, факс, а также (при наличии) адрес электронной почты

в лице _____
должность, Ф.И.О. руководителя организации, которая принимает декларацию о соответствии

заявляет, что _____
Наименование, тип, марка средства связи

соответствует требованиям _____
обозначение требований,

соответствие которым подтверждено данной декларацией,

с указанием при необходимости пунктов, содержащих требования для данного средства связи

и не окажет дестабилизирующее воздействие на целостность, устойчивость функционирования и безопасность единой сети электросвязи Российской Федерации.

2. Назначение и техническое описание _____
техническое описание средства связи,

на которое распространяется декларация о соответствии

3. Декларация принята на основании _____
сведения о проведенных исследованиях (испытаниях)

и об измерениях, а также о документах, послуживших основанием

для подтверждения соответствия средств связи установленным требованиям

Декларация составлена на _____ листах.

4. Дата принятия декларации _____
число, месяц, год

Декларация действительна до _____
число, месяц, год

М.П. _____

Подпись _____ И.О. Фамилия
руководителя организации или
индивидуального предпринимателя,
подавшего декларацию

5. Сведения о регистрации декларации соответствия в Федеральном агентстве связи _____

М.П. _____

Подпись _____ И.О. Фамилия
уполномоченного представителя
Федерального агентства связи

Декларация о соответствии заполняется машинописным текстом.
Количество листов не ограничено.

Техническое описание средства связи должно содержать:

- версию программного обеспечения;
- комплектность;
- условия применения на сети связи общего пользования Российской Федерации;

ДЕКЛАРАЦИЯ О СООТВЕТСТВИИ

1. Заявитель (изготовитель) Закрытое акционерное общество
наименование организации или Ф.И.О.

Научно-производственное предприятие «АТС» (ЗАО НПП «АТС»)
индивидуального предпринимателя, принявших декларацию о соответствии.

Свидетельство о государственной регистрации серия 77 № 006387529 выдано
сведения о регистрации организации или индивидуального предпринимателя

16 декабря 2004 года Межрайонной инспекцией МНС России № 46 по г. Москве
(наименование регистрирующего органа, дата регистрации, регистрационный номер)

Основной государственный регистрационный номер 1047796970055.

111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, д. 14, телефон: 673-35-31,
адрес места нахождения, телефон, факс, а также (при наличии) адрес электронной почты
факс: 362-83-82, адрес электронной почты: ats@okbmei.ru

в лице генерального директора Вальда Валерия Павловича
должность, Ф.И.О. руководителя организации, которая принимает декларацию о соответствии

заявляет, что система антенная ТНА-2,4 диапазонов 6/4 ГГц и 14/11-12 ГГц
Наименование, тип, марка средства связи

производства ЗАО НПП «АТС» (Россия)

соответствует требованиям ОСТ 45.123-99 «Станции земные фиксированной
обозначение требований,

спутниковой службы. Технические требования к составным частям станций»
соответствие которым подтверждено данной декларацией,

с указанием при необходимости пунктов, содержащих требования для данного средства связи

и не окажет дестабилизирующее воздействие на целостность, устойчивость функционирования и безопасность единой сети электросвязи Российской Федерации.

2. Назначение и техническое описание Система антенная ТНА-2,4 входит
техническое описание средства связи,

в состав земных станций спутниковой связи и предназначена для передачи и
на которое распространяется декларация о соответствии

приема сигналов через искусственный спутник, находящийся на геостационар-
ной орбите. Диаметр антенны ТНА-2,4 составляет 2,4 м. Система антенная
имеет два варианта исполнения для работы в диапазоне 6/4 ГГц и
в диапазоне 14/11-12 ГГц. В состав антенной системы входят:

1. антенный пост (ИЯГА.468531.004)

2. облучатель для диапазона 6/4 ГГц (ИЯГА.468587.001)

3. облучатель для диапазона 14/11-12 ГГц (ИЯГА.468588.001)

4. приемный антенно-волноводный тракт диапазона 6/4 ГГц (ИЯГА.468573.001)

5. приемный АВТ тракт диапазона 14/11-12 ГГц (ИЯГА.468573.004)

6. передающий АВТ диапазона 6/4 ГГц (ИЯГА.468573.003)

7. передающий АВТ диапазона 14/11-12 ГГц (ИЯГА.468573.005)

8. система наведения (ИЯГА.468534.002)

В состав антенного поста входят параболический рефлектор и
опорно-поворотное устройство азимутально-угломестного типа.

Антенна выполнена по однозеркальной схеме.

Оборудование, предназначенное для установки на открытом воздухе, должно сохранять технические характеристики при температуре окружающей среды от -45°C до $+50^{\circ}\text{C}$ и относительной влажности воздуха до 100 % при температуре $+25^{\circ}\text{C}$.

Технические характеристики антенны приведены в таблице:

1.	Рабочий диапазон частот диапазон 6/4 ГГц диапазон 14/11–12 ГГц	прием 3400–4200 МГц передача 5750–6520 МГц прием 10950–12750 МГц передача 13750–14500 МГц
2.	Коэффициент усиления на частоте, не менее диапазон 6/4 ГГц диапазон 14/11–12 ГГц	прием 36,6 дБ; передача 41,1 дБ прием 46,6 дБ; передача 48,5 дБ
3.	Поляризация диапазон 6/4 ГГц диапазон 14/11–12 ГГц	круговая линейная ортогональная
4.	Кроссполяризационная развязка, не менее диапазон 6/4 ГГц диапазон 14/11–12 ГГц	30 дБ 30 дБ
5.	Коэффициент стоячей волны в рабочем диапазоне частот, не более диапазон 6/4 ГГц диапазон 14/11–12 ГГц	1,2 1,2
6.	Шумовая температура, не более диапазон 6/4 ГГц диапазон 14/11–12 ГГц	50 К 68 К
7.	Уровень боковых лепестков диаграммы направленности антенны	$< 29 - 25 \lg \theta$ при $1^{\circ} < \theta < 20^{\circ}$ $< -3,5$ при $20^{\circ} < \theta < 26,3^{\circ}$ $< 32 - 25 \lg \theta$ при $26,3^{\circ} < \theta < 48^{\circ}$ < -10 при $\theta > 48^{\circ}$
8.	Развязка между приемным и передающим трактами, не менее	100 дБ
9.	Максимально допустимая мощность излучения, не более	300 Вт
10.	Ошибка наведения должна быть не более	3 угловых минут

3. Декларация принята на основании протокола испытаний № 008-05-03/05

- выполняемые функции;
- емкость коммутационного поля для средств связи, выполняющих функции систем коммутации;
- схемы подключения к сети связи общего пользования с обозначением реализуемых интерфейсов, протоколов сигнализации;
- электрические (оптические) характеристики;
- характеристики радиоизлучения (для радиоэлектронных средств связи); реализуемые интерфейсы;
- условия эксплуатации, включая климатические и механические требования, способы размещения, типы электропитания;
- сведения о наличии или отсутствии встроенных средств криптографии (шифрования), приемников глобальных спутниковых навигационных систем.

Каждый лист декларации на лицевой стороне визируется руководителем организации или индивидуальным предпринимателем, подавшим декларацию о соответствии.

В качестве иллюстрации на с. 26–27 приведена копия Декларации о соответствии, выданная на антенную систему ТНА-2,4 диапазонов 6/4 и 14/12 ГГц. Отметим, что в данном документе соответствие проверялось на требования, изложенные в действующем в то время документе [1.2].

1.3.3. Что такое «Type Approval»?

В этом разделе можно найти основные сведения, касающиеся процедуры «Type approval», проводимой крупнейшей международной спутниковой корпорацией Intelsat. Включение этого материала в книгу продиктовано следующими обстоятельствами:

- изучение материала этого документа позволяет уяснить те необходимые и достаточные требования и процедуры, коим должны подвергаться антенны ЗССС. Многолетний опыт работы при подготовке станций ЗССС к включению в спутниковую систему этой корпорации дает весьма положительную оценку проведению данной процедуры;
- перенос данной процедуры в российскую практику, на наш взгляд, представляется в будущем весьма вероятным событием.

Предварительно целесообразно ознакомиться со следующей информацией.

В переводе с английского type означает «тип», а approval — «одобрение, утверждение». Поэтому понятие Type Approval следует понимать как утверждение (одобрение) образца (типа). Обычно это словосочетание обязательно соседствует с еще одним термином. В нашем контексте здесь целесообразно сослаться на документ [1.7], где на титульном листе стоят слова Intelsat Type Approval, что означает одобрение типа системы спутниковой связи Intelsat.

Отметим, что у нас такая процедура не получила еще достаточной известности. Поэтому целесообразно на данном этапе не пытаться

«изобретать велосипед», а лучше начать с того, что ознакомиться с уже разработанными и, главное, достаточно широко апробированными «правилами игры» для этой процедуры.

Наверное, наилучшей шпаргалкой, которая поможет осветить многие вопросы, связанные с type approval, является уже упомянутый документ, который разработан в Intelsat именно для указанных целей.

Итак, *какова цель этой процедуры?* Чтобы ответить на этот вопрос, необходимо напомнить, что при вводе в эксплуатацию каждой новой станции в систему Intelsat существует длительная и весьма тщательная процедура проверки параметров станции на соответствие требованиям Intelsat. Ранее этой процедуре в части параметров антенн подвергались все без исключения вновь вводимые ЗС независимо от того, являлись антенны этих ЗС новым оборудованием или они уже неоднократно использовались ранее. В дальнейшем был сделан следующий логический шаг, который заключался в том, что при присвоении антенны для ЗС статуса type approval исключалась проверка параметров антенн на соответствие требованиям Intelsat на этапе ввода новых ЗС в эксплуатацию.

В разделе 1 документа [1.7] приведены соображения, которые позволяют, по мнению авторов документа, ввести процедуру type approval применительно к антеннам для ЗССС, что обусловлено как высокой степенью развития технологии производства этих антенн, так и жесткой системой проведения сертификационных тестов. Отмечается, что хотя в принципе не вводятся какие-либо ограничения на размеры антенн для ЗССС, на практике этой процедуре обычно подвергаются антенны с диаметром меньшим 7,5 м для С-диапазона и меньшим 5,5 м для Ku-диапазона.

В разделе 2 введены следующие определения:

- антенная модель (antenna model), которая включает основной рефлектор, субрефлектор (если он входит в состав антенны) и облучатель;
- антенная система (antenna system), состоящая из антенной модели и малошумящего усилителя (МШУ);
- модель ЗС (earth station model), состоящая из антенной системы и усилителей мощности (УМ).

Здесь также сообщается, что статус type approval может получить как антенная модель, так и антенная система и модель ЗС.

В разделе 3 оговаривается процедура получения статуса type approval, в которую входят:

- заявка;
- описание заявляемого устройства и план предварительных испытаний;
- проведение предварительных испытаний;
- отчет о предварительных испытаниях;
- сертификационные испытания;
- итоговый отчет и сертификат;
- получение статуса type approval.

В последнем разделе и в 11 приложениях обстоятельно оговариваются различные детали проводимой процедуры. Здесь стоит остановиться на Приложении 4, в котором приведены сведения по объему испытаний заявленных объектов.

Испытания антенной модели включают:

- измерения усиления антенны в режимах передачи и приема на низкой, средней и верхней частотах заявленного рабочего диапазона;
- измерения ДН антенны в угловых областях:
 - а) в 4 раза превышающей ширину основного лепестка ДН по уровню 3 дБ,
 - б) в 20...25 раз превышающих ширину основного лепестка ДН по уровню 3 дБ,
 - в) по азимуту в пределах $\pm 90^\circ$ (180°),
 - г) по углу места в пределах $\pm 45^\circ$ (90°);
- измерения ширины ДН по уровням 3 и 10 дБ в режимах передачи и приема в двух ортогональных плоскостях, на обеих поляризациях, на низкой, средней и верхней частотах заявленного рабочего диапазона;
- измерения коэффициента эллиптичности на трех частотах или более. Если антенна С-диапазона должна иметь коэффициент эллиптичности не более 1,09, то измерение проводят на оси излучения в дальней зоне с помощью свип-генератора;
- измерения кроссполяризационной развязки в окрестности максимума главного лепестка ДН по основной поляризации на трех или более частотах;
- измерения шумовой температуры антенны, которые проводят, начиная с угла места 5° до 50° , например, через 5° ;
- измерения точности наведения антенны;
- испытания облучателя антенны, для которого измеряют:
 - коэффициент отражения в режимах передачи и приема при помощи свип-генератора для каждого порта облучателя;
 - развязку между портами (для 4-портового облучателя) при помощи свип-генератора;
 - развязку между портом (портами) передачи и портом (портами) приема при помощи свип-генератора;
 - омические потери каждого порта облучателя;
 - коэффициент эллиптичности для каждого порта при помощи свип-генератора.

При испытаниях антенной системы к уже указанным измерениям прибавляются измерения добротности G/T .

Список литературы к главе 1

1.1. **Спутниковая связь и вещание: Справочник.** — 3-е изд., перераб. и доп. / Под ред. Л.Я. Кантора. — М.: Радио и связь, 1997. — 528 с.

- 1.2. **Фролов О.П.** Антенны для земных станций спутниковой связи. — М.: Радио и связь, 2000. — 376 с.
- 1.3. **Кантор Л.Я., Тимофеев В.В.** Спутниковая связь и проблема геостационарной орбиты. — М.: Радио и связь, 1988. — 168 с.
- 1.4. **Справочник по специальным функциям** / Под ред. М. Абрамовица и И. Стиган; Пер. с англ. под ред. В.А. Диткина и Л.Н. Каразиной. — М.: Наука, 1979. — 831 с.
- 1.5. **Корнблит С.** СВЧ оптика. Оптические принципы в приложении к конструированию СВЧ антенн: Пер. с англ. под ред. О.П. Фролова. — М.: Связь, 1980. — 360 с.
- 1.6. **Intelsat.** Satellite system operations guide, SSOG 210. Earth station verification test, 1995.
- 1.7. **Intelsat.** Satellite system operations guide, SSOG 220. Intelsat type approval, 1995.

Глава 2

ОДНОЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

В этой главе рассмотрены однозеркальные антенны, используемые для земных станций спутниковой связи.

Классификация этих антенн следующая:

- однозеркальные антенны, в которых в качестве зеркала используется поверхность параболоида вращения (далее просто — параболоид);
- однозеркальные антенны, в которых в качестве зеркала используется поверхность сферы (далее просто — сферические).

Как правило, если специально не оговаривается, то под однозеркальными антеннами следует понимать однозеркальные антенны, выполненные на базе параболоидных (или очень часто используемый, но не совсем корректный термин — параболических) зеркал.

Однозеркальная антенна состоит из отражающего зеркала и облучателя. Отражающее зеркало (рефлектор или отражатель) выполнено в виде части поверхности параболоида вращения (рис. 2.1.1):

$$x^2 + y^2 = 4Fz, \quad (2.1.1)$$

где F — фокусное расстояние параболоида.

Облучатель антенны располагается перед вогнутой частью зеркала таким образом, чтобы его фазовый центр был совмещен с точкой фокуса антенны, а его ДН наилучшим образом освещала зеркало. Компоновка антенны в виде зеркала в форме параболоида вращения плюс облучатель, размещенный в фокусе параболоида, позволяет трансформировать

расходящуюся от облучателя сферическую волну после отражения от поверхности параболоида в плоскую волну. Это эквивалентно наличию в раскрыве антенны (или в апертуре антенны) синфазного фронта.

В зависимости от способа, которым организован срез параболоида вращения, т.е. от формы контура зеркала, однозеркальные антенны разделяются на два класса: осесимметричные однозеркальные (ООА) и неосесимметричные однозеркальные (НОА).

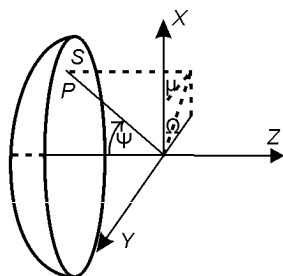


Рис. 2.1.1

Осесимметричная однозеркальная антенна образуется лишь в том случае, когда плоскость «среза параболоида» перпендикулярна оси OZ . Естественно, что все другие варианты образуют неосесимметричную схему антенны.

2.1. Осесимметричные однозеркальные антенны

2.1.1. Основные сведения

Приведем некоторые основные сведения, касающиеся данного класса антенн.

Внутри класса ООА антенны подразделяются обычно на два подкласса: длиннофокусные и короткофокусные однозеркальные антенны. Однако указанное разделение условно. Может быть использована и другая классификация, основанная на значениях угла $2\psi_0$, являющимся полным углом раскрытия зеркала (см. рис. 2.1.1). По значению этого угла антенны условно разбиты на три группы:

- $2\psi_0 < 120^\circ$ — длиннофокусные;
- $120^\circ < 2\psi_0 < 150^\circ$ — среднефокусные;
- $2\psi_0 > 150^\circ$ — короткофокусные.

Между параметрами ψ_0 , F и $D = 2R_0$ (D — диаметр раскрытия, R_0 — радиус) существует взаимосвязь, представленная в виде следующих соотношений:

$$\begin{aligned}\operatorname{tg}(\psi_0/2) &= D/4F, \\ \sin \psi_0 &= (D/2F)/[1 + (D/4F)^2], \\ \operatorname{tg}(\psi_0) &= (D/2F)/[1 - (D/4F)^2].\end{aligned}\tag{2.1.2}$$

Приведем еще одну группу сведений, касающихся представлений о том, что произойдет с антенной при изменении положения облучателя относительно его первоначального положения. Существуют следующие варианты.

Вариант 1. Облучатель смещен из фокуса вдоль фокальной оси (оси OZ) по направлению к зеркалу. В этом случае происходит трансформация фазового распределения поля в раскрыве — плоский фазовый фронт преобразуется в сферический, порождающий расходящуюся сферическую волну. Это обстоятельство, в свою очередь, приводит к деформации формы ДН антенны и к снижению усиления.

Вариант 2. Облучатель смещен из фокуса вдоль фокальной оси по направлению от зеркала. Здесь снова происходит расфазировка распределения поля в раскрыве. Однако фазовое распределение в раскрыве имеет теперь характер сходящейся сферической волны. Это распределение действительно обеспечивает определенную фокусировку поля на некотором расстоянии от раскрыва, но в дальней зоне эффект от воздействия расфазировки тот же, что и в предыдущем варианте.

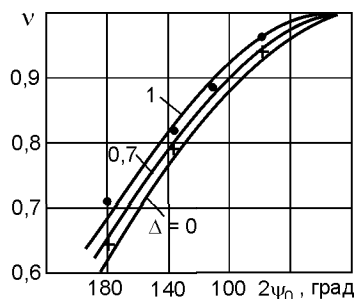


Рис. 2.1.2

Вариант 3. Облучатель смещен из фокуса перпендикулярно фокальной оси. В этой ситуации происходит смещение максимума ДН от направления $\theta = 0$ на некоторый угол $\theta_{\text{см}}$, который зависит как от углового смещения облучателя $\theta_{\text{обл}}$, так и от соотношения F/D , а также от вида амплитудного распределения в раскрыве антенны.

В [2.1] показано, что для распределения вида

$$f(r) = 1 - \Delta(r/R_0)^2, \quad (2.1.3)$$

где R_0 — радиус раскрыва, параметры $\theta_{\text{см}}$ и $\theta_{\text{обл}}$ связаны между собой соотношением

$$\nu \operatorname{tg} \theta_{\text{см}} = \sin \theta_{\text{обл}}, \quad (2.1.4)$$

в котором

$$\nu = \frac{b^2 - \ln(1 + b^2) - \Delta[b^4/2 - b^2 + \ln(1 + b^2)]/b^2}{b^4(0,5 - 0,333\Delta)}. \quad (2.1.5)$$

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

На рис. 2.1.2 показана зависимость параметра ν от полного угла раскрыва зеркала $2\psi_0$ для трех значений уровня пьедестала Δ :

- $\Delta = 0$, т.е. при равномерном распределении;
- $\Delta = 0,7$, т.е. при облучении края раскрыва на уровне -10 дБ;
- $\Delta = 1$, т.е. при облучении края раскрыва нулевым уровнем.

На рисунке приведены также экспериментальные данные [2.2] параметра ν (крестики — $\Delta = 0,7$, кружочки — $\Delta = 0,9$).

Из рисунка видно, что для длиннофокусных антенн угол смещения направления максимального излучения $\theta_{\text{см}}$ примерно равен углу смещения облучателя $\theta_{\text{обл}}$. При увеличении угла раскрыва антенны ν уменьшается. В частности, при $2\psi_0 = 180^\circ$ девиация луча ν около 65 %.

Вариант 4. Облучатель повернут на некоторый угол относительно фокальной оси, при этом сохраняется совмещение фазового центра облучателя и фокуса параболоида. Максимум ДН сохраняет свою прежнюю ориентацию вдоль оси OZ , т.е. $\theta = 0$, однако усиление антенны уменьшается. Это происходит потому, что при повороте облучателя, при котором остается совмещение фазового центра облучателя с фокусом параболоида, сохраняется синфазное распределение поля в раскрыве зеркала, но эффективность «засветки» зеркала заметно ухудшается и значительная доля энергии облучателя «переливается» за края зеркала. В результате усиление антенны снижается.

2.1.2. Усиление антенны

Начнем с перечисления причин снижения усиления антенны или, что то же самое, уменьшения коэффициента использования поверхности антенны КИП:

- неравномерность амплитудного распределения,
- перелив энергии за края рефлектора,
- неравномерность фазового распределения,
- неточность изготовления поверхности,
- затенение облучающей системой,
- затенение опорами,
- излучение на кроссполяризации,
- потери в облучателе,
- потери из-за рассогласования.

Прежде чем анализировать каждый из приведенных факторов, приводящих к снижению усиления, целесообразно ознакомиться с реальным бюджетом потерь по перечисленным компонентам. Это даст возможность представить реальное соотношение между различными факторами, обуславливающими потери в усилении антенны. Такие сведения, представленные в табл. 2.1.1, относятся к однозеркальной антенне диаметром 4,5 м, работающей в диапазоне 6/4 ГГц.

Внимательное изучение данных, приведенных в табл. 2.1.1 и соответствующих реальным результатам для однозеркальной осесимметричной антенне, позволяет сделать следующие выводы, касающиеся доминантных факторов снижения усиления антенн: *для однозеркальной антенны основным фактором снижения усиления является неравномерность амплитудного распределения, потери из-за перелива энергии*

Таблица 2.1.1

Причина, вызывающая снижение усиления	Режим приема		Режим передачи	
	Эффективность	Потери, дБ	Эффективность	Потери, дБ
Неравномерность амплитудного распределения	0,87	−0,60	0,681	−1,67
Перелив энергии за края зеркала	0,897	−0,47	0,931	−0,31
Рассеяние на элементах конструкции	0,997	−0,03	0,996	−0,02
Неравномерность фазового распределения	0,980	−0,09	0,980	−0,09
Затенение	0,900	−0,46	0,900	−0,46
Неточность выполнения поверхности зеркала	0,969	−0,14	0,928	−0,33
Излучение на кроссполяризации	0,990	−0,04	0,990	−0,04
Результирующая эффективность	0,655	—	0,512	—
Потери в облучателе	—	−0,15	—	−0,10
Потери из-за рассогласования	—	−0,12	—	−0,12
Усиление при КИП = 1, дБи	—	45,94	—	49,63
Реальное усиление (на выходе облучателя), дБи	—	43,33	—	46,0
Суммарные потери, дБ	—	−2,61	—	−3,63

за края зеркала, а также эффект затенения, а далее с очень большим отрывом идут другие причины.

Сказанное, в свою очередь, позволяет определить весьма значимое следствие: для однозеркальной антенны существенным фактором, определяющим эффективность использования антенны, являются характеристики направленности используемого в антенне облучателя.

И еще один вывод, вытекающий из анализа данных табл. 2.1.1: различие результирующих уровней потерь каналов приема и передачи настолько существенно, что, по-видимому, определяется сильной частотной зависимостью формы ДН облучателя.

Теперь перейдем непосредственно к рассмотрению каждого парциального фактора снижения эффективности антенн.

2.1.2.1. Неравномерность амплитудного распределения

Сначала несколько общих положений:

- максимально возможное значение усиления антенны, соответствующее $KIP = 1$, реализуется при равномерном амплитудном распределении;
- любое отклонение от равномерного распределения приводит к снижению эффективности;
- амплитудное распределение в раскрыве зеркала определяется не только ДН облучателя (или облучающего устройства), но и множителем пространственного затухания волны на участке облучатель — основное зеркало антенны, зависящим от расстояния как $1/r$;
- расстояние от фокуса до текущей точки на параболоиде $r = F_0 / \cos^2(\psi/2)$, где F_0 — фокусное расстояние; ψ — текущая полярная координата точки на параболоиде, отсчитываемая от его оси;
- для гипотетической формы ДН облучателя, вид которой приведен на рис. 2.1.3,а, амплитудное распределение в раскрыве антенны будет иметь характер со спадом интенсивности к краям зеркала (рис. 2.1.3,б);
- для реализации равномерного распределения по апертуре гипотетическая ДН облучателя должна иметь форму, показанную на рис. 2.1.4.

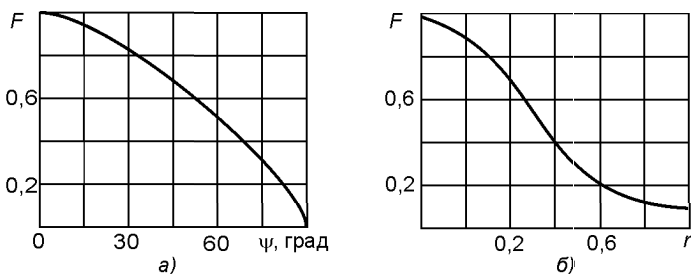


Рис. 2.1.3

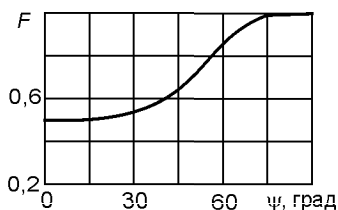


Рис. 2.1.4

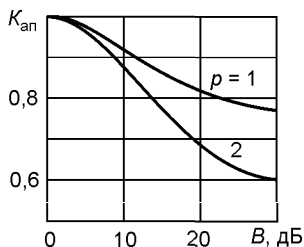


Рис. 2.1.5

Ниже приведена информация, связывающая достаточно часто встречаемые на практике формы апертурного распределения в круглом раскрыве с коэффициентом $K_{\text{ап}}$, учитывающим неравномерность апертурного распределения:

- для описания амплитудного распределения в раскрыве антенны $f(r)$ часто используют классическую аппроксимацию [2.3]:

$$f(r) = B + (1 - B)(1 - r^2/a^2)^p, \quad (2.1.6)$$

где B — уровень пьедестала на краю апертуры, т.е. при $r = a$, где a — радиус раскрыва. Для данной аппроксимации

$$K_{\text{ап}} = \frac{B + (1 - b)/(p + 1)]^2}{B^2 + 2B(1 - B)/(1 + p) + (1 - B)^2/(1 + p)}. \quad (2.1.7)$$

Результаты расчета $K_{\text{ап}}$ приведены на рис. 2.1.5 для двух значений параметра p :

- для распределения поля в раскрыве функцией Бесселя [2.4]

$$f(r) = J_0(ar) \quad (2.1.8)$$

коэффициент

$$K_{\text{ап}} = \frac{4J_1^2(a)}{a^2[J_0^2(a) + J_1^2(a)]}; \quad (2.1.9)$$

- для так называемого бesselова распределения на пьедестале

$$f(r) = \mu J_0(ar) + \Delta, \quad (2.1.10)$$

где $\mu + \Delta = 1$,

$$K_{\text{ап}} = \frac{4[\mu J_1(a)/a + \Delta/2]^2}{\mu^2[J_0^2(a) + J_1^2(a)] + 4\mu J_1(a)/a + \Delta^2}; \quad (2.1.11)$$

- для распределения (2.1.10) при $a = 2,405$ (первый нуль функции $J_0(x)$)

$$K_{\text{ап}} = \frac{4(0,2158 + 0,2842\Delta)^2}{0,2695 + 0,3242\Delta + 0,4063\Delta^2}; \quad (2.1.12)$$

- для распределения (2.1.10) при $a = 3,832$ (первый нуль функции $J'_0(x) = -J_1(x)$)

$$K_{\text{ап}} = \{0, 1622[(1 - \Delta)/(\Delta = 0,4027)]^2 + 1\}^{-1}; \quad (2.1.13)$$

- оценки $K_{\text{ап}}$ для других представлений $f(r)$ можно найти в [2.5].

2.1.2.2. Перелив энергии за края рефлектора

Перелив энергии облучателя за края зеркала представляет собой необратимые потери, уровень которых зависит в основном от формы ДН облучателя. Для широкого класса ОАО указанные потери составляют 5...15 %. Следует особо подчеркнуть, что, как правило, потери, обусловленные этим фактором, учитываются для конкретного вида ДН используемого облучателя, в совокупности с уже рассмотренным фактором, а именно неравномерностью амплитудного распределения в раскрыве антенны.

С этой позиции перейдем к оценке усиления *однозеркальных антенн*.

Для облучателя с осесимметричной ДН согласно [2.6]

$$G_{\text{ант}} = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \text{ctg}^2\left(\frac{\psi_0}{2}\right) \left| \int_0^{\psi_0} \sqrt{G_0} \frac{f(\psi)}{f(0)} \text{tg}\left(\frac{\psi}{2}\right) d\psi \right|^2, \quad (2.1.14)$$

где ψ_0 — половинный угол раскрыва параболоида; G_0 — усиление облучателя в направлении $\psi = 0$.

Так как коэффициент использования поверхности антенны

$$\text{КИП} = G_{\text{ант}}/(\pi D/\lambda)^2, \quad (2.1.15)$$

согласно (2.1.14)

$$\text{КИП} = \text{ctg}^2\left(\frac{\psi_0}{2}\right) \left| \int_0^{\psi_0} \sqrt{G_0} \frac{f(\psi)}{f(0)} \text{tg}\left(\frac{\psi}{2}\right) d\psi \right|^2. \quad (2.1.16)$$

Для получения аналитических оценок усиления антенн полезно первичные характеристики облучающих устройств аппроксимировать простыми функциями и проводить дальнейшие исследования с уже эквивалентными функциями.

Следуя уже цитируемой работе [2.6], положим, что

$$f(\psi) = \begin{cases} \cos^\nu \psi & \text{при } \psi < \pi/2; \\ 0 & \text{при } \psi > \pi/2. \end{cases} \quad (2.1.17)$$

Тогда $G_0 = 2(2\nu + 1)$ и тем самым

$$\text{КИП} = 2(2\nu + 1) \text{ctg}^2\left(\frac{\psi_0}{2}\right) \left| \int_0^{\psi_0} \cos^\nu \psi \text{tg}\left(\frac{\psi}{2}\right) d\psi \right|^2. \quad (2.1.18)$$

Основным следствием, уже ставшим классическим, решения данного уравнения является условие облучения края зеркала на уровне $-8...-11$ дБ диаграммы облучателя с целью получения максимального значения КИП. При этом условии обычно реализуется компромисс между равномерностью распределения и утечкой энергии облучателя за края зеркала. Более точное соответствие между оптимальным соотношением параметров $\mu_{кр}$ (ослабление на краю зеркала) и ν представлено на рис. 2.1.6.

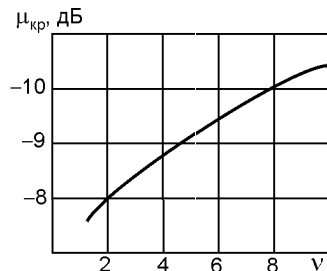


Рис. 2.1.6

Теперь на конкретных примерах реальных облучателей для однозеркальных антенн проиллюстрируем достигаемые параметры эффективности использования поверхности раскрыва.

Вариант 1. В качестве облучателя для неглубокого ($2\psi_0 = 88^\circ$) зеркала используется рупор с изломом образующей. ДН такого рупора на частоте 10,7 ГГц показана на рис. 2.1.7 (непрерывная кривая — плоскость E , штриховая — плоскость H). Расчетное значение потерь, обусловленных переливом и неравномерностью амплитудного распределения, составляет 1,25 дБ.

Вариант 2. В качестве облучателя для глубокого зеркала ($2\psi_0 = 160^\circ$) используется открытый конец круглого волновода с дроссельным фланцем. Диаграмма направленности такого облучателя на частоте 11,7 ГГц показана на рис. 2.1.8 (непрерывная кривая — плоскость E , штриховая — плоскость H). Расчетное значение потерь, обусловленных переливом и неравномерностью амплитудного распределения, для данного облучателя составляет 1,3 дБ.

Вариант 3. В гл. 4 приведены данные, касающиеся направленных свойств однозеркальных антенн, облучателем которых является открытый конец круглого волновода (ОККВ). Ниже в конспективной форме приведен материал по оценке энергетики таких антенн. Вновь полагая, что эффективность антенны в основном определяется совместным «действием» как коэффициента $K_{ап}$, учитывающего неравномерность

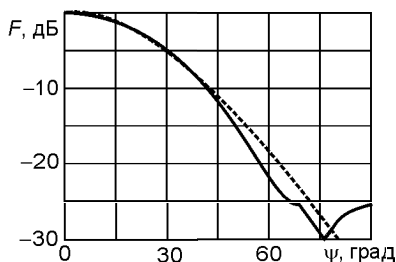


Рис. 2.1.7

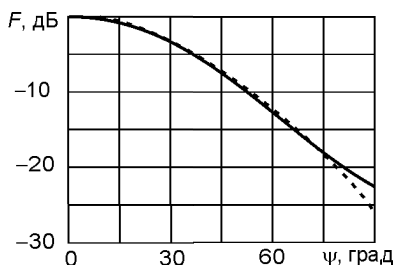


Рис. 2.1.8

Таблица 2.1.2

d/λ	КИП, %, при $2\psi_0$, град				
	50	60	70	80	90
0,65	0,567	0,647	0,680	0,671	0,623
0,75	0,626	0,691	0,702	0,670	0,601
0,85	0,677	0,722	0,708	0,653	0,566
0,95	0,719	0,739	0,698	0,621	0,521
1,05	0,750	0,741	0,673	0,576	0,468
1,15	0,770	0,730	0,636	0,522	0,409

апертурного распределения, так и коэффициента $K_{\text{пер}}$, учитывающего степень «перехватываемой» зеркалом энергии облучателя ко всей мощности излучения, т.е.

$$\text{КИП} = K_{\text{ап}} K_{\text{пер}} = \sqrt{K_{\text{ап}}^E K_{\text{ап}}^H K_{\text{пер}}^E K_{\text{пер}}^H}. \quad (2.1.19)$$

Приведем формулы [2.7] для расчета коэффициентов $K_{\text{ап}}$ и $K_{\text{пер}}$:

$$K_{\text{ап}} = \exp(-ax^p); \quad K_{\text{пер}} = 1 - \exp(-dx^\tau), \quad (2.1.20)$$

где

$$\begin{aligned} x &= 2\psi_0/\pi; \\ a &= 0,566 - 1,242(d/\lambda) + 1,395(d/\lambda)^2; \\ \rho &= 5,387 - 4,540(d/\lambda) + 2,400(d/\lambda)^2; \\ b &= 2,833 - 4,999(d/\lambda) + 6,666(d/\lambda)^2; \\ \tau &= 2,310 - 1,739(d/\lambda) + 1,066(d/\lambda)^2. \end{aligned} \quad (2.1.21)$$

В табл. 2.1.2 приведены значения коэффициента КИП в зависимости от d/λ , где d — диаметр раскрыва облучателя, и ψ_0 .

Вариант 4. В качестве облучателя однозеркальных антенн с углом раскрыва $2\psi_0$ могут быть использованы гофрированные рупора. Укажем, что ДН таких рупоров с хорошей точностью аппроксимируется как выражением

$$F(\psi) = \Lambda_2(\pi D \sin \psi/\lambda), \quad (2.1.22)$$

так и выражением

$$F(\psi) = \cos^\alpha \psi. \quad (2.1.23)$$

В табл. 2.1.3 приведены оптимальные значения параметра $\alpha_{\text{опт}}$, уровень облучения кромки зеркала $\mu_{\text{кр}}$ и расчетное значение КИП.

Чтобы связать параметр α и «электрический размер» раскрыва рупора D/λ , можно воспользоваться следующими соотношениями:

$$D/\lambda = \frac{0,955}{\sqrt{1 - 0,4321^{2/\alpha}}} \quad \text{или} \quad \alpha = \frac{-1,6782}{\ln[1 - 0,912(\lambda/D)^2]}. \quad (2.1.24)$$

Таблица 2.1.3

$2\psi_0$, град	60	70	80	90	100	110	120
$\alpha_{\text{опт}}$	8,4	5,95	4,37	3,3	2,52	1,95	1,49
$\mu_{\text{кр}}$	−10,5	−10,3	−10,1	−9,9	−9,7	−9,4	−9,0
КИП, %	82,6	83,1	83,6	84,2	84,9	85,8	96,7

2.1.2.3. Неравномерность фазового распределения

Потери обусловлены отличием реального фазового распределения в раскрыве антенны от синфазного. Указанное отличие, возникающее в основном из-за неидеальной формы фазовой ДН облучателя, приводит к потерям усиления около 3...5 %. Подробную информацию о реализуемых фазовых диаграммах можно найти в гл. 4.

2.1.2.4. Неточность изготовления поверхности

Вопрос, представляющий интерес не только для однозеркальных осесимметричных антенн, а для всех вариантов исполнения зеркальных антенн, рассмотрен в гл. 5.

2.1.2.5. Затенение облучателем

Влияние затенения на электрические характеристики антенны в целом, представляющее существенный интерес для широкого круга зеркальных антенн, рассмотрено в гл. 5. Здесь же приведем без пояснений формулу оценки уровня снижения усиления ΔG антенны из-за этого фактора. Если d — максимальный диаметр облучателя, а D — диаметр рефлектора, то потери усиления антенны из-за затенения облучателем

$$\Delta G = (d/D)^2. \quad (2.1.25)$$

2.1.2.6. Затенение опорами

Уровень потерь в усилении антенны из-за данного фактора можно приблизительно оценить как отношение проекции затенения опорами на раскрыв антенны к площади раскрыва. Следует подчеркнуть, что негативное влияние опор может сказываться двояким образом как затенение опорами поверхности зеркала на пути от облучателя до зеркала или апертуры на пути от зеркала до апертуры.

В качестве такого негативного примера можно привести схему затенения апертуры при использовании четырехэлементной опоры, основания которой расположены на некотором удалении от периферии зеркала (рис. 2.1.9). Более подробная информация по данному вопросу приведена в гл. 5.

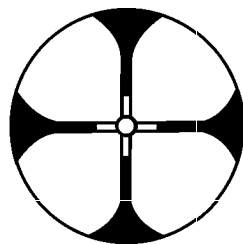


Рис. 2.1.9

2.1.2.7. Излучение на кроссполяризации

Еще одним фактором, определяющим потери усиления антенны, является излучение на кроссполяризации. Ясно, что эта часть энергии не может определять поле излучения антенны на основной поляризации. Так же ясно, что ввиду малости нормируемого уровня излучения антенны на кроссполяризации потери из-за этого фактора не очень велики и составляют 1...3 %.

2.1.2.8. Омические потери антенны (потери в облучателе и на рефлекторе)

Омические потери в облучателе, как правило, невелики и составляют не более 0,2 дБ. При усложнении конструкции облучающей системы, когда используется комбайнер, потери возрастают до 0,3...0,5 дБ. Потери в металлическом рефлекторе, как правило, весьма малы и поэтому ими можно пренебречь. При использовании других материалов (например, стеклопластиков с нанесенным металлическим слоем) потери могут составить 0,1...0,2 дБ.

2.1.2.9. Потери из-за рассогласования

Уровень потерь из-за рассогласования может быть рассчитан по следующей формуле:

$$\Delta G = \Gamma^2, \quad (2.1.26)$$

где Γ — коэффициент отражения.

2.1.3. Диаграммы направленности антенн

Целесообразно вначале ознакомиться с реальными ДН однозеркальных осесимметричных антенн, представленными на:

- рис. 2.1.10 — ДН ООА диаметром 4,5 м, измеренная на круговой поляризации в пределах от 0 до 180° на частоте канала передачи 6,175 ГГц;
- рис. 2.1.11 — ДН ООА диаметром 4,5 м, измеренная на круговой поляризации в пределах от 0 до 45° на частоте канала приема 3,95 ГГц;
- рис. 2.1.12 — ДН ООА диаметром 4,8 м, измеренная на круговой поляризации в пределах от 0 до 5° на частоте 3,925 ГГц.

На рисунках приведены нормирующие огибающие ДН, определенные следующими соотношениями:

- кривая 1 — $G(\psi) = 29 - 25 \lg \psi$ дБи для $1^\circ \leq \psi \leq 20^\circ$;
- кривая 2 — $G(\psi) = -3,5$ дБи для $20^\circ \leq \psi \leq 26,3^\circ$;
- кривая 3 — $G(\psi) = 32 - 25 \lg \phi$ дБи для $26,3^\circ \leq \psi \leq 48^\circ$;
- кривая 4 — $G(\psi) = -10$ дБи для $48^\circ \leq \psi \leq 180^\circ$.

Даже беглое рассмотрение предоставленных диаграмм позволяет сделать несколько замечаний, касающихся диагностики характеристик антенн:

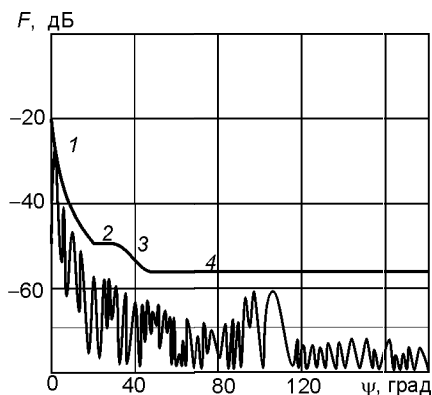


Рис. 2.1.10

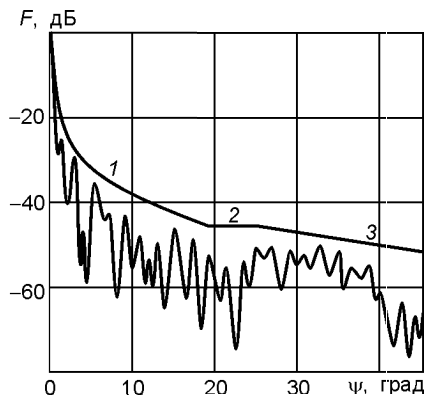


Рис. 2.1.11

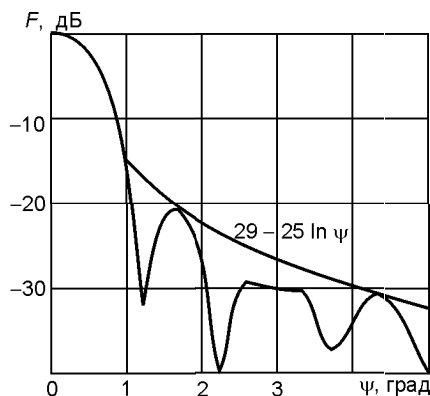


Рис. 2.1.12

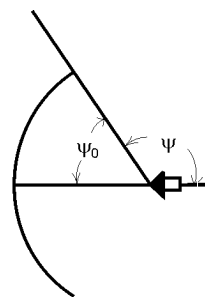


Рис. 2.1.13

1) самое тривиальное замечание — ДН представленных антенн удовлетворяют нормам по огибающим ДН;

2) ДН антенны имеет монотонно спадающий характер, не исключая тем не менее наличие плоских участков или даже выбросов;

3) отмеченные выбросы ДН не случайны, напротив, они несут конкретную информацию о параметрах используемого в антенне зеркала:

- выброс обусловлен прямым полем излучателя антенны и соответствует угловому направлению ψ , отсчитываемому от направления главного излучения и приходящемуся на край зеркала (рис. 2.1.13);
- диаграмме, приведенной на рис. 2.1.10, соответствует антенна, полный угол раскрытия рефлектора $2\psi_0 = 150^\circ$;

4) усиление антенны, ДН которой показана на рис. 2.1.12, равно 44 дБи. Эта оценка была получена следующим образом:

- значение нормирующей огибающей $G(\psi) = 29 - 25 \lg \psi$ дБи для угла $\psi = 1^\circ$ составляет $G(1^\circ) = 29$ дБи;

- уровень $F(\psi)$ для угла $\psi = 1^\circ$ составляет -15 дБ относительно нулевого уровня, соответствующего направлению главного излучения антенны, т.е. $F(0^\circ) = 0$ дБ;
- следовательно, $G(0^\circ) = 29 + 15 = 44$ дБи.

Теперь перейдем к систематическому анализу ДН однозеркальных осесимметричных антенн.

2.1.3.1. Асимптотическое представление для ДН

Отметим, что достаточно подробно эта характеристика антенны проанализирована в [2.8]. Ниже приведены основные сведения по рассматриваемому вопросу.

Для различных угловых областей излучения антенны существуют различные факторы, в основном определяющие уровень излучения.

Для угловой области, примыкающей к направлению главного излучения, доминантным фактором, определяющим излучение антенны, является так называемое апертурное распределение, которое для осесимметричной антенны определяется как интеграл вида

$$F(u) = \int_0^1 f(r)rJ_0(ur) dr, \quad (2.1.27)$$

где $f(r)$ — амплитудное распределение по раскрыву; $u = 2\pi(D/\lambda) \sin \psi$.

Для амплитудного распределения типа (2.1.6) при уровне пьедестала на краю раскрыва $B = 10$ дБ можно, пользуясь асимптотическими методами вычисления интеграла, получить следующее выражение:

$$F(u) = 0,5u^{-1,5}, \quad (2.1.28)$$

которое описывает огибающую ДН, определяемую с учетом только апертурного распределения.

Можно достаточно просто показать, что при переходе к децибелной мере усиление антенны, огибающая ДН которой описывается соотношением (2.1.28), имеет вид

$$G(\psi)_{\text{дБ}} = 50 - 10 \lg(D/\lambda) - 30 \lg \psi. \quad (2.1.29)$$

Если в (2.1.29) положить $D/\lambda = 100$, то

$$G(\psi)_{\text{дБ}} = 30 - 30 \lg \psi. \quad (2.1.30)$$

Сравнение формулы (2.1.30) с формулой для нормирующей огибающей ДН

$$G(\psi)_{\text{дБ}} = 29 - 25 \lg \psi \quad (2.1.31)$$

говорит о достаточно сходном представлении. Отличие сравниваемых представлений заключается в том, что представление (2.1.30) более «мягкое», чем (2.1.31), так как постоянные составляющие практически равны, а скорость убывания переменной составляющей, зависящей от угла ψ , для (2.1.30) быстрее, чем для (2.1.31).

Для угловой области, удаленной от направления главного излучения, помимо амплитудного распределения на огибающую ДН начинают существенно влиять и другие факторы: затенение раскрыва облучателем и конструктивными элементами крепления облучателя, утечка энергии за края рефлектора, неточность выполнения профиля рефлектора и др. Анализ влияния факторов на ДН антенны будет рассмотрен в гл. 5.

Для теневой угловой области основным фактором, определяющим интенсивность поля, является дифракция на краях рефлектора.

2.1.3.2. Уровень излучения первых боковых лепестков

Вынесение анализа этого параметра в самостоятельный раздел обусловлено двумя причинами:

1) в ряде случаев уровень первого лепестка нормируется как самостоятельный параметр;

2) зачастую именно эта угловая область первых боковых лепестков является наиболее «сложной» областью, где необходимо удовлетворить требованию по нормирующей огибающей ДН. Дело в том, что здесь «сталкиваются» противоречивые интересы: с одной стороны, реализация максимального усиления, что эквивалентно высокому уровню ближнего бокового излучения, с другой — реализация низкого уровня бокового излучения.

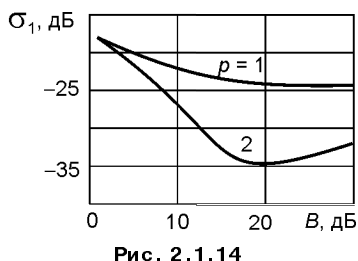


Рис. 2.1.14

Приведем сведения об уровнях первых боковых лепестков, соответствующих апертурным распределениям, которые ранее были рассмотрены в разд. 2.1.2.1:

- для амплитудного распределения вида

$$f(r) = B + (1 - B)(1 - r^2/a^2)^p \quad (\text{см. (2.1.6)}),$$

где B — уровень пьедестала на краю апертуры, т.е. при $r = a$, где a — радиус раскрыва, зависимость величины первого бокового лепестка от уровня B приведена на рис. 2.1.14;

- для распределения поля вида

$$f(r) = J_0(ar) \quad (\text{см. (2.1.8)})$$

уровни первых трех боковых лепестков: $\sigma_1 = -20,7$ дБ; $\sigma_2 = -27,0$ дБ; $\sigma_3 = -31,2$ дБ;

- для распределения вида

$$f(r) = \mu J_0(ar) + \Delta \quad (\text{см. (2.1.10)}),$$

где $\mu + \Delta = 1$.

Зависимости уровня первых четырех лепестков ($k = 1, \dots, 4$) от уровня Δ приведены на рис. 2.1.15, а и б для $a = 2,405$ и $3,832$ соответственно.

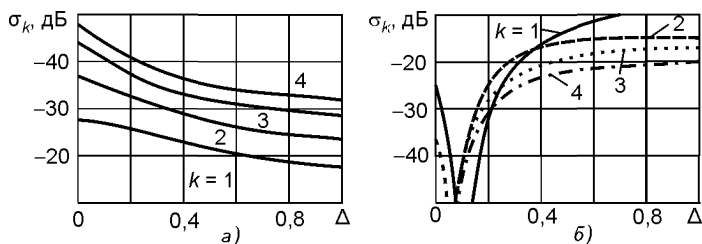


Рис. 2.1.15

2.1.3.3. Границы использования апертурного метода

Целесообразно выделить в отдельный раздел вопрос о границах использования апертурного метода представления ДН зеркальных антенн:

- апертурный метод дает достаточно точное представление о главном лепестке и о двух-трех ближайших к нему боковых лепестках ДН;
- применяя апертурный метод с учетом фактора затенения (как центрального коаксиального затенения, так и фактора линейного затенения), а также учитывая влияние погрешностей в изготовлении отражающего зеркала антенны, можно существенно расширить угловую область, в которой апертурный метод с учетом упомянутых добавок вполне прилично описывает поведение реальной ДН;
- апертурный метод даже с учетом упомянутых добавок не позволяет точно определять поля в области углов, примыкающих к 90° . Применение апертурного метода для оценки полей в заднем пространстве излучения антенны не допустимо;
- апертурный метод в принципе не позволяет определить векторный характер поля излучения; в частности, этот метод не позволяет определить ДН по кроссполяризационной компоненте.

И еще одно обстоятельство, которое следует выделить: *апертурный метод предусматривает интегрирование поля в раскрые антенны, т.е. интегрирование виртуальных источников, расположенных на плоскости, когда как реальные источники переизлучения (токи) расположены на вогнутой поверхности рефлектора.*

Ясно, что для направления главного излучения, для которого оба варианта представления источников синфазны, разность в результатах интегрирования практически не ощущается. Также ясно, что чем дальше отстоит от оси симметрии антенны угловая точка наблюдения, тем более значительной будет разность в результатах интегрирования.

2.1.3.4. Токовый метод расчета ДН

Токовый метод является более точным методом расчета направленных свойств зеркальных антенн. Здесь под понятием «точный» следует понимать не только лучшее совпадение с экспериментом априорных расчетных ДН, но и, получение нового качественного результата, который невозможно получить с помощью апертурного метода. Речь идет о том,

что с помощью токового метода можно получить не только ДН по основной поляризации, но и ДН по кроссполяризации.

Применение токового метода достаточно просто:

- зная ДН облучающего устройства (облучателя — для однозеркальных антенн), определяют распределение поля на поверхности зеркала;
- зная распределение напряженности магнитного поля на поверхности зеркала, с помощью соотношения $\mathbf{j} = 2[\mathbf{n}\mathbf{H}]$, где \mathbf{n} — нормаль к поверхности зеркала; \mathbf{H} — напряженность магнитного поля облучателя, определяют плотность наведенного тока \mathbf{j} ;
- представляют ДН в виде интеграла Гюйгенса–Кирхгоффа с известным распределением тока \mathbf{j} , где интеграл вычисляется по всей освещенной стороне зеркала.

Ввиду того, что подынтегральное выражение, т.е. ток \mathbf{j} имеет векторный характер, искомое распределение вектора электрического поля \mathbf{E} также будет носить векторный характер.

Достаточно часто в научно-технической литературе описанная методика вычисления полей излучения носит другое название — *метод физической оптики*.

Рассмотрение начнем с анализа изменения формы ДН при переходе от интегрирования по плоскому раскрыву к интегрированию по поверхности параболоида.

Диаграмма направленности осесимметричной зеркальной антенны, определяемая токами, текущими по параболическому рефлектору, для осесимметричного возбуждения [2.1]

$$F(\theta) = \int_0^{\psi_0} \int_0^{2\pi} j(\psi) \frac{\sin(\psi/2)}{\cos^4(\psi/2)} \exp \left\{ -2ikF_0 \left[\sin \theta \operatorname{tg} \left(\frac{\psi}{2} \right) \cos \phi + \sin^2 \left(\frac{\theta}{2} \right) \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\psi}{2} \right) \right] \right\} d\phi d\psi, \quad (2.1.32)$$

где ϕ — азимутальный угол; ψ — угол между радиусом-вектором на точку поверхности зеркала и фокальной осью; $j(\psi)$ — плотность основной составляющей тока; ψ_0 — угол на кромку зеркала; F_0 — фокусное расстояние.

Интегрируя по ϕ и переходя к нормированной координате раскрыва r , получаем для нормированной ДН

$$F(\theta) = M \int_0^1 r f(r) J_0(ur) \exp(-iAr^2) dr, \quad (2.1.33)$$

где $u = kR \sin \theta$; R — радиус раскрыва; $A = kR \sin^2(\theta/2) \operatorname{tg}^2(\psi_0/2)$; $f(r)$ — амплитудное распределение; $M = \left[\int_0^1 r f(r) dr \right]^{-1}$ — нормирующий множитель.

Заменяя в (2.1.33) функцию Бесселя его асимптотикой и выполняя интегрирование по частям, после несложных преобразований по-

лучаем

$$F(\theta) = M[f(r=1)] \times \sqrt{\frac{2}{\pi u^3} \frac{\sin^2(u - \pi/4) + \operatorname{tg}^2(\theta/2) \operatorname{tg}^2(\psi_0/2) \cos^2(u - \pi/4)}{1 - \operatorname{tg}^2(\theta/2) \operatorname{tg}^2(\psi_0/2)}}. \quad (2.1.34)$$

Учитывая, что квадратный корень в (2.1.34) не превышает единицы, для огибающей ДН имеем

$$F_{\text{от}}(\theta) = M[f(r=1)] \sqrt{2/\pi u^3} / [1 - \operatorname{tg}^2(\theta/2) \operatorname{tg}^2(\psi_0/2)]. \quad (2.1.35)$$

Сравнение выражения (2.1.35) для огибающей ДН, полученного токовым методом, с выражением (2.1.18) для огибающей ДН, полученным апертурным методом, показывает, что:

- они отличаются между собой только наличием множителя $[1 - \operatorname{tg}^2(\theta/2) \operatorname{tg}^2(\psi_0/2)]^{-1}$, учитывающего кривизну отражающей поверхности рефлектора;
- этот множитель адекватно описывает форму ДН лишь в освещенной области;
- на границе свет – тень ($\theta_0 = \pi - \psi_0$) множитель терпит разрыв;
- преобразование интеграла (2.1.33) для этого случая с помощью метода стационарной фазы показывает, что на границе свет – тень

$$F(\theta_0) = Mf(r=1) \lambda / (4\pi R \sin \psi_0). \quad (2.1.36)$$

Следует отметить, что в этом направлении реальный уровень излучения определяется не только токами зеркала, но и прямым полем облучателя в направлении ψ_0 , которое во многом компенсирует излучение токов зеркала.

Возвращаясь к анализу формулы (2.1.34), отметим, что в секторе дальнего излучения ДН не имеет чистых нулей и ее размах, т.е. отношение соседних максимума и минимума,

$$R(\theta) = \operatorname{tg}(\psi_0/2) / \operatorname{tg}(\theta/2). \quad (2.1.37)$$

На рис. 2.1.16 приведены кривые размаха $R(\theta)$ для неглубокой ($2\psi_0 = 120^\circ$) и глубокой ($2\psi_0 = 180^\circ$) антенн.

При приближении к границе свет – тень размах ДН уменьшается и

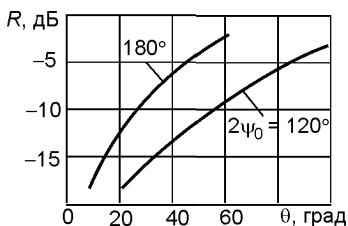


Рис. 2.1.16

диаграмма «теряет» свой интерференционный характер. В качестве иллюстрации, подтверждающей сказанное, приведем графики (рис. 2.1.17) ДН антенны в плоскости E (диаметр антенны $D = 100\lambda$; угол полураскрыва отражателя 66°), взятые из [2.9], на которых сплошная кривая — ДН, измеренная в дальней зоне; пунктирная кривая — ДН, измеренная на расстоянии $0,1D^2/\lambda$.

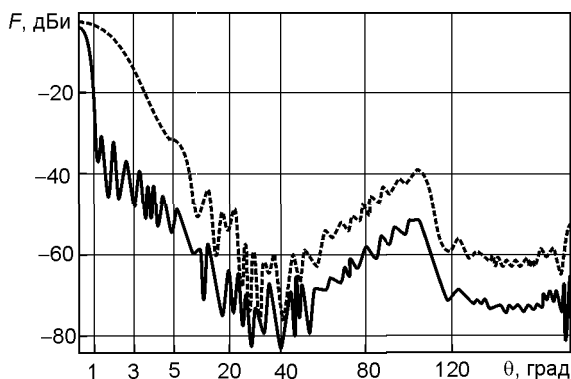


Рис. 2.1.17

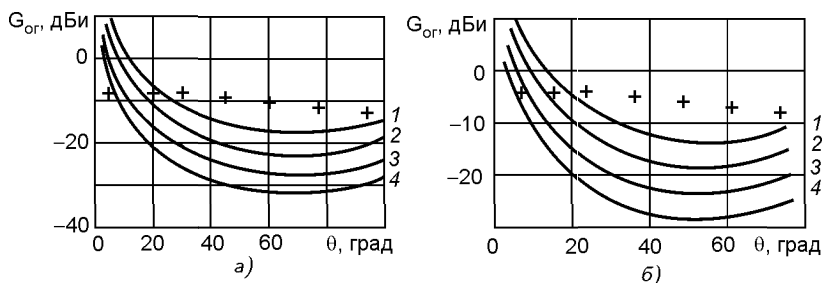


Рис. 2.1.18

До сих пор рассматривалась ДН, обусловливаемая токами на отражателе антенны. Реально же имеется еще один источник излучения — облучатель антенны. На рис. 2.1.18, а и б приведены графики, на которых показаны огибающие ДН длиннофокусной ($2\psi_0 = 120^\circ$) и короткофокусной антенн ($2\psi_0 = 180^\circ$), учитывающие оба фактора [2.10]:

кривая 1 — $D = 10\lambda$; усиление $G = 28$ дБи;

кривая 2 — $D = 30\lambda$; усиление $G = 37$ дБи;

кривая 3 — $D = 100\lambda$; усиление $G = 48$ дБи;

кривая 4 — $D = 300\lambda$; усиление $G = 57$ дБи.

Крестиками на этих рисунках показано прямое поле облучателя, ДН которого задавалась в виде

$$G(\theta) = \frac{2A}{1 - \exp(-2A)} \exp[-2A \sin^2(\theta/2)], \quad (2.1.38)$$

где A — параметр, определяющий уровень облучения на край зеркала.

Анализ приведенного расчетного материала показывает, что:

- для короткофокусного варианта антенны прямое поле облучателя является определяющим во всем секторе дальнего бокового излучения антенны и его влияние тем больше, чем больше электрический размер раскрыва;

Таблица 2.1.4

Усиление антенны G , дБи	35	40	45	50	55
θ_r , град	42	35	30	26	22

- в случае длиннофокусных антенн прямое поле облучателя становится определяющим при сравнительно больших значениях угла $\theta = \theta_r$;
- при $\theta < \theta_r$ основной вклад дает излучение токов, а при $\theta > \theta_r$ — прямое поле облучателя.

Зависимость θ_r от усиления антенны G дана в табл. 2.1.4.

Теперь перейдем к учету *векторных свойств токового метода*. Вначале речь пойдет о зеркальных антеннах с облучателями, создающими излучения с линейной поляризацией. Картина распределения поверхностного тока на освещенной стороне параболоида определяется выражением

$$J = 2\sqrt{60PG_{\text{обл}}/\rho H_{\text{в}}} F_{\text{обл}}(\phi, \psi) [\mathbf{n}[\rho_0 \mathbf{e}_0]], \quad (2.1.39)$$

где P — мощность, излучаемая облучателем; $G_{\text{обл}}$ — усиление облучателя в направлении $\psi = 0$; $\sqrt{60PG_{\text{обл}}/\rho H_{\text{в}}}$ — напряженность магнитного поля облучателя на расстоянии ρ в направлении $\psi = 0$; $F_{\text{обл}}(\phi, \psi)$ — нормированная ДН облучателя; ρ_0 — единичный вектор, определяющий направление луча; \mathbf{e}_0 — единичный вектор, определяющий направление вектора \mathbf{E} поля облучателя; \mathbf{n} — нормаль к поверхности параболоида.

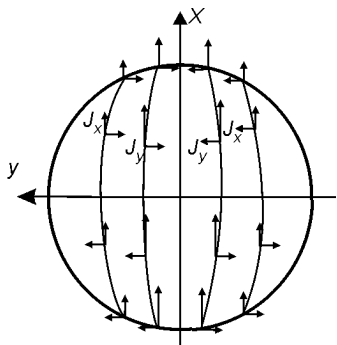


Рис. 2.1.19

При использовании практически всех типов облучателей наведенные на поверхности параболоида токи имеют все три составляющие. Основная составляющая j_x параллельна току в облучателе. Составляющие j_y и j_z имеют направления, перпендикулярные основному току. Характерная картина распределения составляющих j_x и j_y тока на зеркале показана на рис. 2.1.19. Как видно, составляющая j_x одинаково ориентирована во всех четырех квадрантах, а составляющая j_y имеет противоположные направления в соседних квадрантах.

Из сказанного следует, что:

- переизлученное поле, обусловленное составляющей j_y , равно нулю в главных плоскостях антенны ($\phi = 0$ и $\phi = 90^\circ$);
- максимумы поля переизлучения, обусловленные составляющей j_y , лежат в плоскостях $\phi = \pm 45^\circ$.

Что касается третьей компоненты поверхностного тока j_z , то эта составляющая не создает поля в направлении оси Z , перпендикулярной плоскости рисунка, так как элемент тока не излучает в направлении

своей оси. Поэтому его вклад в результирующую ДН становится заметным лишь для направлений, заметно отличающихся от направления оси Z , т.е. при больших значениях угла θ .

Следует особо отметить, что имеется одно единственное исключение из сказанного выше, когда на параболическом зеркале отсутствует составляющая тока j_y . Это исключение — облучатель в виде так называемого элемента Гюйгенса. Напомним, что волновое сопротивление элемента Гюйгенса 120π , т.е. равно волновому сопротивлению свободного пространства. Напомним также, что ДН элемента Гюйгенса в ортогональных плоскостях идентичны между собой.

Два указанных обстоятельства являются своеобразной подсказкой для решения задачи о минимизации уровня кроссполаризационного излучения параболической антенны. Другими словами, если облучатель имеет ДН, обладающую осевой симметрией, то при его использовании в параболической антенне реализуется минимальный уровень кроссполаризационного излучения. Или, напротив, любая осевая асимметрия ДН облучателя — верный признак наличия кроссполаризационного излучения антенны. Указанный фактор является доминантной причиной появления кроссполаризационного излучения антенны. Однако не единственной. Поэтому точнее следует говорить не об осевой асимметрии ДН облучателя, а об осевой асимметрии засветки зеркала антенны.

Последнее понятие более широкое, поскольку оно учитывает как фактор осевой асимметрии ДН облучателя, так и другие причины, вызывающие асимметрию распределения токов на зеркале. Например, затенение штангами крепления облучающего устройства или контррефлекторами. Действительно, при использовании линейной поляризации и при сравнительно небольшой толщине штанг эффект затенения различным образом проявляется для различной взаимной ориентации направляющей штанг и крепления и вектора поляризации электрического поля \mathbf{E} :

- если вектор \mathbf{E} параллелен направляющей штанге, то эффект затенения будет максимальным;
- если вектор \mathbf{E} ориентирован перпендикулярно направляющей штанге, то затенение минимально.

В связи со сказанным становится ясным актуальность разработок технических решений по «радиопрозрачным» способам крепления облучающих устройств антенны или по крайней мере хотя бы таких устройств, которые бы не создавали угловую асимметрию в распределении токов на зеркале.

2.1.3.5. Другие методы расчета ДН

Два рассмотренных выше метода не ограничивают круг инструментария, при помощи которого исследовались направленные свойства однозеркальных осесимметричных антенн. Кратко проинформируем о других методах. Следует иметь ввиду, что эта информация может быть полезной для расчета не только осесимметричных однозеркальных антенн, но и других вариантов исполнения антенн или ее отдельных узлов.

Метод геометрической теории дифракции (ГТД). Метод, разработанный Д. Келлером [2.11, 2.12], является, по сути дела, развитием метода геометрической оптики (ГО). Помимо прямых и отраженных лучей, с которыми связано описание полей в ГО, в методе ГТД введены так называемые дифракционные лучи, возникающие при падении прямого луча на края или острия объектов дифракции.

Приведем несколько общих понятий относительно дифракционных лучей:

- дифракционные лучи подчинены требованию минимального суммарного расстояния от источника через точку дифракции до точки наблюдения;
- интенсивность E_d дифракционных лучей напрямую зависит от интенсивности E_0 прямого луча, ориентации вектора \mathbf{E}_0 прямого луча относительно края дифракционного объекта, а также от соотношения углов падения прямого луча ϕ_0 и схода дифракционного луча ϕ . Это соотношение, получившее название коэффициента дифракции, определяется следующим образом:

$$D = \frac{1}{\cos[(\phi - \phi_0)/2]} \pm \frac{1}{\cos[(\phi + \phi_0)/2]}. \quad (2.1.40)$$

Знак «+» в (2.1.40) соответствует ориентации вектора \mathbf{E}_0 параллельно краю полуплоскости, а знак «-» — перпендикулярно.

Схема, приведенная на рис. 2.1.20, определяет поведение первичных дифракционных лучей в однозеркальной антенне. Результирующее поле, равное алгебраической сумме полей двух дифракционных лучей, исходящих из точек a_1 и a_2 , диаметрально расположенных на кромках зеркала, характеризует боковое излучение антенны. На самом деле картина излучения более сложная, так как в процессе образования бокового излучения зеркальной антенны задействованы и вторичные дифракционные лучи, и лучи, образованные тройной дифракцией, и т.д.

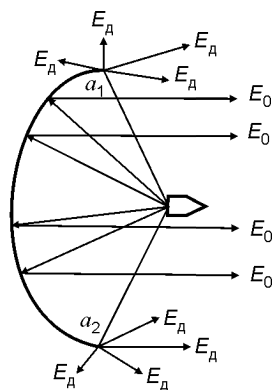


Рис. 2.1.20

Следует остановиться на одной достаточно часто встречающейся особенности метода ГТД для расчета поля излучения зеркальных антенн. Речь идет о том, что в основе применения трактовки дифракционных лучей лежит так называемый *принцип локальности дифракции*. Под этим принципом понимается определенная степень статичности всех факторов, определяющих дифракцию в локальной точке, т.е. отсутствие заметных флуктуаций этих факторов. На практике данное условие не всегда выдерживается. Поэтому должна быть разработана определенная процедура коррекции, учитывающая фактор делокальности. Применительно к зер-

кальным антеннам этот фактор особенно заметно проявляется в случае, когда интенсивность первичного поля E_0 в точке дифракции имеет большую производную по угловой координате ϕ_0 . Предельный переход в описываемой ситуации — нулевой уровень облучения кромки зеркала, т.е. вариант $E_0 = 0$.

Основной способ коррекции заключается в следующем [2.13]: неоднородную сферическую волну необходимо разложить на совокупность однородных волн с различным расположением источников и со своими начальными амплитудами и фазами. Конкретные результаты по расчету характеристик излучения осесимметричных антенн можно найти в [2.14].

Метод разложения на сферические волны. Это сравнительно недавно появившийся метод (the spherical wave expansion method) оказался продуктивным именно для нахождения характеристик излучения как отдельных элементов антенны, так и антенн в целом. Наиболее полное изложение этого метода можно найти в монографии [2.15] (имеется русский перевод [2.16]).

Основная идея метода заключается в следующем:

- первоначально рассчитывают наведенные токи;
- вместо вычисления интеграла дифракции проводят процедуру согласования разложения на сферические волны с наведенными токами;
- в результате получают решение задачи в векторной форме, пригодное для универсальной обработки на ЭВМ.

Отметим, что данный метод приводит к универсальному «модульному» алгоритму, приемлемому для расчета антенн с самой разнообразной конфигурацией. Отметим также еще одно достоинство данного метода, а именно — его пригодность для решения обратных задач, т.е. задач синтеза.

Таблица 2.1.5

Проблема	Авторы и источники
Решение задач дифракции (рассеяния)	Kennaugh and Ott [2.17]; Liang and Lo [2.18]; King and Harrison [2.19]
Основные физические ограничения на антенны	Chu [2.20], Taylor [2.21], Ludwig [2.22], Potter [2.23]
Представление ДН в дальней зоне по данным ближнего поля	Brown and Jull [2.24], James and Longdon [2.25], Larsen [2.26]
Представление полей вблизи источников излучения	Kennaugh and Ott [2.17], Clarricoats and Olver [2.27]; Riccardi [2.28], Wood [2.29]
Синтез профиля рефлектора и синтез облучателя	Wood [2.30], Ludwig and Brunstein [2.31]
Представление ближнего поля по ДН в дальней зоне	Ludwig [2.32]
Альтернативное представление интеграла излучения Кирхгофа	Clarricoats and Saha [2.33]
Взаимодействие двух близко расположенных антенн	Ludvig and Norman [2.34]

В табл. 2.1.5 приведен расширенный список проблем, решаемых методом разложения по сферическим волнам, а также указаны литературные источники, где можно найти развернутое решение этих проблем.

Метод интегральных уравнений. Этот метод позволяет получить строгое решение дифракции заданной системы токов на идеально проводящих незамкнутых поверхностях, к которым и относится задача об излучении параболической антенны. В математическом плане указанная задача описывается интегральным уравнением Фредгольма первого рода. Напомним, что интегральные уравнения Фредгольма первого рода относятся к классу некорректно поставленных задач и являются неустойчивыми. Под неустойчивостью в данном случае понимается такая ситуация, когда сколь угодно малым изменениям правой части уравнения (назовем ее входной информацией) могут соответствовать сколь угодно большие вариации его решения (выходной информации). Данную неприятность удалось преодолеть сравнительно недавно с появлением теории так называемых регуляризуемых алгоритмов, что, в частности, позволило получать решения анализируемых уравнений с логарифмической особенностью. Отдельно следует отметить, что к настоящему времени достаточно разработана методика решения двумерных задач, из которых наиболее интересна в анализируемом аспекте задача об излучении параболического цилиндра.

В частности, в [2.35] приведено решение о дифракции E -поляризованных волн на цилиндрической поверхности, контур Γ которой представляет отрезок параболы. Если $E^0(\tau)$ — продольная составляющая напряженности первичного поля в точке τ на контуре Γ , то искомое распределение плотности продольных токов $j(t)$ определяется как решение интегрального уравнения вида

$$\int_{\alpha}^{\beta} j(t) H_0^{(2)}[kL(\tau, t)] \sqrt{\frac{d\varepsilon^2(t)}{dt} + \frac{d\eta^2(t)}{dt}} dt = E^0(\tau) \quad (2.1.41)$$

для $\alpha \leq \tau \leq \beta$, где $L(\tau, t)$ — расстояние между точками τ и t ; $H_0^{(2)}(x)$ — функция Ганкеля второго порядка.

Отметим, что в уравнении (2.1.41) функции $\varepsilon(t)$ и $\eta(t)$ определяют в параметрической форме координаты x и y на параболическом цилиндре, т.е. $x = \varepsilon(t)$ и $y = \eta(t)$.

Численные результаты, полученные сведением данного интегрального уравнения к системе алгебраических уравнений и решения последних, приведены в [2.35]. Наибольший интерес представляют результаты по распределению поля в раскрыве (апертуре) рассматриваемой антенны. Амплитудное распределение в раскрыве параболического цилиндра с углом полураскрыва $\psi_0 = 60^\circ$ и шириной раскрыва 10λ приведено на рис. 2.1.21. Флуктуации амплитудного распределения не превышают 5...7 %, причем флуктуации возрастают с приближением к краю раскрыва (Δy — расстояние между плоскостью, где определяется амплитудное распределение, и плоскостью раскрыва).

По-видимому, наиболее правильной интерпретацией полученного результата является представление о том, что поле в апертуре есть результат взаимодействия трех парциальных компонент, первая из которых соответствует отраженному от зеркала полю. Эта компонента, имеющая монотонный характер (в данном случае — равномерный), является доминантной. Две других компоненты соответствуют вторичным полям, возникающих в результате дифракции на краях зеркала. Эти компоненты, которые следует трактовать как дифракционные лучи, «направлены» навстречу друг друга. Поэтому наблюдается интерференционная картина результирующего поля, период которой равен длине волны.

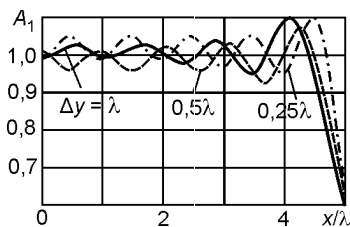


Рис. 2.1.21

Из приведенных данных следует, что амплитуда этих полей в центре зеркала составляет не более 2 % амплитуды отраженного от зеркала поля. Поэтому результирующее фазовое искажение фронта волны не должно превышать одного градуса. Расчетная флуктуация фазы действительно не превышала одного градуса.

Метод краевых токов. Основы данного метода, предложенного П.Я. Уфимцевым и изложенные в [2.36], сводятся к следующему. Если в токовом методе постулировалось, что распределение тока на зеркале подчиняется правилам:

- на освещенной стороне зеркала плотность тока $j = 2[nH]$, где n — нормаль к поверхности зеркала; H — напряженность магнитного поля на поверхности зеркала, создаваемая облучателем (или облучающей системой);
- на теневой стороне зеркала плотность тока $j = 0$,

то в методе эквивалентных краевых токов вводятся следующие существенные поправки в распределения плотности токов:

- распределение плотности токов вблизи края зеркала имеет значительное отличие от распределения $j = 2[nH]$;
- распределение плотности токов вблизи края зеркала имеет поляризационную окраску, т.е. реальная плотность токов j зависит от ориентации вектора E поля облучателя;
- распределение плотности токов вблизи края зеркала практически то же, что и на полуплоскости.

Последняя поправка свидетельствует о том, что так называемой модельной задачей для нахождения краевых токов зеркала является классическая задача о дифракции цилиндрической волны на полуплоскости. Справедливость такого подхода тем более оправдана, чем больше отношение D/λ и чем меньше кривизна зеркала вблизи края. Укажем, что конкретные расчетные формулы и графики ДН антенн, построенные на базе данного метода, можно найти в [2.37].

Обобщенный метод зеркальных изображений. Суть данного метода [2.38, 2.39] сводится к гипотезе о том, что в теневой области за параболическим зеркалом «располагается» эквивалентное изображение реального облучателя параболической антенны. Распределение токов эквивалентных источников должно быть таким, чтобы излученное ими поле имело по всей поверхности параболоида такую тангенциальную составляющую $E_{\text{тэи}}$, которая была бы тождественно равна тангенциальной составляющей $E_{\text{тоб}}$ электрического поля, создаваемого реальным облучателем (или облучающей системой) антенны. Данное условие позволяет удовлетворить требованию тождественного нуля тангенциальной составляющей результирующего по всей поверхности зеркала, т.е. $E_{\text{трэз}} = 0$. В математическом плане выполнение данного условия эквивалентно решению интегрального уравнения Фредгольма первого рода относительно неизвестного распределения эквивалентных токов. Следует отметить, что данное уравнение не имеет особенностей и что нулевое приближение искомого решения по сути дела эквивалентно апертурному представлению.

2.1.4. Коэффициент отражения

2.1.4.1. Формулы для коэффициента отражения

Еще одним фактором, определяющим электрические параметры антенны, является степень согласования, точнее — коэффициент стоячей волны (КСВ). Этот параметр определяет «полевые» характеристики и поэтому часто имеет еще одно наименование — коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН). Отметим, что анализируемый параметр можно сравнительно просто характеризовать через коэффициент отражения (Γ):

$$\text{КСВ} = (1 + \Gamma)/(1 - \Gamma). \quad (2.1.42)$$

Отметим еще раз, что в зарубежных спецификациях на антенны коэффициент отражения обычно задается в децибельной мере и носит обозначение Return Loss, а КСВ обозначается как VSWR.

В однозеркальной антенне источниками появления отраженной волны в основном являются облучатель и рефлектор.

Для облучателя характерными местами, «ответственными» за появление отраженной волны, являются место сопряжения волновода с облучателем и выход облучателя.

Достаточно подробная и конкретная информация, касающаяся оценки степени согласования различных типов и вариантов исполнения облучателей изложена в гл. 4. Поэтому здесь ограничимся общими замечаниями:

- чем плавнее переход от питающего волновода к рупору, тем меньше данное парциальное отражение;

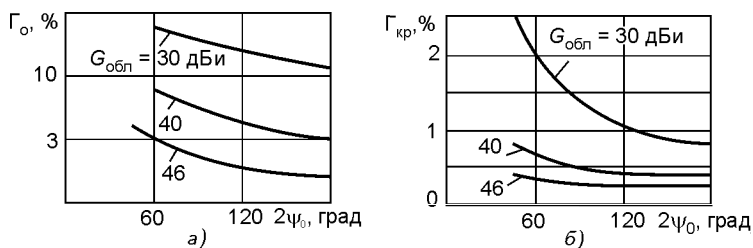


Рис. 2.1.22

- при использовании гофрированных рупоров, когда локальное волновое сопротивление в раскрые рупора равно 120π Ом, т.е. волновому сопротивлению свободного пространства, выходной раскрыв рупора практически не вносит эффекта рассогласования;
- как правило, рупорный облучатель и питающий волновод снабжены элементами подстройки согласования. Поэтому влияние облучателя на общее рассогласование удастся заметно уменьшить.

Для рефлектора характерными местами, «ответственными» за появление отраженной волны, являются центральная часть рефлектора и вся кромка рефлектора.

Формулы для расчета коэффициента отражения, определяемые двумя указанными факторами, выглядят следующим образом:

- коэффициент отражения от центральной части рефлектора

$$\Gamma_o = G_{обл}\lambda / (4\pi F_0), \quad (2.1.43)$$

где F_0 — фокусное расстояние параболического рефлектора; $G_{обл}$ — коэффициент усиления облучателя;

- коэффициент отражения от периферийной части рефлектора

$$\Gamma_{кр} = [G_{обл}\lambda / (4\pi F_0)] \cos^3(\psi_0/2) F_{обл}^2(\psi_0), \quad (2.1.44)$$

где $F_{обл}(\psi_0)$ — уровень ДН облучателя в направлении на кромку рефлектора.

Сравнительный анализ соотношений (2.1.43) и (2.1.44) показывает, что:

- отражение от периферии рефлектора намного меньше отражения от центральной части зеркала;
- чем (при прочих равных условиях) больше фокусное расстояние F_0 , т.е. чем больше раскрыв зеркала и, следовательно, чем больше усиление антенны, тем меньше коэффициент отражения.

Результаты расчета Γ_o и $\Gamma_{кр}$ приведены на рис. 2.1.22, а и б соответственно.

2.1.4.2. Методы улучшения согласования

Расчеты показывают, что для сравнительно малых размеров антенн коэффициент Γ_o , обусловленный отражением от центральной части

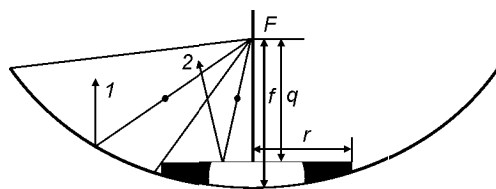


Рис. 2.1.23

зеркала, слишком велик. Для снижения негативного действия этого фактора были предложены различные достаточно простые схемы устройств, улучшающие согласование ООА [2.6, 2.41, 2.42].

Вариант 1. На рис. 2.1.23 приведена схема антенны, вблизи вершины зеркала которой установлена плоская пластина радиуса r . Если радиус пластины r и ее удаление на расстояние q от фокуса зеркала F подчиняются соотношениям:

$$r = 0,5\sqrt{1,333f\lambda}; \quad q = f - 0,25r^2/f, \quad (2.1.45)$$

то происходит компенсация отражений от освещенной части отражателя и от компенсатора.

Результирующий эффект, т.е. снижение коэффициента отражения, иллюстрируется графиками частотной зависимости коэффициента Γ_o , приведенными на рис. 2.1.24, на котором сплошная кривая — оптимизированные значения параметров r и q [2.41], пунктирная кривая — значения параметров r и q , взятые из [2.6], штрихпунктирная кривая — коэффициент отражения без компенсатора.

На рис. 2.1.25 приведены частотные зависимости оптимальных значений r и q для зеркала с фокусным расстоянием $f = 60,69$ см.

Вариант 2. На рис. 2.1.26 приведена другая схема антенны с компенсатором, который здесь выполнен в виде части поверхности сферы. Согласно [2.42] диаметр сферического компенсатора определяется формулой

$$d_{сф} = 1,13\sqrt{fr}. \quad (2.1.46)$$

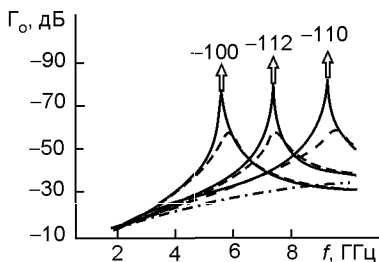


Рис. 2.1.24

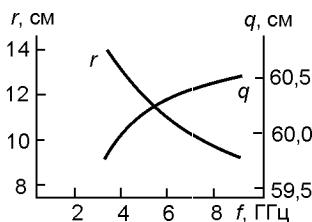


Рис. 2.1.25

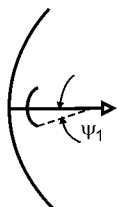


Рис. 2.1.26

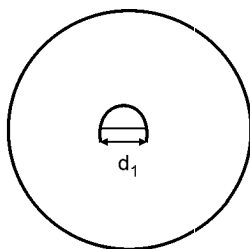


Рис. 2.1.27

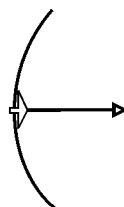


Рис. 2.1.28

Вариант 3. Еще одна схема антенны с компенсатором приведена на рис. 2.1.27 [2.42]. Здесь компенсатор представляет собой круглое отверстие, прорезанное в центральной части зеркала. Если центр отверстия совпадает с вершиной зеркала, то при диаметре полуокруга

$$d_1 = 2\sqrt{fr} \quad (2.1.47)$$

достигается полная компенсация отраженного поля.

Уменьшить отражение от центральной части зеркала, причем весьма радикальным способом, можно значительной целенаправленной деформацией профиля зеркала. Основная идея, лежащая в основе такого метода, весьма тривиальна, а именно отраженные от деформированной части зеркала поля не должны попасть в раскрыт облучателя. Схемы антенны, в которой эта идея реализуется размещением конусного острия на внутренней поверхности вершины параболоида, приведена на рис. 2.1.28. Практическая реализация рассматриваемой возможности снижения результирующего отражения от зеркала, к сожалению, сопровождается заметным ростом уровня бокового излучения.

2.1.5. Кроссполяризационное излучение

Предварим непосредственное рассмотрение структуры поля излучения осесимметричной однозеркальной антенны анализом результатов несколько иной проблемы, а именно распределения поля в фокальной области осесимметричной однозеркальной антенны, возбуждаемой плоской волной. Целесообразность такого шага диктуется тем, что обе проблемы тесно связаны между собой, а анализ векторной структуры поля в фокальной области антенны позволит лучше уяснить векторную структуру поля излучения антенны.

2.1.5.1. Распределение поля в фокальной плоскости осесимметричного параболоида, возбуждаемого плоской волной

Постановка задачи. Определены:

- осесимметричная однозеркальная антенна;

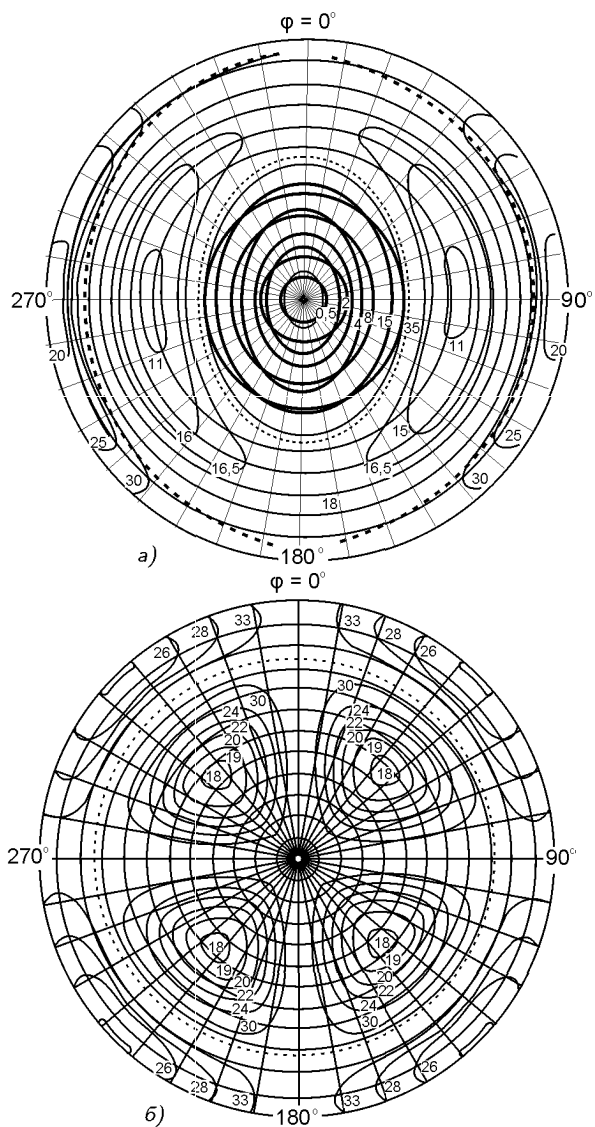


Рис. 2.1.29

- структура волны, воздействующей на антенну: плоская волна, направление распространения которой соответствует оси симметрии антенны;
- векторная структура поля плоской волны: линейно поляризованная или круговая поляризация.

Отыскивается структура поля в фокальной плоскости антенны.

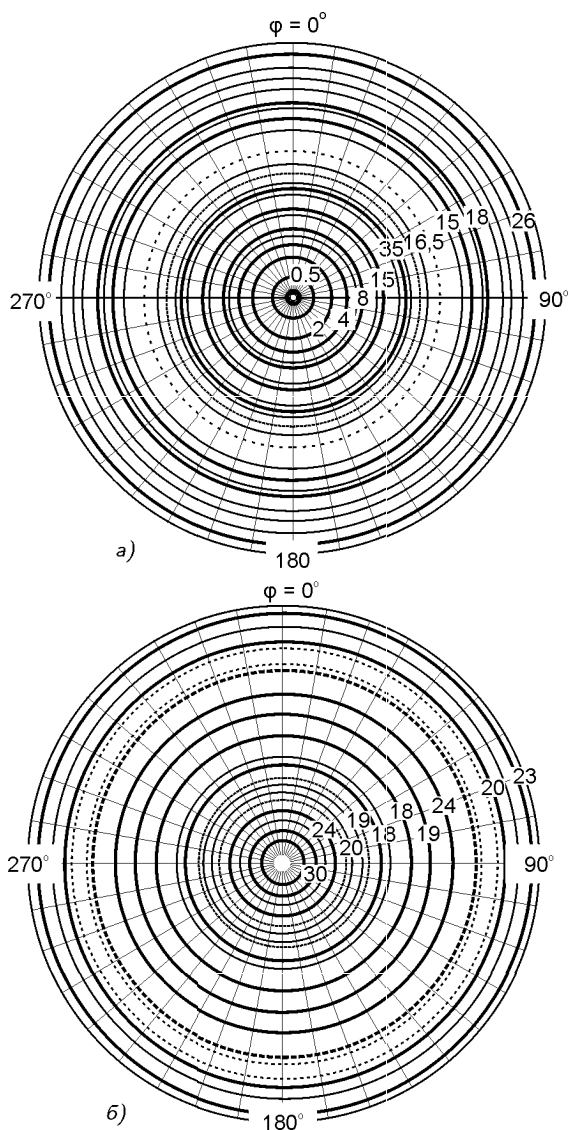


Рис. 2.1.30

Приведем искомые результаты, представленные в виде графиков распределения полей, одно из которых совпадает по поляризации с поляризационной окраской падающего поля, а второе имеет ортогональную поляризацию. Эти результаты для антенны с полным углом раскрытия $\psi = 160^\circ$ заимствованы из [2.43].

Вариант плоского поля с линейной поляризацией. На рис. 2.1.29, а

и б приведены графики распределения поля на основной поляризации и на кроссполяризации соответственно. Сплошные линии (эпюры) соединяют точки в фокальной плоскости антенны, имеющий одинаковый уровень. Ослабление данного уровня относительно максимального, расположенного в центре, указано на эпюрах. Пунктирные линии соответствуют областям, где уровень стремится к нулю. Вектор электрического поля падающей волны ориентирован вдоль направления $\phi = 0^\circ \leftrightarrow \phi = 180^\circ$.

Вариант плоского поля с круговой поляризацией. На рис. 2.1.30, а и б приведены графики распределения поля на основной поляризации и на кроссполяризации соответственно. Тип линий (эпюр) и обозначения аналогичны предыдущему рисунку.

Анализ полученных результатов позволяет сделать два важных вывода:

- в режиме приема отклик (распределение фокального поля антенны) на воздействие «чистой» по поляризации падающей плоской волны имеет «нечистую» по поляризации структуру, т.е. две ортогональные по поляризации составляющие. Это справедливо при воздействии на антенну как линейно поляризованной волны, так и волны с круговой поляризацией;
- в режиме передачи отклик в виде «чистой» по поляризации и однородный по интенсивности структуры поля в раскрые осесимметричной однозеркальной антенны можно получить, если воздействие, т.е. возбуждающее поле в фокальной области антенны, удовлетворяет следующим условиям:
 - 1) наличие двух ортогональных по поляризации компонент;
 - 2) амплитудно-фазовое распределение каждой из компонент имеет ту же структуру, что и распределение соответствующей по поляризации структуры в режиме приема.

2.1.5.2. Диаграммы направленности по основной и кроссполяризациям

Приведем формулы, описывающие ДН осесимметричной антенны методом апертурного приближения, когда известно амплитудное распределение в двух ортогональных плоскостях, т.е. в E - и H -плоскостях.

Диаграммы направленности в режиме *линейной поляризации* определяются формулами:

по основной поляризации

$$F_{\text{он}}(u) = \int_0^1 r J_0(ur) \frac{f_E(r) + f_H(r)}{2} dr + \cos 2\phi \int_0^1 r J_2(ur) \frac{f_E(r) - f_H(r)}{2} dr; \quad (2.1.48)$$

по кроссполяризации

$$F_{\text{кп}}(u) = \sin 2\phi \int_0^1 r J_2(ur) \frac{f_E(r) - f_H(r)}{2} dr, \quad (2.1.49)$$

где угол ϕ отсчитывается от направления вектора \mathbf{E} в облучателе (угловое направление $\phi = 0$ соответствует плоскости E , а $\phi = \pi/2$ — плоскости H); функции $f_E(r)$ и $f_H(r)$ — апертурные распределения в E - и H -плоскостях.

Анализ формулы (2.1.49), характеризующей ДН по кроссполяризации, показывает, что:

- максимумы кроссполяризационного излучения соответствуют плоскостям, для которых функция $\sin 2\phi$ имеет максимум, т.е. плоскостям $\pm 45^\circ$ и $\pm 135^\circ$;
- при полной осесимметрии ДН облучателя, а точнее, при полной осесимметрии амплитудного распределения, т.е. когда $f_E(r) = f_H(r)$, кроссполяризационное излучение антенны тождественно равно нулю;
- чем сильнее осевая асимметрия амплитудного распределения, тем выше уровень кроссполяризационного излучения.

Диаграммы направленности в режиме *круговой поляризации* определяются формулами:

по основной поляризации

$$F_{\text{оп}}(u) = \int_0^1 r J_0(ur) \frac{f_E(r) + f_H(r)}{2} dr, \quad (2.1.50)$$

по кроссполяризации

$$F_{\text{кп}}(u) = \int_0^1 r J_0(ur) \frac{f_E(r) - f_H(r)}{2} dr, \quad (2.1.51)$$

Анализ формулы (2.1.51), характеризующей ДН по кроссполяризации, показывает, что:

- как и следовало ожидать, положение максимумов кроссполяризационного излучения не имеет угловой окраски;
- как и при линейной поляризации, при полной осесимметрии ДН облучателя кроссполяризационное излучение антенны тождественно равно нулю;
- чем сильнее осевая асимметрия амплитудного распределения, тем выше уровень кроссполяризационного излучения.

В заключение данного раздела приведем экспериментальные ДН осесимметричной однозеркальной антенны диаметром 4,5 м в канале передачи на частоте 5,85 ГГц. На рис. 2.1.31,а и б приведены ДН по основной (правой круговой) поляризации и кроссполяризации (левой круговой) соответственно. ДН измерены в пределах от $-4,5^\circ$ до $4,5^\circ$, т.е. в области ближних боковых лепестков. На рис. 2.1.32,а и б приведены те же ДН, но измеренные в пределах от -180° до 180° , т.е. в области ближних боковых лепестков.

Анализ приведенных диаграмм показывает, что:

- существенное различие между ДН по основной и кроссполяризациям приходится на угловые направления, примыкающие к направ-

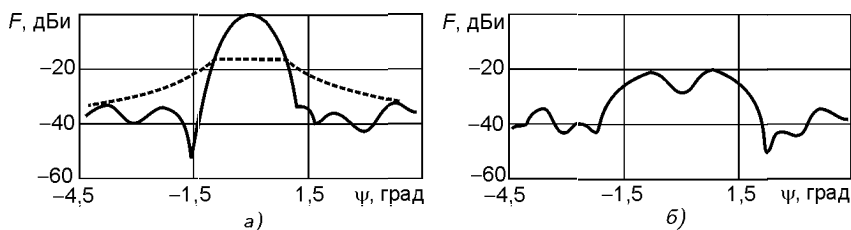


Рис. 2.1.31

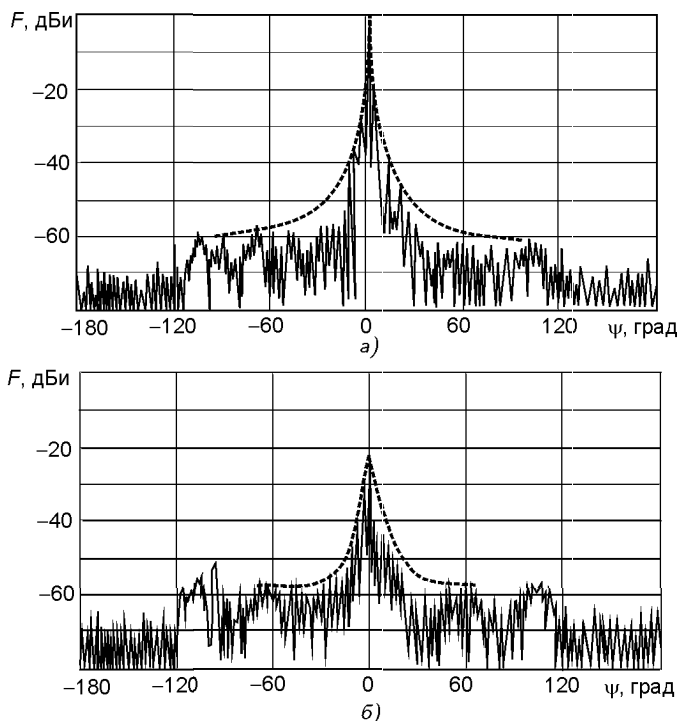


Рис. 2.1.32

лению основного излучения. Именно в этой области и «работают» формулы (2.1.50) и (2.1.51), определяющие форму ДН;

- для более удаленных угловых направлений различий в форме ДН для обеих поляризаций практически не наблюдаются. Это свидетельствует о том, что для этого углового сектора кроссполяризационная составляющая ДН определяется иными факторами.

Приведем еще несколько экспериментальных ДН осесимметричной однозеркальной антенны диаметром 4,5 м, измеренных в пределах от $-4,5^\circ$ до $4,5^\circ$, т.е. в области ближних боковых лепестков. На рис. 2.1.33, а и б приведены ДН по правой круговой кроссполяриза-

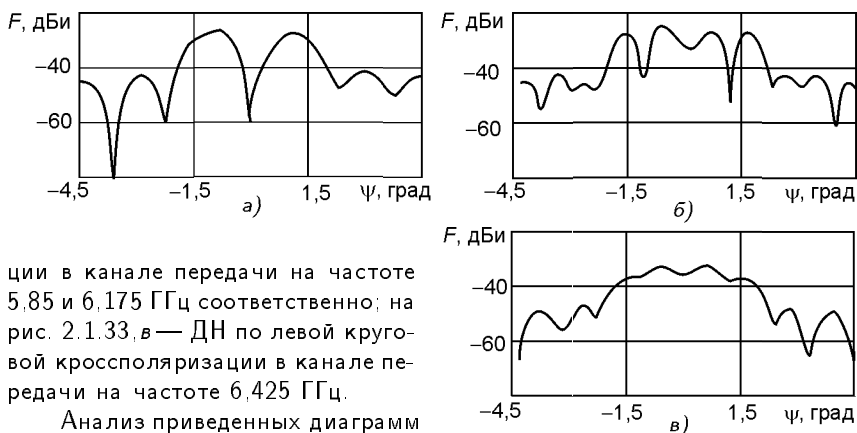


Рис. 2.1.33

ции в канале передачи на частоте 5,85 и 6,175 ГГц соответственно; на рис. 2.1.33, в — ДН по левой круговой кроссполяризации в канале передачи на частоте 6,425 ГГц.

Анализ приведенных диаграмм показывает, что:

- кроссполяризационные ДН антенны, измеренные в области апертурных лепестков и снятые на одной частоте, могут иметь различную форму (ср. ДН на рис. 2.1.31, а и 2.1.33, а);
- форма кроссполяризационной ДН антенны, измеренная в области апертурных лепестков, может видоизменяться при изменении частоты.

2.2. Однозеркальные антенны типа офсет

Особенность класса антенн типа офсет — это такой выбор контура отражающего зеркала, при котором плоская переотраженная от зеркала волна проходит мимо облучателя антенны. Название этого класса антенн происходит от английского слова *offset*, что означает «смещенный» или «несоосный». Добавим, что иногда эти антенны называют антеннами с вынесенным облучателем.

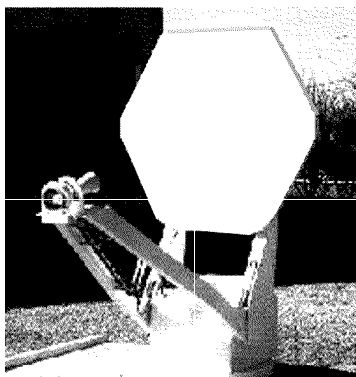


Рис. 2.2.1

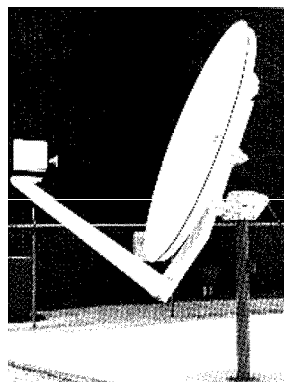


Рис. 2.2.2

Контур профиля отражающего зеркала антенн типа офсет может быть различным. Два варианта исполнения профиля приведены на рис. 2.2.1 и 2.2.2.

2.2.1. Сравнение однозеркальных осесимметричных антенн и антенн типа офсет

Целесообразно сравнить две наиболее часто встречающиеся схемы однозеркальных антенн, а именно осесимметричную антенну и антенну типа офсет. Критерии, по которым их сравнивают, достаточно многочисленны и охватывают практически всю гамму проблем, с которой сталкиваются разработчики, производители и пользователи антенн.

Диаграмма направленности. По этому критерию антенны типа офсет имеют неоспоримое преимущество перед осесимметричными антеннами. Это обусловлено тем, что при разумном конструировании антенны типа офсет удастся полностью вывести из полей действия как сферической волны облучателя, так и плоской переотраженной от рефлектора волны все конструктивные элементы антенны. Такую проблему для осесимметричной антенны решить не удастся. В зонах действия полей излучения и переотражения находятся следующие элементы антенны: облучатель, элементы конструкции по удержанию облучателя, питающий волноводный фидер и др.

Присутствие указанных элементов в раскрыве антенны оказывает двойное негативное действие. Во-первых, рассеянные на данных объектах поля создают дополнительный фон в результирующей диаграмме излучения антенны, увеличивая уровень излучения по боковым направлениям. Во-вторых, из-за эффекта затенения повышается уровень бокового излучения антенны. Подробно этот вопрос будет рассмотрен в гл. 5, здесь ограничимся только иллюстрацией негативного воздействия затенения круглой апертуры объектом круглой формы. Количественные оценки влияния затенения приведены для соотношения диаметра затенения к диаметру апертуры, равного 0,2. Такой вариант на практике соответствует случаю затенения однозеркальной антенны, возникшего из-за размещения радиооборудования непосредственно за рупорным излучателем. Другой вариант — затенение апертуры контррефлектором в двухзеркальной антенне.

На рис. 2.2.3 приведена серия ДН $F(u)$, где параметр $u = \pi D \sin \theta / \lambda$ (D — диаметр апертуры, λ — длина волны, θ — текущая угловая координата), для осесимметричного расположения затеняющего объекта (а) и для случаев, когда затеняющий объект расположен внизу (б) или сбоку (в) излучающей апертуры. Здесь штрихпунктирной кривой показана огибающая ДН раскрыва без затенения, а сплошной кривой — ДН антенны с учетом затенения. Все ДН рассчитаны для горизонтальной плоскости. Анализ приведенных графиков свидетельствует о том, что случай центрального размещения затенения самый неблагоприятный. Отдельные боковые лепестки ДН возросли примерно на 10 дБ.

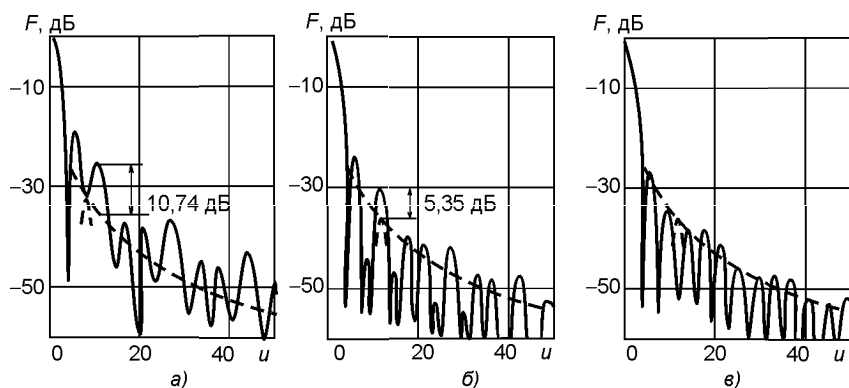


Рис. 2.2.3

Вариант, приведенный на рис. 2.2.3, б, дает несколько меньший эффект прироста уровня боковых лепестков — примерно на 5 дБ. Самое незначительное влияние соответствует боковому размещению затенения.

Отметим еще одно преимущество антенн типа офсет. Речь идет о возможности выполнения специального контура зеркала для улучшения характеристик излучения. В основном это относится к азимутальной плоскости и для направления углов, примыкающих к направлению главного излучения антенны. Так, например, приведенная на рис. 2.2.1 полутораметровая антенна в Ки-диапазоне обладает следующими параметрами излучения:

- первый боковой лепесток имеет уровень -25 дБ относительно главного лепестка;
- для интервала $2^\circ < \theta < 30^\circ$ $G(\theta) < 24 - 25 \lg \theta$ дБ;
- для интервала $30^\circ < \theta < 140^\circ$ $G(\theta) < -10$ дБ;
- для интервала $140^\circ < \theta < 180^\circ$ $G(\theta) < 0$ дБ.

Следует отметить, что снижение на 5 дБ уровня излучения антенны в районе ближних боковых лепестков является весьма и весьма полезным результатом с точки зрения решения проблематики ЭМС на геостационарной орбите.

Усиление антенны. По этому критерию сравниваемые схемы антенн практически равнозначны. Добавим, что типовое размещение передающего устройства с тыльной стороны осесимметричного зеркала требует присутствия передающего тракта. Наличие этого тракта, в свою очередь, приводит к дополнительным потерям в тракте передачи. Для оценки этих потерь укажем, что погонное затухание эллиптического волновода типа EWP 63 для частоты 6 ГГц составляет 4,86 дБ/100 м, а погонное затухание эллиптического волновода типа EWP 132 для частоты 14,2 ГГц — 16,17 дБ/100 м.

Кроссполяризационные параметры. По этим параметрам предпочтение следует отдать осесимметричным антеннам.

Согласование. Преимущество антенн типа офсет неоспоримо.

Удобство размещения радиоаппаратурного комплекса станции. Преимущество применения антенн типа офсет по этому критерию очевидно.

Сложность изготовления. Следует различать два основных варианта изготовления антенн. Для антенн со сравнительно малой апертурой, когда рефлектор конструктивно выполнен или как единое целое или в виде сборки 2–4 составных частей, сложность производства, а следовательно, и цена обеих сравниваемых типов антенн примерно одинакова. С увеличением размера раскрыва преимущество осесимметричной схемы антенны по рассматриваемому критерию становится очевидным.

Сложность сборки и настройки. По этому критерию очевидное преимущество имеет осесимметричная антенна. В силу своей аксиальной симметрии конструкция осесимметричной антенны сравнительно просто подвергается контролю именно по параметрам осесимметрии. Здесь используют два простых критерия:

- линейное расстояние от любой точки, лежащей на оси рефлектора, до симметрично расположенных точек на поверхности рефлектора одинаково;
- угловая мера от любой точки, лежащей на оси рефлектора, до симметрично расположенных точек на поверхности рефлектора одинакова.

Другими словами, сравнительная простота контроля сборки осесимметричного рефлектора базируется на сравнительно простых способах контроля оси симметрии рефлектора, которая является электрической осью антенны.

Влияние снежных осадков. Если для антенны типа офсет в качестве отражателя выбрана верхняя часть параболического зеркала, то эта антенна также имеет очевидные преимущества перед осесимметричной антенной.

Проведенное сравнение позволяет сформулировать следующие выводы:

- для малоразмерных антенн неосесимметричная схема имеет предпочтение практически по всем рассмотренным аспектам;
- большеразмерные антенны предпочтительно выполнять по осесимметричной схеме.

Добавим, что сказанное выше справедливо и для двухзеркальных антенн (см. гл. 3).

2.2.2. Усиление антенн типа офсет

Следует сразу отметить, что факторы, влияющие на уменьшение усиления антенн типа офсет, практически те же самые, что и для осесимметричных однозеркальных антенн (см. разд. 2.1.2). Однако существуют определенные нюансы, которые и будут рассмотрены ниже.

2.2.2.1. Учет асимметрии амплитудного распределения

На рис. 2.2.4 показано сечение антенны типа офсет, апертура которой представляет собой круг. Расстояние ρ от точки фокуса до текущей точки на поверхности рефлектора определяется соотношением

$$\rho = 2f / (1 + \cos \psi_0 \cos \psi - \sin \psi_0 \sin \psi \cos \xi), \quad (2.2.1)$$

где ξ — угловая координата в плоскости, ортогональной плоскости $z''x'$. Анализ этого выражения показывает, что пространственный множитель затухания $1/\rho$ не имеет симметричного распределения по углу ψ . Поэтому при симметричной форме ДН облучателя относительно углового направления на центр рефлектора амплитудное распределение в раскрыве антенны не будет обладать симметрией в вертикальной плоскости.

В [2.44] описано проведение анализа влияния указанного фактора на усиление антенны при допущении, что угловое распределение усиления облучателя имеет вид

$$G(\psi) = \begin{cases} G_0 \cos^n \psi & \text{при } 0 < \psi < \pi/2; \\ 0 & \text{при } \psi > \pi/2. \end{cases} \quad (2.2.2)$$

На рис. 2.2.5 приведена зависимость КИП от показателя n , определяющего форму ДН облучателя. Параметром при расчетах принимался угол ψ_0 .

Технические решения, направленные на увеличение КИП антенны типа офсет, обусловленные рассмотренной причиной, связаны с использованием облучателей со специальной формой ДН. Диаграмма направленности должна быть такой, чтобы сгладить различие пространственного множителя затухания в вертикальной плоскости. Конкретные технические решения по построению таких облучателей приведены в разд. 4.8.

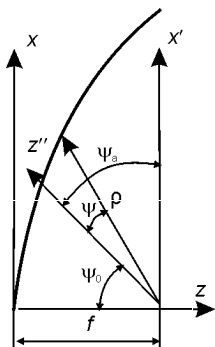


Рис. 2.2.4

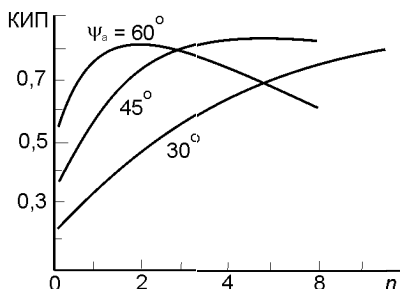


Рис. 2.2.5

2.2.2.2. Сравнительная оценка усиления антенны, проведенная различными методами

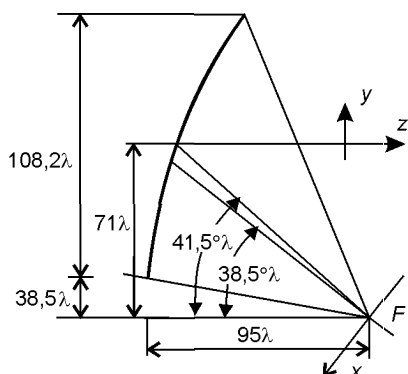


Рис. 2.2.6

Для расчета усиления антенн типа офсет могут быть использованы различные методы. Сравнительная оценка расхождения искомых результатов была проведена в [2.46] для схемы антенны, показанной на рис. 2.2.6, апертура которой представляет круг.

В табл. 2.2.1 сведены результаты расчетов усиления антенны, проведенными различными методами с указанием источников, где они опубликованы. Видно, что все используемые методы дают очень близкие между собой оценки усиления антенны типа офсет.

Таблица 2.2.1

Метод	Усиление, дБи	Источник
Апертурный метод с использованием функций Якоби-Бесселя	48,28	[2.46]
Метод преобразования Фурье	48,25	[2.45]
Метод ГТД	48,31	[2.47, 2.48]
Метод физической оптики	48,29	[2.47, 2.49]
Метод преобразования Фурье-Бесселя	48,22	[2.50]

2.2.2.3. Формулы для оценки усиления

Схема и основные геометрические параметры антенны приведены на рис. 2.2.7. Диаграмма направленности антенны определена зависимостью

$$F(\theta) = \cos^{2q} \theta. \quad (2.2.3)$$

В этом случае коэффициент, учитывающий долю энергии $P(\Omega_0)$, перехватываемой зеркалом антенны в телесном угле Ω_0 , от всей энергии $P(4\pi)$, излученной облучателем в телесном угле 4π , определяется соотношением

$$K_{\text{пер}} = 1 - \cos^{2q-1} \theta_0. \quad (2.2.4)$$

Коэффициент, учитывающий неравномерность амплитудного распределения, определяется следующей формулой [2.47]:

$$K_{\text{ап}} = 0,828 + 0,495|\tau/20| - 0,546|\tau/20|^2 + 0,261|\tau/20|^3 - 0,045|\tau/20|^4, \quad (2.2.5)$$

где $\tau = 20 \lg C$, C — уровень облучения края рефлектора.

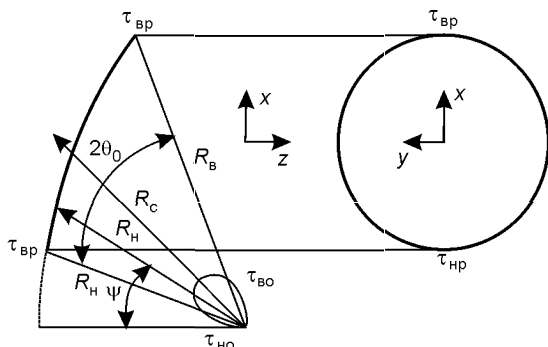


Рис. 2.2.7

Результирующий коэффициент использования поверхности антенны

$$\text{КИП} = K_{\text{пер}} K_{\text{пер}} K_{\text{бл}} K_{\text{фп}}, \quad (2.2.6)$$

где $K_{\text{бл}}$ и $K_{\text{фп}}$ — коэффициенты, учитывающие потери в усилении антенны из-за затенения и фазовых погрешностей, подробно анализируемые в гл. 5.

2.2.3. Диаграммы направленности

Приведем несколько ДН антенн типа офсет:

- рис. 2.2.8 — ДН антенны, приведенной на рис. 2.2.2, с круглой апертурой диаметром 2,4 м, измеренной на вертикальной поляризации на частоте 14,25 ГГц в пределах от -180° до 20° ;
- рис. 2.2.9 — ДН антенны с круглой апертурой диаметром 2,4 м, измеренной на вертикальной поляризации на частоте 6,138 ГГц в пределах от $-1,5^\circ$ до 30° ;
- рис. 2.2.10 — ДН антенны со специальным контуром апертуры (эквивалентный диаметр 3,8 м), измеренной на частоте 6,425 ГГц на круговой поляризации в пределах от -30° до 30° .

На этих рисунках сплошными линиями приведены нормирующие огибающие ДН:

- кривая 1 — $(29 - 25 \lg \psi)$ дБи;
- кривая 2 — $-3,5$ дБи;
- кривая 2' — 8 дБи;
- кривая 3 — $(32 - 25 \lg \psi)$ дБи;
- кривая 4 — -10 дБи.

Анализ приведенных диаграмм позволяет сделать следующие выводы:

- экспериментальные диаграммы с большим запасом удовлетворяют нормирующим огибающим ДН;

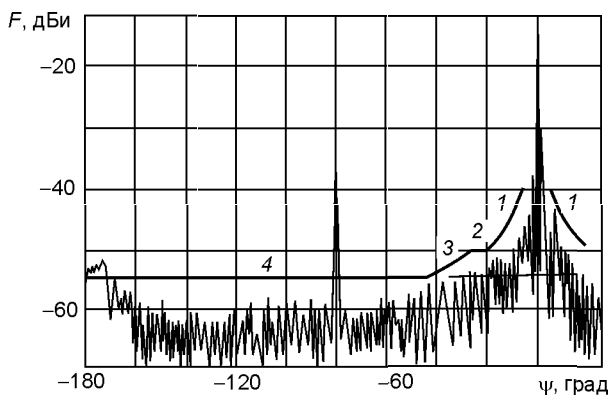


Рис. 2.2.8

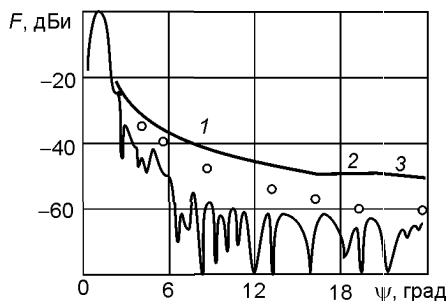


Рис. 2.2.9

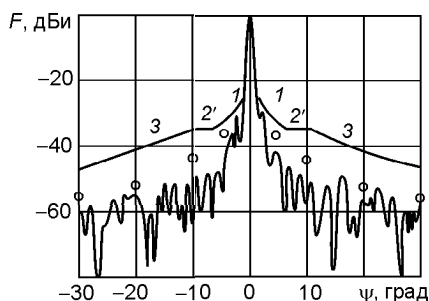


Рис. 2.2.10

- экспериментальные диаграммы удовлетворяют нормирующим огибающим ДН, заданным на рис. 2.2.9 и 2.2.10 кружочками, которые рассчитаны по формуле

$$G(\psi) = 30 - 30 \lg \psi, \text{ дБи.} \quad (2.2.7)$$

Ранее (см. ф-лу (2.1.30)) было показано, что именно такое соотношение определяет аппроксимационное выражение для огибающей ДН круглого раскрыва, полученного апертурным методом;

- механизм излучения в угловой области сравнительно дальних боковых лепестков антенн типа офсет обусловлен в основном апертурным излучением. Отметим, что этот вывод можно было прогнозировать заранее, так как для антенн типа офсет практически исключен механизм образования бокового излучения из-за эффекта затенения раскрыва элементами конструкции антенны.

Расчет ДН апертурным и токовым методами. В [2.49] проведен сравнительный анализ ДН антенн типа офсет, рассчитанных с помощью апертурного и токового методов. Анализ проводился прямым сравнением ДН, полученных двумя расчетными методами для антенны со сле-

дующими параметрами (рис. 2.2.11): $f = 4a$; $d = a$; $2a/\lambda = 10$; ДН облучателя задана в виде $F_{обл}(\theta) = \cos^{38} \theta$; уровень облучения кромок рефлектора -10 дБ.

Результаты расчета ДН $F(u)$, где $u = 2\pi a \sin \theta / \lambda$, в вертикальной плоскости (сплошная кривая — токовый метод; пунктирная и штрихпунктирная кривые — апертурный метод) приведены на рис. 2.2.12, а, в горизонтальной плоскости (кривая 1 — ДН по основной поляризации; кривая 2 — ДН по кроссполяризации) — на рис. 2.2.12, б. Видно, что различие между ДН, рассчитанными различными методами, незначительно.

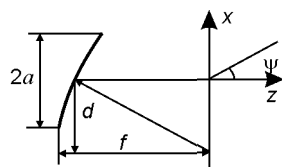


Рис. 2.2.11

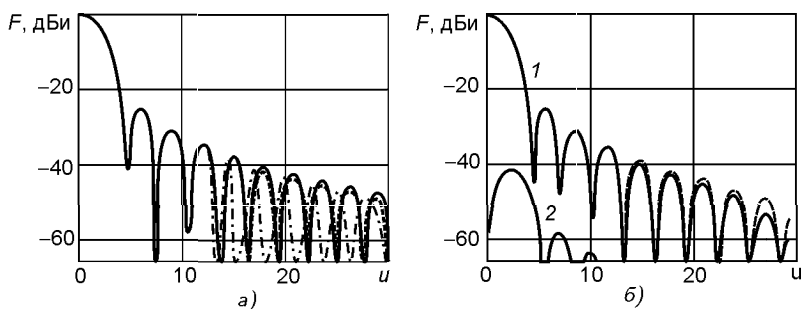


Рис. 2.2.12

Расчет ДН антенн с эллиптической формой раскрыва.

Для расчета ДН антенн типа офсет, раскрыв которых имеет эллиптическую форму, целесообразно использовать полиномы Якоби-Бесселя. В [2.51] приведены результаты расчета ДН с использованием этих полиномов. Схема анализируемой антенны приведена на рис. 2.2.13. Основные размеры антенны: $2a/\lambda = 100$; $2b/\lambda = 50$; $f/\lambda = 240$; $d/\lambda = 70$. Облучатель антенны имел асимметричную ДН: в плоскости XZ — $F(\theta) = \cos^{54,8} \theta$; в плоскости XY — $F(\theta) = \cos^{220} \theta$. Диаграммы рассчитывались для линейной поляризации. Результаты расчета ДН приведены на рис. 2.2.14, а и б в плоскости XZ и XY соответственно (кривая 1 — ДН на основной поляризации; кривая 2 — ДН на кроссполяризации).

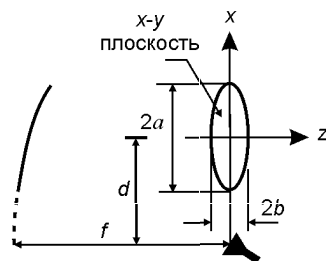


Рис. 2.2.13

Сравнительная оценка параметров ДН, рассчитанных различными методами. Для расчета параметров ДН антенн типа офсет могут быть использованы различные методы расчета. Сравнительная

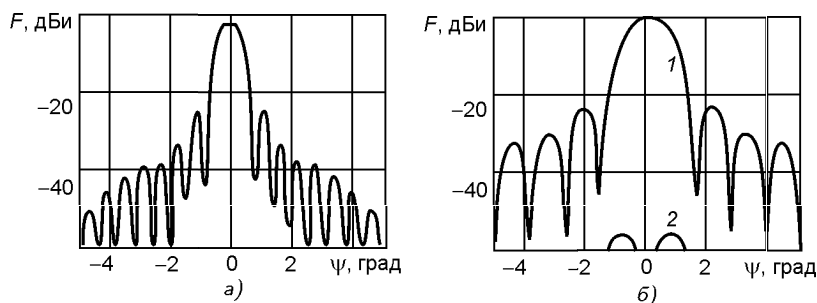


Рис. 2.2.14

Таблица 2.2.2

Метод расчета	Уровень боковых лепестков, дБ				
	σ_1	σ_2	σ_3	σ_4	σ_5
Апертурный метод с использованием функций Якоби–Бесселя	–19,5	–25,7	–30,1	–33,1	–35,6
Метод преобразования Фурье	–19,6	–25,8	–30,1	–32,8	–35,5
Метод ГТД	–19,6	–25,5	–30,6	–32,9	–35,5
Метод физической оптики	–19,6	–26,4	–31,2	–33,2	–39,7
Метод преобразования Фурье–Бесселя	–19,6	–25,6	–30,6	–33,2	–35,7

оценка расхождения искомых результатов была проведена для конкретной схемы антенны, показанной на рис. 2.2.6, с апертурой в форме круга [2.46].

В табл. 2.2.2 сведены результаты расчетов уровней первых пяти боковых лепестков ДН антенны, проведенными различными методами. Видно, что все используемые методы дают очень близкие между собой оценки параметров ДН антенны типа офсет.

2.2.4. Кроссполяризационное излучение

Как и ранее (см. разд. 2.1.5), предварим непосредственное рассмотрение структуры поля излучения однозеркальной антенны типа офсет анализом результатов несколько иной проблемы, а именно распределения поля в фокальной области этой антенны, возбуждаемой плоской волной. Напомним, что целесообразность такого шага диктуется тем, что обе проблемы тесно связаны между собой, а анализ векторной структуры поля в фокальной области антенны позволит лучше уяснить векторную структуру поля излучения антенны.

2.2.4.1. Распределение поля в фокальной плоскости антенны типа офсет, возбуждаемого плоской линейно поляризованной волной

Постановка задачи. Для однозеркальной антенны типа офсет с плоской линейно поляризованной волной, воздействующей на антенну, направление распространения которой соответствует оси симмет-

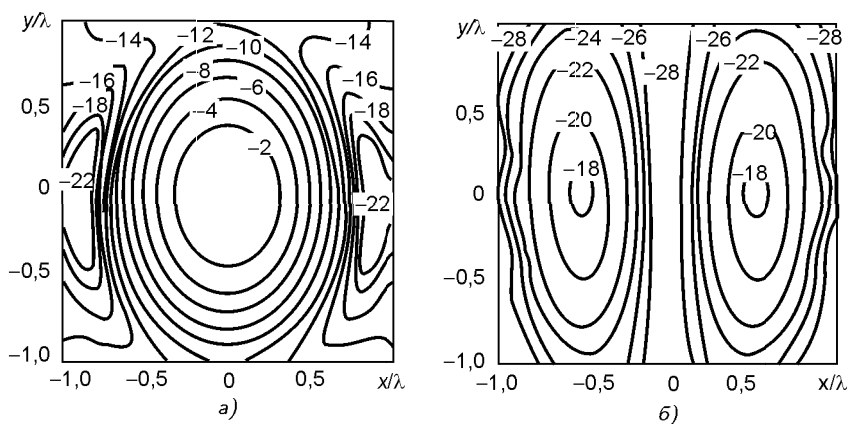


Рис. 2.2.15

рии антенны, определить распределение интенсивности поля в фокальной плоскости антенны.

Искомые результаты, полученные для одной частной реализации антенны типа офсет [2.16], фокальная ось которой проходит через нижний край рефлектора, диаметр раскрыва антенны 20λ , а полный угол раскрыва $\psi = 90^\circ$, представлены на рис. 2.2.15, а и б для поля, совпадающего по поляризации с линейной поляризационной окраской падающего поля, и для поля, имеющего ортогональную линейную поляризацию, соответственно.

Распределения полей, приведенные на этих рисунках, даны для плоскости, лежащей в фокальной области антенны, проходящей через фокус параболоида и имеющей квадратную конфигурацию со стороной квадрата 2λ . Приведенные на эпюрах числовые значения соответствуют ослаблению поля по сравнению с интенсивностью поля в центре рис. 2.2.15, а.

Сравнение этих данных с аналогичными данными, полученными для осесимметричной однозеркальной антенны, показывает, что между ними имеются следующие существенные различия:

- если для ООА можно выделить четыре области, которым свойственен значительный уровень кроссполяризации, то для антенн типа офсет таких областей только две;
- если для ООА области с значительным уровнем по кроссполяризации расположены вблизи угловых плоскостей $\pm 45^\circ$ и $\pm 135^\circ$, то для антенны типа офсет эти области лежат вблизи плоскости $0 \dots 180^\circ$.

Следует отметить, что результаты сравнения структуры поля в фокальной плоскости однозеркальной осесимметричной антенны, возбуждаемой плоской линейно поляризованной волной, и поляризационной структуры поля излучения той же антенны, возбужденной облучателем с линейно поляризованной волной, показывают достаточную схожесть

сравниваемых картин. По аналогии со сказанным можно предположить, что аналогичная квазиидентичность будет иметь место и для однозеркальных антенн типа офсет. Другими словами, поляризационная структура поля излучения антенны типа офсет, облучаемой линейно поляризованной волной, будет подобна той, что показана на рис. 2.2.15.

2.2.4.2. Экспериментальные результаты

Приведем результаты экспериментально измеренных ДН антенн типа офсет, возбуждаемых облучателем с линейной поляризацией.

На рис. 2.2.16 приведены ДН антенны типа офсет с конфигурацией отражающего зеркала, показанной на рис. 2.2.1. Эквивалентный диаметр зеркала 1,5 м. Измерения проводились на частоте 11,85 ГГц при вертикальной поляризации в азимутальной (рис. 2.2.16, а) и угломестной (рис. 2.2.16, б) плоскостях.

На рис. 2.2.17 приведены ДН антенны типа офсет с конфигурацией отражающего зеркала, показанной на рис. 2.2.2. Диаметр зеркала 2,2 м. Измерения проводились на частоте 3,912 ГГц при горизонтальной поляризации в азимутальной (рис. 2.2.17, а) и угломестной (рис. 2.2.17, б) плоскостях. На рис. 2.2.16 и 2.2.17 кривая 1 — ДН на основной поляризации; кривая 2 — ДН на кроссполяризации.

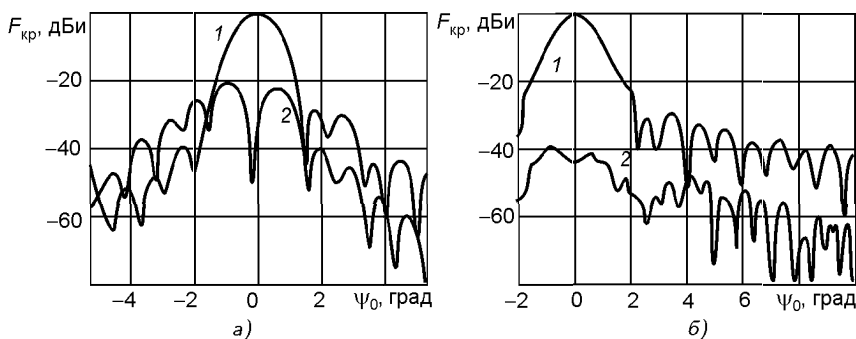


Рис. 2.2.16

Приведенные результаты показывают, что:

- максимумы кроссполяризационного излучения обеих антенн находятся в угломестной плоскости, т.е. плоскости, перпендикулярной плоскости симметрии антенны;
- положения максимумов излучения по кроссполяризации приходятся на угловые направления, соответствующие спаду уровня ДН по основной поляризации примерно на 5 дБ.

2.2.4.3. Расчетные соотношения

Расчетные соотношения, определяющие интенсивность и структуру распределения поля излучения по основной и кроссполяризациям, при-

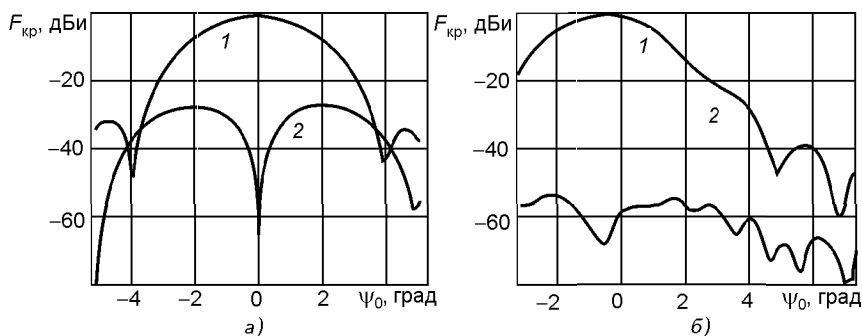


Рис. 2.2.17

ведены в [2.53, 2.54]. Ввиду того, что эти соотношения весьма громоздки, ограничимся далее только основными выводами, вытекающими из них.

Линейная поляризация. Структура токов на рефлекторе типа офсет, возбуждаемого облучателем с линейной поляризацией, показана на рис. 2.2.18 для вертикальной (а) и горизонтальной (б) поляризации.

Расчетные ДН антенны типа офсет, геометрия которой приведена на рис. 2.2.19 [2.53], показаны на рис. 2.2.20 (кривая 1 — ДН по основной поляризации; кривая 2 — ДН по кроссполяризации). Диаграммы рассчитаны для отношения $f/d = 0,25$ при использовании облучателя с линейной поляризацией в виде открытого конца круглого волновода, при амплитудном распределении, для которого уровень возбуждения кромок рефлектора соответствует -10 дБ, и относительно обобщенной координаты $u = \sin \psi_0 (d/\lambda)$.

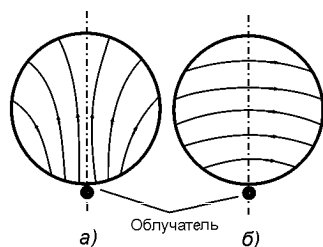


Рис. 2.2.18

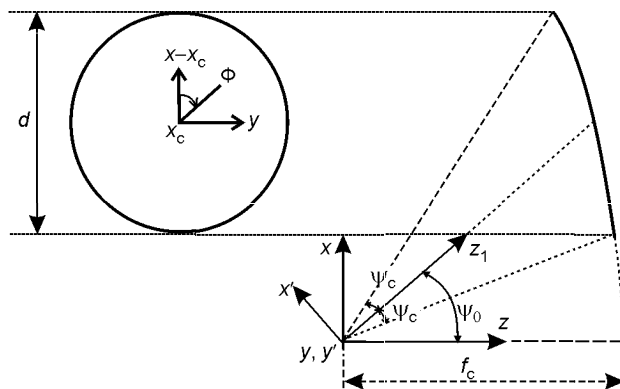


Рис. 2.2.19

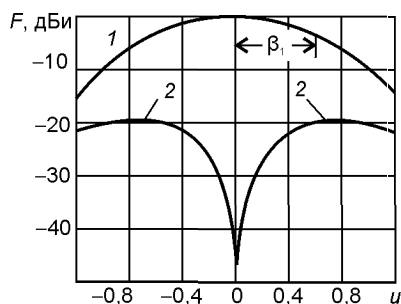


Рис. 2.2.20

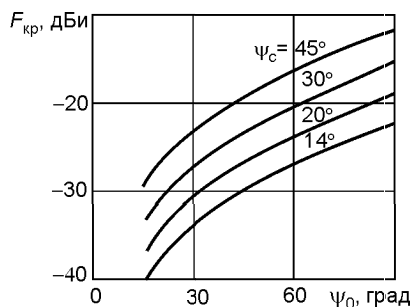


Рис. 2.2.21

Зависимости максимального уровня излучения антенны по кроссполаризации от геометрических параметров антенны приведены на рис. 2.2.21. Видно, что как с уменьшением угловых размеров рефлектора ψ_c , так и с уменьшением угла ψ_0 интенсивность излучения по кроссполаризации снижается.

Угловое распределение интенсивности излучения антенны по кроссполаризации определяется согласно [2.54] выражением вида

$$F(u, \phi) = A_0 H_1(u) \cos \phi, \quad (2.2.8)$$

где A_0 — множитель, зависящий от размера рефлектора, а функция

$$H_1(u) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{8(k+1)}{(2k+1)(2k+3)} \frac{J_{2k+2}(u)}{u}, \quad (2.2.9)$$

где $J_m(x)$ — функция Бесселя m -го порядка, $u = \pi \lambda \sin \psi / d$.

Нетрудно показать, что приближенная формула, определяющая угловое положение максимума излучения по кроссполаризации, имеет вид

$$\psi_M = \arcsin \left(0,76 \frac{\lambda}{d} \right); \quad \phi = 0 \text{ и } \pi. \quad (2.2.10)$$

Для сравнения приведем аналогичную зависимость для однозеркальной осесимметричной антенны:

$$\psi_M = \arcsin \left(0,121 \frac{\lambda}{d} \right); \quad \phi = \pm \frac{\pi}{4} \text{ и } \pm \frac{3}{4}\pi. \quad (2.2.11)$$

Отметим, что соотношение (2.2.10) достаточно близко совпадает с результатом, полученным в [2.55]. Так, например, для антенны типа офсет, у которой $d/\lambda = 19,8$, расчет по формуле (2.2.10) дает $\psi_M = 2,2^\circ$, а расчет согласно [2.55] — $\psi_M = 2,35^\circ$. Отметим также, что результаты [2.53] касательно максимального уровня излучения по кроссполаризации (см. рис. 2.2.26) достаточно хорошо согласуются с результатами [2.54], что иллюстрируется рис. 2.2.22 (сплошная кривая — результаты расчета по [2.54]; пунктирная — результаты расчета по [2.53]).

Круговая поляризация. Расчетные соотношения, определяющие интенсивность и структуру распределения поля излучения по основной и кроссполяризации приведены в [2.53]. Ввиду того, что эти соотношения громоздки, ограничимся далее только основными выводами, вытекающими из них.

1. Антенны типа офсет обладают уникальным свойством, а именно максимумы диаграмм антенны по правой и левой круговой поляризации имеют различную угловую ориентацию. Это свойство иллюстрируется на примере расчетных ДН антенны типа офсет, геометрия которой приведена на рис. 2.2.19 [2.53].

Результаты расчета ДН показаны на рис. 2.2.23 (кривая 1 — ДН с левой круговой поляризацией; кривая 2 — ДН с правой круговой поляризацией). Диаграммы направленности рассчитаны для отношения $f/d = 0,25$ при использовании облучателя с круговыми поляризациями в виде открытого конца круглого волновода, при амплитудном распределении, для которого уровень возбуждения кромок рефлектора соответствует -10 дБ, и относительно обобщенной координаты $u = \sin \psi_0 (d/\lambda)$.

Расчетная зависимость углового смещения, точнее, максимума ДН $\Delta\beta\lambda/d$, антенны с круговой поляризацией от угла ψ_0 при различных значениях параметра ψ_c показана на рис. 2.2.24.

Экспериментальные данные, подтверждающие справедливость полученных результатов, относятся к антенне с раскрывом 25 см, $f/d = 0,25$. Экспериментальные ДН, измеренные на частоте 18,5 ГГц, приведены на рис. 2.2.25 для линейной поляризации (кривая 1 — ДН на основной линейной поляризации; кривая 2 — ДН по кроссполяризации) и на рис. 2.2.26 для круговой поляризации (кривая 1 — ДН на правой круговой поляризации; кривая 2 — ДН на левой круговой поляризации).

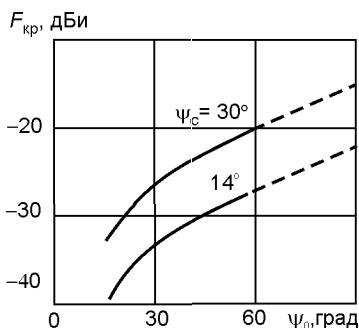


Рис. 2.2.22

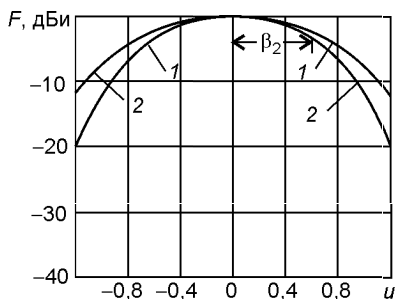


Рис. 2.2.23

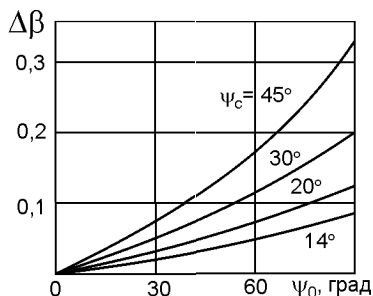


Рис. 2.2.24

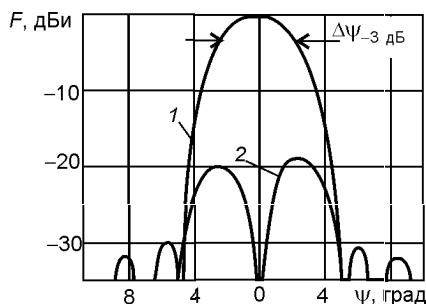


Рис. 2.2.25

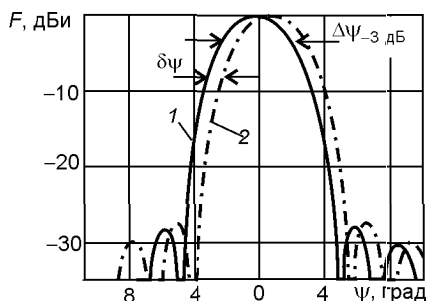


Рис. 2.2.26

Анализ приведенных диаграмм показывает, что:

- ширины ДН по уровню -3 дБ $\Delta\psi_{-3 \text{ дБ}}$ практически одинаковы и составляют $3,7^\circ$ и $3,8^\circ$ для линейной и круговой поляризации соответственно;
- угловой разнос между максимумами диаграмм по правой и левой круговой поляризациям $\delta\beta = 2\Delta\beta = 0,75^\circ$.

2. Смещение между максимумами ДН при различной круговой поляризации существует и для иных форм отражающего зеркала. Об этом, в частности, свидетельствуют экспериментальные данные [2.16] для антенн типа офсет с эллиптической формой ДН, показанных на рис. 2.2.27.

3. Согласно [2.16] эффект деполяризации поля с круговой поляризацией проще всего оценить, пользуясь линейным представлением компонент поля излучателя с круговой поляризацией. Осевые токи имеют наибольшую амплитуду при возбуждении их полем с линейной поляризацией, параллельной плоскости вынесения облучателя. В этом случае четная составляющая в множителе комбинирования осевого тока является доминирующей. Действительно, этот множитель можно приблизительно приравнять множителю комбинирования поперечных токов, обусловленных основной поляризацией. Поэтому ДН антенны по кроссполяризации

$$F_{\text{кп}}(\psi, \phi) \approx F(\psi, \phi) \operatorname{tg} \psi_{\text{н}} \sin \psi \cos \phi, \quad (2.2.12)$$

где $F(\psi, \phi)$ — диаграмма антенны по основной поляризации; $\psi_{\text{н}}$ — угол между касательной и плоскостью вынесения для центра апертуры.

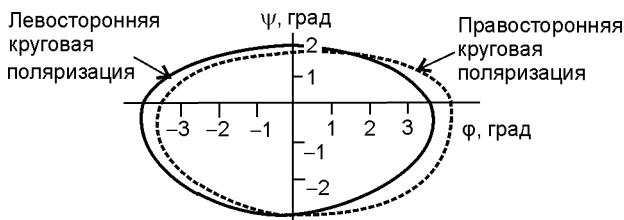


Рис. 2.2.27

Формула (2.2.12) описывает кроссполяризационную диаграмму с нулем на оси и двумя лепестками, достигающими максимума в плоскости симметрии. Отметим, что наличие в (2.2.12) множителя $\sin \psi$ указывает на то, что деполяризация снижается с уменьшением отношения λ/d и стремится к нулю в оптическом пределе, т.е. когда $\lambda/d \rightarrow 0$.

2.2.4.4. Влияние поляризационной чистоты поля излучателя на кроссполяризационное излучение антенны

Следует указать, что неполная «поляризационная чистота» поля излучателя приводит к изменению поляризационной структуры излучения антенны в целом. Рассмотрим эту ситуацию на примере однозеркальной антенны типа офсет с линейной поляризацией. Если $F_{\text{ко.г}}(\psi, \phi)$ и $F_{\text{кр.г}}(\psi, \phi)$ — ДН антенны по основной (кополярной) и кроссполярной поляризациям при использовании облучателя с «идеальной» горизонтальной поляризацией соответственно, а $F_{\text{ко.в}}(\psi, \phi)$ и $F_{\text{кр.в}}(\psi, \phi)$ — ДН этой же антенны по основной и кроссполяризациям при использовании облучателя с «идеальной» вертикальной поляризацией, то результирующие ДН при использовании облучателей с неидеально чистой поляризацией имеют вид геометрической суммы типа

$$\begin{aligned} F_{\text{ко}\Sigma}(\psi, \phi) &= F_{\text{ко}}(\psi, \phi) + \mu(\psi, \phi)F_{\text{кр}}(\psi, \phi), \\ F_{\text{кр}\Sigma}(\psi, \phi) &= F_{\text{кр}}(\psi, \phi) + \mu(\psi, \phi)F_{\text{ко}}(\psi, \phi), \end{aligned} \quad (2.2.13)$$

где $\mu(\psi, \phi)$ — поляризационная развязка ДН облучателя антенны. Ясно, что в первом выражении вклад второго слагаемого в $F_{\text{ко}\Sigma}(\psi, \phi)$ мал. Также ясно, что во втором выражении второе слагаемое может внести заметный вклад в результирующее кроссполяризационное поле $F_{\text{кр}\Sigma}(\psi, \phi)$. И наконец, также очевидно, что подобная ситуация имеет место и для случая использования облучателей с неидеальной круговой поляризацией.

Более подробно вопрос об изменении структуры кроссполяризационного излучения антенны типа офсет из-за анализируемого фактора для линейной поляризации рассмотрен в [2.53]. Изменение структуры кроссполяризационного излучения антенны типа офсет для круговой поляризации рассмотрен в [2.16], откуда и заимствован рис. 2.2.28: а — расчетная структура поля с нежелательной круговой поляризацией для антенны типа офсет с эллиптическим поперечным сечением луча по основной поляризации (штриховая линия — эллипс засветки); б — экспериментальная структура поля с нежелательной круговой поляризацией той же антенны.

Расчетное значение уровня кросс-поляризационного излучения в наихудших случаях —34 дБ, а измеренное —31 дБ. При более низких уровнях возможны более заметные расхождения между теоретическими и расчетными данными.

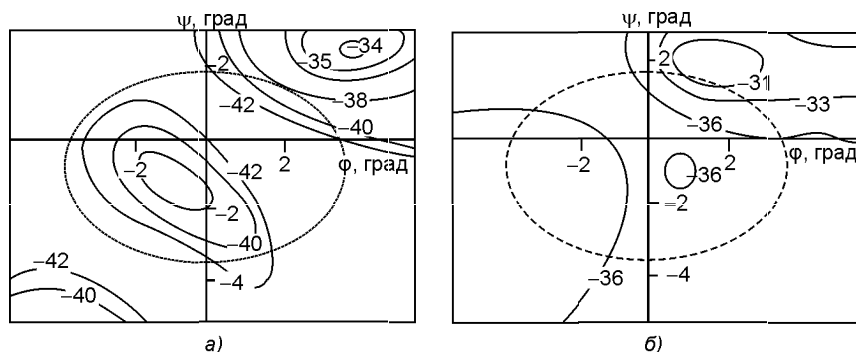


Рис. 2.2.28

2.3. Однозеркальные сферические антенны

2.3.1. Распределение поля в фокальной области однозеркальных сферических антенн

Постановка задачи. Для однозеркальной сферической антенны со структурой волны, воздействующей на антенну, в виде плоской волны, направление распространения которой соответствует оси симметрии антенны, определить структуру поля в фокальной области антенны.

В геометрикооптическом приближении задача решалась в [2.56]. На рис. 2.3.1 показан сегмент сферической антенны радиусом R . Из простых геометрических построений следует, что разность длин между лучами ABF_1 и OVF

$$\Delta r = R(\sec \psi - 1)/2 \quad (2.3.1)$$

и определяет сферическую абберацию.

На рис. 2.3.2 приведены построения, иллюстрирующие поведение узкого пучка лучей с угловой шириной dh , параллельных оси сферического зеркала—

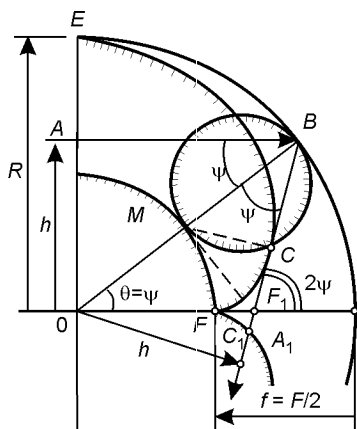


Рис. 2.3.1

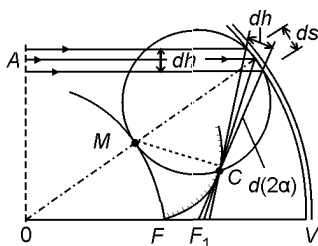


Рис. 2.3.2

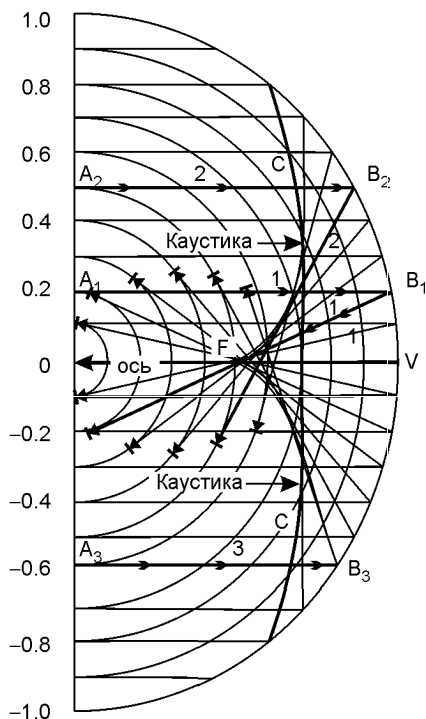


Рис. 2.3.3

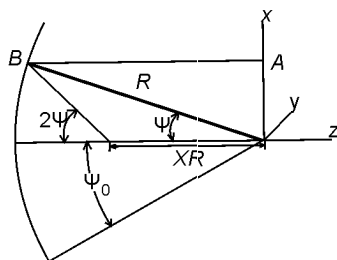


Рис. 2.3.4

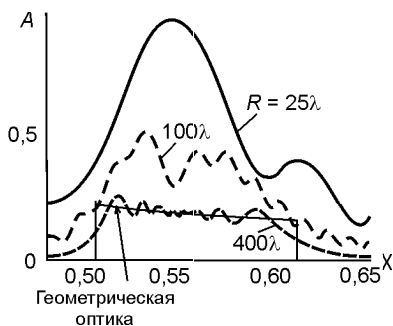


Рис. 2.3.5

ла, проходящих вблизи точки A и отраженных от зеркала вблизи точки B . Видно, что этот пучок лучей сходится в точку C . Геометрическое место точек сходящихся пучков лучей образуют каустику C , что иллюстрируется построениями на рис. 2.3.3.

Метод физической оптики к этой задаче применен в [2.57]. Геометрия задачи приведена на рис. 2.3.4. Результаты расчетов приведены на рис. 2.3.5, где показаны графики распределения интенсивности поля вдоль оси сферического рефлектора в зависимости от электрической длины радиуса R . Видно, что с увеличением радиуса R распределение интенсивности поля «сходится» к распределению, продиктованному геометрооптическим приближением. На рис. 2.3.6 показаны девиации фазы поля от значения фазы, продиктованной геометрооптическим приближением, вдоль оси сферического рефлектора. Здесь снова в качестве параметра выступает электрическая длина радиуса R .

Отметим, что результаты анализа рассматриваемой проблемы, полученные методом физической оптики, приведены также в [2.58, 2.59]. Так, в частности, в [2.59] получены результаты, иллюстрирующие размеры поперечного сечения круга, внутри которого сосредоточена известная доля η мощности энергии от всей энергии, падающей на сферический рефлектор. Изменение электрического радиуса kr этого круга

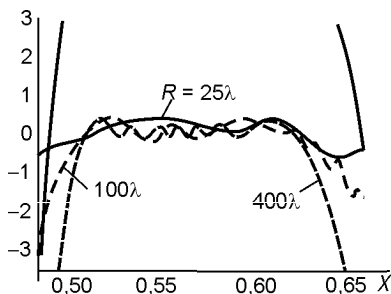


Рис. 2.3.6

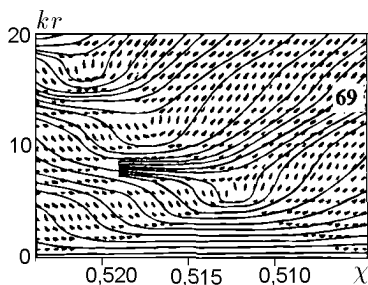


Рис. 2.3.7

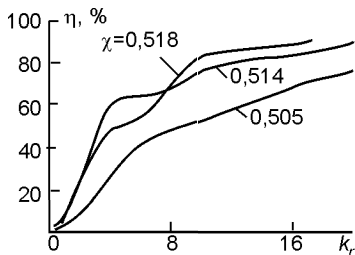


Рис. 2.3.8

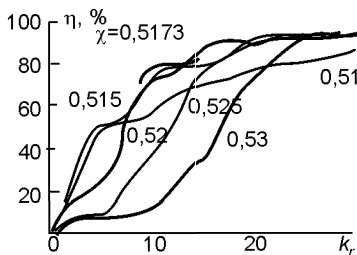


Рис. 2.3.9

вдоль оси показано на рис. 2.3.7. Эти данные получены для рефлектора с радиусом $R = 300\lambda$ и углом $\theta_0 = 20^\circ$. Сплошные линии на рис. 2.3.7 соответствуют одинаковому значению η . На рисунке приведено численное значение одной из таких линий, для которой $\eta = 69\%$. Изменение зависимости $\eta(kr)$ для той же самой схемы антенны для трех значений расстояний χ показано на рис. 2.3.8. Сходные результаты получены в [2.58], откуда заимствованы графики рис. 2.3.9, где показаны зависимости $\eta(kr)$ для рефлектора с радиусом $R = 400\lambda$ и углом $\theta_0 = 20^\circ$, рассчитанные для пяти значений параметра χ .

2.3.2. Однозеркальные сферические антенны с линейным облучателем

Использование обычных облучателей, т.е. облучателей как источников сферической волны, для рассматриваемого класса антенн не является продуктивным шагом. Причина — наличие сферической абберации, что приводит к недопустимым фазовым искажениям в излучающем раскрыве антенны. Поиски разумных решений по построению облучающих систем для антенн со сферическими рефлекторами, в которых минимизированы или даже полностью отсутствуют фазовые абберации, могут происходить по следующим направлениям, а именно:

- облучающая система как набор дискретных излучателей, расположенных вдоль оси системы. Линия питания, соединяющая излу-

тели, должна обеспечивать фазовые сдвиги, необходимые для компенсации сферической абберации. Такое устройство выполняется чаще всего в виде линейного источника;

- облучающая система в виде излучателя сферической волны и компенсатора, задачей которого служит нивелирование фазовых погрешностей из-за сферической абберации. Построение компенсатора возможно по двум основным схемам: с использованием специальных линзовых устройств или специальных отражающих поверхностей.

В данном разделе рассмотрим схему, когда в качестве облучающей системы используется линейный облучатель. Обратимся к рис. 2.3.10. Длина пути луча, проходящего по пути $A-P-F_1$,

$$L_1 = R \cos \psi + (R/2) \sec \psi, \quad (2.3.2)$$

а длина луча, проходящего по пути $C-O-F_1$,

$$L_2 = R + R/2. \quad (2.3.3)$$

Следовательно, разность длин между обоими лучами

$$\delta = R[(1 - \cos \psi) - (\sec \psi - 1)/2]. \quad (2.3.4)$$

С учетом (2.3.1) выражение (2.3.4) может быть записано как

$$\delta = z[1 - 2/(1 + z/f)], \quad (2.3.5)$$

где $f = R/2$.

Отметим, что δ является отрицательной величиной, так как аксиальный путь луча (COF) длиннее другого луча.

Для эффективной «работы» линейного источника необходимо, чтобы текущий луч, приходящий в точку F_1 , далее, «проходя» внутри источника, «прибыл» в точку F в фазе с аксиальным лучом $C-O-F$. Для этого требуется удовлетворить следующему условию [2.60]:

$$\delta = -\frac{\lambda}{\lambda_g} \int_0^z dz, \quad (2.3.6)$$

где λ и λ_g — длины волн в свободном пространстве и линейном источнике. Используя (2.3.5) и (2.3.6), можно получить соотношение

$$\lambda/\lambda_g = 2f^2/(f+z)^2 - 1. \quad (2.3.7)$$

Из данного соотношения следует, что длина волны λ_g в линейном источнике зависит от расстояния z вдоль линейного источника. Это требование можно записать в несколько ином виде:

$$\lambda/\lambda_g = \cos \psi. \quad (2.3.8)$$

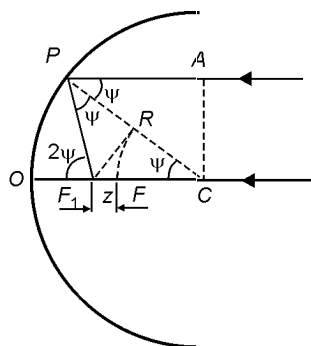


Рис. 2.3.10

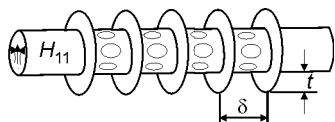


Рис. 2.3.11

Возможная реализация линейного источника, удовлетворяющего указанному требованию, приведена на рис. 2.3.11. Источник выполнен на базе круглого волновода, в котором распространяется волна типа H_{11} . Излучателями служат продольные щели. В данной реализации элемент линейного источника в виде группы продольных щелей (на рис. 2.3.11 — шесть) отделен от соседнего элемента радиальными экранами. На рис. 2.3.12 приведены эпюры плотности продольного $j_{\text{пр}}$ и поперечного $j_{\text{поп}}$ токов, распространяющихся в круглом волноводе с модой H_{11} . Соответствующие ДН элемента щелевого волновода приведены рис. 2.3.13: продольным токам волновода соответствует распределение, показанное сплошной линией, а поперечным — распределение, показанное пунктиром.

Следует отметить две принципиальные особенности линейного источника:

- в связи с тем, что значение текущего угла ψ изменяется вдоль источника, уменьшаясь к точке F , должно изменяться и текущее значение λ_g , так чтобы $\lambda/\lambda_g \rightarrow 1$ при приближении к точке F . Это означает, что радиус круглого волновода будет возрастать при приближении к точке F ;
- локальная интенсивность излучения элемента линейного источника зависит от двух факторов: от конфигурации и размеров щелей и от уровня мощности в волноводе в сечении, где расположены излучающие щели. Поэтому при расчете характеристик излучения линейного источника необходимо учитывать оба фактора.

Предположим, что линейный источник содержит элементы, щели которых излучают одинаковую долю от «подводимой» к ней мощности. Ясно, что в этом случае наибольшая мощность излучения придется

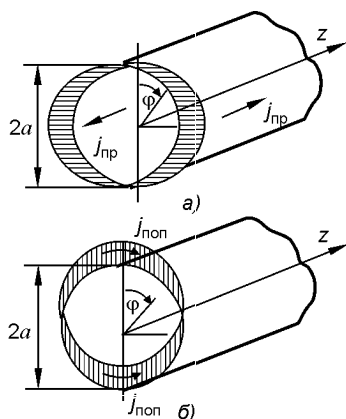


Рис. 2.3.12

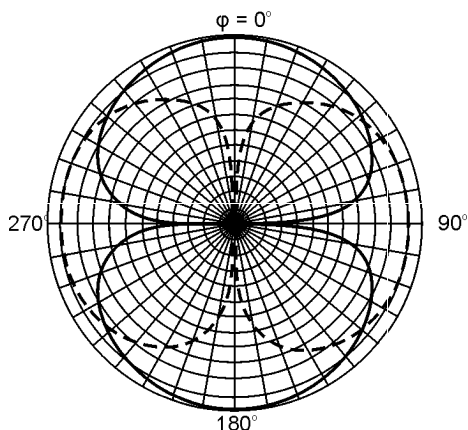


Рис. 2.3.13

на элементы, наиболее близкие к точке F , которым соответствует облучение центральной области сферического рефлектора (область 1 на рис. 2.3.14). Более удаленные от точки F элементы будут излучать все меньшую мощность. Поэтому облучение области 2 и тем более области 3 будет заметно снижаться, что и приведет в конечном итоге к резкому падению коэффициента использования поверхности антенны.

Отметим, что подробную информацию о конструировании линейных источников, реализующих оптимальное возбуждение сферического рефлектора, и о сферических антеннах в целом можно найти в [2.58, 2.61–2.67].

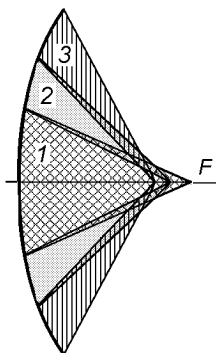


Рис. 2.3.14

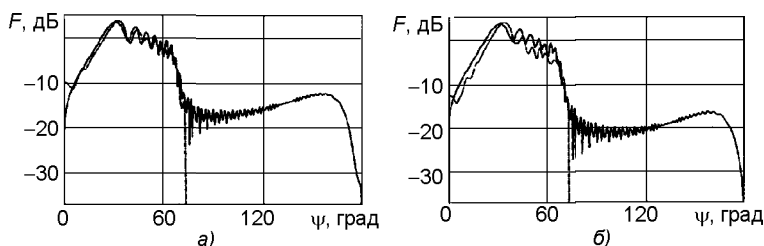


Рис. 2.3.15

В заключение раздела приведем краткие сведения об однозеркальной сферической антенне, выполненной для радиообсерватории в Арисибо (Arecibo). Раскрыв апертуры 305 м, а радиус сферы 265 м. Для частоты 318 МГц длина линейного источника 21 м. Эффективность использования антенны примерно 70 %, а усиление 56 дБи. Амплитудные ДН линейного облучателя приведены на рис. 2.3.15, а и б для E - и H -плоскости соответственно. Фазовая ДН приведена на рис. 2.3.16. Сплошными линиями показаны результаты расчета, а пунктирными — результаты эксперимента.

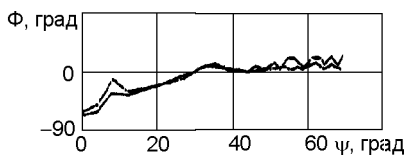


Рис. 2.3.16

2.4. Однозеркальные тороидально-параболические антенны

В ряде практически важных ситуациях есть потребность в многолучевой антенной системе, которая обеспечивает одновременную работу с рядом спутников, размещенных на геостационарной орбите. Многолучевость в классе зеркальных антенн обычно реализуется следующим

образом: используют одно зеркало специальной формы, затем размещают определенным образом группу облучателей, порты которых соответствуют парциальным ДН, имеющим различные угловые ориентации по геостационарной орбите.

Такие антенные системы должны обеспечить:

- требуемые угловые пределы перекрытия геостационарной орбиты;
- «размещение» вдоль орбиты требуемого количества парциальных диаграмм (лучей);
- выполнение требований по электрическим параметрам на антенну для всех парциальных лучей.

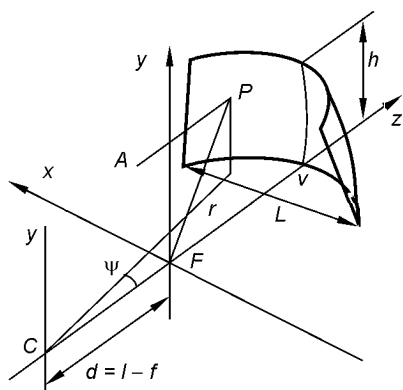


Рис. 2.4.1

угол $120 \dots 180^\circ$. Отметим основные свойства этого варианта:

- антенна пригодна для широкоугольного перекрытия требуемого сектора обзора или, как это принято говорить, широкоугольного сканирования;
- каждый парциальный облучатель «засвечивает» только часть поверхности рефлектора.

Отметим, что для получения большего размера эффективно излучающего раскрыва требуются широкие ДН облучателей. Это обстоятельство приводит к снижению характеристик направленности для облучателей, парциальные ДН близки к направлениям $\pm 90^\circ$, что обусловлено в основном двумя факторами:

- переливанием значительной доли энергии облучателя через край зеркала;
- частичным затенением отраженных от зеркала лучей противоположной кромкой зеркала.

Поэтому для реализации незначительно искаженных ДН сектор сканирования выполняют меньшим 180° . Установлено, что максимально допустимый сектор сканирования антенны с тороидально-параболическим зеркалом составляет примерно 120° .

Второй вариант получается вращением параболической дуги на угол $60 \dots 80^\circ$. Отметим основные свойства этого варианта:

В этом разделе рассматриваются однозеркальные тороидально-параболические антенны, которые позволяют удовлетворить этим требованиям.

Тороидально-параболический рефлектор (ТПР) (рис. 2.4.1) является поверхностью, образованной вращением отрезка параболической дуги относительно оси, перпендикулярной к оси параболы. Обычно различают два варианта исполнения рефлектора антенны.

Первый вариант получается вращением параболической дуги на

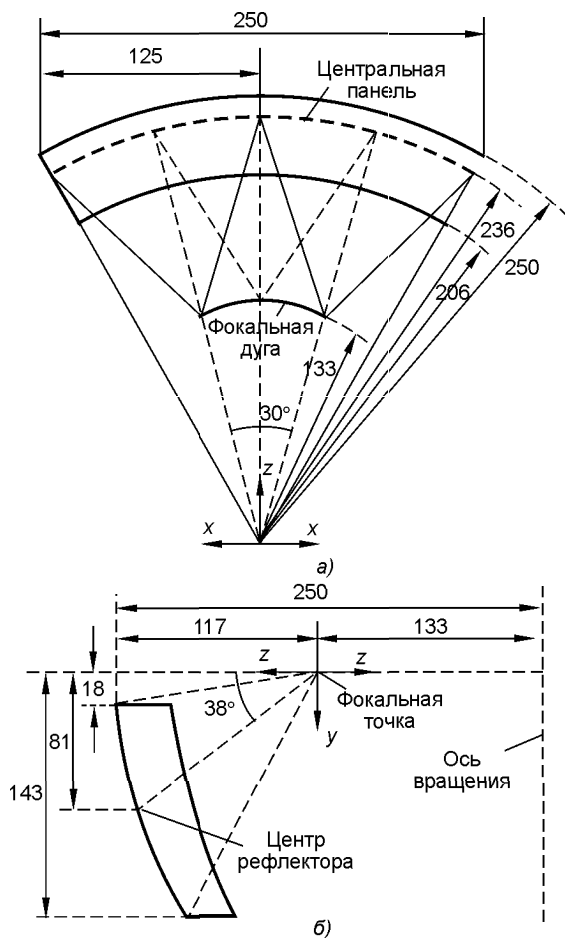


Рис. 2.4.2

- поверхность зеркала «засвечивается» практически полностью, что повышает эффективность использования антенны в целом;
- угол сканирования превышает аналогичный параметр, соответствующий выполнению зеркала в виде параболоида.

Расчетные и экспериментальные данные реализуемых параметров антенны с ТПР приведены в [2.69]. Эти данные относятся к антенне с размером рефлектора 125×250 см. Геометрические размеры в сантиметрах приведены на рис. 2.4.2: а — вид сверху, б — вид сбоку. Расчеты и измерения проводились на частоте 22 ГГц. В качестве облучателя использовался специальный квадратный рупор, поперечное сечение которого показано на рис. 2.4.3. Расчетные данные получены в приближении апертурного метода при использовании известной формы

Таблица 2.4.1

Угол сканирования в угломестной плоскости, град	Коэффициент усиления, дБи
3,3	45,5
1,8	46,6
-0,2	47,4
-2,23	47,4
-5,7	46,3

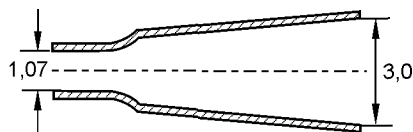
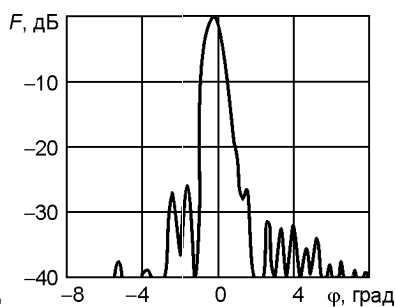
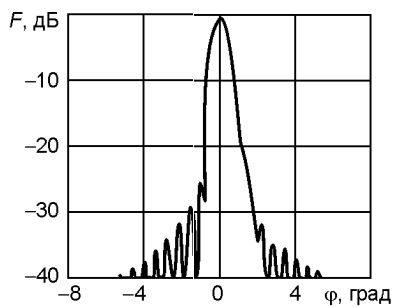
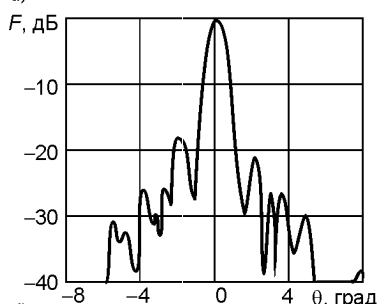
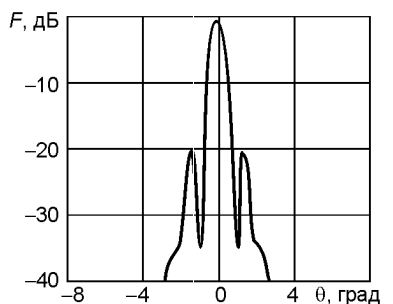


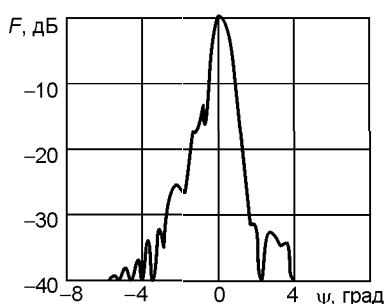
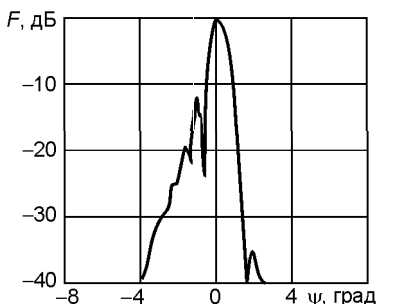
Рис. 2.4.3



а)



б)



в)

Рис. 2.4.3

ДН облучателя, полученной или расчетным путем или в результате экспериментальных измерений.

Для данной антенны перемещение облучателя в угломестной плоскости позволяет сканировать ДН в этой же плоскости в пределах $\pm 15^\circ$. Измерения показали, что при угломестном сканировании наблюдается уменьшение коэффициента усиления. Данные измерений приведены в табл. 2.4.1.

Перемещение облучателя в азимутальной плоскости позволяет сканировать ДН в этой же плоскости. Измерения показали, что при сканировании ДН в пределах $\pm 10^\circ$ снижение коэффициента усиления не превышает 1,5 дБ.

На рис. 2.4.4 приведены ДН испытываемой антенны (слева — расчетные, справа — экспериментальные). Эти диаграммы получены при ориентации максимуму антенны под углом 0° в угломестной и $-0,2^\circ$ в азимутальной плоскостях, рассчитаны и измерены в угломестной (а), азимутальной (б) и 45° -плоскостях (в).

Список литературы к главе 2

- 2.1. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ. Ч. 1. — М.: Связь, 1977. — 384 с.
- 2.2. Lo Y.T. On the beam deviation factor of a parabolic reflector // IRE Trans. AP-1960, May. № 36. P. 347–349.
- 2.3. Rusch W.V.T. The current state of the reflector antenna art // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1984. Vol. AP-32, № 4. P. 313–317.
- 2.4. Ямпольский В.Г., Фролов О.П. Антенны и ЭМС. — М.: Радио и связь, 1983. — 272 с.
- 2.5. Ramsay J.F. Lambda function describe antenna diffraction patterns // Microwaves. 1967. Vol. 6. P. 69–107.
- 2.6. Silver S. Microwave antenna theory and design / Ed. M.T. Serias. — N.Y.: MacGraw-Hill, 1949.
- 2.7. Ямпольский В.Г. Электрические характеристики открытого конца круглого волновода как облучателя зеркальной антенны // Электросвязь. 1999. № 9. С. 25–28.
- 2.8. Фролов О.П. Антенны для земных станций спутниковой связи. — М.: Радио и связь, 2000. — 378 с.
- 2.9. Narasimhan M.S., Chistopher S. A new method of analysis of the near and far fields of paraboloidal reflectors // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1984. Vol. AP-32, № 1. P. 13–19.
- 2.10. Фролов О.П., Ямпольский В.Г. Об излучении зеркальных антенн в переднем полупространстве // Труды НИИР. 1989. № 3.
- 2.11. Keller J.B. Geometrical theory of diffraction // J. Opt. Soc. of America. 1962. Vol. 52, № 2.
- 2.12. Боровиков В.А., Кинбер Б.Е. Геометрическая теория дифракции. — М.: Связь, 1978.
- 2.13. Фролов О.П. Влияние формы ДН облучателя на дифракционное поле зеркальных антенн // Труды НИИР. 1971. № 4. С. 86–93.
- 2.14. Narasimhan M.S., Prasad R.M. GTD analysis of the near-f field pattern of a prime-focus symmetric paraboloidal reflector antenna // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1981. Vol. AP-29, № 6. P. 959–961.
- 2.15. Wood P.J. Reflector antenna analysis and design. — London and New York: Institution of Electrical Engineers, 1980.
- 2.16. Вуд П. Анализ и проектирование зеркальных антенн: Пер. с англ. под ред. О.П. Фролова. — М.: Радио и связь, 1984.
- 2.17. Kennaugh E.M., Ott R.H. Fields in the region of parabolic receiving antenna // IEEE Trans. 1964. Vol. AP-12. P. 376–377.

- 2.18. **Liang C., Lo Y.T.** Scattering by two spheres // *Radio Sci.* Dec. 1976. P. 1481–1495.
- 2.19. **King R.W.P., Harrison C.W.** Scattering by imperfectly conducting spheres // *IEEE Trans.* 1971. Vol. AP-19. P. 197–207.
- 2.20. **Chu L.J.** Physical limitations on antennas // *J. Appl. Phys.* 1948. № 19. P. 1163–1175.
- 2.21. **Taylor T.T.** A discussion of the maximum directivity of an antenna // *IRE Proc.* Sept. 1948. № 36. P. 1135.
- 2.22. **Ludwig A.C.** Radiation pattern synthesis for circular aperture horn antennas // *IEEE Trans.* 1966. Vol. AP-14. P. 434–440.
- 2.23. **Potter P.D.** Application of spherical wave theory to Cassegrainian-field paraboloids // *IEEE Trans.* 1967. Vol. AP-15. P. 727–736.
- 2.24. **Brown J.D., Jull E.V.** The prediction of aerial radiation patterns from near-field measurements // *Proc. IEE.* 1961. № 108. P. 635–644.
- 2.25. **James J.R., Longdon L.** Prediction of arbitrary electromagnetic fields from measured data // *Alta Freq.* May 1969. № 38. P. 286–290.
- 2.26. **Larsen F.H.** Probe correction of spherical near-field measurements // *Elec. Lett.* 1977. № 13. P. 393–395.
- 2.27. **Claricoats P.J.B., Oliver A.D.** Near-field radiation characteristics of corrugated horn // *Electron. Lett.* 1971. № 7. P. 446–448.
- 2.28. **Ricardi L.J.** Synthesis of the fields of a transverse feed for a spherical reflector // *IEEE Trans.* 1971. Vol. AP-19. P. 310–320.
- 2.29. **Wood P.J.** Field correlation diffraction theory of the symmetrical Cassegrain antenna // *IEEE Trans.* 1971. Vol. AP-19. P. 191–197.
- 2.30. **Wood P.J.** Reflector profiles for the pencil-beam Cassegrain antenna // *Marconi Rev.* 1972. P. 121–138.
- 2.31. **Ludwig A.C., Brunstein S.A.** A transform-pair relationship between incident and scattered fields from an arbitrary reflector // *Radio Sci.* Sept./Oct. 1978. P. 785–788.
- 2.32. **Ludwig A.C.** Near-field far-field transformations using spherical wave expansions // *IEEE Trans.* 1971. Vol. AP-19. P. 214–220.
- 2.33. **Claricoats P.J.B., Saha P.K.** Radiation from wide-flare scalar horn // *Electron. Lett.* 1969. № 5. P. 376–378.
- 2.34. **Ludwig A.C., Norman R.A.** A new method for calculating correction factors for near-field gain measurements // *IEEE Trans.* 1973. Vol. AP-21. P. 623–628.
- 2.35. **Захаров Е.В., Пименов Ю.В.** Численный анализ дифракции радиоволн. — М.: Радио и связь, 1982. — 184 с.
- 2.36. **Уфимцев П.Я.** Метод краевых волн в физической теории дифракции. — М.: Советское радио, 1962.
- 2.37. **James G.L., Kerdememelis V.** Reflector antenna radiation pattern analysis by equivalent edge currents // *IEEE Trans.* 1973. Vol. AP-21, № 1. P. 19–24.
- 2.38. **Фролов О.П.** Обобщение метода зеркальных изображений // *Труды НИИР.* 1973. № 1.
- 2.39. **Фролов О.П.** Направленные свойства зеркальных антенн // *Радиотехника.* 1976. № 5.
- 2.40. **Chu Ta-Shing, Lannone P.P.** Radiation properties of a parabolic torus reflector // *IEEE Trans.* 1989. Vol. AP-37, № 7. P. 865–874.
- 2.41. **Cory H., Levitan Y.** Reflector coefficient optimization at feed of parabolic antenna fitted with vertex plate // *Electr. Letters.* 1980. Vol. 16, № 25. P. 945–947.
- 2.42. **Ямпольский В.Г., Фролов О.П.** Оптимизация антенных систем линий связи. — М.: Радио и связь, 1991. — 272 с.
- 2.43. **Ghobrial S.I.** Co-polar and cross-polar diffraction images in the focal plane of paraboloidal reflectors: a comparison between linear and circular polarization // *IEEE Trans.* 1976. Vol. AP-24, № 4. P. 418–423.
- 2.44. **Pagones M.J.** Gain factor of an offset-fed paraboloidal reflector // *IEEE Trans.* 1968. Vol. AP-16, № 5. P. 536–541.

- 2.45. **Lam P.T., Lee S.W., Hung C.C., Acosta R.** Strategy for reflector pattern calculation: Let the computer do the work // IEEE Trans. 1986. Vol. AP-34, № 4. P. 592–595.
- 2.46. **Rahmat-Samii Y., Galindo-Israel V.** Shaped reflector antenna analysis Jacobi-Bessel series // IEEE Trans. 1980. Vol. AP-28, № 4. P. 425–435.
- 2.47. **Lam P.T., Lee S.W., Acosta R.** Secondary pattern computation of an arbitrarily shape reflector // Electromagn. Lab. Rep. 1984. Vol. 84, № 7. Urbana, IL.
- 2.48. **Chang Y.C., Rudduck R.C.** Extended aperture integration for the analysis of offset antennas // IEEE/AP Symp. Digest. 1984. P. 293–296.
- 2.49. **Matsuura H., Hongo K.** Comparison of induced current and aperture field integrations for an offset parabolic reflector // IEEE Trans. 1987. Vol. AP-35, № 1. P. 101–105.
- 2.50. **Hung C.C., Mittra R.** Secondary pattern and focal region distribution of reflector antenna under wide-angle scanning // IEEE Trans. 1983. Vol. AP-31, № 6. P. 756–763.
- 2.51. **Rahmat-Samii Y.** Jacobi-Bessel analysis of reflector antennas with elliptical apertures // IEEE Trans. 1987. Vol. AP-35, № 9. P. 1070–1074.
- 2.52. **Kildal P.S.** Diffraction analysis of the line feeds of the spherical reflectors // IEEE Trans. 1990. Vol. AP-38, № 9. P. 1366–1373.
- 2.53. **Chu T.S., Turrin R.H.** Depolarization properties of offset reflector antennas // IEEE Trans. 1973. Vol. AP-21, № 8. P. 339–345.
- 2.54. **Ghobrial S.I.** Off-axis cross-polarization and polarization efficiencies of reflector antennas // IEEE Trans. 1979. Vol. AP-27, № 4. P. 460–466.
- 2.55. **Difonzo D.** Offset and symmetrical reflector antennas: polarization and pattern effect. M.S. thesis, California State Univ., Northridge, 1972.
- 2.56. **Spenser R.C., Hyde G.** Studies of the focal region of spherical reflector: geometrical optics // IEEE Trans. 1968. Vol. AP-16, № 3. P. 317–324.
- 2.57. **Schell A.C.** The diffraction theory of large-aperture spherical reflector antennas // IEEE Trans. 1963. Vol. AP-11, № 4. P. 428–432.
- 2.58. **Tomas B.M., Minnett H.C., Bao V.T.** Fields in the focal region of a spherical reflector // IEEE Trans. 1969. Vol. AP-20, № 2. P. 229–232.
- 2.59. **Bao V.T., Vu Q.H., Doan D.L.** High-efficiency spherical reflector antenna — a case study // IEEE Trans. 1977. Vol. AP-25, № 3. P. 351–356.
- 2.60. **Love A.W.** Spherical reflecting antennas with corrected line sources // IEEE Trans. 1962. Vol. AP-10, № 6. P. 529–537.
- 2.61. **McCormick G.C.** A line feed for a spherical reflector // IEEE Trans. 1967. Vol. AP-15, № 5. P. 639–645.
- 2.62. **Love A.W., Gustincic J.J.** Line source feed for a spherical reflector // IEEE Trans. 1968. Vol. AP-16, № 1. P. 132–134.
- 2.63. **Londe L.M., Harris D.E.** A high-performance line source feed for the AIO spherical reflector // IEEE Trans. 1970. Vol. AP-18, № 1. P. 41–48.
- 2.64. **Love A.W.** Scale model development of a high efficiency dual polarized line feed for the Arecibo spherical reflector // IEEE Trans. 1973. Vol. AP-21, № 5. P. 628–639.
- 2.65. **Londe L.M.** The design of linearly polarized slotted waveguide feeds for spherical reflectors // IEEE Trans. 1979. Vol. AP-27, № 3. P. 289–293.
- 2.66. **Kildal P.S.** Study of element patterns and excitations of the line feeds of the spherical reflector antenna in Arecibo // IEEE Trans. 1986. Vol. AP-34, № 2. P. 197–207.
- 2.67. **Ulversoy T., Kildal P.S.** Improved element pattern for the line feeds of the spherical reflector antenna in Arecibo // IEEE Trans. 1989. Vol. AP-37, № 12. P. 1624–1627.

Глава 3

ДВУХЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

В этой главе рассмотрены двухзеркальные антенны, используемые для земных станций спутниковой связи. Целесообразно предварить систематическое изложение материала некоторыми вводными сведениями.

1. Переход от однозеркальной схемы к двухзеркальной дает антенной системе в целом следующие преимущества:

- резко уменьшается длина фидерных линий;
- резко улучшается конструктивное решение по размещению радиотехнического комплекса ЗС;
- более гибкие возможности в применении первичного облучателя антенны;
- более широкие возможности в конструировании амплитудно-фазовых распределений в апертуре антенны;
- боковое излучение антенны, обусловленное переливом первичного источника за края контррефлектора, обращено в «холодную» часть небосвода;
- возможность реализовать низкий уровень перелива энергии за края основного рефлектора антенны.

2. Вместе с названными преимуществами двухзеркальным схемам антенн свойственны и недостатки:

- высокая степень затенения излучающего раскрыва, особенно для антенн с малым электрическим размером раскрыва, т.е. характеризующимся сравнительно малым значением D/λ ;
- высокий уровень боковых лепестков по угловым направлениям, примыкающим к направлению главного излучения;
- значительные трудности в конструировании частотно независимых облучателей антенны по сравнению с однозеркальной схемой;
- большие физические размеры облучателя;
- высокая стоимость.

3. Возможная классификация основных схем двухзеркальных антенн, используемых для целей спутниковой связи, представлена в табл. 3.1.

Другие варианты построения двухзеркальных антенн будут рассмотрены ниже.

4. На рис. 3.1.1–3.1.4 представлены фотографии некоторых типов двухзеркальных антенн (или основных ее фрагментов):

Таблица 3.1

Способ выполнения основного рефлектора	Способ выполнения контррефлектора	Облучатель
Осесимметричная вырезка из параболоида	Осесимметричная вырезка из гиперболоида Осесимметричная вырезка из эллипсоида	Источник сферической волны
Осесимметричная вырезка из параболоида	Осесимметричная вырезка из модифицированного гиперболоида Осесимметричная вырезка из модифицированного эллипсоида	То же
Осесимметричная вырезка из модифицированного параболоида	Осесимметричная вырезка из модифицированного гиперболоида Осесимметричная вырезка из модифицированного эллипсоида	"
Осенесимметричная вырезка из параболоида	Осенесимметричная вырезка из гиперболоида Осенесимметричная вырезка из эллипсоида	"
Осенесимметричная вырезка из параболоида	Осенесимметричная вырезка из модифицированного гиперболоида Осенесимметричная вырезка из модифицированного эллипсоида	"
Осенесимметричная вырезка из модифицированного параболоида	Осенесимметричная вырезка из модифицированного гиперболоида Осенесимметричная вырезка из модифицированного эллипсоида	"
Осесимметричная вырезка из параболоида	Осесимметричная вырезка из параболоида	Источник плоской волны
Осесимметричная вырезка из параболоида с кольцевым фокусом	Осесимметричная вырезка из гиперболоида с кольцевым фокусом Осесимметричная вырезка из эллипсоида с кольцевым фокусом	Источник сферической волны
Осесимметричная вырезка из сферы	Осесимметричная вырезка из гиперболоида Осесимметричная вырезка из эллипсоида	То же

- рис. 3.1.1 — двухзеркальная антенна типа офсет, выполненная по схеме Кассегрейна с основным зеркалом с круглым раскрывом;
- рис. 3.1.2 — двухзеркальная антенна типа офсет, выполненная по схеме Грегори с основным зеркалом сложной конфигурации;
- рис. 3.1.3 — двухзеркальная осесимметричная антенна, выполненная по схеме Кассегрейна;
- рис. 3.1.4 — фрагмент двухзеркальной осесимметричной антенны, выполненной по схеме Грегори.

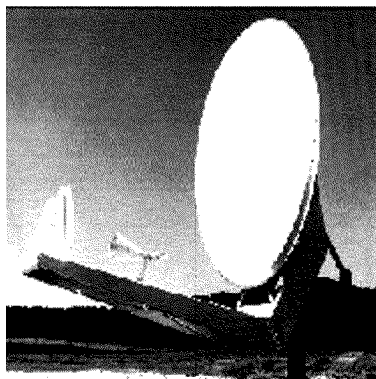


Рис. 3.1.1

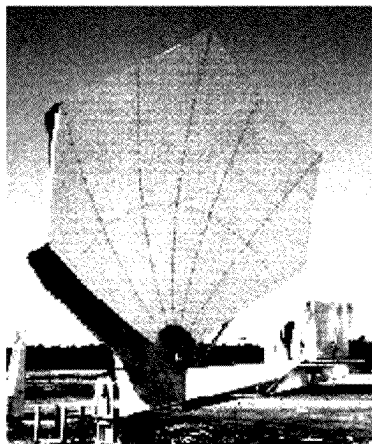


Рис. 3.1.2

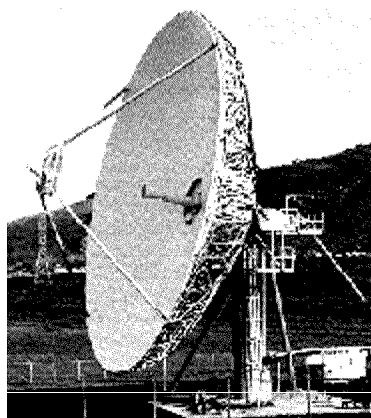


Рис. 3.1.3

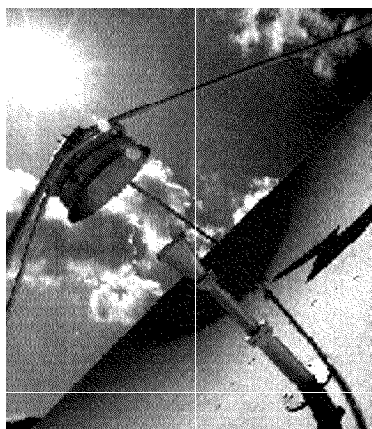


Рис. 3.1.4

3.1. Двухзеркальные осесимметричные антенны

3.1.1. Классические схемы осесимметричных двухзеркальных антенн

3.1.1.1. Вывод основных соотношений для профилей зеркал

Классическое исполнение осесимметричных двухзеркальных антенн реализуется по схемам Кассегрейна (Cassegraine antenna) и Грегори (Gregorian antenna). Геометрия схемы антенны Кассегрейна приведена на рис. 3.1.5, а антенны Грегори — на рис. 3.1.6.

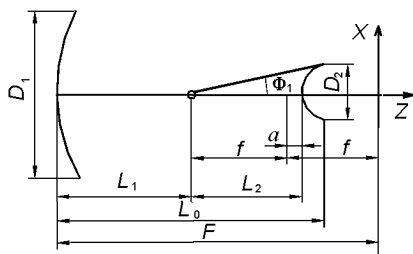


Рис. 3.1.5

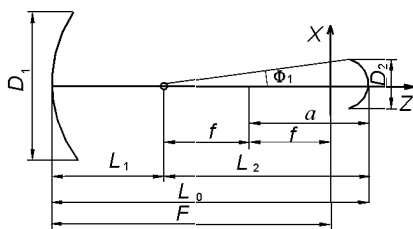


Рис. 3.1.6

Профиль основного рефлектора $z_1(x_1, y_1)$, зависящий от фокусного расстояния F , определяется по формуле

$$z_1(x_1, y_1) = (x_1^2 + y_1^2)/(4F) - F \quad (3.1.1)$$

при условии, что

$$(x_1^2 + y_1^2) \leq D_1^2/4. \quad (3.1.1a)$$

Профиль контррефлектора $z_2(x_2, y_2)$, зависящий от двух параметров a и f , определяется по формуле

$$z_2(x_2, y_2) = a \sqrt{1 + \frac{x_2^2 + y_2^2}{f^2 - a^2}} - f \quad (3.1.2)$$

при условии, что

$$(x_2^2 + y_2^2) \leq D_2^2/4. \quad (3.1.3)$$

Между параметрами a и f могут существовать три соотношения:

1) $0 < a < f$ — контррефлектор выполнен в виде гиперboloида вращения (см. рис. 3.1.5);

2) $a > f > 0$ — контррефлектор выполнен в виде эллипсоида вращения (см. рис. 3.1.6);

3) $a = 0$. В этом случае контррефлектор представляет собой плоскость, перпендикулярную оси симметрии.

В случаях 1 и 2 параметр f представляет собой половину длины между фокусом эллипсоида и точкой, в которую размещают источник сферической волны; эксцентриситет $e = f/a$;

В двухзеркальных антеннах происходит следующая трансформация волновых фронтов:

- в антенне типа Кассегрейна сферический фронт волны, излученный облучателем, после отражения от контррефлектора вновь трансформируется в сферический расходящийся фронт, виртуальный источник которого расположен на оси системы за гиперboloидным контррефлектором в точке фокуса основного рефлектора. После второго отражения от параболоида сферическая волна трансформируется в плоский волновой фронт;

- в антенне типа Грегори сферический фронт расходящейся волны, излученный облучателем, расположенным в одном из фокусов эллипсоида вращения, после отражения от контррефлектора трансформируется в сферический фронт сходящейся волны. Эта волна фокусируется во второй фокус эллипсоида, а после него вновь становится расходящейся. Виртуальный источник этой волны, т.е. второй фокус эллипсоида, совпадает с фокусом основного рефлектора антенны. После второго отражения от параболоида сферическая волна трансформируется в плоский волновой фронт.

3.1.1.2. Взаимосвязь между параметрами зеркал

Схема Кассегрейна и схема Грегори характеризуются восемью параметрами: $D_1, F, L_1, L_2, D_2, a, f, \phi_1$, но эти параметры не могут быть заданы произвольным образом, так как между ними существует определенная взаимосвязь. Для задания схемы достаточно определить только четыре параметра, и многие авторы используют различную начальную четверку параметров: D_1, L_1, L_2, ϕ_1 [3.1]; D_1, F, D_2, ϕ_1 [3.2]; D_1, F, f, ϕ_1 [3.3].

В [3.1] систематизированы различные варианты задания исходной четверки и приведены формулы для нахождения остальных четырех геометрических параметров антенн. Эти результаты сведены в табл. 3.1.1.

Таблица 3.1.1

Вариант	D_1	F	L_1	D_2	L_2	a	f	ϕ_1
1	D_1	(3.1.5)	L_1	(3.1.7)	L_2	(3.1.6)	(3.1.4)	ϕ_1
2	D_1	F	L_1	(3.1.11)	(3.1.9)	(3.1.8)	(3.1.10)	ϕ_1
3	D_1	F	(3.1.12)	(3.1.13)	L_2	(3.1.14)	(3.1.15)	ϕ_1
4	(3.1.16)	F	(3.1.12)	D_2	L_2	(3.1.14)	(3.1.15)	ϕ_1
5	(3.1.18)	(3.1.5)	L_1	D_2	L_2	(3.1.6)	(3.1.17)	ϕ_1

Ниже приведены формулы для определения параметров табл. 3.1.1. Параметр σ , входящий в некоторые формулы, определяется как $\sigma = -1$ для системы Кассегрейна или как $\sigma = +1$ для системы Грегори:

$$f = L_2[\sigma D_1 - L_1 \operatorname{tg}(\phi_1/2)]/[2\sigma D_1 + 8L_2 \operatorname{tg}(\phi_1/2)]; \quad (3.1.4)$$

$$F = L_1 + 2f; \quad (3.1.5)$$

$$a = L_2 - f; \quad (3.1.6)$$

$$D_2 = 4(L_2 - f)/[1/\sin \phi_1 + \sigma(16F^2 + D_1^2)/8FD_1]; \quad (3.1.7)$$

$$a = -0,5(L_1 - F) \frac{\sigma D_1 + 4F \operatorname{tg}(\phi_1/2)}{\sigma D_1 - 4F \operatorname{tg}(\phi_1/2)}; \quad (3.1.8)$$

$$L_2 = -\sigma D_1(L_1 - F)/[\sigma D_1 - 4F \operatorname{tg}(\phi_1/2)]; \quad (3.1.9)$$

$$f = 0,5(F - L_1); \quad (3.1.10)$$

$$D_2 = X_1/(X_1 + X_3); \quad (3.1.11)$$

где

$$\begin{aligned} X_1 &= -16 \sin \phi_1 D_1 F (L_1 - F) [\sigma D_1 + 4F \operatorname{tg}(\phi_1/2)]; \\ X_2 &= 8FD_1[\sigma D_1 - 4F \operatorname{tg}(\phi_1/2)]; \\ X_3 &= (D_1^2 + 16F^2) \sin \phi_1 [D_1 - 4\sigma F \operatorname{tg}(\phi_1/2)]; \\ L_1 &= -[\sigma D_1 (L_2 - F) - 4L_2 F \operatorname{tg}(\phi_1/2)]/(\sigma D_1); \end{aligned} \quad (3.1.12)$$

$$D_2 = 16 \sin \phi_1 F L_2 \frac{\sigma D_1 + 4F \operatorname{tg}(\phi_1/2)}{8\sigma F D_1 + \sin \phi_1 (D_1^2 + 16F^2)}; \quad (3.1.13)$$

$$a = L_1 [\sigma D_1 + 4F \operatorname{tg}(\phi_1/2)]/(2\sigma D_1); \quad (3.1.14)$$

$$f = L_1 [\sigma D_1 - 4F \operatorname{tg}(\phi_1/2)]/(2\sigma D_1); \quad (3.1.15)$$

D_1 — корень квадратного уравнения

$$\begin{aligned} Z^2 (D_2 \sin \phi_1)^2 + Z[8F\sigma(D_1 - 2 \sin \phi_1)L_2] + \\ + 16F^2 \sin \phi_1 [D_2 - 4L_2 \operatorname{tg}(\phi_1/2)] = 0; \end{aligned} \quad (3.1.16)$$

f — корень квадратного уравнения

$$\begin{aligned} Z^2 \{16 \sin \phi_1 [4L_2 \operatorname{tg}(\phi_1/2) - D_2]\} + Z\{4D_2 L_2 [\sin \phi_1 + \operatorname{tg}(\phi_1/2)] - \\ - 24L_2^2 \operatorname{tg}(\phi_1/2) \sin \phi_1\} - L_2^2 D_2 [\sin \phi_1 + 2 \operatorname{tg}(\phi_1/2)] + \\ + L_2^2 \operatorname{tg}(\phi_1/2) \sin \phi_1 [8L_2 - D_2 \operatorname{tg}(\phi_1/2)]\}; \end{aligned} \quad (3.1.17)$$

$$D_1 = 4L_2 \operatorname{tg}(\phi_1/2)(L_1 + 2f)/[\sigma(L_2 - 2f)]. \quad (3.1.18)$$

3.1.1.3. Взаимосвязь между параметрами зеркал с учетом затенения апертуры

Рассмотрим подробнее вопрос о затенении апертуры антенны контррефлектором и (или) облучателем. В этой связи следует заметить, что:

- рассматриваемые схемы антенн реализуют в полной мере свои возможности, вытекающие из геометрикооптических представлений, только в том случае, когда геометрическая оптика «работает», т.е. когда геометрические размеры зеркал много больше длины волны. С этой точки зрения слабым местом в оптической схеме является контррефлектор, а точнее, тот случай, когда электрический размер контррефлектора, т.е. отношение D_2/λ , мало. В этой ситуации поле, отраженное от контррефлектора, уже не будет описываться методом геометрической оптики, причем отличие структуры отраженного поля от его геометрикооптического представления будет тем сильнее, чем меньше отношение D_2/λ ;
- большая часть энергии результирующего, переотраженного от контррефлектора поля, обусловлена дифракционными эффектами на краях контррефлектора. Эта часть энергии не может быть в дальнейшем целенаправленно использована и дает негативный эффект в виде повышенного уровня бокового излучения антенны в целом из-за «перелива» энергии за края основного зеркала. Эти неприятности в значительной мере нивелируются при увеличении

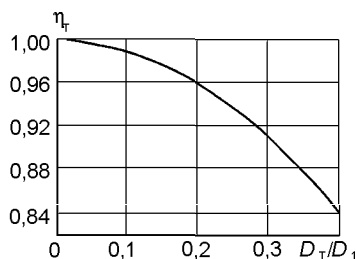


Рис. 3.1.7

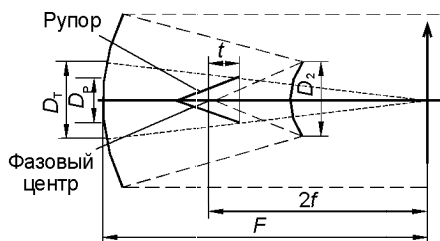


Рис. 3.1.8

отношения D_2/λ . Однако здесь вступает в силу другой негативный фактор, а именно увеличение размера аксиального затенения. Затенение апертуры приводит к снижению усиления антенны: при этом в случае аксиального затенения усиление антенны

$$G = K_{\text{ип}}(D_1^2 - D_2^2)/\lambda^2; \quad (3.1.19)$$

- снижение эффективности антенны из-за рассматриваемой причины, характеризуемое коэффициентом η_T , иллюстрируется графиком на рис. 3.1.7.

Однако нередко затенение апертуры антенны обусловлено затеняющим действием раскрыва рупорного облучателя (рис. 3.1.8). Согласно [3.3] условие минимального затенения имеет вид

$$F/2f = D_2/D_p, \quad (3.1.20)$$

где D_p — диаметр раскрыва рупорного облучателя. При этом условия как схема Кассегрейна, так и схема Грегори также характеризуются восемью параметрами: $D_1, F, L_1, L_2, D_2, a, f, \phi_1$, однако эти параметры не могут быть заданы произвольным образом, так как между ними существует теперь еще более сильная взаимосвязь. Для задания схемы достаточно определить только три параметра.

В [3.5] систематизированы различные варианты задания исходной тройки параметров и приведены формулы для нахождения остальных пяти геометрических параметров антенн. Эти результаты сведены в табл. 3.1.2.

Таблица 3.1.2

Вариант	D_1	F	L_1	D_2	L_2	a	f	ϕ_1
1	D_1	F	L_1	(3.1.22)	(3.1.24)	(3.1.25)	(3.1.21)	(3.1.23)
2	D_1	F	(3.1.27)	(3.1.22)	(3.1.24)	(3.1.25)	(3.1.26)	ϕ_1
3	D_1	F	(3.1.27)	D_2	(3.1.24)	(3.1.25)	(3.1.28)	ϕ_1
4	D_1	(3.1.30)	L_1	D_2	(3.1.24)	(3.1.25)	(3.1.29)	ϕ_1
5	D_1	(3.1.31)	(3.1.27)	D_2	(3.1.24)	(3.1.25)	(3.1.28)	ϕ_1

Ниже приведены соотношения для определения параметров из

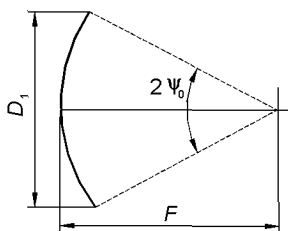


Рис. 3.1.9

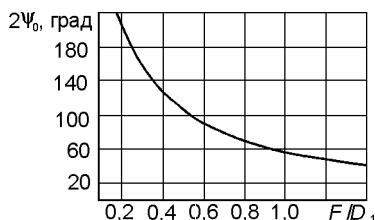


Рис. 3.1.10

табл. 3.1.2:

$$f = 0,5(F - L_1); \quad (3.1.21)$$

$$D_2 = D_p F / (2f - t); \quad (3.1.22)$$

$$\phi_1 = \arctg\{8FD_1D_2/[32fFD_1 - \sigma D_2(16F^2 - D_1^2)]\}; \quad (3.1.23)$$

$$L_2 = 2\sigma D_1 f / [2\sigma D_1 - 4F \tg(\phi_1/2)]; \quad (3.1.24)$$

$$a = L_2 - f; \quad (3.1.25)$$

$$f = Z[8FD_1 - \sigma \tg \phi_1 (16F^2 - D_1^2)] / (32FD_1 \tg \phi_1); \quad (3.1.26)$$

$$L_1 = F - 2f; \quad (3.1.27)$$

$$f = 0,5(FD_p/D_2 + t); \quad (3.1.28)$$

$$f = 0,5(D_2t + D_pL_1)/(D_2 - D_p); \quad (3.1.29)$$

$$f = L_1 + 2f; \quad (3.1.30)$$

Отметим, что параметр σ , входящий в некоторые формулы, определяется как $\sigma = 1$ для системы Кассегрейна и как $\sigma = +1$ для системы Грегори; F — корень квадратного уравнения

$$F^2[16 \tg \phi_1 (D_1D_p + \sigma D_T^2)] + F[16 \tg \phi_1 D_1D_2t - 8D_1D_T^2] - \sigma D_2^2 D_T^2 = 0; \quad (3.1.31)$$

Z — корень квадратного уравнения

$$Z^2[8FD_1 - \sigma \tg \phi_1 (16F^2 - D_1^2)] - Z[16t \tg \phi_1 FD_1] - 16D_p \tg \phi_1 F_2D_1 = 0.$$

Завершая этот раздел, приведем сведения о взаимосвязи угла раскрытия $2\psi_0$ параболического рефлектора (рис. 3.1.9) с отношением F/D , которые иллюстрируется рис. 3.1.10.

3.1.1.5. Понятия об эквивалентном параболоиде

Весьма полезным представлением, позволяющим лучше осмыслить некоторые нюансы двухзеркальных антенн, является понятие об эквивалентном параболоиде. На рис. 3.1.11 приведены схема Кассегрейна и эквивалентный параболоид. Как видно из рисунка, эквивалентный параболоид имеет большее фокусное расстояние по сравнению с реальным параболоидом. Нетрудно догадаться, что изменением эксцентриситета гиперboloида можно варьировать параметры эквивалентного параболоида. Действительно, фокусное расстояние эквивалентного параболоида

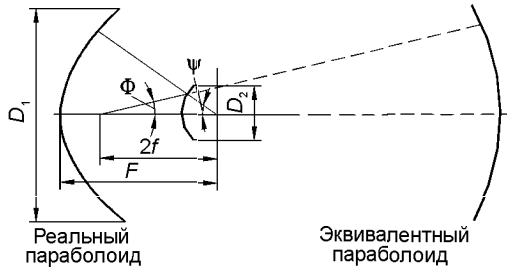


Рис. 3.1.11

$F_{\text{ЭКВ}}$, фокусное расстояние реального параболоида F и эксцентриситет e связаны между собой следующим соотношением:

$$F_{\text{ЭКВ}} = F(e - 1)/(e + 1). \quad (3.1.32)$$

Подробный анализ указанной трансформации можно найти в [3.6, 3.7].

3.1.2. Параметры осесимметричных двухзеркальных антенн

3.1.2.1. Усиление

Вначале ознакомимся с данными, позволяющими оценить меру влияния того или иного фактора на усиление двухзеркальных осесимметричных антенн. Эти данные, приведенные в табл. 3.1.3, относятся к двухзеркальной антенне диаметром 18 м и даны отдельными столбцами для частот приема (3,95 ГГц) и передачи (6,175 ГГц).

Таблица 3.1.3

Причина, вызывающая снижение усиления	Режим приема		Режим передачи	
	Эффек- тивность	Потери, дБ	Эффек- тивность	Потери, дБ
Неравномерность амплитудно-фазового распределения	0,965	−0,155	0,924	−0,345
Перелив энергии за края контррефлектора	0,979	−0,09	0,984	−0,07
Перелив энергии за края зеркала	0,982	−0,08	0,986	−0,05
Затенение и рассеяние на элементах кон- струкции	0,952	−0,21	0,957	−0,19
Затенение контррефлектором	0,975	−0,11	0,975	−0,11
Неточность выполнения поверхности зеркала	0,988	−0,05	0,973	−0,12
Излучение на кроссполаризации	0,990	−0,04	0,990	−0,04
Результирующая эффективность	0,845	—	0,794	—
Потери в облучателе	—	−0,18	—	−0,18
Потери из-за рассогласования	—	−0,035	—	−0,035
Усиление при $K_{\text{нп}} = 1$, дБи	—	57,46	—	61,34
Реальное усиление (на выходе облуча- теля), дБи	—	56,55	—	60,24
Суммарные потери, дБ	—	0,91	—	1,10

Внимательное изучение этих данных и сравнение их с данными в табл. 2.1.1, относящимися к однозеркальной антенне, позволяет сделать следующие выводы:

- здесь, как и в случае однозеркальной антенны, основным фактором снижения усиления является неравномерность амплитудного распределения, а также потери из-за перелива энергии за края зеркала и эффект затенения, а далее с очень большим отрывом идут другие причины;
- для двухзеркальной антенны местоположение факторов аналогично однозеркальной антенне, однако уровень потерь трех первых компонент резко уменьшен;
- отмеченные обстоятельства являются решающими при выборе именно двухзеркальной антенны при создании антенн с большим диаметром основного рефлектора.

Итак, принципиальным достоинством двухзеркальной схемы антенны является то, что она позволяет реализовать значительное снижение потерь в эффективности использования излучения за счет одновременного улучшения амплитудного распределения и уменьшения утечки энергии за края зеркал.

Результирующая эффективность использования осесимметричной зеркальной параболической антенны с углом раскрыва ψ_0 согласно [3.8, 3.9] определяется выражением

$$\eta = 2 \cos^2(\psi_0/2) \frac{\left| \int_0^{\psi_0} F_{oc}(\psi) \operatorname{tg}(\psi/2) d\psi \right|^2}{\int_{-\pi}^0 [|F_{co}(\psi)|^2 + |F_{кп}(\psi)|^2] \sin \psi d\psi}, \quad (3.1.33)$$

где $F_{oc}(\psi)$ и $F_{кп}(\psi)$ — ДН облучающей системы на основной и кроссполаризации соответственно. В [3.10] были проведены вычисления интеграла типа (3.1.33). При вычислениях были приняты следующие допущения, согласно которым ДН облучающей системы определялись следующими соотношениями:

$$F_{oc}(\psi) = \cos^n(\psi/2); \quad F_{кп}(\psi) = 0. \quad (3.1.34)$$

В этом случае вычисление (3.1.33) приводит к следующему виду:

$$\eta = 4 \cos^2(\psi_0/2) [1 - \cos^n(\psi_0/2)]^2 (n+1)/n^2. \quad (3.1.35)$$

Для малых значений угла ψ_0 (для антенн типа Кассегрейна $\psi_0 < 30^\circ$) формулу (3.1.35) можно упростить:

$$\eta = -2[1 - A_0]^2 / \ln A_0, \quad (3.1.36)$$

где $A_0 = \cos^n(\psi_0/2)$ — уровень облучения края зеркала.

Графики зависимости $\eta(A_0)$ приведены на рис. 3.1.12. Здесь параметром служит угол полураскрыва зеркала. Из графиков видно, и это очень важное следствие, что малым значениям ψ_0 , которые харак-

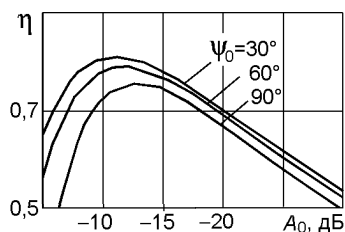


Рис. 3.1.12

терны для антенн типа Кассегрейна, соответствуют большие значения эффективности использования η .

Эффективность перелива энергии облучающей системы за края зеркала оценивается по формуле

$$\eta_{\text{пер}} = 1 - \cos^{2n+2}(\psi_0/2) \approx 1 - A_0^2. \quad (3.1.37)$$

Отметим, что указанная в (3.1.37) аппроксимация справедлива лишь для малых значений $\psi_0 < 30^\circ$. Согласно (3.1.37) для антенн типа Кассегрейна при облучения края зеркала на уровне -10 дБ эффективность перелива около 90 %, а при уровне $A_0 = -20$ дБ $\eta_{\text{пер}} = 99$ %.

Сказанное выше является только общими предпосылками, позволяющими понимать достоинство использование второго зеркала в антенне как возможность реализации большей эффективности использования антенны в целом.

Для определения усиления осесимметричной двухзеркальной антенны возможно привлечение различных методов, уже частично рассмотренных в предыдущем разделе. Ниже приведем дополнительные сведения, касающиеся особенностей применения того или иного метода в рассматриваемом аспекте.

Напомним, что согласно определению усиления антенны определяется через ДН антенны следующим образом:

$$G = 4\pi \left[\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |F(\theta, \psi)|^2 \sin \theta d\theta d\psi \right]^{-1}, \quad (3.1.38)$$

которое при осесимметричной ДН переходит в

$$G = 2 \left[\int_0^\pi |F(\theta)|^2 \sin \theta d\theta \right]^{-1}. \quad (3.1.39)$$

Таким образом, вычислению усиления антенны должен предшествовать расчет ее ДН.

Метод физической оптики. Алгоритм вычисления усиления антенны данным методом сводится к следующему:

- для выбранного типа облучателя (см. гл. 4) определяется его ДН_{обл.}. Следует иметь ввиду, что к форме ДН_{обл.} необходимо предъявить весьма серьезные требования на ее осесимметричность;
- для известной формы ДН_{обл.} определяется распределение токов на поверхности контррефлектора;
- интегрируя токи, получаем ДН_{кр.} контррефлектора;
- используя формулы (3.1.38) или (3.1.39), вычисляем усиление двухзеркальной антенны.

В данном случае для симметричной формы $ДН_{обл}$ требуется провести вычисление двумерных интегралов, а для неосесимметричной формы $ДН_{обл}$ число вычисляемых интегралов увеличивается до четырех.

Ниже приведены некоторые результаты расчетов $ДН$ облучающей системы, состоящей из рупора и гиперболического контррефлектора (рис. 3.1.13), полученные методом физической оптики.

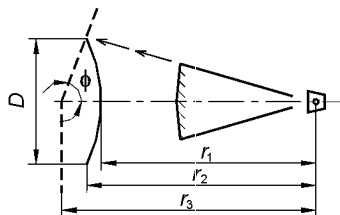


Рис. 3.1.13

Вариант 1 [3.11]. Расчеты проведены при условии, что интенсивность излучения рупора однородно внутри телесного угла, охватывающего кромки контррефлектора $2\beta = 27^\circ$, и равно нулю за его пределами. Расчеты проведены на рис. 3.1.14 для различных диаметров контррефлектора: а — $D = 16,2\lambda$; $r_1 = 32\lambda$; $r_2 = 33,9\lambda$; $r_3 = 38,8\lambda$; б — $D = 32,4\lambda$; $r_1 = 64\lambda$; $r_2 = 67,8\lambda$; $r_3 = 76,8\lambda$; в — $D = 48,6\lambda$; $r_1 = 96\lambda$; $r_2 = 310,7\lambda$; $r_3 = 115,2\lambda$. Здесь сплошными кривыми приведены результаты расчета $ДН$ методом физической оптики, а пунктиром — результаты, полученные в геометрооптическом приближении. При этом угол ϕ , проведенный из фокуса гиперболы на ее край, равен 60° .

Вариант 2. Расчеты облучающей системы в плоскости H , выполненные при реальной $ДН$ рупора (рис. 3.1.15), приведены на рис. 3.1.16 при следующих параметрах системы: а — $D = 7,8\lambda$; $r_1 = 15,4\lambda$; $r_2 = 16,3\lambda$; $r_3 = 18,5\lambda$; б — $D = 19,5\lambda$; $r_1 = 38,5\lambda$; $r_2 = 40,8\lambda$; $r_3 = 46,3\lambda$.

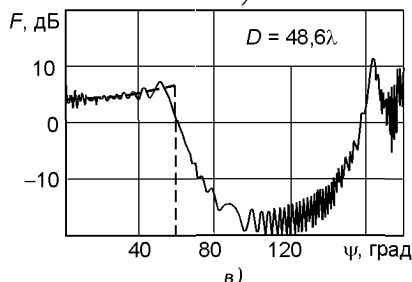
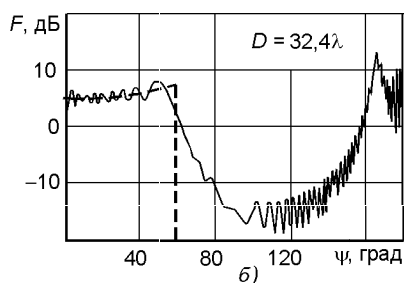
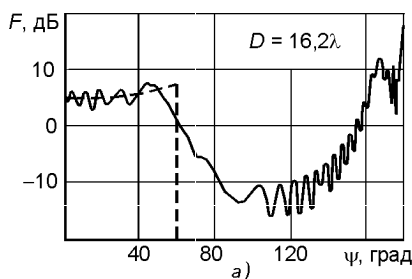


Рис. 3.1.14

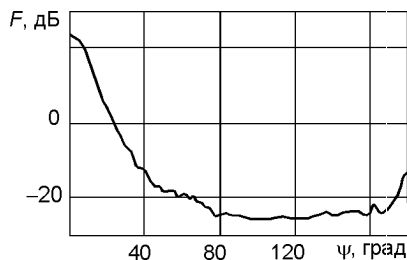
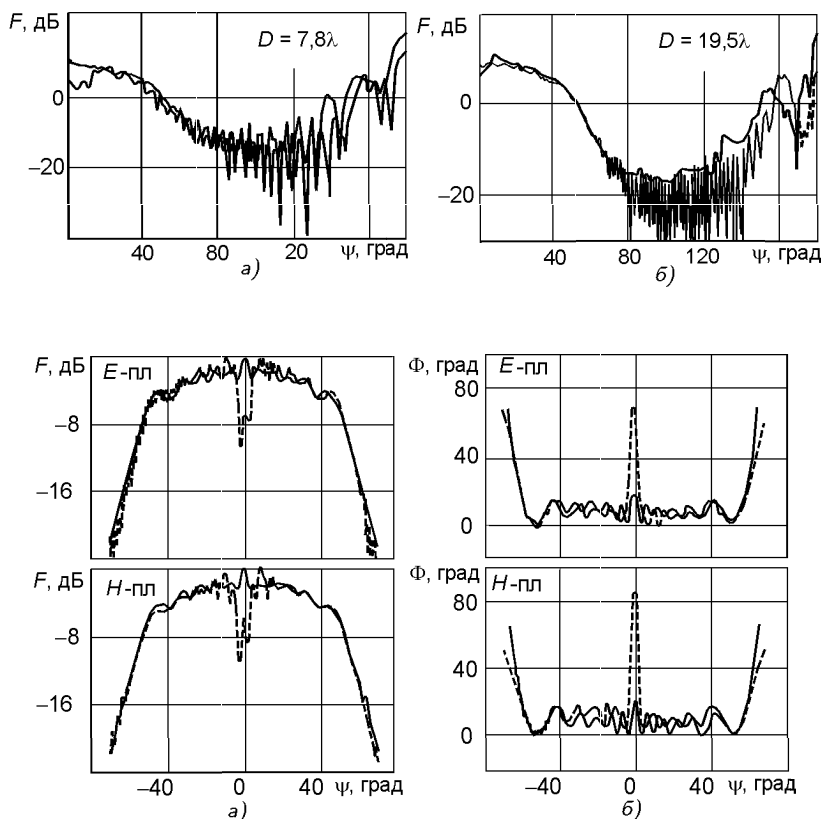


Рис. 3.1.15



На графиках сплошными линиями показаны теоретические ДН, а пунктирными — экспериментальные ДН. Из приведенных графиков видно, что совпадение расчетных и экспериментальных ДН вполне приемлемо, а увеличение размера контррефлектора «облагораживает» форму ДН облучающей системы.

Вариант 3. На рис. 3.1.17 приведены амплитудные (а) и фазовые (б) ДН облучающей системы ($D = 19,5\lambda$; $r_1 = 38,5\lambda$; $r_2 = 40,8\lambda$; $r_3 = 46,3\lambda$) в двух ортогональных плоскостях [3.12]. Сплошными линиями показаны расчетные, а пунктирными — экспериментальные ДН. Провалы в приведенных диаграммах в угловых направлениях, примыкающих к $\psi = 0$, обусловлены затеняющим эффектом рупорного облучателя.

Метод физической оптики с использованием разложения на сферические волны. Этот метод достаточно подробно, в том числе и применительно к расчету ДН_{кр}, изложен в [3.13].

Метод ГТД. Отметим, что этим методом успешно решено большое

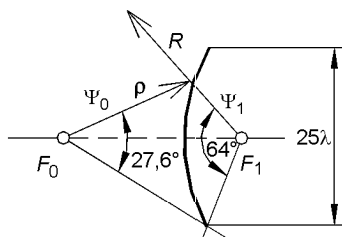


Рис. 3.1.18

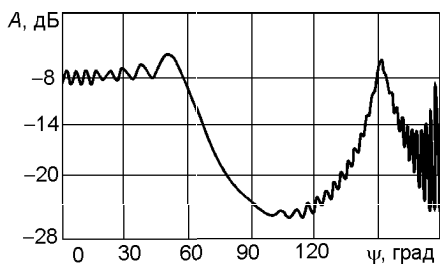


Рис. 3.1.19

число задач, имеющих самое непосредственное отношение к зеркальным антеннам. Ниже приведены результаты расчета методом ГТД поля переизлучения двух типов гиперболического контррефлектора.

Первый тип — обычное исполнение контррефлектора в виде осесимметричной вырезки из гиперboloида вращения. Геометрические параметры облучающей системы, состоящей из рупора и гиперболического контррефлектора, показаны на рис. 3.1.18. Диаграмма $A(\psi)$ такой системы, рассчитанная методом ГТД в [3.14], показана на рис. 3.1.19.

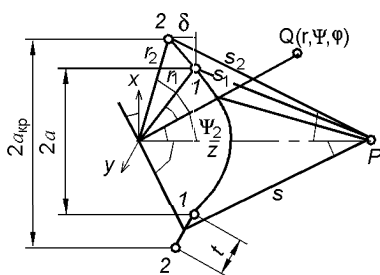


Рис. 3.1.20

Второй тип — осесимметричный гиперболический контррефлектор с дополнительными конусными фланцами (рис. 3.1.20). Диаграмма направленности такой облучающей системы методом ГТД была рассчитана в [3.15]. При расчете были учтены следующие компоненты:

- геометрооптические лучи, отраженные от гиперболической поверхности;
- геометрооптические лучи, отраженные от конусных фланцев;
- дифракционные лучи, образованные на краях конуса (точки 1);
- дифракционные лучи, образованные изломом поверхности отражателя (точки 2).

Поля в области осевой акустики рассчитывались с использованием так называемых «эквивалентных токов» [3.16].

Расчеты ДН, результаты которых приведены на рис. 3.1.21, а и б для E - и H -плоскостей соответственно, проводились для следующих геометрических параметров модели: $a = 23,35\lambda$; $a_{кр} = 25,65\lambda$; $\psi_1 = 60^\circ$; $s_1 = 110,8\lambda$; $\delta = 18,5^\circ$; $\psi_{1P} = 13,5^\circ$. На верхних частях рисунков приведены фазовые ДН, а на нижних — амплитудные ДН облучающих систем. Сплошные кривые — ДН, рассчитанные методом ГТД; пунктирные — ДН, рассчитанные методом физической оптики; точки — результаты экспериментально измеренных ДН.

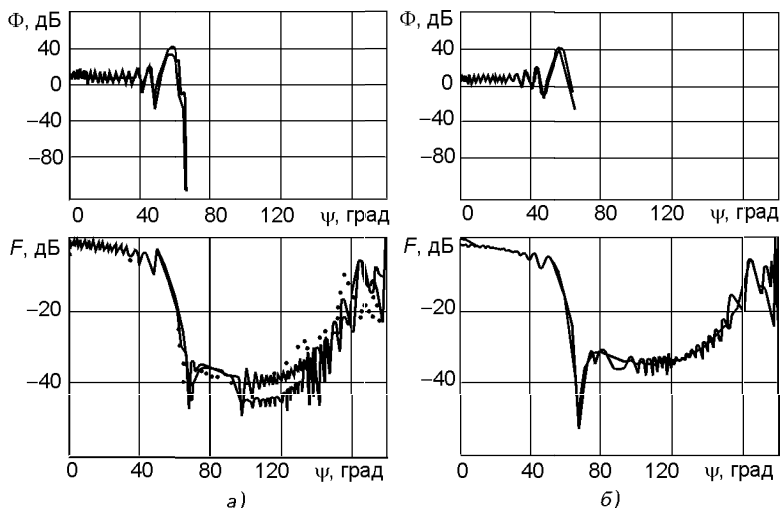


Рис. 3.1.21

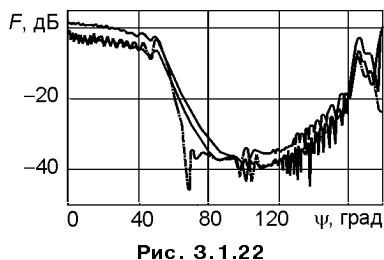


Рис. 3.1.22

На рис. 3.1.22 приведены расчетные ДН в E -плоскости трех типов облучающих систем: сплошная кривая — для контррефлектора в виде гиперboloида диаметром $46,7\lambda$; пунктирная — для контррефлектора в виде гиперboloида диаметром $51,3\lambda$; штрихпунктирная — для контррефлектора с коническим фланцем, геометрические размеры которого указаны выше.

Сравнение приведенных диаграмм показывает, что введение конических фланцев в конструкцию облучающей системы позволяет несколько улучшить ее электрические параметры как в части увеличения крутизны скатов ДН, так и повышения уровня излучения в рабочей области.

3.1.2.2. Диаграмма направленности

Результирующая ДН осесимметричной двухзеркальной антенны может быть рассчитана различными методами. Но прежде всего следует обратить внимание на одну особенность, присущую ДН осесимметричных двухзеркальных антенн. Речь идет о влиянии затеняющего фактора раскрыва антенны осесимметричным контррефлектором. В результате чего результирующее амплитудное распределение имеет провал в центре апертуры (рис. 3.1.23). Указанное амплитудное распределение можно трактовать как результат суперпозиции сплошного распределения и противофазного с ним практически однородного распределения в центральной части апертуры. В результате итоговая ДН в приближении *апертур-*

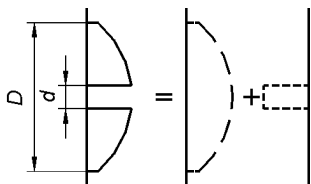


Рис. 3.1.23

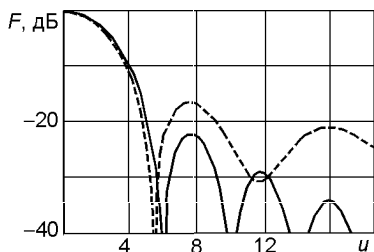


Рис. 3.1.24

ного метода для осесимметричного амплитудного распределения $f(r)$ может быть представлена как

$$F(u) = \int_0^1 f(r) J_0(ur) r dr - \eta^2 \int_0^1 f(\eta r) J_0(u\eta r) r dr, \quad (3.1.40)$$

где $\eta = d/D$, а D и d — диаметры основного рефлектора и контррефлектора. Так как обычно $\eta \ll 1$, вполне логично положить во втором слагаемом $f(\eta r) = 1$. Тогда (3.1.40) можно записать следующим образом:

$$F(u) = \int_0^1 f(r) J_0(ur) r dr - 0,5 \Lambda_1(u\eta). \quad (3.1.41)$$

В частном случае, а именно для параболического распределения с пьедесталом $f(r) = 1 - (1 - \Delta)r^2$,

$$F(u) = \Delta \Lambda_1(u) + 0,5(1 - \Delta) \Lambda_2(u) - \eta^2 \Lambda_1(u\eta). \quad (3.1.42)$$

На рис. 3.1.24 приведены ДН, рассчитанные по формуле (3.1.42), для распределения с пьедесталом $\Delta = 0,316$ (−10 дБ) при $\eta = 0$ (сплошная линия) и $\eta = 0,2$ (пунктирная линия). Как видно, наличие затенения приводит к росту уровня боковых лепестков с нечетными номерами и уменьшению ширины главного лепестка.

В табл. 3.1.4 приведены уровни первых трех боковых лепестков σ_1 , σ_2 , σ_3 в зависимости от величины пьедестала и затенения η .

Апертурным методом можно достаточно хорошо определить параметры ДН только в области ближних боковых лепестков. Для определения ДН в области дальних боковых и «задних» лепестков следует привлекать другие методы расчета.

Достаточно продуктивным, как и для многих других ситуаций, оказался **метод ГТД**. В [3.17] приведена система формул, позволяющая определить дальнее боковое излучение антенны типа Кассегрейна. Отметим, что проведенный анализ базировался на двух допущениях, а именно ДН облучателя антенны определялась формулой

$$F(\psi) = \begin{cases} 0,00316 + \cos^n \psi & \text{для } 0 < \psi < 90^\circ; \\ 0,00316 & \text{для } 90^\circ < \psi < 180^\circ; \end{cases} \quad (3.1.43)$$

Таблица 3.1.4

Δ	η	σ_1	σ_2	σ_3
1	0	-17,6	-23,8	-28,0
	0,1	-16,9	-25,3	-26,0
	0,2	-14,9	-32,1	-21,6
0,316	0	-22,4	-29,3	-33,8
	0,1	-20,6	-29,3	-28,3
	0,2	-16,7	-34,6*	-21,6
0	0	-24,6	-33,6*	-39,7
	0,1	-22,0	-33,6*	-30,2
	0,2	-16,5	-33,6*	-20,2

* Второй лепесток сливается с соседними.

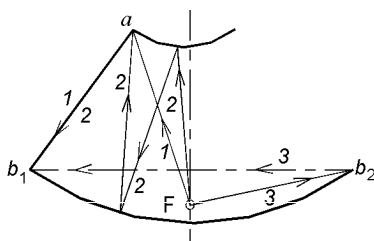


Рис. 3.1.25

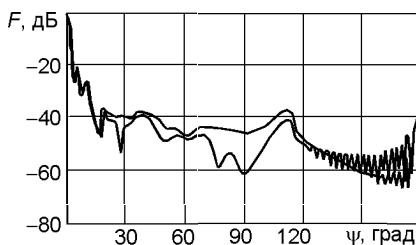


Рис. 3.1.26

при расчете учитывались дифракционные лучи первого и второго порядка.

На рис. 3.1.25 показаны примеры механизмов образования дифракционных лучей второго порядка:

- траектория луча 1: облучатель — дифракция в точке a на краю контррефлектора — дифракция в точке b_1 на краю основного рефлектора;
- траектория луча 2: облучатель — отражение от регулярной поверхности контррефлектора — переотражение от поверхности основного рефлектора — дифракция в точке a на краю контррефлектора — дифракция в точке b_1 на краю основного рефлектора;
- траектория луча 3: облучатель — дифракция в точке b_2 на краю основного зеркала — дифракция в точке b_1 на краю основного рефлектора.

Расчет ДН двухзеркальной антенны, результаты которого приведены на рис. 3.1.26 (сплошная кривая — ДН в E -плоскости, пунктирная — ДН в H -плоскости), был проведен для следующих геометрических параметров антенны: диаметр основного зеркала $D = 20\lambda$; диаметр контррефлектора $d_{кр} = 2,67\lambda$; фокальный размер параболоида $F = 8\lambda$, а гиперboloида $f = 2,46\lambda$; облучатель обеспечивал спад излучения на край контррефлектора на уровне -15 дБ. Отметим, что при указанных параметрах угловая область перелива энергии облучателя на края контррефлектора лежит в пределах $17,5^\circ < \psi < 89,9^\circ$.

3.1.2.3. Согласование

Результирующее согласование или, точнее, рассогласование в двухзеркальной антенне определяется как уже известными для случая односторонней антенны факторами:

- отражением от основного рефлектора;
- отражением от облучателя;
- отражением от комбайнера, так и новым фактором, обусловленным введением в схему антенны второго зеркала, — отражением от контррефлектора.

Отражение от контррефлектора. Проводя преобразования, аналогичные проведенным в разд. 2.1.4.1, можно показать, что отражение от контррефлектора тоже имеет две компоненты, одна из которых $\Gamma_{ок}$ характеризует отражение от центра контррефлектора, а другая $\Gamma_{крк}$ — отражение от краев:

$$\Gamma_{ок} = G_{обл}(e - 1)\lambda/[8\pi r(0)e]; \quad (3.1.44)$$

$$\Gamma_{крк} = \frac{\lambda G_{обл} F^2(\psi_k) \sin \psi_k (e \cos \psi_k - 1)}{8\pi r(0)(e - 1) \sin \delta(\psi_k)}, \quad (3.1.45)$$

где e — эксцентриситет гиперболического контррефлектора; $G_{обл}$ — усиление облучателя; ψ_k — угол облучения края контррефлектора.

Для типовых схем двухзеркальных антенн, когда угол $2\psi_k = 35 \dots 55^\circ$, отражение от центральной части контррефлектора равно $2 \dots 4\%$, а от края контррефлектора — $0,2 \dots 0,5\%$. Видно, что основная доля отражения от контррефлектора приходится на отражение от его центральной части.

Как снизить негативное влияние отражения от контррефлектора, а точнее, от его центральной части? Существуют несколько вариантов компенсации.

Вариант 1. Размещение компенсационного диска перед вершиной гиперболы. Диаметр диска определяется выражением

$$d^{(пл)} = 0,8\sqrt{\lambda r(0)(e - 1)/e}. \quad (3.1.46)$$

Вариант 2. Размещение конического острия в центральной части контррефлектора с целью изменения направления отраженных лучей от этой части (рис. 3.1.27).

Вариант 3. Формирование на поверхности контррефлектора концентрических углублений, показанных на рис. 3.1.28. Их число, местоположение и глубина определяются из условия компенсации отражения от остальной части контррефлектора в заданном частотном диапазоне. Рецепт данного способа, изложенная в [3.13], заключается в следующем.

Рассмотрим деформацию профиля контррефлектора

$$\Delta r = \begin{cases} 0,2U(1 + \cos \pi x) & \text{для } |x| < 1; \\ 0 & \text{для } |x| > 1, \end{cases} \quad (3.1.47)$$

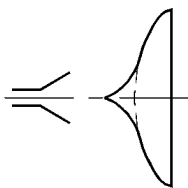


Рис. 3.1.27

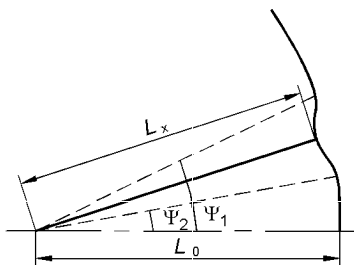


Рис. 3.1.28

где

$$x = 2(\theta - \theta_2)/(\theta_1 - \theta_2) - 1, \quad (3.1.48)$$

а U и $(\theta_1 - \theta_2)$ — малые величины.

Выражения (3.1.47) и (3.1.48) описывают возмущение кольца по косинусоидальному закону в угловой области, ограниченной координатами $\theta_1 \dots \theta_2$. Следует отметить, что введение кольцевого компенсатора приводит к деформации характеристик излучения антенны в целом. Указанная деформация тем сильнее, чем сильнее отличие результирующей моды облучателя антенн от одномодового возбуждения. Дело в том, что применение компенсационного кольца приводит к изменению всей структуры распределения поля в фокальной области антенны (напомним, что сказанное относится к режиму передачи), а не просто к появлению провала в средней области.

Появление в апертуре антенны комбинации синфазного и противофазного возбуждений приводит к тому, что основная волноводная мода облучателя практически не возбуждается, а возбуждаются моды высших порядков, что приводит к появлению дальних боковых лепестков.

Процедура оптимизации параметров одиночного компенсационного кольца подробно описана в [3.13]. В частности, процедуру улучшения согласования можно провести в двух различных диапазонах частот. Естественно, что в данном случае число настроечных колец удваивается.

Внешний вид излучающей системы для антенна типа Кассегрейна с диаметром 3 м, контррефлектор которой имеет два настроечных кольца, приведен на рис. 3.1.29. На рис. 3.1.30 приведены графики КСВН для двухполосной излучающей системы (пунктирная кривая — результат эксперимента; кружочки — результаты расчета). Видно, что в заданных полосах частот, которые на рисунке выделены прямоугольниками, действительно удалось получить $\text{КСВН} < 1,04$.

Вариант 4. Целенаправленная деформация профиля контррефлектора. Пример такого технического решения приведен в [3.18]. На рис. 3.1.31 приведены три профиля контррефлектора:

- профиль 1 — исходный профиль гиперболического контррефлектора. Для данного профиля $\text{КСВН} = 1,124$;

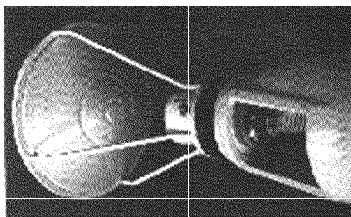


Рис. 3.1.29

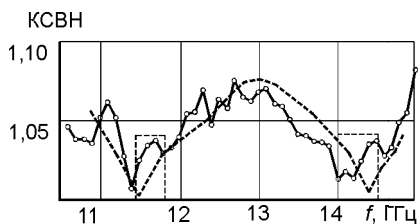


Рис. 3.1.30

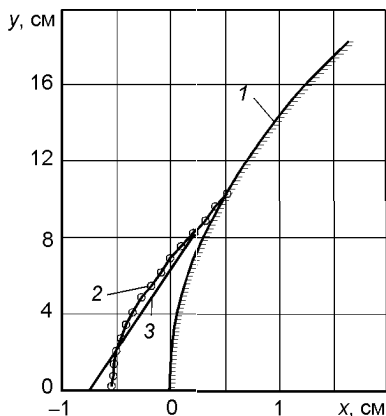


Рис. 3.1.31

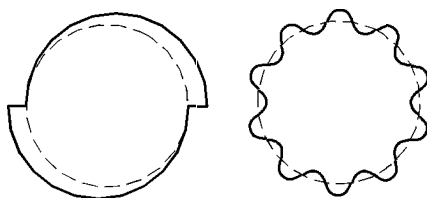


Рис. 3.1.32

- профиль 2 — синтезированный методом сферических волн профиль, при котором $КСВН = 1,032$;
- профиль 3 — профиль контррефлектора, полученный эмпирическим путем. В этом случае $КСВН = 1,02$.

Два технических решения, позволяющих снизить результирующее отражение от краев контррефлектора, приведены на рис. 3.1.32. Идея решений достаточно проста, а именно расфазирование отражения от кромок рефлектора деформацией его контура.

Отражение от облучателя и комбайнера. Подробная информация, касающаяся оценок согласования облучателей двухзеркальных антенн, приведена в гл. 4. К информации, изложенной в разд. 3.2 и относящейся к механизмам отражения от облучателей, следует добавить информацию, касающуюся согласования комбайнера. Здесь следует иметь в виду, что:

- решить проблему согласования двухпортового комбайнера проще, чем четырехпортового;
- проблема согласования комбайнера должна решаться одновременно с решением другой проблемы — достижением необходимой величины развязки между портами;

- зачастую комбайнер конструктивно выполняется в виде единого блока совместно с рупорным облучателем;
- всегда подобного рода устройства снабжены одним, а чаще всего несколькими элементами подстройки, позволяющими получить надлежащий уровень согласования в рабочем частотном диапазоне.

Отдельно следует обратить внимание еще на одно важное обстоятельство. Четырехпортовым комбайнерам, предназначенным для работы с круговыми поляризациями, присущ механизм распространения, по которому отраженная от рупора волна изменяет направление вращения и вследствие этого фактора волна не попадает в соответствующую нагрузку комбайнера, а вновь переотражается. Причем поляризация таким образом переотраженной волны ортогональна поляризации первично излученной волны. Ясно, что этот фактор может существенно снизить требуемую поляризационную развязку, необходимую для работы антенны в режиме поляризационного уплотнения. Поэтому в этой ситуации необходимо принимать самые серьезные меры по улучшению согласования облучателей с питающим трактом.

Приведем экспериментальные данные о коэффициенте отражения реального облучающего устройства двухзеркальных антенн, содержащих рупорный облучатель и комбайнер.

На рис. 3.1.33 приведена экспериментальная диаграмма зависимости коэффициента отражения Γ облучающей системы для 9-метровой двухзеркальной антенны Ку-диапазона. Отметим, что эта типичная реальная диаграмма измерения, проведенного на зарубежной фирме-изготовителе. Из диаграммы видно, что максимальный коэффициент отражения равен $-17,7$ дБ (или 13 %); расстояние между соседними максимумами (или минимумами) $\Delta f \approx 0,18$ ГГц.

Из последнего результата можно определить расстояние L между двумя точками облучающей системы, привносящими наибольший вклад в рассогласование. Для этого следует воспользоваться формулой

$$L = 3,10^{10} \chi / \Delta f, \quad (3.1.49)$$

где Δf задается в герцах, а χ — коэффициент удлинения длины волны в волноводе. Для рассматриваемого случая коэффициент $\chi \approx 1,2$. Поэтому искомое расстояние $L \approx 200$ см, что примерно равно фактическому расстоянию между облучателем и комбайнером.

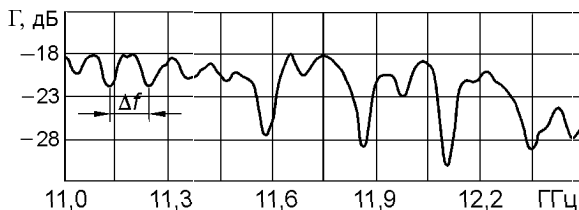


Рис. 3.1.33

И, наконец, последнее соображение. Проведенное рассмотрение показало, что наибольший вклад в отраженную волну вносит облучатель совместно с комбайнером. Поэтому при проведении испытаний антенны по этому параметру зачастую достаточно провести измерения коэффициента отражения только данного устройства. Если его коэффициент отражения в рабочих полосах частот не превышает -23 дБ (около 8 %), т.е. все основания полагать, что результирующее значение КСВ не превысит 1,25.

3.1.3. Осесимметричные двухзеркальные антенны с модифицированными поверхностями

3.1.3.1. Основные положения

Кроме рассмотренных ранее двух классических типов двухзеркальных антенн, нередко используют двухзеркальные антенны, рефлекторы которых уже не являются чистыми параболоидами и гиперболоидами (или эллипсоидами). Изменение конфигурации профилей рефлектора и контррефлектора совершается с целью целенаправленного изменения амплитудно-фазового распределения в раскрыве антенны. Эти изменения могут ставить перед собой различные цели: формирование супернизкого уровня бокового излучения или повышение усиления антенны.

Отметим, что, как правило, решается вторая проблема. Это достигается за счет одновременного улучшения равномерности амплитудного распределения и уменьшения утечки энергии за края обоих зеркал.

Чтобы лучше уяснить материал, который изложен ниже, приведем два общих соображения:

- надо отказаться от убеждения, что синфазность поля в апертуре антенны возможна лишь при использовании двух типов поверхностей: или параболоид-гиперболоид, или параболоид-эллипсоид;
- точно такой же эффект, т.е. синфазность апертурного распределения, можно реализовать и при использовании достаточно большого множества других пар зеркал.

Имеются различные подходы к решению задачи по построению модифицированных поверхностей рефлекторов антенн с целью увеличения усиления антенны. Исторически *первое решение по модификации поверхностей двухзеркальных антенн* было построено методом геометрической оптики [3.19, 3.20]. Для проведения проектирования требуется выполнять основные постулаты геометрической оптики, а именно:

- обеспечить *постоянство длины пути луча от облучателя до некоторой эквивалентной поверхности*;
- учитывать один из основных законов геометрической оптики — *отражение от поверхности подчиняется закону Снеллиуса*;
- выполнить еще одно условие: *мощность, передаваемая внутри лучевой трубки, остается постоянной и не должна изменяться после каждого отражения*.

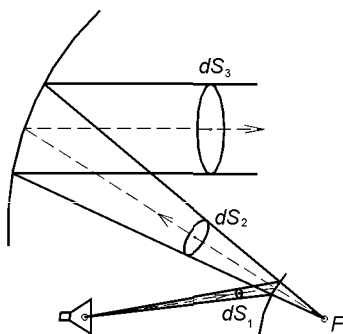


Рис. 3.1.34

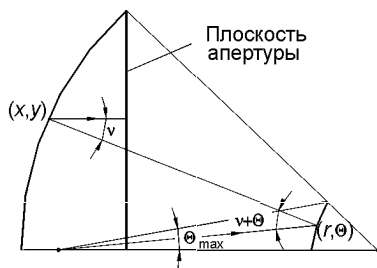


Рис. 3.1.35

Напомним, что понятие *лучевой трубки* введено в методе геометрической оптики и характеризует энергетические свойства прямых и отраженных лучей. Для схемы антенны, изображенной на рис. 3.1.34, в любом сечении лучевой трубки (dS_1 — прямое поле облучателя, dS_2 — поле, отраженное от гиперboloида, dS_3 — поле, переотраженное от параболоида) энергия остается постоянной. Для того чтобы обеспечить одновременное выполнение двух требований: равномерность амплитудного распределения по всему раскрыву антенны и синфазность возбуждения всего раскрыва антенны для заданной формы ДН облучателя $G_{об}(\theta)$, необходимо одновременное выполнение четырех условий:

$$dr/d\theta = r \operatorname{tg}[(\theta + \psi)/2], \quad (3.1.50)$$

$$dy/dx = -\operatorname{tg}(\nu/2), \quad (3.1.51)$$

$$x^2 = x_{\max}^2 \frac{\int_0^\theta G_{об}(\theta) \sin \theta d\theta}{\int_0^{\theta_{\max}} G_{об}(\theta) \sin \theta d\theta}, \quad (3.1.52)$$

$$r + (x - r \sin \nu) / \sin \nu + y = C, \quad (3.1.53)$$

где $(\theta + \psi)/2$ — угол падения луча на контррефлектор; $\nu/2$ — угол падения луча на основное зеркало; x_{\max} — максимальный радиус основного зеркала; θ_{\max} — максимальное значение угла, под которым из фазового центра облучателя обозревается край контррефлектора; C — некоторая постоянная величина.

Схема, поясняющая геометрию рассматриваемой задачи, показана на рис. 3.1.35.

Анализ приведенной системы уравнений показывает, что:

- уравнение (3.1.50) — не что иное, как уже ранее рассмотренное требование о выполнении равенства плотности энергии во всех лучевых трубках после двухкратного переотражения для заданной формы ДН облучателя;
- уравнение (3.1.51) — не что иное, как ранее сформулированное требование на выполнение равенства суммарного пути после двухкратного переотражения;

- уравнения (3.1.52) и (3.1.53) — не что иное, как дифференциальная форма представления закона отражения.

Можно показать, что данная система из четырех уравнений тождественно эквивалентна системе из трех дифференциальных уравнений вида

$$dx/d\theta = x_{\max}^2 G_{об}(\theta) \sin \theta / (2Ax), \quad (3.1.54)$$

$$dy/d\theta = -x_{\max}^2 G_{об}(\theta) \sin \theta \operatorname{tg}(\nu/2) / (2Ax), \quad (3.1.55)$$

$$dr/d\theta = r \operatorname{tg}[(\theta + \psi)/2], \quad (3.1.56)$$

где $A = \int_0^{\theta_{\max}} G_{об}(\theta) \sin \theta d\theta$.

Подробное изложение методики решения данной системы дифференциальных уравнений, определяющих форму поверхности квазипараболоида и квазигиперболоида, можно найти в [3.19, 3.20]. Здесь же необходимо сделать несколько замечаний:

- аналогичным образом можно получить искомую систему дифференциальных уравнений и для другой распространенной пары поверхностей — квазипараболоида и квазиэллипсоида;
- в заданной системе с самого начала детерминируется значение угла θ_{\max} . Это означает, что при решении уравнений учитывается только та часть энергии облучателя, которая заключена внутри конуса с углом раскрыва θ_{\max} . Другими словами, это означает, что заранее пренебрегают энергией, проходящей за края контррефлектора, и поэтому $K_{\text{пер}} < 1$;
- зачастую ограничиваются модификацией только поверхности контррефлектора, максимизируя только $K_{\text{а пер}}$. Такая ситуация возникает в том случае, когда нет возможности корректировать форму основного зеркала (отметим, что изготовление квазипараболоида есть не что иное, как изготовление нового зеркала, расходы на которое соизмеримы с расходами на изготовление немодифицированного параболоида). Естественно, что прирост эффективности в данном случае будет меньше, чем при комбинации двух модифицированных поверхностей. Однако в ряде случаев прирост от частичной модификации дает ощутимый результат по сравнению с базовой конструкцией в виде чистых параболических и гиперболических (или эллиптических) поверхностей.

Теперь о других подходах к решению задачи по модификации поверхностей рефлекторов антенн.

В [3.21, 3.22] синтез поверхностей проводился на базе векторного представления дифракции.

В [3.23] описан метод оптимизации, основанный на использовании современных алгоритмов ЭВМ для нахождения максимального значения нелинейной функции N -мерного вектора. Здесь отдельные компоненты вектора становятся параметрами, определяющими профиль поверхности рефлектора.

В [3.24] предложен принципиально иной подход к решению рассматриваемой проблемы. Синтез поверхностей проводится на основе теории дифракции. В профиль зеркала вносятся возмущения, необходимые для обеспечения условия сопряжения двух полей на его поверхности. В частности, такими возмущениями являются поле, принимаемое антенной, возбуждаемой плоской волной, падающей в осевом направлении, и поле, излучаемое рупором антенны.

Сопряжение полей происходит на поверхности контррефлектора. Добавим, что при синтезе профилей указанным методом автоматически обеспечивается компромисс между требованием к однородности амплитудного распределения и уровнем перелива энергии за края рефлектора. Последний фактор напрямую связан с конечностью крутизны ДН контррефлектора на краю основного рефлектора. На практике крутизна ДН у рефлекторов, рассчитанных по данному методу, обычно в 1,75 раза выше, чем у аналогичных рефлекторов, рассчитанных в приближении геометрической оптики.

Приведем некоторые дополнительные сведения:

- высокая эффективность модифицированных поверхностей антенн Кассегрейна достигается в том числе за счет снижения мощности переливания за края контррефлектора. Поэтому край модифицированного контррефлектора принято возбуждать уровнем $-20 \dots 30$ дБ;
- в связи с тем, что центр раскрыва антенны затенен как контррефлектором, так и облучателем, ДН синтезированного контррефлектора должна иметь провал в центральном секторе излучения;
- ориентировочная оценка выигрыша в усилении при переходе от обычной схемы парабола-гипербола к схеме частичной модификации $\Delta G = 0,7 \dots 0,9$ дБ, а при переходе от обычной схемы к схеме полной модификации $\Delta G = 1,3 \dots 1,6$ дБ.

3.1.3.2. Результаты расчетов и экспериментов

Приведем результаты расчетов и экспериментов как ДН модифицированных контррефлекторов, так и ДН антенн с модифицированными поверхностями.

Вариант 1. На рис. 3.1.36 сплошной линией изображена ДН контррефлектора диаметром $20,4\lambda$ с весьма гладким профилем [3.13]. Этот контррефлектор предназначен для двухзеркальной антенны, у которой угол затенения облучателем (на рисунке эта область заштрихована) равен $7,5^\circ$, а угол, соответствующий затенению раскрывом контррефлектора, — 40° . На правой части рисунка штриховой линией изображена экспериментальная ДН.

Вариант 2. В [3.25] исследована двухзеркальная антенна типа Кассегрейна с диаметром раскрыва 250 см (рис. 3.1.37), в которой в качестве облучателя использован гофрированный рупор, обеспечивающий высокую степень осевой симметрии его ДН. Для этой антенны, для

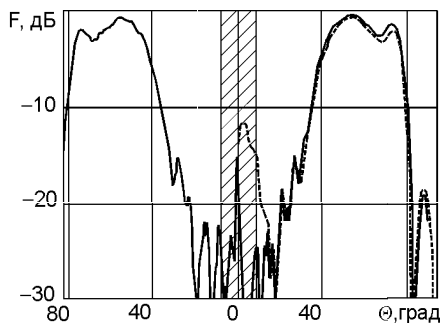


Рис. 3.1.36

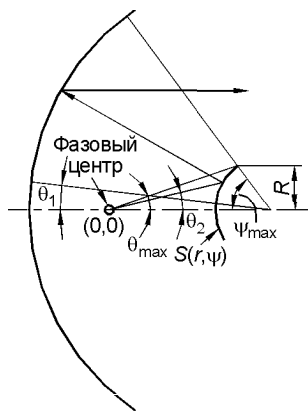


Рис. 3.1.37

которой отношение $F/D = 0,417$, были спроектированы две модели контррефлектора:

- модель М-1 предназначена для диапазона 8 ГГц. Здесь $\theta_{\max} = 35^\circ$, $\psi_{\max} = 61^\circ$, $\theta_1 = 9^\circ$, радиус синтезируемого контррефлектора $R = 35$ см, т.е. диаметр равен 19 длин волн;
- модель М-2 предназначена для диапазона 7,25 ГГц. Для максимального угла облучения основного рефлектора угла $\psi_{\max} = 62^\circ$, которому соответствует угол облучения на край контррефлектора $\theta_{\max} = 36^\circ$, ослабление поля рупорного облучателя -20 дБ. Радиус синтезируемого контррефлектора $R = 25$ см, т.е. диаметр равен 11,6 длин волн.

Профили синтезируемых контррефлекторов $y(x)$, при реализации которых решается задача максимизации усиления антенны, приведены на рис. 3.1.38. Результаты измерения характеристик направленности обеих моделей контррефлекторов приведены на рис. 3.1.39 и 3.1.40 для ДН модели М-2 на частоте 7,25 ГГц и ДН модели М-1 на частоте 8,0 ГГц в плоскостях E и H соответственно; на этих рисунках верхний график — амплитудная ДН, нижний — фазовая ДН.

Для данных характеристик излучения контррефлекторов были расчетным путем определены результирующие эффективности η использования поверхности антенны, которые составили 0,801 при использовании контррефлектора диаметром 50 см и 0,862 при использовании контррефлектора диаметром 70 см.

Экспериментальные ДН антенны с контррефлектором диаметром 50 см приведены на рис. 3.1.41. Измеренные диаграммы имеют высокий уровень первого бокового лепестка, что объяс-

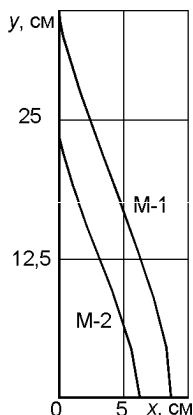


Рис. 3.1.38

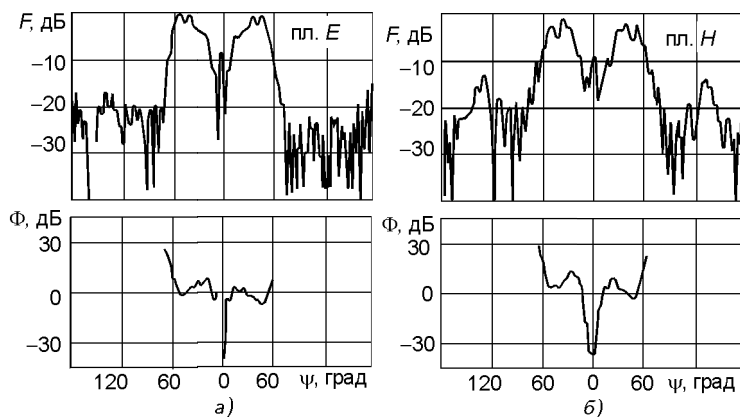


Рис. 3.1.39

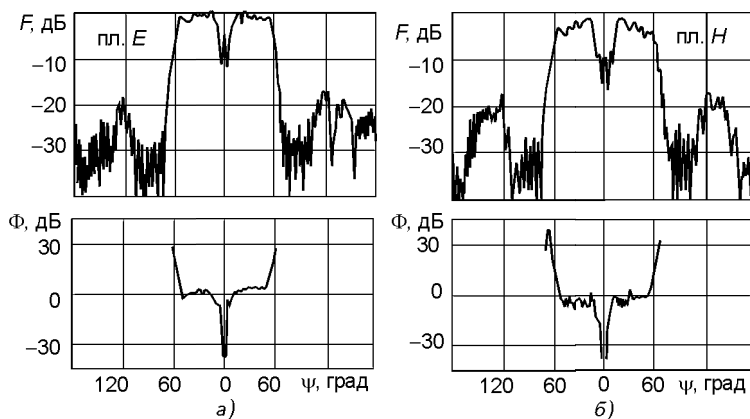


Рис. 3.1.40

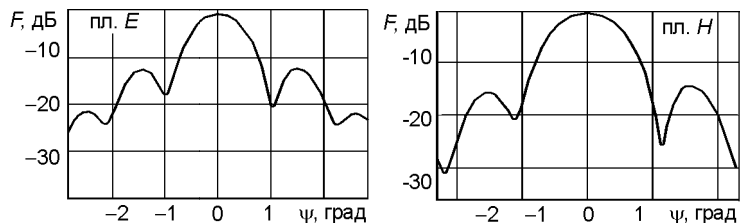


Рис. 3.1.41

няется затеняющим эффектом контррефлектора. Измеренное значение усиления антенны составило 44,6 дБи, что соответствует $\eta = 0,81$.

Вариант 3. В [3.26] приведены результаты расчета и эксперимента двухзеркальной модифицированной антенны, геометрия которой пока-

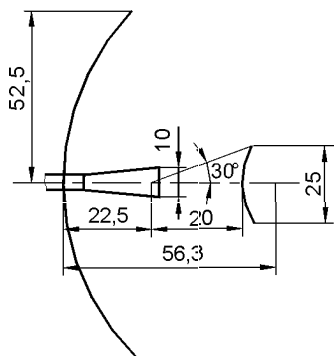


Рис. 3.1.42

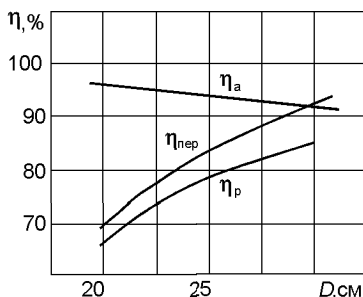


Рис. 3.1.43

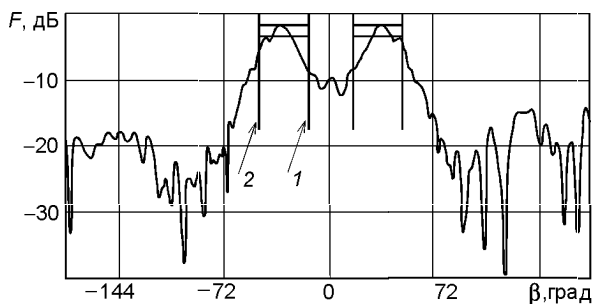


Рис. 3.1.44

зана на рис. 3.1.42. Эта антенна предназначена для работы в диапазоне 7...8 ГГц в режиме с круговой поляризацией. На рис. 3.1.43 приведены результаты расчета коэффициентов η_a (апертурный коэффициент использования поверхности), $\eta_{\text{пер}}$ (параметр, характеризующий перелив энергии) и результирующая эффективность η_p в зависимости от диаметра контррефлектора. Профиль модифицированного гиперboloида синтезировался с учетом как получения равномерного распределения на апертуре антенны, так и минимизации энергии переизлучения от контррефлектора в сторону рупорного облучателя.

Экспериментальная ДН облучающей системы на частоте 7,25 ГГц для круговой поляризации показана на рис. 3.1.44. На рисунке отмечены угловые направления от фокуса антенны на край рупорного облучателя (1) и на край основного зеркала (2). На рис. 3.1.45 показана результирующая ДН антенны, измеренная на частоте 7,25 ГГц.

В [3.26] были также проведены измерения усиления в рабочем диапазоне частот. Результаты измерения усиления модифицированной антенны приведены кружочками на рис. 3.1.46. Здесь же треугольниками показаны результаты измерения усиления двухзеркальной антенны, выполненной по классической схеме Кассегрейна. Три пунктирные ли-

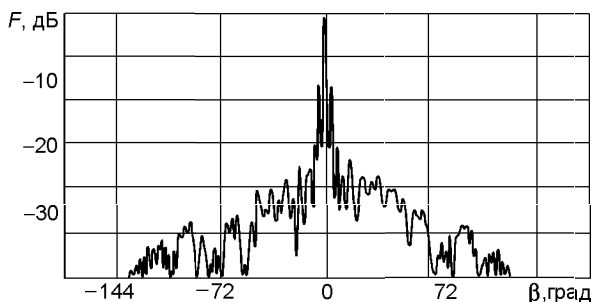


Рис. 3.1.45

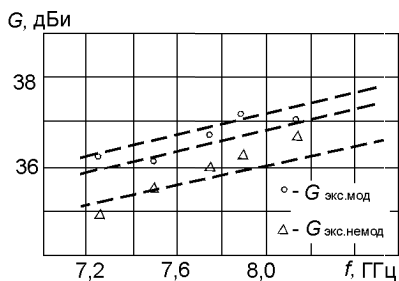


Рис. 3.1.46

нии, приведенные на рисунке, показывают частотную зависимость усиления для $\eta = 65\%$ (верхняя кривая), 60% (средняя кривая) и 50% (нижняя кривая).

Вариант 4. В [3.27] приведены результаты синтезирования модифицированного контррефлектора, проведенного методами унифицированной теории ГТД. Диаметр контррефлектора 25λ . Максимальный угол на край контррефлектора 20° ,

а угол раскрыва основного рефлектора 120° .

На рис. 3.1.47 приведены ДН облучающей системы в плоскости E и H (сверху — фазовая ДН, внизу амплитудная ДН, сплошная ли-

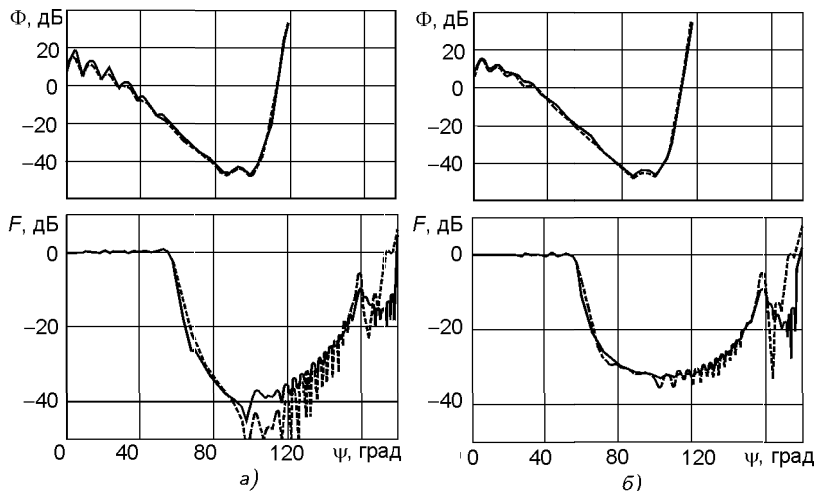


Рис. 3.1.47

Таблица 3.1.5

Фактор	Эффек- тивность	Фактор	Шумовая температура, К (при $\alpha = 30^\circ$)
Перелив	0,94	Космические шумы	2,7
Равномерность амплитудного распределения	0,83	Шумы атмосферы	5,2
Фазовая ошибка	0,98	Входные каскады приемного устройства	4,1
Затенение	0,85	Омические потери	4,7
Поляризация	1,00	Шумы из-за перелива	0,8
Неточность выполнения	0,98	Шумы из-за рассеяния на конструкциях опор	5,0
Результирующая эффективность	0,63	Результирующая шумовая температура	22,5

ния — расчетная ДН, полученная методом ГТД; пунктирная — расчетная ДН, полученная методом физической оптики).

Вариант 5. В [3.28] сообщаются сведения о двухзеркальной антенне диаметром 64 м, работающей на частоте 2,3 ГГц. Характеристики этой антенны приведены в табл. 3.1.5.

Геометрия модифицированных моделей этой антенны, для которых рабочая частота 8,415 ГГц, приведена на рис. 3.1.48, где $x_{\max} = 1925$ см; $x_{\text{мм}} = 1927$ см; $x_{\min} = 161$ см; $D = 437$ см; $a = 190$ см; $y_{\max} = 622$ см; $\psi_{\max} = 18^\circ$. Эти модели отличаются профилями контррефлектора, которые позволяют реализовывать амплитудные распределения в раскрыве антенны вида $A(x) = [1 - (x/x_{\text{мм}})]^p$ для четырех различных значений параметра p .

Результаты расчетных ДН облучающих систем приведены на рис. 3.1.49, где позицией 1 определено угловое направление на край основного рефлектора (см. рис. 1.3.48).

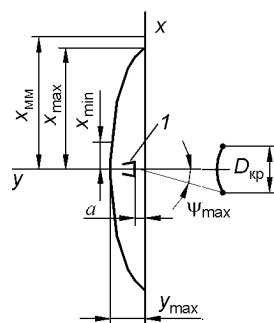


Рис. 3.1.48

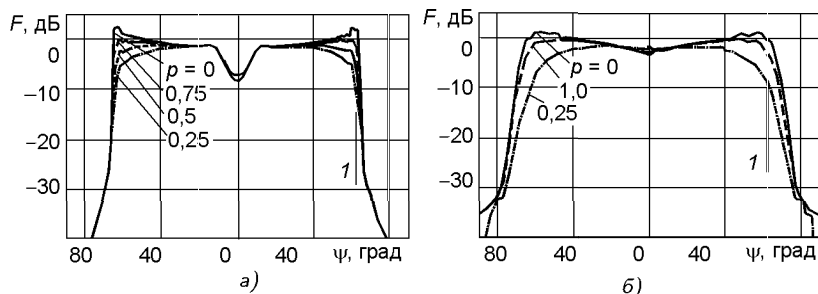


Рис. 3.1.49

Таблица 3.1.6

p	η_a	$\eta_{\text{пер}}$	η_p	$T, \text{ К } (\alpha = 90^\circ)$
0	0,996	0,943	0,939	14
0,25	0,994	0,976	0,970	5,8
0,5	0,973	0,990	0,958	2,3
0,75	0,943	0,996	0,939	1

Примечание. В последнем столбце таблицы приведена составляющая шума антенны при ориентации антенны в зенит.

Таблица 3.1.7

Тип антенны	Результирующая эффективность*	Шумовая температура антенны, К	Изменение добротности, дБ**
Классическая антенна Кассегрейна	0,68	22,5	0
Модификация при $p = 0$	0,82	35,5	-1,2
Модификация при $p = 0,25$	0,85	27,3	+ 0,13
Модификация при $p = 0,50$	0,84	23,8	+ 0,67
Модификация при $p = 0,75$	0,81	22,5	+ 0,76

Примечания: * — учтены потери, вносимые затенением; ** — изменения даны относительно добротности G/T классической схемы выполнения антенны типа Кассегрейна.

В табл. 3.1.6 даны сведения о зависимости эффективности антенны и составляющей шумовой температуры антенны, обусловленной переливом, от параметра p .

В заключение в табл. 3.1.7 приведены сведения, позволяющие судить об эффективности использования в рассматриваемой антенне модификации поверхностей рефлекторов.

Отметим, что приведенный пример достаточно наглядно иллюстрирует то обстоятельство, что важно понимать конечную цель проводимой процедуры модификации поверхностей рефлекторов антенны.

3.1.4. Способы крепления контррефлектора

Одной из важных проблем, неизменно встречающихся на практике при конкретном конструировании осесимметричной двухзеркальной антенны, является способ крепления контррефлектора. Отметим, что возможны два различных способа крепления:

- крепление контррефлектора с помощью штанг, основания которых размещены на основном рефлекторе;
- использование радиопрозрачных конструкций, основание которых, как правило, размещено на облучателе.

3.1.4.1. Крепление с помощью штанг

Отметим, что уже само по себе наличие контррефлектора приводит в осесимметричной схеме антенны к образованию коаксиального кругового затенения, что, в свою очередь, ведет к повышению уровня бокового

излучения антенны. Поэтому появление дополнительного затенения, вызванного наличием конструктивных элементов для крепления контррефлектора, приводит к дополнительному ухудшению характеристик излучения антенны, а именно к дальнейшему росту бокового излучения антенны и ухудшению кроссполаризационных характеристик антенны.

Любая осевая асимметрия в амплитудном распределении является источником роста кроссполаризационного излучения. Затенение апертуры традиционным размещением штанг для крепления контррефлектора, при котором не соблюдается осевая симметрия, является дополнительным источником увеличения кроссполаризационного излучения антенны.

Укажем, что эта проблематика имеет важное практическое значение и поэтому ей уделяется отдельное рассмотрение (см. гл. 5).

3.1.4.2. Крепление контррефлектора диэлектрической структурой

Идея использования диэлектрика для крепления контррефлектора имеет очень простое обоснование. Применение диэлектрических устройств, имеющих осесимметричную конструкцию, должно привести к резкому уменьшению эффекта затенения и возможному появлению амплитудно-фазовых искажений в раскрыве. Однако эти искажения, имеющие осевую симметрию, не должны привести к росту кроссполаризационного излучения.

Следует отметить, что интерес к диэлектрическим конструкциям для удержания контррефлектора в двухзеркальных осесимметричных антеннах для земных станций спутниковых систем связи возник достаточно давно [3.29]. Выяснилось, что использование диэлектрических конструкций в этих целях не всегда оправдано. Основная причина — дополнительные потери в добротности, что обусловлено наличием потерь в диэлектрике. Отметим, что для данной ситуации негативное влияние потерь в диэлектрике сказывается дважды: первый раз — как фактор снижения усиления антенны; второй раз — как фактор повышения шумовой температуры антенны.

В настоящее время в связи с развитием технологий, способствующих получению диэлектрических материалов с низкими значениями уровня потерь, эта проблематика вновь становится весьма актуальной, что особенно важно в связи с ужесточением требований на поляризационную чистоту излучения антенн. Теперь о двух различных вариантах использования диэлектрических конструкций.

Вариант 1. Идея использования диэлектрических материалов достаточно тривиальна. Само по себе устройство по креплению рефлектора представляет тонкостенную осесимметричную конструкцию, выполненную из диэлектрического материала. Выбор как материала, так и толщины стенок диктуется двумя взаимнопротиворечивыми требованиями: параметры должны быть выбраны такими, чтобы обеспечить надежную жесткость установки контррефлектора и чтобы минимизировать

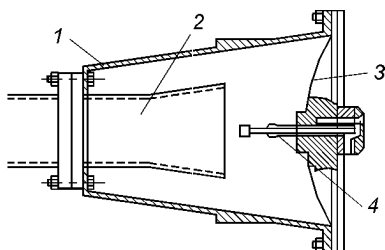


Рис. 3.1.50

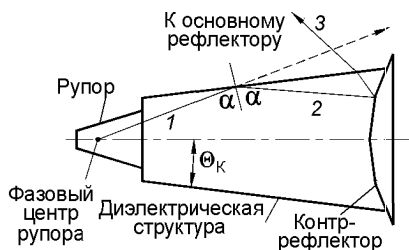


Рис. 3.1.51

искажения в амплитудно-фазовом распределении в раскрые антенны, обусловленные прохождением волны через диэлектрическую конструкцию, и уровень полей, обусловленных отражением волны от диэлектрических конструкций.

Типовое решение такой конструкции приведено на рис. 3.1.50, где 1 — тонкостенный диэлектрический конус; 2 — рупор; 3 — контррефлектор; 4 — устройство для настройки согласования. Имеется принципиальная возможность коррекции амплитудно-фазовых искажений в раскрые антенны, обусловленных прохождением волны через диэлектрический конус, внесением целенаправленных изменений в профиль контррефлектора.

Вариант 2. Здесь идея использования диэлектрических материалов менее тривиальна. На рис. 3.1.51 показана схема облучающей системы. Контррефлектор удерживается с помощью сплошной диэлектрической структуры с диэлектрической проницаемостью ε_d , основание которой совмещено с рупором. Геометрия схемы и диэлектрическая проницаемость держателя выбираются такими, чтобы, используя эффект полного внутреннего отражения, снизить утечку энергии, излученной рупором, за края контррефлектора. Именно такому воздействию подвергается луч 1, падающий под углом α на границу раздела двух сред.

Напомним, что эффект полного внутреннего отражения имеет место, когда выполняется следующее условие:

$$n_{12} \sin \alpha \geq 1, \quad (3.1.57)$$

где $n_{12} = \sqrt{\varepsilon_d}$.

На рис. 3.1.52 приведена схема облучающего устройства рассматриваемого типа, предназначенная для использования в антенне с параболическим рефлектором диаметром $D = 1100$ мм и углом раскрыва

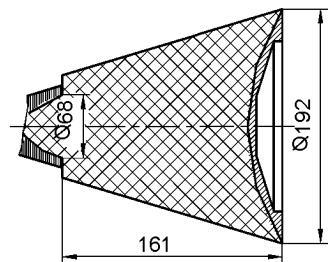


Рис. 3.1.52

$2\psi_0 = 116^\circ$. В качестве диэлектрического материала использовался пенопласт с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_d = 1,18$. Характеристики излучения такой схемы, измеренные на частоте 12,1 ГГц, приведены

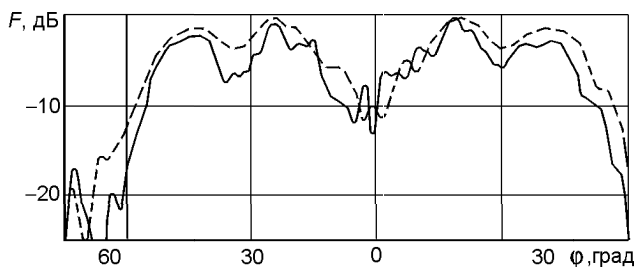


Рис. 3.1.53

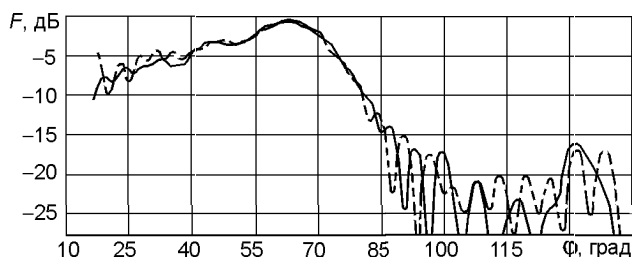


Рис. 3.1.54

на рис. 3.1.53 (сплошная линия — ДН в плоскости E ; пунктирная линия — ДН в плоскости H).

Измерения характеристик антенны в целом показали, что реализованное значение $K_{\text{ип}} = 0,78$, а потери в диэлектрическом конусе, зависящие от тангенса угла диэлектрических потерь используемых материалов ($\text{tg } \delta$), составляли от 0,16 дБ при $\delta = 0,0002$ до 0,54 дБ при $\delta = 0,002$.

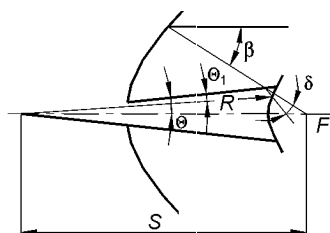


Рис. 3.1.55

Вариант 3. Характеристики излучения схемы, характеризуемой следующими параметрами: диаметр контррефлектора $D_2 = 8,6\lambda$, диэлектрический конус выполнен из материала с $\varepsilon_d = 1,08$, приведены на рис. 3.1.54. Эта облучающая система входит в состав антенны с углом раскрытия рефлектора $2\psi_0 = 163^\circ$. Измерения антенны в целом показали, что результирующий $K_{\text{ип}} = 0,75$.

Теоретический анализ подобного рода облучающих систем, впервые предложенных в [3.29], опубликован в [3.30]. Для схемы на рис. 3.1.55 справедлива следующая система уравнений, связывающая параметры системы:

$$\begin{aligned} dR/d\beta &= (d\theta/d\beta)R \text{tg}[(\theta + \beta + \delta)/2]; \\ \theta + \beta + \delta &= \arcsin \frac{(S/R)[\text{tg } \beta / \sec(\beta + \delta)][\text{tg}(\beta + \delta) + \text{tg } \theta_1]}{\text{tg } \beta + \text{tg } \theta_1}; \end{aligned}$$

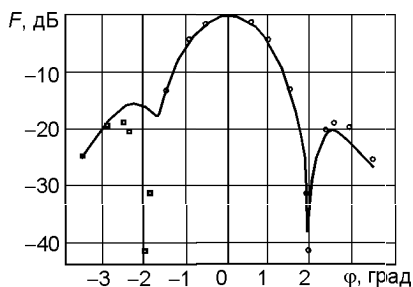


Рис. 3.1.56

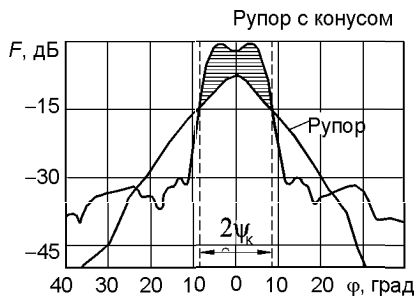


Рис. 3.1.57

$$\theta_1 + \beta + \delta = \arccos[\cos(\theta_1 + \beta + \delta)/\sqrt{\epsilon}], \quad (3.1.58)$$

которая позволяет определить полярные координаты (R, θ) контррефлектора через угловую координату β .

Приведем несколько рекомендаций по нахождению параметров облучающей системы:

- начальными параметрами антенны в целом являются: диаметр основного зеркала D_1 , фокусное расстояние основного зеркала F и длина волны λ ;
- диаметр контррефлектора D_2 определяется, исходя из двух условий: $D_2 > (6...7)\lambda$, что необходимо для «срабатывания» метода геометрической оптики; отношение D_2/D_1 должно быть минимальным, чтобы минимизировать эффект затенения раскрыва;
- задаются уровнем облучения края контррефлектора. Обычно эта величина определяется на уровне $-17...22$ дБ относительно излучения рупора на центр контррефлектора;
- задаются диэлектрической проницаемостью диэлектрического конуса ϵ_d . Обычно $1,4 > \epsilon_d > 1,04$;
- задаются величиной θ_1 , которую определяют исходя из условия обеспечения полного внутреннего отражения для большей части энергии облучателя;
- решая уравнение (3.1.58), определяют профиль контррефлектора;
- определяют амплитудно-фазовое распределение в раскрыве антенны и соответствующую ему ДН.

Расчетные (точки) и экспериментальные (сплошные линии) ДН антенны диаметром $D_1 = 1200$ мм, для которой $F/D_1 = 0,25$, а облучающая система спроектирована в соответствии с изложенной рецептурой при использовании диэлектрика с $\epsilon_d = 1,1$, приведены на рис. 3.1.56 (справа — плоскость H , а слева — плоскость E). Измерения ДН проводились на частоте 10,5 ГГц. Результирующий $K_{ип}$ антенны равен 0,65.

Следует также отметить результаты, опубликованные в [3.31]. На рис. 3.1.57 приведены характеристики направленности двух сравниваемых облучателей: одиночного рупора и рупора с конусным диэлектри-

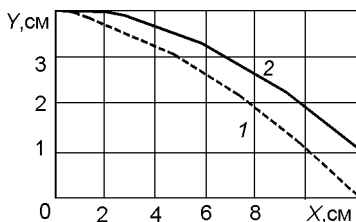


Рис. 3.1.58

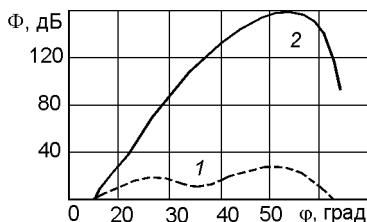


Рис. 3.1.59

ком. При анализе данных этого рисунка следует обратить внимание на ряд обстоятельств:

- сравниваемые ДН совмещены таким образом, чтобы у них совпали уровни на угловых отметках, соответствующих краю основания диэлектрического конуса, т.е. для направлений $\phi = 7,5^\circ$. Это позволяет судить о том, каким образом перераспределяется дополнительно перехваченная энергия;
- энергия, соответствующая в ДН рупора с конусом заштрихованной площади, заключенной между обеими диаграммами (выше уровня -15 дБ), обусловлена перераспределением энергии, перехваченной конусом.

Теперь о результатах решения задачи определения профиля модифицированного контррефлектора, при котором нивелируются искажения фазовых ДН. На рис. 3.1.58 приведены два профиля контррефлектора: модифицированного и гиперболического. Расчет профилей контррефлектора проводился для антенны со следующими параметрами: диаметр основного зеркала $D_1 = 173$ см; диаметр контррефлектора $D_2 = 24$ см; угол раскрыва основного зеркала $2\psi_0 = 126^\circ$; угол раскрыва диэлектрического конуса 15° ; диэлектрическая проницаемость $\epsilon_d = 1,08$. Эффективность полученного решения контролировалось измерением фазовых ДН облучающей системы. Эти результаты приведены на рис. 3.1.59 для фазовых ДН с модифицированным (кривая 1) и гиперболическим (кривая 2) рефлектором.

Внешний вид антенн с диэлектрической системой крепления контррефлектора показан на рис. 3.1.60 (фотография модели антенны, схема которой была приведена на рис. 3.1.50), 3.1.61 и 3.1.62 (фотографии антенн фирмы Comelit диаметром 4 м (тип СА 40-064D) и 5 м (тип СА 50-019D) соответственно). Основные электрические параметры этих антенн даны в табл. 3.1.8.

Таблица 3.1.8

Тип антенны	Диаметр, м	Диапазон частот, ГГц	Усиление, дБи, не менее	КСВ, не более	ХРД, дБ, не менее	F/V, дБ
СА 50-019D	5,0	1,9...2,3	37,7	1,1	27	57
СА 40-064D	4,0	6,42...7,13	46,6	1,07	33	70

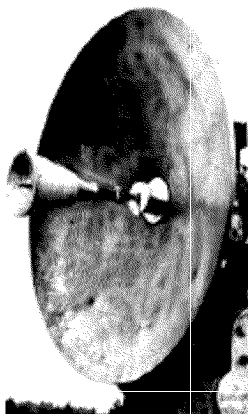


Рис. 3.1.60

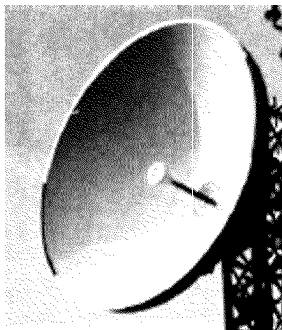


Рис. 3.1.61

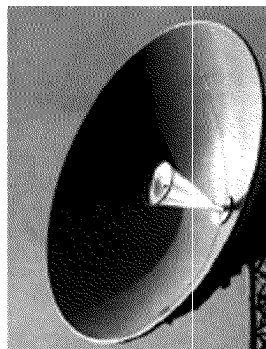


Рис. 3.1.62

Как видно из приведенных данных, антенны, использующие в качестве крепления контррефлектора диэлектрические структуры, имеют весьма высокие электрические показатели.

3.1.4.3. Крепление контррефлектора на опоре облучателя

Внешний вид облучающего устройства, когда контррефлектор крепится с помощью трех плоских (ножевых) опор к основанию облучателя, приведен на рис. 3.1.63. Такая система крепления хорошо зарекомендо-

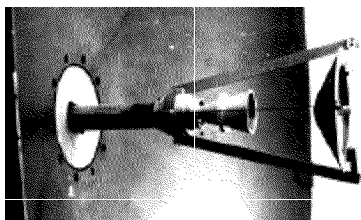


Рис. 3.1.63

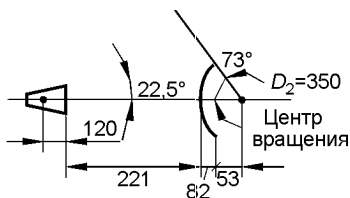


Рис. 3.1.64

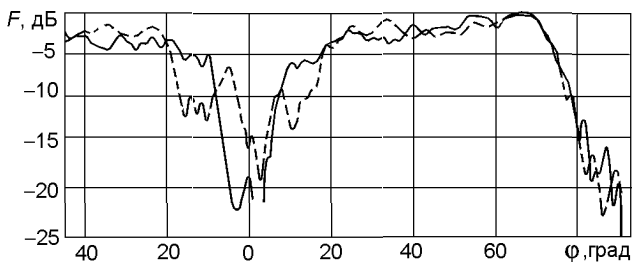


Рис. 3.1.65

вала себя. На рис. 3.1.64 указаны конкретные параметры облучающей системы для частотного диапазона 12 ГГц, а на рис. 3.1.65 даны характеристики излучения (сплошная кривая — ДН в плоскости E , пунктирная — в плоскости H). При использовании этой облучающей системы в антенне с основным зеркалом, угол раскрытия которого равен $2\psi_0 = 160^\circ$, удалось реализовать результирующий $K_{\text{ип}} = 0,68$.

3.2. Двухзеркальные офсетные антенны

3.2.1. Классические схемы двухзеркальных офсетных антенн

3.2.1.1. Общие сведения

К классическим схемам двухзеркальных офсетных антенн следует отнести антенны, построенные по схеме Кассегрейна или по схеме Грегори.

Приведем основные соотношения [3.32], связывающие между собой параметры антенны типа Кассегрейна, показанной на рис. 3.2.1.

Параметры основного параболического рефлектора:

$$D_1 = 4F \sin \theta_c / (\cos \theta_b + \cos \theta_c); \quad (3.2.1)$$

$$D_{1h} = 2F \sin \theta_b / (\cos \theta_b + \cos \theta_c); \quad (3.2.2)$$

$$\theta_{4,5} = 2 \arctg[(D_h \pm 0,5D_1)/2F]; \quad (3.2.3)$$

где $\theta_b = 0,5(\theta_4 + \theta_5)$, $\theta_c = 0,5(\theta_4 - \theta_5)$.

Параметры гиперболического контррефлектора:

$$A = \frac{L(1+e)(\cos \theta_b + e \cos \theta_c) \sin \theta_c}{(1-e^2) \sin^2 \theta_b + (\cos \theta_b + \cos \theta_c)^2}; \quad (3.2.4)$$

$$B = \frac{L(1+e) \sin \theta_c}{(1-e^2) \sin^2 \theta_b + (\cos \theta_b + \cos \theta_c)^2}; \quad (3.2.5)$$

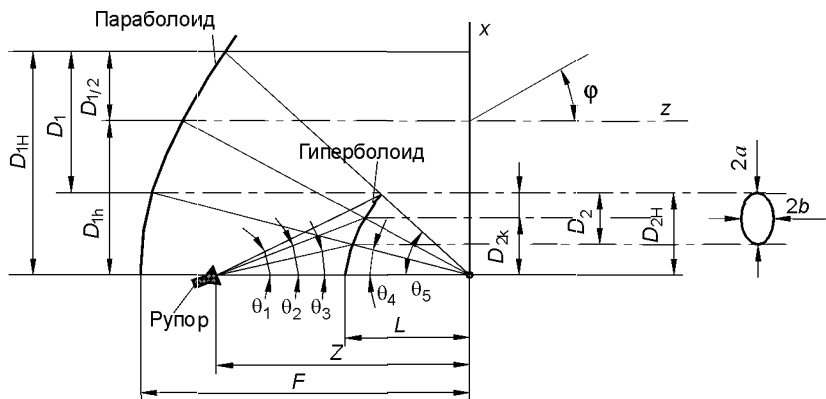


Рис. 3.2.1

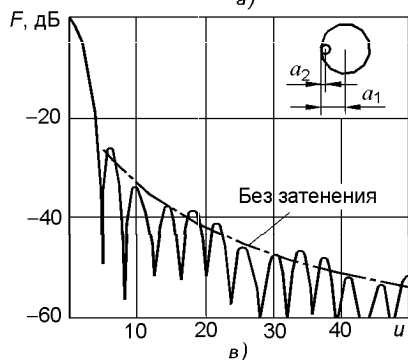
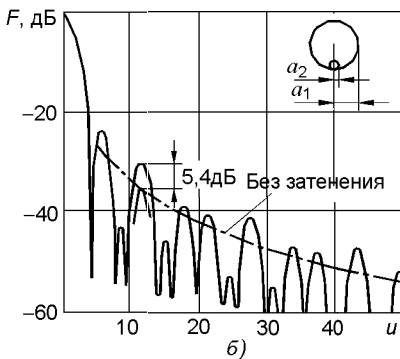
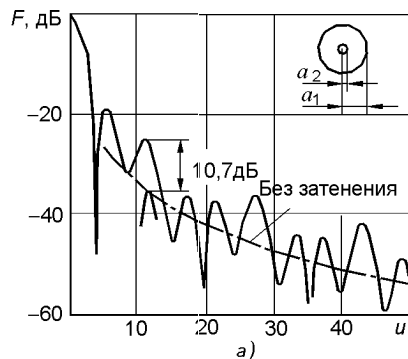


Рис. 3.2.2

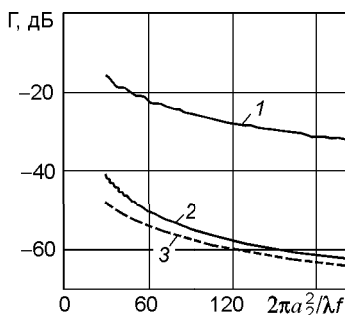


Рис. 3.2.3

$$d_{2н} = \frac{L(1+e)(e \cos \theta_b + \cos \theta_c) \sin \theta_c}{(1-e^2) \sin^2 \theta_b + (\cos \theta_b + \cos \theta_c)^2}; \quad (3.2.6)$$

$$Z_0 = d_{н} \left(\frac{1}{\operatorname{tg} \theta_5} + \frac{1}{\operatorname{tg} \theta_1} \right) \text{ или } Z_0 = (0,5d_{н} - 2a) \left(\frac{1}{\operatorname{tg} \theta_4} + \frac{1}{\operatorname{tg} \theta_3} \right), \quad (3.2.7)$$

$$\text{где } L = \frac{Z_0}{1+M}; \quad e = \frac{1+M}{1-M}; \quad M = \frac{\operatorname{tg}(\theta_5/2)}{\operatorname{tg}(\theta_1/2)}.$$

Отметим, что переход от симметричной схемы к схемам офсет, сохраняя преимущества двухзеркальной антенны, придает антенной системе дополнительные положительные свойства, обусловленные выносом контррефлектора из поля излучения основного рефлектора, а именно снижение уровня бокового излучения и улучшение согласования.

Первое свойство иллюстрируется результатами расчета ДН [3.33], которые приведены на рис. 3.2.2,а (сплошной линией проведена ДН двухзеркальной осесимметричной антенны с отношением $a_2/a_1 = 0,2$) и рис. 3.2.2,б и в, на которых сплошной линией показана ДН в горизонтальной плоскости двухзеркальной офсетной антенны при размещении контррефлектора снизу и с боку раскрыва основного рефлектора соответственно.

Второе свойство иллюстрируется рис. 3.2.3, на котором приведена зависимость коэффициента отражения Γ от параметра $2\pi a_2^2/\lambda f$ (f — фокальное расстояние): 1 — для схемы антенны, показанной на рис. 3.2.2, а; 2 и 3 — для схем антенн, показанных на рис. 3.2.2, б и в.

3.2.1.2. Эквивалентные схемы

Напомним, что при анализе осесимметричных двухзеркальных антенн было использовано представление об эквивалентном параболоиде. Та же самая идеология, т.е. введение эквивалентного параболоида, может быть использована и для двухзеркальных офсетных антенн.

На рис. 3.2.4 построены эквивалентные параболоиды для схем Кассегрейна (а) и Грегори (б). Справедливость рассматриваемой трансформации антенн можно подтвердить, например, сравнивая характеристики излучения двух антенных систем.

В [3.34] приведены ДН двухзеркальных офсетных антенн и экви-

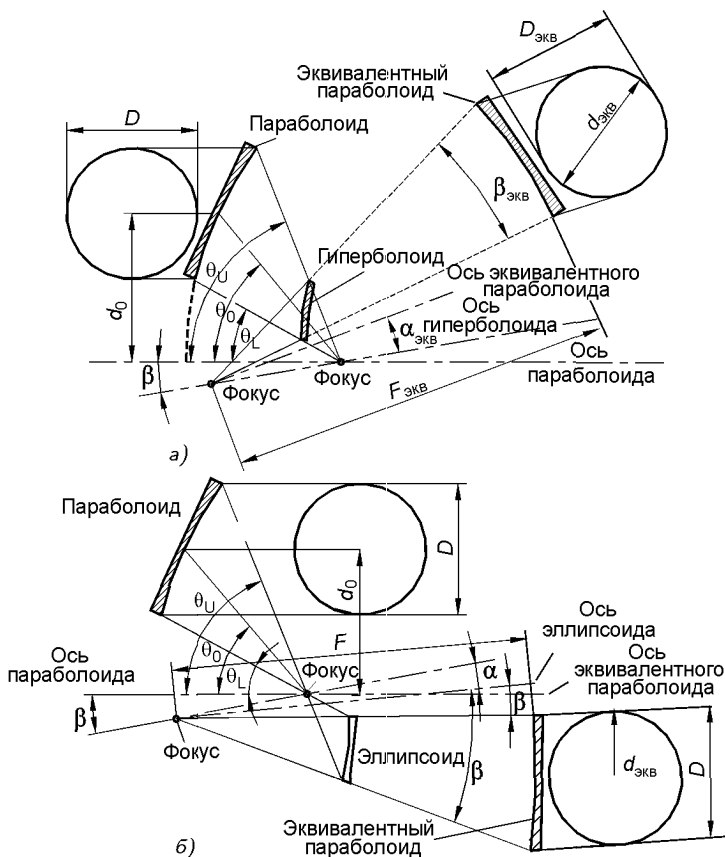


Рис. 3.2.4

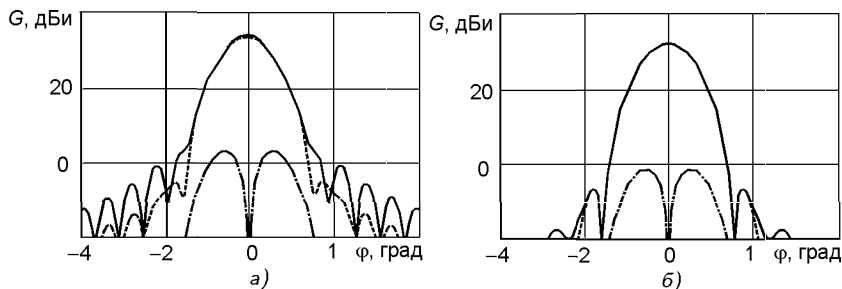


Рис. 3.2.5

валентных им однозеркальных офсетных антенн. На рис. 3.2.5 приведены ДН антенны, выполненной по схеме Кассегрена (а) и схеме Грегори (б) (пунктирная линия — ДН на основной поляризации, штрихпунктирная — ДН по кроссполяризации), кроме того, на рисунках сплошной линией показана ДН на основной поляризации эквивалентной параболической антенны.

Сравнение приведенных диаграмм показывает достаточно хорошее совпадение ДН на основной поляризации для обоих типов антенн и лучшее совпадение ДН для антенны, выполненной по схеме Грегори.

3.2.1.3. Методы расчета электрических параметров

Следует отметить, что методы расчета характеристик излучения, применяемые для осесимметричных антенн, вполне пригодны и для двухзеркальных антенн, не имеющих осевую симметрию.

Метод физической оптики. Результаты расчета ДН двухзеркальной антенны типа офсет, выполненной по схеме Кассегрейна, приведены на рис. 3.2.6 (сплошная кривая — ДН на основной поляризации, пунктирная кривая — ДН по кроссполяризации: а — для плоскости E ; б — для плоскости H). Расчеты выполнены при следующих основных параметрах антенны: диаметр основного зеркала 25 длин волн; угол раскрытия основного зеркала 16° ; угол между направлением на центр основного зеркала и горизонтальной осью 15° ; угол раскрытия контррефлектора $13,4^\circ$; поляризация облучателя — линейная, параллельная оси симметрии антенны. Добавим, что в данной антенне используется рупорный облучатель, который обеспечивает потери на перелив энергии за края контррефлектора на уровне 0,36 дБ и при котором реализуется результирующую эффективность антенны на уровне 84,8 %.

Метод геометрической оптики. Этим методом в [3.32] были рассчитаны характеристики излучения двухзеркальной офсетной антенны, схема которой показана на рис. 3.2.1. Расчет проводился при следующих геометрических параметрах: $D = 100\lambda$; $d = 70\lambda$; $F = 96\lambda$; $M = 1,5$; $\theta_2 = 27,32^\circ$. Диаграмма направленности облучателя задавалась функцией

$$F(\theta) = \cos^q \theta. \quad (3.2.8)$$

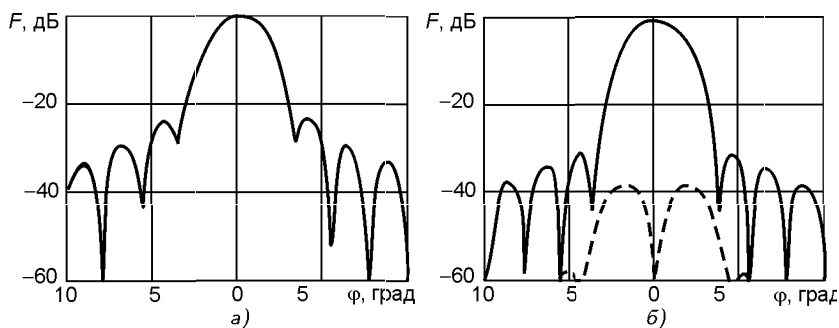


Рис. 3.2.6

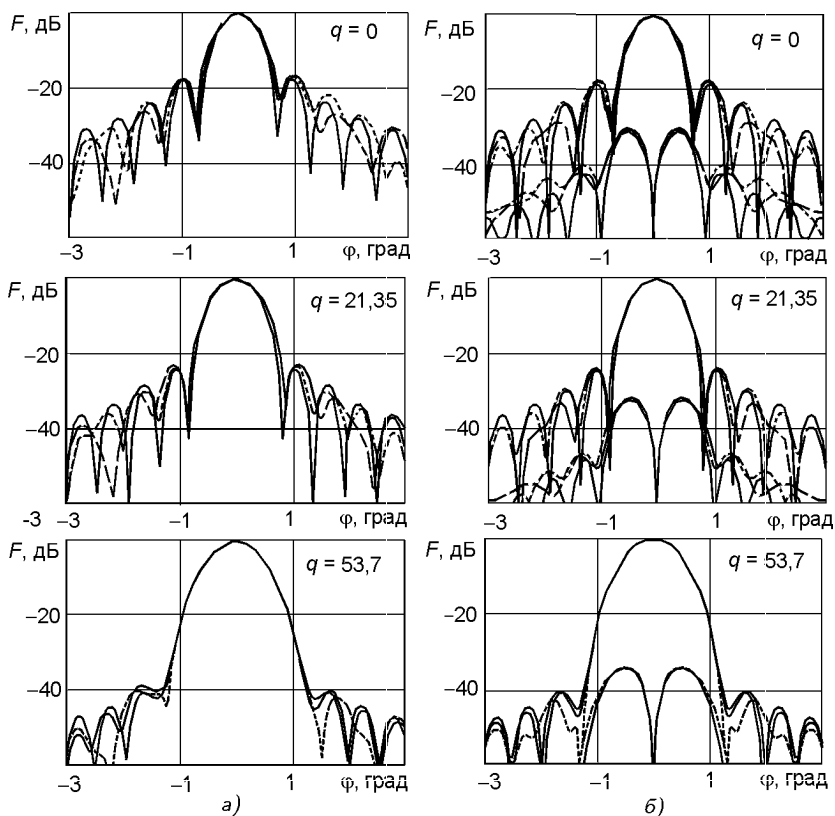


Рис. 3.2.7

Диаграммы направленности антенны для трех типоразмеров контр-рефлектора (сплошная линия — при $a = 7,4\lambda$; $b = 6,08\lambda$; штриховая — при $a = 7,9\lambda$; $b = 6,58\lambda$; пунктирная — при $a = 8,4\lambda$; $b = 7,08\lambda$; a — в

вертикальной плоскости; b — в горизонтальной плоскости) приведены на рис. 3.2.7 при различных q , причем $q = 21,35$ соответствует снижению уровня облучения края контррефлектора по сравнению с направлением на его центр на $\Delta_1 = -10$ дБ, а $q = 53,37$ — на $\Delta_1 = -25$ дБ.

3.2.2. Двухзеркальные офсетные антенны с модифицированными поверхностями

Отметим ряд обстоятельств, связанных с исследованиями и конкретными разработками офсетных антенн с модифицированными поверхностями.

1. Достаточно ясны причины, в силу которых проводились интенсивные исследования этого класса антенн.

2. Как и следовало ожидать, оказалось, что разработка методик синтезирования поверхностей модифицированных офсетных двухзеркальных антенн представляет собой более сложный процесс по сравнению с методикой синтезирования поверхностей осесимметричных двухзеркальных антенн.

3. В научно-технических журналах и на конференциях проходили достаточно интенсивные дискуссии между авторами, занимающимися этой проблематикой, которые достаточно убедительно отстаивали разнящиеся между собой точки зрения.

4. Практические реализации офсетных антенн с модифицированными поверхностями показали, что целенаправленным видоизменением профилей исходных классических схем двухзеркальных офсетных антенн действительно можно улучшить или один из электрических параметров антенны или их некоторую совокупность.

Основные результаты по теории офсетных антенн с модифицированными поверхностями можно найти в [3.35–3.38].

Синтезирование модифицированных поверхностей двухзеркальных офсетных антенн проводилось с использованием различных методов.

Метод геометрической оптики. Этот метод, напомним, базируется на трех основных постулатах: сохранения энергии внутри лучевых трубок, законах Снеллиуса и идентичности фазовых соотношений, которая обеспечивается равенством длин лучевых трубок.

На базе этих положений в [3.39] приведены результаты синтеза антенны с выходным раскрытием 5,5 м для работы в диапазоне 14 ГГц.

Схема антенны и ее основные геометрические параметры приведены на рис. 3.2.8. На рис. 3.2.9, *а* и *б* приведены сечения ДН контррефлектора в вертикальной и горизонтальной плоскости соответственно. Результирующие амплитудные распределения в раскрытии антенны приведены на рис. 3.2.10, *а* и *б* для вертикальной и для горизонтальной плоскости соответственно.

Расчеты, соответствующие этим распределениям, показали, что результирующие потери в коэффициенте использования антенны в диапазоне 14 ГГц $\eta_{\text{рез}} = 0,89$ дБ, а в диапазоне частот 12 ГГц — 0,8 дБ. На

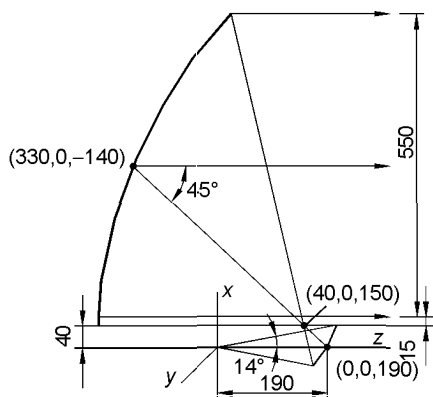


Рис. 3.2.8

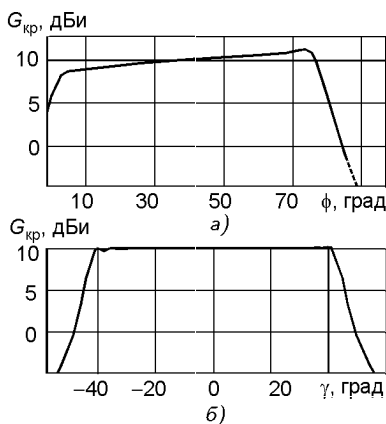


Рис. 3.2.9

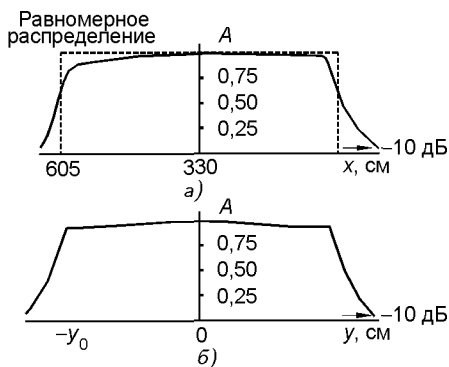


Рис. 3.2.10

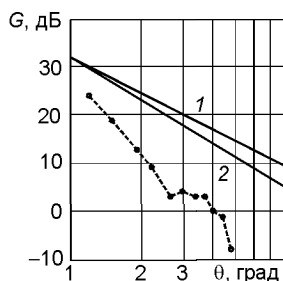


Рис. 3.2.11

рис. 3.2.11 приведен фрагмент расчетной ДН антенны, соответствующей спаду основного лепестка и первому боковому. На этом же рисунке приведены две зависимости ослабления бокового излучения антенны, удовлетворяющие формулам $32 - 25 \lg \phi$ (прямая 1) и $32 - 30 \lg \phi$ (прямая 2).

Метод физической оптики. Синтез модифицированных поверхностей, базирующийся на этом методе, был применен в [3.40]. Исходная схема антенны и ее основные геометрические параметры приведены на рис. 3.2.12, где $D = 56\lambda$ и $d = 16\lambda$. Диаграммы направленности исходной антенны в горизонтальной плоскости приведены на рис. 3.2.13.

Характеристики излучения антенны с модифицированными поверхностями приведены пунктиром на рис. 3.2.14, а и б в вертикальной и горизонтальной плоскости соответственно. На этих рисунках также приведены ДН, полученные в приближении геометрической оптики (сплошные линии), и огибающие ДН, заданные формулой $23 - 25 \lg \phi$ (штрихпунктирные линии).

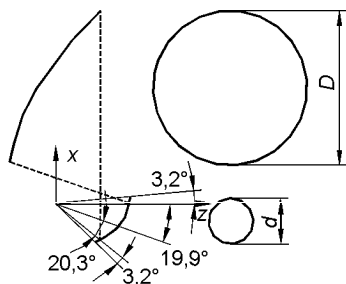


Рис. 3.2.12

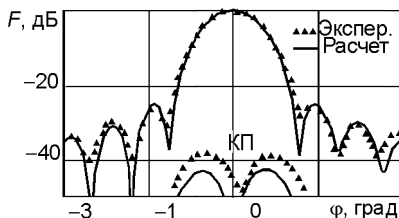


Рис. 3.2.13

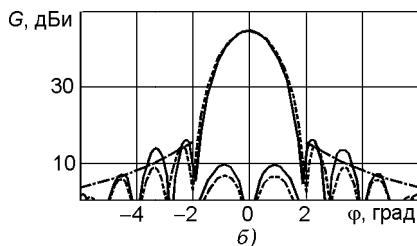
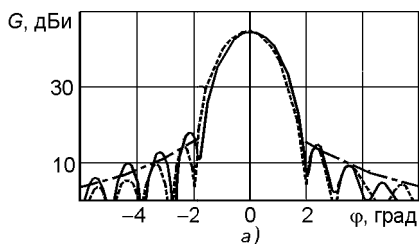


Рис. 3.2.14

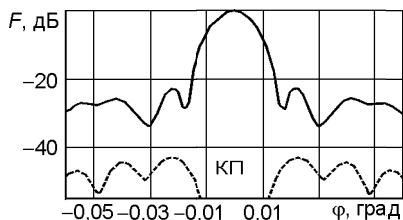


Рис. 3.2.15

Численные методы. Методы расчета характеристик излучения по специальной программе GRASP были применены к офсетной двухзеркальной антенне радиотелескопа с модифицированными поверхностями. Диаметр выходного раскрытия антенны равен 100 м [3.41]. Антенна выполнена по схеме Грегори. Результаты расчета для частоты

15 ГГц приведены на рис. 3.2.15. При реализации проекта достигнуты очень низкий уровень кроссполяризационного излучения и апертурная эффективность, равная 77,76 %.

3.3. Двухзеркальные антенны с кольцевым фокусом

3.3.1. Первые схемы двухзеркальных антенн с кольцевым фокусом

Ранее были рассмотрены антенны, основное зеркало у которых представляло собой вырезку из параболоида вращения или поверхности, достаточно близкую к нему. Другими словами, основное зеркало антенны представляло собой поверхность, которая имеет точечный фо-

кус или несколько размытый фокус. В этом разделе рассматриваются двухзеркальные антенны, принципиальным отличием которых является то обстоятельство, что основное зеркало имеет кольцевой фокус.

3.3.1.1. Схемы антенн с кольцевым фокусом

На рис. 3.3.1,а изображена знакомая схема антенны типа Грегори (1 — параболический рефлектор; 2 — эллиптический контррефлектор; 3 — эллипс, первый фокус которого O_1 совмещен с фазовым центром облучателя, а второй O_2 — с фокусом параболоида, причем оба фокуса лежат на большой оси $a-a$ эллипса 3; h — высота второго фокуса O_2 над осью $b-b$, проходящей через первый фокус O_1).

На рис. 3.3.1,б изображена знакомая схема антенна типа Кассегрейна (1 — параболический рефлектор; 2 — гиперболический контррефлектор, первый фокус которого O_1 совмещен с фазовым центром облучателя, а второй O_2 — с фокусом параболоида; d — вертикальный размер контррефлектора; h — высота верхней кромки контррефлектора над осью $b-b$).

Проведем над обеими схемами одну и ту же операцию, а именно вращаем их вокруг оси $b-b$. Результаты такого действия приведены на рис. 3.3.2.

Вначале о схеме, приведенной на рис. 3.3.2,а. Важно отметить, что:

- схема имеет осевую симметрию по оси $b-b$;
- рефлектор представляет собой тело вращения, образованное частью параболы, ось которой смещена, а точнее, приподнята над осью $b-b$ на расстояние $h = D_1/2$;
- рефлектор имеет кольцевой фокус, след которого на рисунке представлен в виде точек O_{21} и O_{22} ;
- контррефлектор КР представляет собой тело вращения, образованное частью эллипса, большая ось которого, т.е. ось $a-a$, проходит как через фазовый центр облучателя O_1 , так и через фокус параболы O_{21} (O_{22});

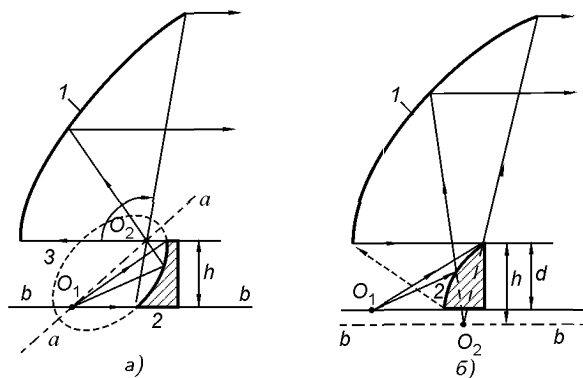


Рис. 3.3.1

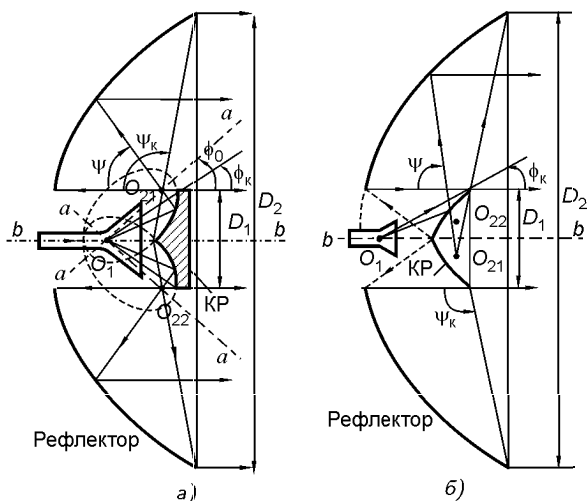


Рис. 3.3.2

- лучи, отраженные от рефлектора, не попадают на контррефлектор, т.е. в приближении геометрической оптики основное зеркало не является источником отраженной волны;
- лучи, действие которых диктуется законами геометрической оптики, отражаясь от контррефлектора, не попадают в облучатель;
- реально как основной рефлектор, так и контррефлектор влияют на согласование облучателя. Однако это влияние определяется воздействием дифракционных лучей (дифракцией на изломе поверхности основного рефлектора и дифракцией на острие контррефлектора), интенсивность которых много меньше интенсивности отраженных лучей;
- схема осуществляет инверсию распределения поля облучателя. Наиболее интенсивная часть излученной облучателем энергии, соответствующая направлению главного излучения, попадая на часть поверхности контррефлектора, примыкающей к его острию, переизлучается на периферию основного рефлектора. И наоборот, менее интенсивная часть излученной облучателем энергии, соответствующая спаду ДН облучателя, попадая на периферию контррефлектора, переизлучается в центральную часть основного рефлектора;
- за счет «хорошего» использования периферии зеркала антенна реализует высокий КИП.

Теперь о схеме, приведенной на рис. 3.3.2,б. Большая часть только что сказанного относительно схемы рис. 3.3.2,а полностью относится и к этой схеме. Поэтому ниже укажем только на отличия, которыми обладает эта схема, а именно:

- схема не осуществляет инверсию распределения поля облучателя. Наиболее интенсивная часть излученной облучателем энергии, со-

ответствующая направлению главного излучения, попадая на часть поверхности контррефлектора, переизлучается на центральную часть основного рефлектора. И наоборот, менее интенсивная часть излученной облучателем энергии, соответствующая спаду ДН облучателя, попадая на периферию контррефлектора, переизлучается на периферию основного зеркала;

- вершина контррефлектора имеет значительно больший угол излома, чем в предыдущей схеме. Поэтому интенсивность отраженной от него волны, вызывающей рассогласование в облучателе, больше, чем в первом случае.

Отметим, что впервые схема антенны с кольцевым фокусом была предложена в [3.42]. Отметим также, что впервые практическая реализация антенны, схема которой изображена на рис. 3.3.2,а, была выполнена в нашей стране. Антенны, построенные по данной схеме и предназначенные в основном для нужд РРЛ, получили аббревиатуры АДЭ и АДУ [3.43, 3.44].

3.3.1.2. Методы анализа

Антенны типа АДЭ [3.45] анализировались по следующим схемам: *первое приближение*:

- используя экспериментальные ДН рупорного облучателя, методом геометрической оптики рассчитывалось поле в апертуре антенны;
- интегрируя это поле, определялась ДН антенны в целом;

второе приближение:

- по ДН рупорного облучателя, измеренных в ближней зоне, определялось распределение токов на контррефлекторе;
- используя метод физической оптики, т.е. интегрируя токи по всей поверхности контррефлектора, определялось поле переизлучения контррефлектора;
- используя ДН контррефлектора, определялось распределение токов на основном зеркале или распределение поля в апертуре антенны;
- интегрируя эти распределения, получали ДН антенной системы в целом.

На рис. 3.3.3 и 3.3.4 приведены фотографии двух типов рупорных облучателей, используемых в антеннах типа АДЭ, а на рис. 3.3.5 — фотография контррефлектора для одного из вариантов исполнения антенны. Следует обратить внимание на конструкцию рупора, изображенного на рис. 3.3.3. Здесь импедансные канавки прорезаны во внутренней полости рупора по спирали. Это улучшает согласование облучателя. Контррефлектор, как правило, находится в ближней зоне облучателя, а диаметр контррефлектора выполнялся не очень больших размеров. Поэтому для низкочастотных диапазонов (например для 4 ГГц) электрический размер контррефлектора невелик.

Из-за стремления получить компактную облучающую систему указанные обстоятельства приводят к тому, что геометрическая оптика как

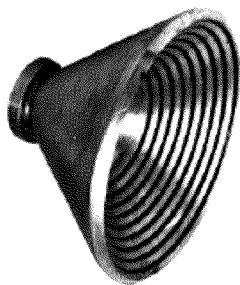


Рис. 3.3.3

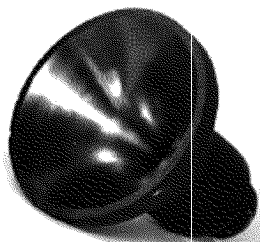


Рис. 3.3.4

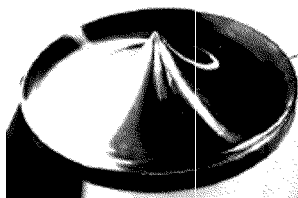


Рис. 3.3.5

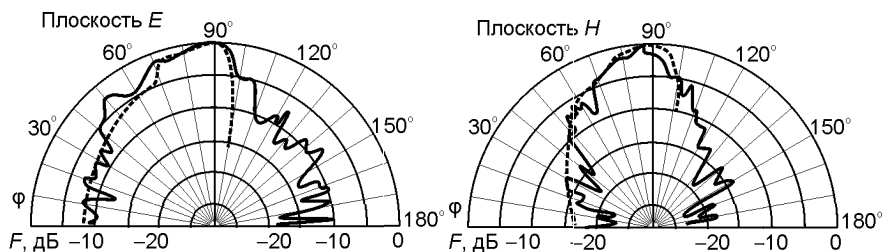


Рис. 3.3.6

метод анализа здесь не вполне пригодна, так как для данной облучающей системы в значительной степени должны сказываться поляризационные окраски дифракционных явлений, во многом определяющие поле излучения облучающей системы.

В качестве примера, подтверждающего сказанное, на рис. 3.3.6 приведены сплошной линией экспериментальные ДН облучающей системы, контррефлектор которой имел диаметр $D_1 = 8\lambda$. Видно, что распределение действительно подвержено инверсии. Максимальная амплитуда приходится практически на край основного зеркала (полный угол раскрытия основного зеркала $2\psi_0 = 210^\circ$). Заметно также, что распределение не имеет осевой симметрии.

Типичная ДН антенны АДЭ (в данном случае диаметром 1 м), измеренная на частоте 10,7 ГГц [3.46], приведена на рис. 3.3.7 (сплошная линия — ДН на основной поляризации, штриховая — ДН на кроссполаризации). Из рисунка видно, что уровень первого бокового лепестка чрезвычайно велик (-12 дБ для плоскости E ; -15 дБ для плоскости H).

Напомним, что при равномерном амплитудном распределении уровень первого бокового лепестка круглой апертуры равен $-17,6$ дБ. Причина столь аномально высокого уровня первого бокового лепестка антенн с кольцевым фокусом исследовалась в [3.47]. Показано, что если распределение возбуждающего поля в раскрытии антенны асимметрично и имеет вид

$$F(r, \phi) = f_E(r) \cos^2 \phi + f_H(r) \sin^2 \phi, \quad (3.3.1)$$

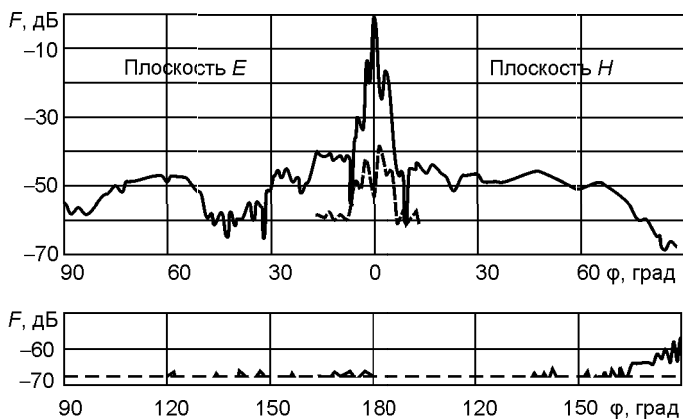


Рис. 3.3.7

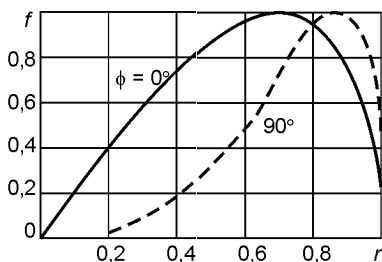


Рис. 3.3.8

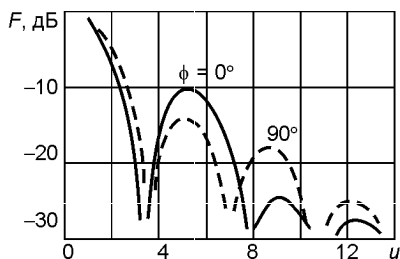


Рис. 3.3.9

где $f_E(r)$ и $f_H(r)$ — распределения в плоскостях E и H соответственно, то ДН антенны имеет вид

$$F(u, \phi) = \int_0^1 r \{ [f_E(r) + f_H(r)] J_0(ur) + \cos 2\phi [f_E(r) - f_H(r)] J_2(ur) \} dr. \quad (3.3.2)$$

Для распределений $f_E(r)$ и $f_H(r)$, показанных на рис. 3.3.8, ДН антенны в двух ортогональных плоскостях (сплошная кривая — плоскость $\phi = 0^\circ$, штриховая — плоскость $\phi = 90^\circ$) приведены на рис. 3.3.9. Эти данные свидетельствуют о том, что только в предположении неосесимметричного возбуждения раскрыва с глубоким «провалом» в центральной части апертуры можно получить расчетные данные, адекватные эксперименту (ср. рис. 3.3.7).

О кроссполаризационных характеристиках излучения антенн типа АДЭ можно судить по экспериментальным данным, опубликованным в [3.48]. На рис. 3.3.10 в картографической системе координат (θ, ϕ) приведены данные по характеристикам излучения антенны диаметром 1,75 м на частоте 4 ГГц вблизи направления главного излучения ($\theta = 0^\circ$, $\phi = 0^\circ$): штриховые линии — линии равного уровня излучения на ос-

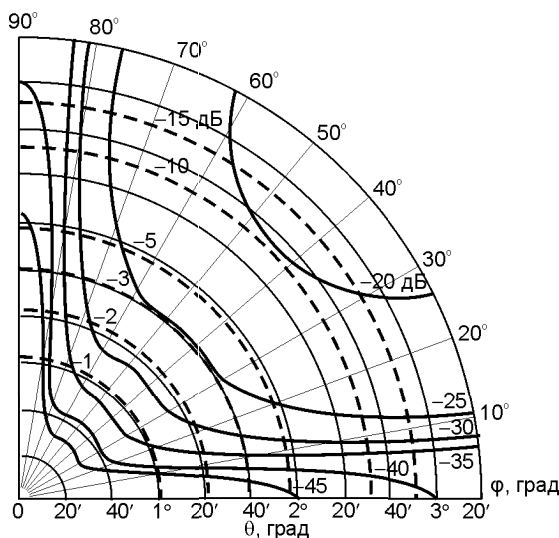


Рис. 3.3.10

новой поляризации (у каждой линии приведено ослабление поля излучения, заданное в «децибельной» мере); сплошные линии — линии равного уровня излучения на кроссполяризации.

Максимальный уровень излучения, равный -19 дБ, приходится на угол $\phi = 45^\circ$. Здесь приведена только четверть картографической диаграммы. В остальных частях диаграммы распределения уровня кроссполяризационного излучения имеют аналогичный вид.

3.3.2. Двухзеркальные антенны с кольцевым фокусом

Если первая волна развития антенн с кольцевым фокусом относится к 70–80-м годам, то в последние годы вновь явно прослеживается повышенный интерес к данному типу антенн. Этот интерес диктуется, в частности, возможностями использования антенн с кольцевым фокусом на земных станциях спутниковой связи. Последние публикации по данной тематике, во многом обобщая предыдущие исследования, приводят и новые материалы по данной проблематике.

3.3.2.1. Основные схемы двухзеркальных антенн с кольцевым фокусом

Рассмотрим четыре варианта схем построения антенн с кольцевым фокусом [3.49].

Вариант 1. Исходное поперечное сечение схемы офсетной двухзеркальной антенны типа Грегори показано на рис. 3.3.11. Приведенные

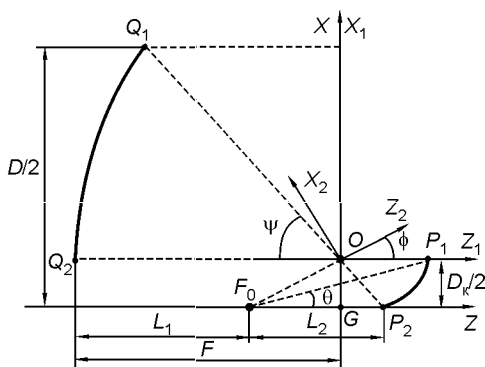


Рис. 3.3.11

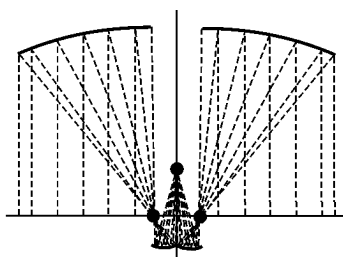


Рис. 3.3.12

на рисунке геометрические параметры связаны между собой следующими соотношениями:

$$L_1 = \frac{FD}{D - D_K} - D_K \frac{1 + \cos \theta_1}{4 \sin \theta_1}; \quad (3.3.3)$$

$$\operatorname{tg} \phi = 0,5 / \sqrt{(1 + \cos \theta_1) / (4 \sin \theta_1) - 4F / (D - D_K)}; \quad (3.3.4)$$

$$\mathrm{tg} \psi = 8F(D - D_K)/[(D - D_K)^2 - 16F^2]; \quad (3.3.5)$$

$$L_2 = D_K \operatorname{ctg} \phi. \quad (3.3.6)$$

Вращением вокруг оси Z образуется первое исполнение двухзеркальной антенны типа Грегори, построенной по схеме с кольцевым фокусом. Диаметр кольцевого фокуса, определяемый как расстояние между осями Z и Z_1 , равен D_k . Антенне в данном исполнении присуще одна важная особенность, а именно инверсия распределения поля облучателя. Как уже упоминалось, наиболее интенсивная часть излученной облучателем энергии, соответствующая направлению главного излучения, после переотражения от центральной части контррефлектора переизлучается на периферию основного рефлектора. И наоборот, менее интенсивная часть излученной облучателем энергии, соответствующая спаду ДН облучателя, попадая на периферию контррефлектора, переизлучается в центральную часть основного рефлектора. Геометрия данной схемы исполнения антенны, на которой приведены лучевые потоки, показана на рис. 3.3.12.

Вариант 2. Другое исходное поперечное сечение схемы офсетной двухзеркальной антенны типа Грегори показано на рис. 3.3.13. Геометрические параметры антенны связаны между собой следующими соотношениями:

$$\mathrm{tg} \psi = 8F(D - 2d)/[16F^2 - (D - 2d)^2]; \quad (3.3.7)$$

$$L_1 = F - \frac{D-2d}{16F} - L_2 + \frac{16dF^2 - d(D-2d)^2}{8F(D-2d)}; \quad (3.3.8)$$

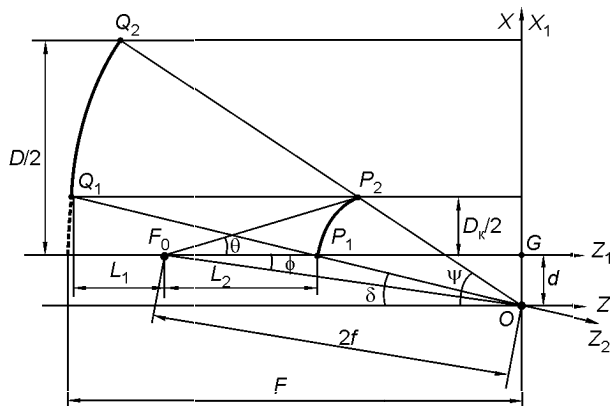


Рис. 3.3.15

Вариант 3. Исходное поперечное сечение схемы офсетной двухзеркальной антенны типа Кассегрена показано на рис. 3.3.15. Приведенные на рисунке геометрические параметры связаны между собой следующими соотношениями:

$$\mathrm{tg} \psi = 8F(D + 2d)/[16F^2 - (D + 2d)^2]; \quad (3.3.13)$$

$$L_1 = [16dF^2 - (D + 2d)^2]/(16F) - L_2 + (2a - L_2 \cos \delta); \quad (3.3.14)$$

$$a = L_2/2 - d[16dF^2 + (D_K + 2d)^2]/[16F(D_K + 2d)], \quad (3.3.15)$$

$$L_2 = \frac{D_{\kappa}}{2 \sin \theta_1} + \frac{D - D_{\kappa}}{2 \sin \psi} + \frac{(D_{\kappa} + 2d)^2 - (D + 2d)^2}{16F} - \frac{16F^2 D_{\kappa} + D_{\kappa}(D_{\kappa} + 2d)^2}{16F(D_{\kappa} + 2d)}; \quad (3.3.16)$$

$$\mathrm{tg} \delta = 8F(D_K + 2d)/[16F^2 - (D_K + 2d)^2]; \quad (3.3.17)$$

$$\operatorname{tg} \phi = -d/[L_2 + (L_2 - 2a) \cos \delta]; \quad (3.3.18)$$

$$f = [L_2 + (L_2 - 2a) \cos \delta] / (2 \cos \phi). \quad (3.3.19)$$

В табл. 3.3.2 приведены координаты наиболее характерных точек схемы антенны.

Вращением вокруг оси Z образуется первое исполнение двухзеркальной антенны типа Кассегрена, построенной по схеме с кольцевым

Таблица 3.3.2

Точка	X -координата	Z -координата
Q_1	$(D_K + 2d)/2$	$(D_K + 2d)^2/(16F) - F$
Q_2	$(D + 2d)/2$	$(D + 2d)^2/(16F) - F$
P_1	d	$2d[(D_K + 2d)^2/(16F) - F]/(D_K + 2d)$
P_2	$(D_K + 2d)/2$	$(D_K + 2d)[(D_K + 2d)^2/(16F) - F]/(D_K + 2d)$
F_0	d	$(D_K + 2d)[(D_K + 2d)^2/(16F) - F]/(D_K + 2d) - 0,5D_K \operatorname{ctg} \theta_1$

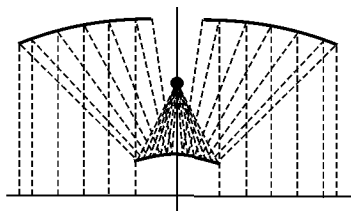


Рис. 3.3.16

фокусом. Диаметр кольцевого фокуса d . Антенне в данном исполнении не присуще инверсия поля излучателя. Геометрия данной схемы исполнения антенны, на которой приведены лучевые потоки, показана на рис. 3.3.16.

Вариант 4. Еще одно исходное поперечное сечение схемы офсетной двухзеркальной антенны типа Грегори показано на рис. 3.3.17. Геометрические параметры антенны связаны между собой следующими соотношениями:

$$\operatorname{tg} \psi = [8F(D + D_k + 2d)]/[16F^2 - (D + D_k + 2d)^2]; \quad (3.3.20)$$

$$L_2 = \frac{D_k}{2 \sin \theta_1} + D_k \frac{4F^2 + (D_k + 2d)^2}{4F(D_k + d)} - \frac{(D_k + d)^2}{4F} - \frac{D}{2 \sin \psi} + \frac{(D + D_k + 2d)^2}{16F}; \quad (3.3.21)$$

$$a = (D_k/4 \sin \theta_1) - d[4F^2 + (D_k + 2d)^2]/[8F(D_k + d)]; \quad (3.3.22)$$

$$\operatorname{tg} \delta = 4F(D_k + d)/[4F^2 - (D_k + d)^2]; \quad (3.3.23)$$

$$L_1 = F - \frac{(D_k + d)^2}{4F} - L_2 - \left[F - \frac{D}{2 \sin \psi} + \frac{(D + D_k + 2d)^2}{16F} \right] \cos \psi; \quad (3.3.24)$$

$$\operatorname{tg} \phi = -2F(D_k + 2d)/[4F^2 - (D_k + d)^2 - 4FL_1]; \quad (3.3.25)$$

$$f = [4F^2 - (D_k + d)^2 - 4FL_1]/(8F \cos \phi). \quad (3.3.26)$$

В табл. 3.3.3 приведены координаты наиболее характерных точек схемы антенны.

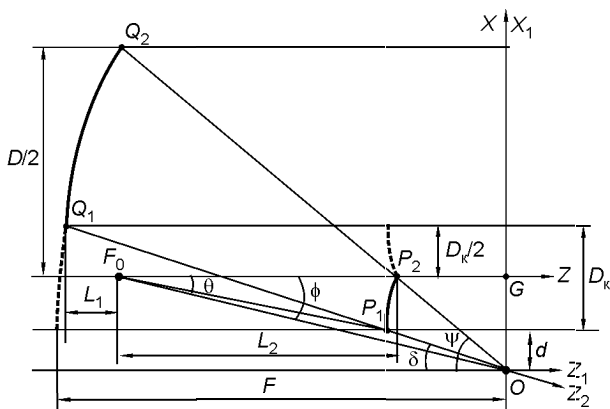


Рис. 3.3.17

Таблица 3.3.3

Точка	x -координата	z -координата
Q_1	$D_K + d$	$(D_K + d)^2 / (4F) - F$
Q_2	$(D + D_K + 2d) / 2$	$(D + D_K + 2d)^2 / (16F) - F$
P_1	d	$d[(D_K + 2d)^2 / (4F) - F] / (D_K + d)$
P_2	$(D_K + 2d) / 2$	$(D_K + 2d)[(D + D_K + 2d)^2 / (16F) - F] / (D + D_K + 2d)$
F_0	$(D_K + 2d) / 2$	$d[(D_K + d)^2 / (4F) - F] / (D_K + d) - 0,5 D_K \operatorname{ctg} \theta_1$

Вращением вокруг оси Z образуется второе исполнение двухзеркальной антенны типа Кассегрена, построенной по схеме с кольцевым фокусом. Диаметр кольцевого фокуса равен $d + D_K$. Антенне в данном исполнении присуще инверсия поля излучателя. Геометрия данной схемы исполнения антенны, на которой приведены лучевые потоки, показана на рис. 3.3.18.

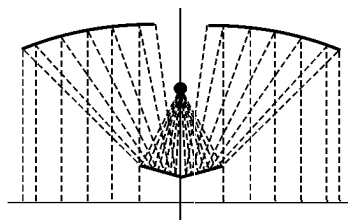


Рис. 3.3.18

3.3.2.2. Электрические параметры двухзеркальных антенн с кольцевым фокусом

В этом разделе приведены данные об электрических параметрах для ряда исполнений двухзеркальных антенн с кольцевым фокусом.

Исполнение 1. В данном случае целесообразно объединить все четыре рассмотренных выше варианта исполнения [3.49] плюс еще два варианта исполнения осесимметричных двухзеркальных антенн по классическим схемам.

На рис. 3.3.19 приведены диаграммы направленности: *а* — классической антенны Кассегрейна; *б–д* — антенн по первой – четвертой схемам; *е* — классической антенны Грегори.

Любопытный материал приведен на рис. 3.3.20, где показана частотная зависимость одного из самых важных параметров антенны, а именно G/T , для всех шести сравниваемых типов антенн (кривая 1 — классическая схема Кассегрена; кривая 2 — классическая схема Грегори; кривая 3 — антенна по схеме рис. 3.3.17; средние кривые, которые практически сливаются друг с другом, — три оставшиеся схемы антенн). Из приведенных рисунков видно, что антенны с кольцевыми фокусами позволяют реализовать более высокие значения параметра G/T по сравнению с классическими антеннами Грегори и Кассегрена.

Графики частотной зависимости коэффициента отражения $\Gamma_{\text{отр}}$ облучающей системы всех шести типов сравниваемых антенн приведены на рис. 3.3.21 (*К* — схема Кассегрейна, *Г* — схема Грегори, 1–4 — соответствующие антенны с кольцевыми фокусами).

Исполнение 2. Схема исполнения антенны с кольцевым фокусом, а также ее основные геометрические параметры приведены на рис. 3.3.22

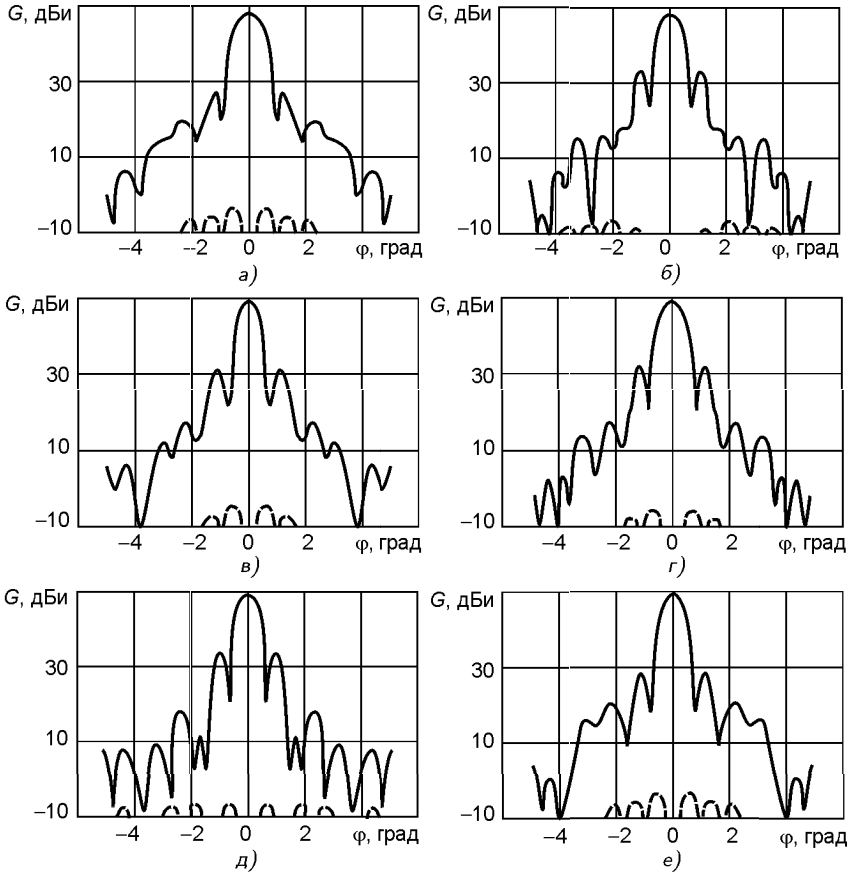


Рис. 3.3.19

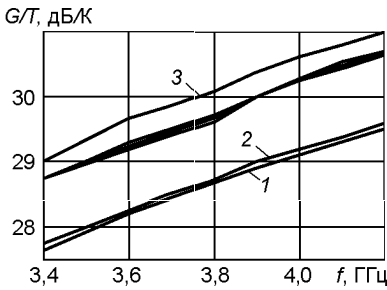


Рис. 3.3.20

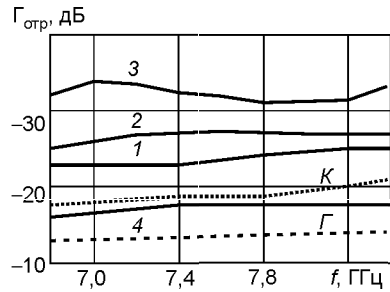


Рис. 3.3.21

[3.50]. Диаграммы направленности антенны на основной (сплошная линия) и кроссполаризации (пунктир) приведены на рис. 3.3.23. Из при-

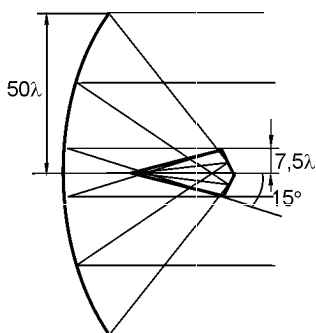


Рис. 3.3.22

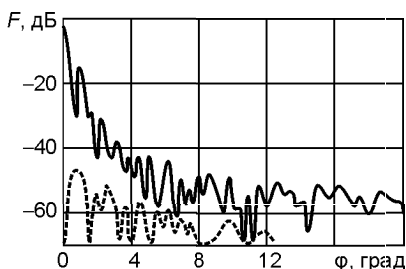


Рис. 3.3.23

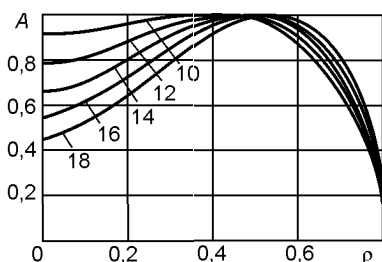


Рис. 3.3.24

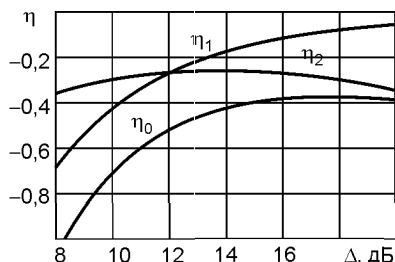


Рис. 3.3.25

веденных графиков видно, что данная схемы антенны позволяет обеспечить высокий уровень XPD (около 50 дБ).

Исполнение 3. В [3.51] приведен достаточно обширный материал, касающийся электрических параметров двухзеркальной антенны с кольцевым фокусом, схема которой была приведена на рис. 3.3.17. На рис. 3.3.24 приведена серия графиков, иллюстрирующих амплитудное распределение $A(\rho)$ вдоль нормированного к единице радиусу ρ раскрыва. Здесь параметром, изменяющимся в пределах $\Delta = 10 \dots 18$ дБ, служит ослабление ДН облучателя антенны, заданной в гауссовой форме, соответствующей излучению на край контррефлектора. Расчеты показывают, что из-за наличия инверсии распределение в центре круглой апертуры имеет значительное ослабление, достигающее -8 дБ при $\Delta = 18$ дБ. На рис. 3.3.25 приведены зависимости потерь η от параметра Δ : η_1 и η_2 — потери из-за перелива излучения облучателя за края контррефлектора; η_0 — результирующие потери.

Следует еще раз отметить, что потери из-за инверсии, свойственной данной схеме антенны, малы. Поэтому результирующий коэффициент использования поверхности антенны велик.

На рис. 3.3.26 приведены серии графиков, характеризующих основной и первый боковой лепесток нормированной ДН $F(u)$, где $u = (D/\lambda) \sin \phi$. Здесь в качестве параметра использован коэффициент ос-

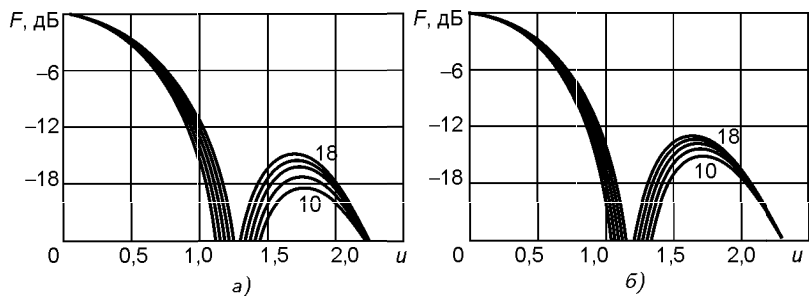


Рис. 3.3.26

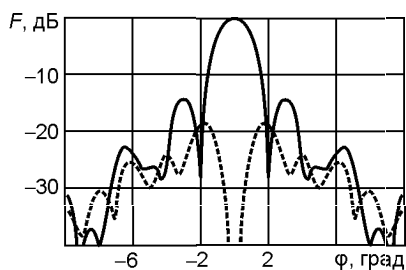


Рис. 3.3.27

лабления Δ . На рис. 3.3.26а расчеты выполнены при диаметре контррефлектора, равном 10 % основного зеркала, а на рис. 3.3.26,б — 20 %.

Из приведенных рисунков можно сделать следующие выводы:

1) уровень первого бокового лепестка велик и превышает на 5...6 дБ уровень первого бокового лепестка для диаграммы круглой апертуры с равномерным распределением;

2) уровень первого бокового лепестка возрастает при росте значения параметра Δ , что соответствует снижению в уровня амплитудного распределения в центральной части апертуры;

3) уровень первого бокового лепестка возрастает при относительном увеличении диаметра контррефлектора.

На рис. 3.3.27 приведены ДН на основной поляризации (сплошная линия) и кроссполяризации (пунктирная) антенны на частоте 8,4 ГГц, диаметр основного зеркала которой 125 см, а контррефлектора — 25 см.

3.4. Другие схемы двухзеркальных антенн

3.4.1. Сферические двухзеркальные антенны

Интерес к двухзеркальным антеннам, у которых основной рефлектор выполнен в виде части сферического зеркала, вызван сравнительно более простой технологией изготовления и более простым контролем точности выполнения профиля основного рефлектора антенны.

Отметим следующие чрезвычайно важные обстоятельства:

- задание профиля основного зеркала, который не является параблоидом, требует обязательной коррекции профиля второго зеркала, что необходимо с целью получения синфазного поля в апертуре антенны;

- данная проблема сводится к задаче синтеза, а точнее, к синтезированию профиля контррефлектора;
- ясно, что в связи с ограниченной вариацией семейства профилей контррефлектора особые дополнительные возможности, например улучшение эффективности антенны, в полном объеме реализовать нельзя.

По аналогии с двухзеркальными антеннами, основное зеркало в которых выполнено в виде параболоидной поверхности, антенны с основным зеркалом в виде поверхности сферы можно также отнести к четырем основным типам, рассмотренным ниже.

3.4.1.1. Осесимметричные сферические двухзеркальные антенны типа Кассегрена

Схема и основные геометрические параметры антенны приведены на рис. 3.4.1. Результирующий путь луча от фокуса F до раскрыва антенны может быть выражен следующей формулой:

$$S = S_0 + S_1 + S_2 = 2R \cos \alpha - r \cos \phi + R \sin(\alpha_1 - \alpha_2) / \sin \phi. \quad (3.4.1)$$

График зависимости максимальной фазовой ошибки от максимального угла α_{\max} приведен на рис. 3.4.2 [3.52]. Параметром при расчетах было выбрано отношение r/R , варьируемое в пределах 0,52...0,67. Расчетные ДН для синтезированных профилей контррефлектора, которые обеспечивают максимальное усиление антенны и выполнены для $R = 60\lambda$ и $r = 0,54$, показаны на рис. 3.4.3: кривая 1 — $D = 14,62\lambda$ и $2h = 1,06\lambda$; кривая 2 — $D = 54,48\lambda$ и $2h = 5\lambda$; кривая 3 — $D = 35,08\lambda$ и $2h = 2,96\lambda$. Отметим, что приведенные диаграммы рассчитывались без учета затенения раскрыва контррефлектором антенны.

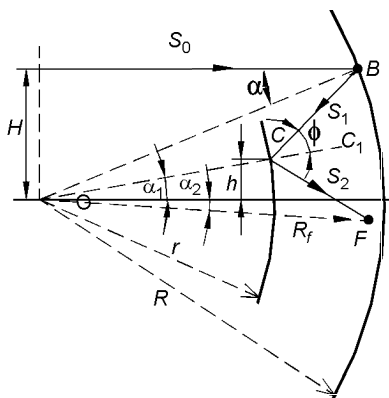


Рис. 3.4.1

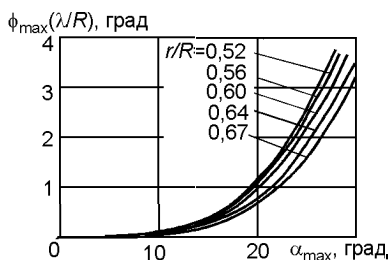


Рис. 3.4.2

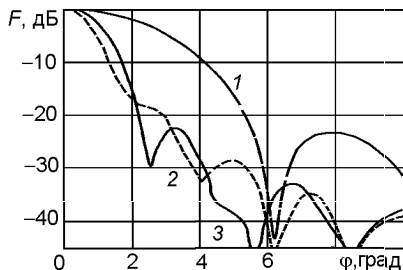


Рис. 3.4.3

3.4.1.2. Осесимметричные сферические двухзеркальные антенны типа Грегори

Ранее (см. п. 2.3.1) было проанализировано распределение поля в фокальной области сферического зеркала, возбуждаемого плоской волной. Форма кривой, представляющих собой геометрическое место точек сходящихся лучей и известных как каустика, была приведена на рис. 2.3.3. Профиль каустики, соответствующей сферическому зеркалу с радиусом $R = 1000$, приведен на рис. 3.4.4 кривой K . Несколько частных вариантов построения профилей контррефлектора типа Грегори для осесимметричной двухзеркальной антенны, основное зеркало которой выполнено сферическим радиусом $R = 1000$, приведены на рис. 3.4.4 кривыми A , B , C и D [3.53]. Указанные профили контррефлектора позволяют устранить так называемую сферическую абберацию. Общее решение относительно профиля контррефлектора методом геометрической оптики имеет вид

$$u = c - \frac{c^2 - 4(1-n)c - (1+p^2) + (2+p-2n)^2(2c^2-1)}{4(pc^2 - c - n + 1)};$$

$$v = \pm \frac{(2cu - 1)s}{2c^2 - 1}, \quad (3.4.2)$$

где $c = \cos \theta$, $s = \sin \theta$, θ — текущая угловая координата на сферическом зеркале относительно луча, проведенного в эту точку из центра сферы.

Профили A – D контррефлекторов рассчитаны для значений параметров n и p , приведенных в табл. 3.4.1.

Таблица 3.4.1

Профиль	n	p
A	0,45	0,5
B	0,5	0,6
C	0,4	0,5
D	0,5	0,5

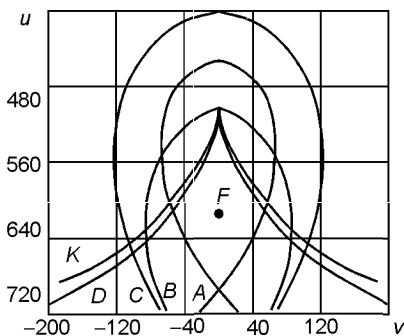


Рис. 3.4.4

Исполнение 1. Внешний вид контррефлектора для сферической осесимметричной антенны приведен на рис. 3.4.5. Эта антенна предназначена для работы в X-диапазоне. Образующая контррефлектора соответствует кривой B . Диаметр раскрыва основного сферического зеркала 4 м. Диаграмма направленности антенны, измеренная на частоте 9,34 ГГц в плоскости E , показана на рис. 3.4.6. Ширины ДН по уровню -3 дБ $0,6^\circ$, по уровню -10 дБ 1° . Уровень первого бокового лепестка ДН в этой плоскости очень высок и составляет -12 дБ, а для плоскости H — -11 дБ.

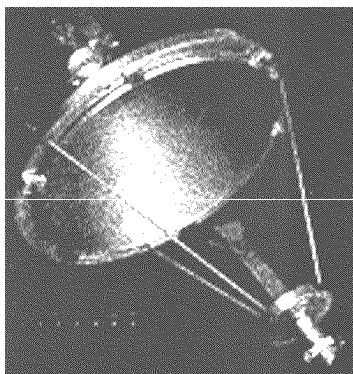


Рис. 3.4.5

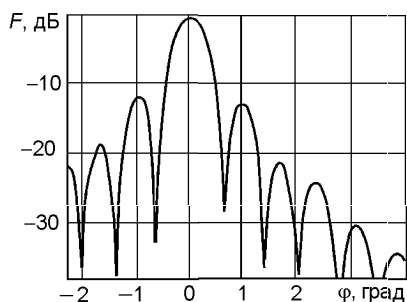


Рис. 3.4.6

В [3.54] приведен метод физического анализа осесимметричных двухзеркальных сферических антенн, базирующийся на представлении об эквивалентном параболоиде. Основные геометрические параметры данного представления показаны на рис. 3.4.7. Базируясь на этих результатах, в [3.55] приведены результаты расчетов параметров анализируемой схемы антенны, показанные на рис. 3.4.8: зависимость эффективности использования апертуры антенны η от электрического размера контррефлектора ka и характерная функция амплитудного распределения $A(ka)$.

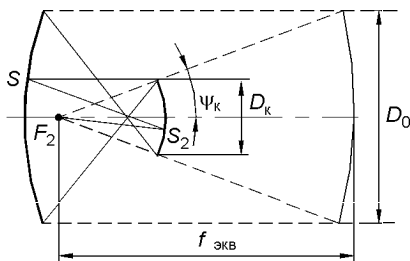


Рис. 3.4.7

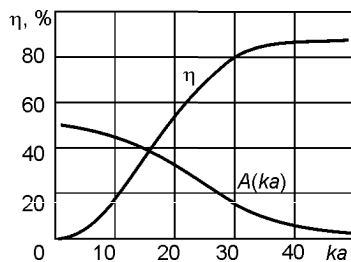


Рис. 3.4.8

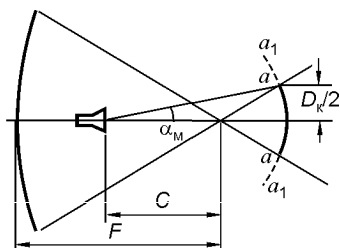


Рис. 3.4.9

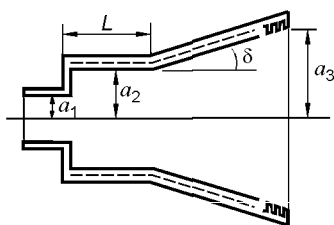


Рис. 3.4.10

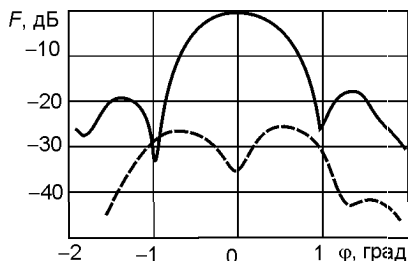


Рис. 3.4.11

Исполнение 2. Основные геометрические параметры антенны, выполненной по схеме рис. 3.4.9: диаметр апертуры 115λ ; $F = 95,9\lambda$; $C = 70,9\lambda$; $\alpha_M = 20^\circ$. Схема облучателя антенны и его основные параметры приведены на рис. 3.4.10, где $ka_1 = 2,26$; $ka_2 = 8,14$; $ka_3 = 10,9$; $kL = 2,69$; $\delta = 9^\circ$. Результирующие ДН антенны, измеренные на частоте 9 ГГц, приведены на рис. 3.4.11 (сплошная линия — ДН на основной поляризации; пунктирная — ДН на кроссполяризации).

3.4.1.3. Неосесимметричные двухзеркальные антенны со сферическим основным зеркалом

Отметим, что одной из первых работ, посвященной рассматриваемой проблематике, является [3.56], где, в частности, показано, что схема контррефлектора по Грегори имеет преимущество по сравнению со схемой по Кассегреину, так как она реализует меньшее затенение. Ниже приведены основные результаты двух вариантов исполнения офсетных двухзеркальных антенн со сферическим зеркалом, контррефлектор в которых выполнен по схеме Грегори.

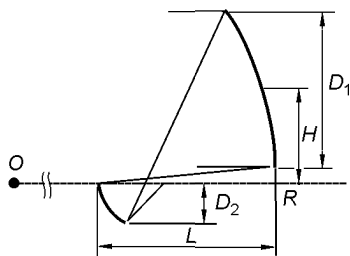


Рис. 3.4.12

Вариант 1 [3.57]. Для схемы антенны, показанной на рис. 3.4.12, со следующими параметрами: $D_1 = 172\lambda$; $L/D_1 = 1,1$; $D_2 = 0,28D_1$; $R = 2D_1$; $H/D_1 = 0,6$, был проведен синтез поверхности контррефлектора и рассчитаны ДН антенны. Эти диаграммы показаны на рис. 3.4.13, а и б в плоскости, параллельной и перпендикулярной плоскости симметрии соответственно (кривая 1 — ДН на основной и кривая 2 — на кроссполяризации).

Вариант 2 [3.58]. Для схемы антенны, показанной на рис. 3.4.14, с параметрами $D_1 = 172\lambda$; $h = 5\lambda$; $R_E = 344\lambda$, облучатель которой имеет ДН вида $\cos^{47} \theta$, был проведен синтез поверхности контррефлектора и рассчитаны электрические параметры антенны. На рис. 3.4.15 приведены зависимости результирующего КИП антенны, а также максимального значения уровня кроссполяризации антенны от величины $X_{\text{ц}}$ (кривая K_1 — КИП при $D_x = 0,25D_1$; кривая K_2 — КИП при $D_x = 0,2D_1$; кривая X_1 — максимальное XPD при $D_x = 0,25D_1$; кривая X_2 — максимальное XPD при $D_x = 0,2D_1$).

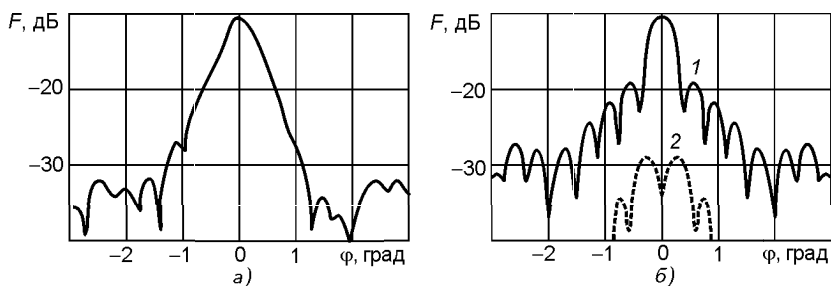


Рис. 3.4.13

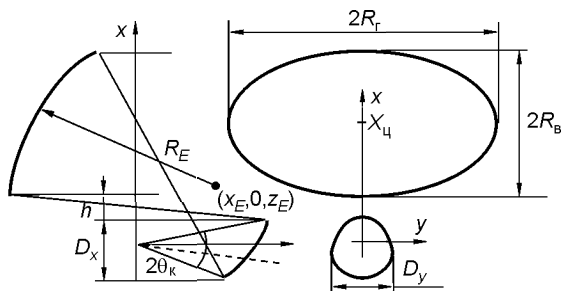


Рис. 3.4.14

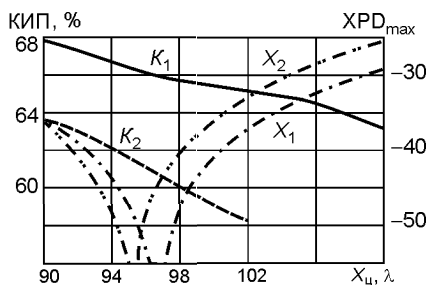


Рис. 3.4.15

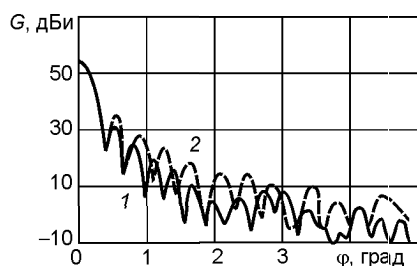


Рис. 3.4.16

На рис. 3.4.16 приведены ДН антенны на основной поляризации: кривая 1 — для эллиптического раскрыва ($R_T = 1,15R_B$; $X_{Ц} = 90\lambda$); кривая 2 — для круглого раскрыва ($R_T = R_B$; $X_{Ц} = 90\lambda$).

Вариант 3. Формально антенна, исполнение которой приведено на рис. 3.4.17, не вполне подходит под классификацию, обозначенную в заголовке этого раздела. Кроме того, эта антенна серийно выпускается для нужд РРЛ. Но, учитывая незначительное отличие профиля основного зеркала от сферического и реализованные значения электрических параметров, эту схему антенны вполне можно применять и на земных станциях спутниковой связи.

Вариант 4. Формально этот вариант антенны также не вполне под-

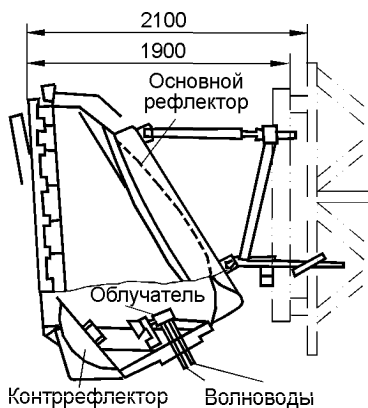


Рис. 3.4.17

Диапазон частот, Гц	5,925...7,125
Диаметр, м	2,0
Усиление дБ, не менее	39,1
КСВ	1,06
Ширина ДН, град	1°08'
Развязка между портами, дБ	55
XPD, дБ	36
F/D, дБ	70

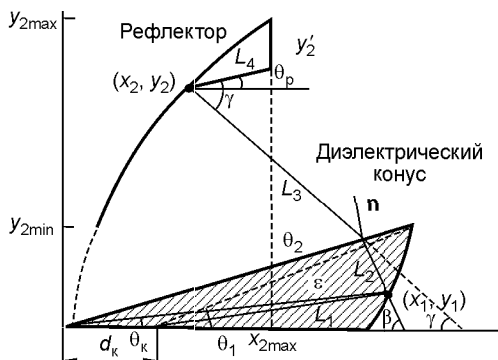


Рис. 3.4.18

падает под классификацию, обозначенную в заголовке этого раздела. Однако его включение в этот раздел обусловлено тем обстоятельством, что подобное исполнение осесимметричной двухзеркальной антенны вполне пригодно для выполнения первоначального профиля основного зеркала как сферическим, так и параболическим.

В [3.59] методом геометрической оптики получена система уравнений, связывающая координаты поверхности S контррефлектора, координаты поверхности M основного зеркала и форму диэлектрического конуса (рис. 3.4.18):

$$dL_1/L_1 d\theta_1 = \operatorname{tg}[(\beta + \theta_1)/2]; \quad (3.4.3)$$

$$\gamma = 90^\circ - \theta_k - \arcsin[\sqrt{\varepsilon_d} \sin(90^\circ - \theta_k - \beta)]; \quad (3.4.4)$$

$$dx_2/dy_2 = \operatorname{tg}[90^\circ - (\gamma + \theta)/2], \quad (3.4.5)$$

где ε_d — диэлектрическая проницаемость материала, из которого изго-

товлен конус, а угол θ_k определяется соотношением

$$\theta_k = \arctg[(y'_2 - y_2)/(H - x_2)]. \quad (3.4.6)$$

Отметим, что при синтезе поверхности контррефлектора должны выполняться два условия:

1) условие равенства мощности, излученной облучателем внутрь конуса, и мощности, проходящей через апертуру:

$$\int_{\Theta_1}^{\Theta_2} I_1^2(\theta) \sin \theta d\theta = \int_{y_1}^{y_2} I_2^2(y'_2) y'_2 dy'_2, \quad (3.4.7)$$

2) равенства электрических длин лучей от облучателя до апертуры:

$$L_\Sigma = \sqrt{\varepsilon_d}(L_1 + L_2) + L_3 + L_4. \quad (3.4.8)$$

С помощью данной системы формул были рассчитаны обе модифицированные поверхности при следующих условиях: $\varepsilon_d = 1; 1,1$ и $5,0$; ДН облучателя $F(\theta) = \cos^{120} \theta$; $\theta_k = 10^\circ$; $y_{2\max} = 24$; $y_{2\min} = 4$; $x_{2\max} = 12$; $I_2^2(y'_2) = \text{const}$; $L_\Sigma = \text{const}$. Профили основного зеркала, соответствующие различным значениям ε_d , показаны на рис. 3.4.19.

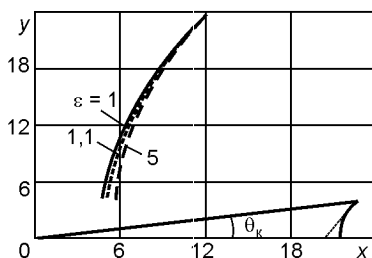


Рис. 3.4.19

В заключение отметим, что в общем случае имеются следующие возможности решения данной задачи: задана поверхность конуса — определяют профили обоих зеркал; задан профиль одного из зеркал — определяют профили конуса и второго зеркала. При этом именно наличие излишних степеней свободы позволяет одновременно реализовать как синфазное возбуждение апертуры антенны, так и необходимое амплитудное распределение.

3.4.2. Конические двухзеркальные антенны

Схема и основные геометрические параметры конической двухзеркальной антенны приведены на рис. 3.4.20. Анализируя приведенную схему, можно прийти к следующим выводам:

- так как излученные облучателем сферические лучи после отражения от контррефлектора преобразуются в локально плоские лучевые фронты, сечение поверхности контррефлектора представляет собой вырезку из параболы;
- так как плоские лучевые фронты, переизлученные контррефлектором, после вторичного переотражения от основного рефлектора представляют собой локально плоский фронт, сечение поверхности основного рефлектора представляет собой прямые, а сама поверхность основного рефлектора — конус;

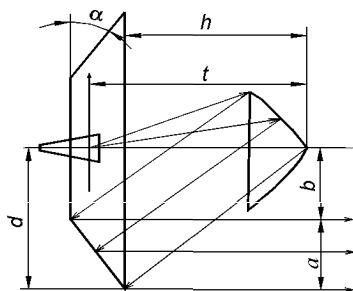


Рис. 3.4.20

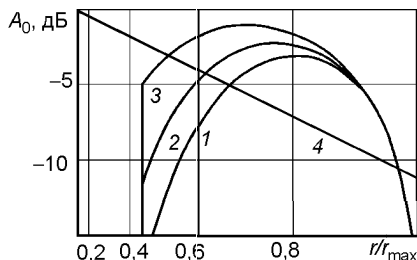


Рис. 3.4.21

- данной схеме присуще инверсия распределения диаграммы облучателя в амплитудное распределение в апертуре антенны;
- данной схеме свойственно значительное затенение в центральной области апертуры.

Методом физической оптики были рассчитаны основные электрические характеристики антенны [3.60]. На рис. 3.4.21 показаны графики амплитудного распределения вдоль радиуса апертуры. Эти данные получены при значении радиуса контррефлектора равного 24λ . В качестве параметра здесь использован уровень ослабления диаграммы облучателя, приходящейся на край контррефлектора: распределение 1 соответствует ослаблению на -24 дБ; кривая 2 — на -18 дБ, кривая 3 — на -12 дБ. Здесь же линией 4 показано распределение, соответствующее амплитудному распределению антенны, выполненной по обычной параболической схеме с ослаблением уровня облучения края основного зеркала на -11 дБ. Из приведенных данных видно, что:

- центральной части апертуры антенны свойственно практически нулевой уровень амплитудного распределения. В приближении геометрической оптики указанный нулевой уровень соответствует значениям нормированного радиуса раскрыва в пределах $0 \dots 0,5$;
- чем ниже уровень облучения края контррефлектора, тем ниже уровень возбуждения раскрыва при значениях нормированного радиуса, превышающего $r/r_{\max} > 0,5$.

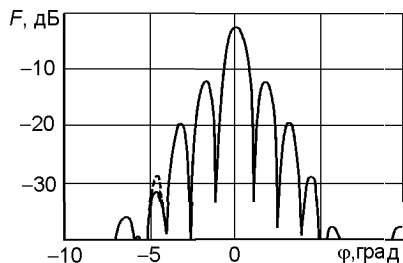


Рис. 3.4.22

На рис. 3.4.22 показаны ДН антенны (сплошная кривая — экспериментальная ДН; пунктирная кривая — расчетная ДН). Эти данные получены для антенны с диаметром раскрыва $1,83$ м на частоте $8,4$ ГГц. Из приведенных данных следует, что результаты расчета и эксперимента достаточно хорошо согласуются, а данной схеме антенны свойствен высокий уровень бокового

Таблица 3.4.2

Причина потерь в усилении антенны	Расчетная величина потерь, дБ
1. «Апертурные» потери	
1.1. Затенение раскрыва	1,07
1.2. Отличие амплитудного распределения от равномерного	0,45
1.3. Перелив энергии облучателя за края контррефлектора	0,09
1.4. Фазовая погрешность	0,00
1.5. Излучение по кроссполяризации	0,00
1.6. Дифракционные потери	0,62
Результирующее значение «апертурных» потерь	2,23
2. «Структурные» потери	
2.1. Неточность выполнения поверхностей	0,03
2.2. Прочие структурные потери	0,10
Результирующее значение «структурных» потерь	0,13
Суммарное значение потерь	2,36
Измеренное значение коэффициента усиления, дБ	41,8
Расчетное значение коэффициента усиления без потерь, дБ	44,2
Измеренная величина потерь	2,40

излучения. Уровень первого бокового лепестка только на 12 дБ ниже уровня основного лепестка ДН.

В табл. 3.4.2 приведен «бюджет потерь» в коэффициенте усиления анализируемой схемы.

3.5. Многодиапазонные двухзеркальные антенны

По-видимому, не требует особых аргументов в пользу утверждения о том, что построение антенн, которые могут реализовать работу одновременно в нескольких частотных диапазонах, используемых на линиях спутниковой связи, является важной задачей. Ее можно решить, а точнее, уже достаточно успешно решают, в основном двумя способами. Первый заключается в том, что два или более частотных диапазонов совмещают уже в облучающем устройстве антенны. Важно отметить, что этот способ может быть реализован как в однозеркальной, так и в многозеркальных схемах антенн. Конкретные технические решения, позволяющие реализовать этот способ, будут рассмотрены в следующей главе. Второй способ может быть осуществлен только в антеннах, имеющих, помимо основного зеркала, по крайней мере один контррефлектор. Основные идеи этого способа, возможные технические реализации и достигнутые результаты рассмотрены в данном разделе.

3.5.1. Основные схемы построения многодиапазонных двухзеркальных антенн

3.5.1.1. Схемы антенн

Антенна, схема которой приведена на рис. 3.5.1, состоит из основного рефлектора, контррефлектора и двух рупорных облучателей,

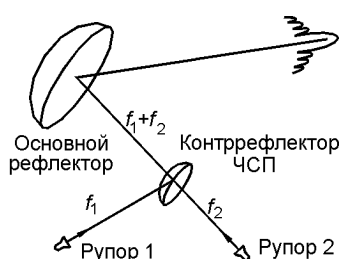


Рис. 3.5.1

являющихся источниками излучения электромагнитной энергии на частотах f_1 и f_2 для рупоров 1 и 2 соответственно. Контррефлектор антенны выполнен особым образом, когда он свободно пропускает волну частоты f_2 и полностью, точнее, практически полностью, отражает волну частоты f_1 .

Следует обратить внимание на то, что придание таких свойств контррефлектору технически осуществимо. Основные

технические решения, направленные на решение данной задачи, приведены ниже. Заметим, что для частоты f_2 схема антенны является однозеркальной, а для частоты f_1 — двухзеркальной.

На рис. 3.5.2 приведена схема антенны, которая позволяет совместить два диапазона частот, например S и Ku. Контррефлектор KP_1 выполнен таким образом, что он прозрачен для частот S-диапазона. Поэтому для этого диапазона антенна выполнена по однозеркальной осесимметричной схеме. Он также является отражающим для диапазона Ku, и для этого диапазона антенна выполнена по двухзеркальной осесимметричной схеме типа Кассегрена.

На рис. 3.5.3 приведена схема антенны, которая также позволяет совместить два диапазона частот, например S и Ku. Контррефлектор KP_1 выполнен таким образом, что он прозрачен для частот S-диапазона. Поэтому для этого диапазона антенна выполнена по однозеркальной схеме типа офсет. Кроме того, он является отражающим для диапазона частот Ku, и для этого диапазона антенна выполнена по двухзеркальной схеме типа офсет.

На рис. 3.5.4 приведена схема антенны, которая позволяет совместить три диапазона частот, например S, Ku и Ka. Контррефлектор KP_1 выполнен таким образом, что он прозрачен для частот S-диапазона. Поэтому для этого диапазона антенна выполнена по однозеркальной осесимметричной схеме. Антенна также является отражающей для диапазонов частот Ku и Ka, и контррефлектор Kp_2 выполнен таким образом, что он прозрачен для диапазона Ku. Поэтому для этого диапазона

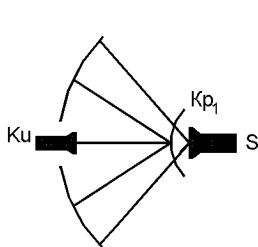


Рис. 3.5.2

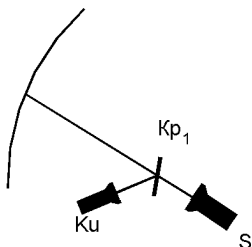


Рис. 3.5.3

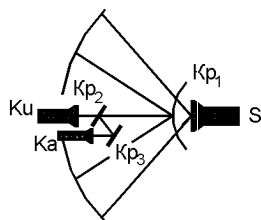


Рис. 3.5.4

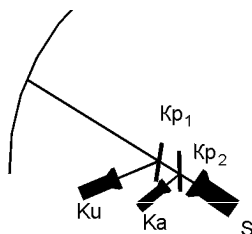


Рис. 3.5.5

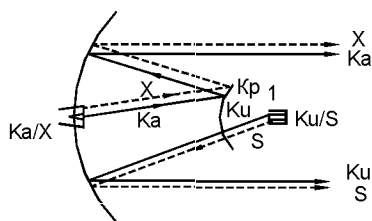


Рис. 3.5.6

частот антенна выполнена по двухзеркальной осесимметричной схеме типа Кассегрена. Антенна является также отражающей для диапазона Ka, для чего контррефлектор Kp_3 выполнен отражающим для диапазона Ka. Итак, для этого диапазона антенна выполнена по сложной четырехзеркальной схеме.

На рис. 3.5.5 приведена схема антенны, которая позволяет совместить три диапазона частот, например S, Ku и Ka. Контррефлектор Kp_1 выполнен таким образом, что он является прозрачным для частот как S-, так и Ka-диапазонов, поэтому для S-диапазона антенна выполнена по однозеркальной схеме, а также отражающим для диапазонов частот Ku. Поэтому для этого диапазона антенна выполнена по двухзеркальной схеме типа офсет. Контррефлектор Kp_2 выполнен таким образом, что он прозрачен для диапазона S и является отражающим для диапазона Ka. Поэтому для этого диапазона антенна выполнена по двухзеркальной схеме типа офсет.

На рис. 3.5.6 приведена схема антенны, которая позволяет совместить четыре диапазона частот, например S, X, Ku и Ka. Контррефлектор Kp_1 выполнен таким образом, что он прозрачен для частот как S-, так и Ku-диапазонов. Поэтому для этих диапазонов антенна выполнена по однозеркальной схеме. Этот же контррефлектор отражающий для частот как X-, так и Ka-диапазонов. Поэтому для этих диапазонов антенна выполнена по двухзеркальной схеме.

3.5.1.2. Достигнутые результаты

Ниже приведены некоторые результаты конкретных разработок двух- и более диапазонных антенн.

Вариант 1. Схема исполнения антенны показана на рис. 3.5.7 [3.61]. Геометрические параметры антенны: $D = 112,2\lambda$; $F/D = 0,33$; $2c = 19,16\lambda$; $D_K = 12,51\lambda$. Контррефлектор антенны выполнен по схеме Кассегрена, т.е. в виде гиперboloида с эксцентриситетом $e = 1,49$. Поверхность контррефлектора обеспечивает прямое прохождение волны, излученной рупором 2 в диапазоне частот 14 ГГц, и практически полное отражение для волны, излученной рупором 1 в диапазоне частот 8,5 ГГц. Диаграммы направленности облучателей аппроксимировались функцией вида $\cos^q \theta$, где $q = 1$ для диапазона частот 14 ГГц и $q = 22,3$ для диапазона частот 8,5 ГГц.

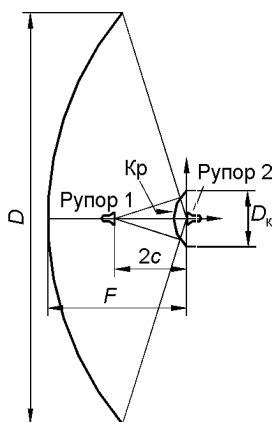


Рис. 3.5.7

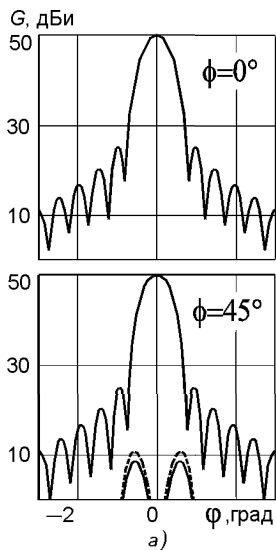
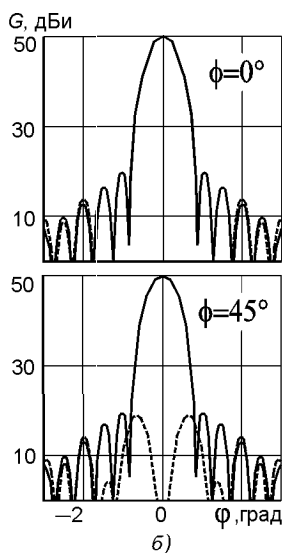


Рис. 3.5.8



Диаграммы направленности антенны приведены на рис. 3.5.8, а и б для частот 8,42 и 14,0 ГГц соответственно (сплошная кривая — для сплошного контррефлектора, пунктирная — для специального изготовленного контррефлектора, поверхность которого обладает частотно селективными свойствами).

Анализ приведенных диаграмм показывает, что установка специального контррефлектора практически не изменяет направленные свойства антенн, выполненных или по обычной однозеркальной схеме, т.е. без контррефлектора (для диапазона 14 ГГц) или по обычной двухзеркальной схеме, т.е. со сплошным контррефлектором (для диапазона 8 ГГц). Следовательно, данное выполнение антенны успешно решает задачу совмещения двух различающихся по частоте диапазонов.

Вариант 2. Схема антенны приведена на рис. 3.5.4. Диаметр основного зеркала 425 см; отверстие в центральной части основного зеркала 70 см; диаметр контррефлектора Kp_1 70 см. Угол, под которым «освещались края» контррефлекторов Kp_1 и Kp_2 облучателями Ku -диапазона и Ka -диапазона, равен 35° [3.62]. На рис. 3.5.9, а и б сплошными линиями приведены ДН антенны для Ka -диапазона (частота 27,5 ГГц) по основной и кроссполаризации.

Вариант 3. Осесимметричная двухзеркальная антенна, диаметр основного зеркала которого равен 2,74 м, показана на рис. 3.5.10 [3.63]. Эта антенна в качестве двухзеркального варианта работает в диапазоне Ku , а в качестве однозеркального — в S -диапазоне. Диаграммы направленности приведены на рис. 3.5.11 (верхние рисунки — ДН на частоте 15 ГГц на линейной поляризации, справа — ДН в плоскости H , слева —

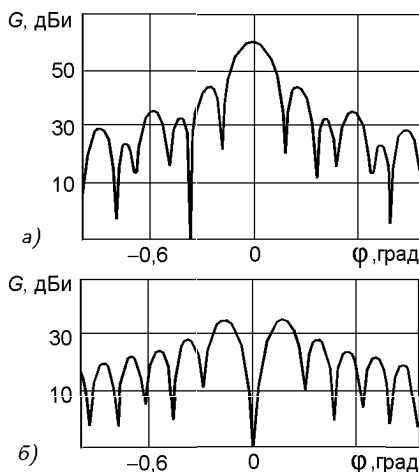


Рис. 3.5.9

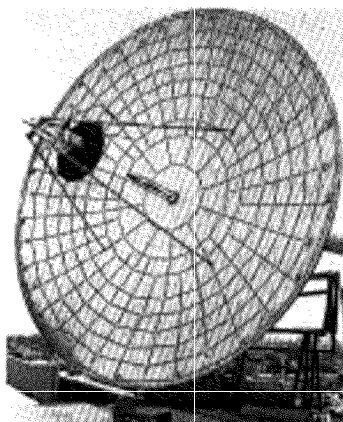


Рис. 3.5.10

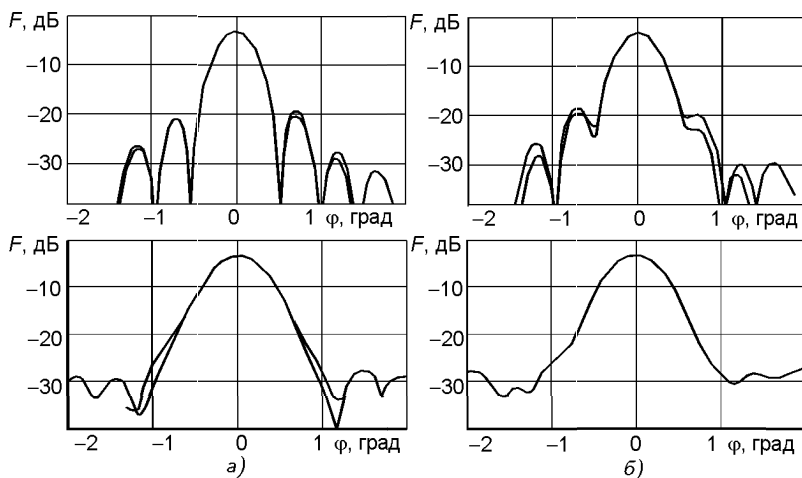


Рис. 3.5.11

в плоскости E , сплошные линии — со специальным контррефлектором, пунктирные — с обычно выполненным металлическим контррефлектором; нижние рисунки — ДН на частоте 2 ГГц, справа — ДН со специальным контррефлектором, слева — без контррефлектора).

На рис. 3.5.12 приведены графики частотной зависимости потерь в усилении антенны, обусловленные наличием специального контррефлектора. Из приведенных графиков видно, что эти потери не велики и составляют 0,1...0,2 дБ.

Вариант 4. Вариант исполнения антенны, приведенный ниже, не относится к двухзеркальному исполнению антенны. Однако целесообразно

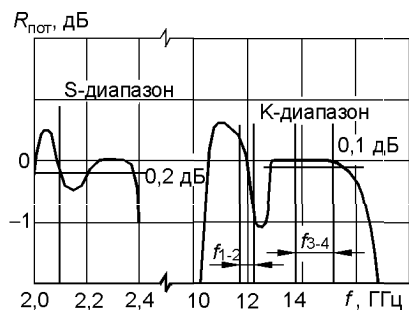


Рис. 3.5.12

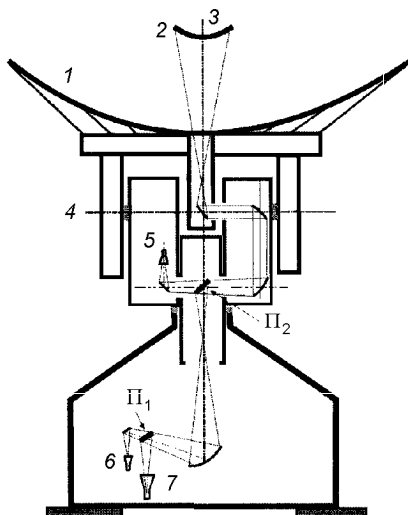


Рис. 3.5.13

ность его рассмотрения в этом разделе продиктована желанием проиллюстрировать именно то обстоятельство, что использование в антенных системах специальных зеркал, обладающими частотно селективными свойствами, позволяют расширить возможности первоначально однодиапазонных антенн, выполненных по многозеркальной схеме.

Конечная схема многозеркальной антенны, размер выходного раскрытия которой 35 м, показана на рис. 3.5.13 [3.64], где 1 — основной рефlector; 2 — контррефлектор; 3 — ось вращения по азимуту; 4 — ось вращения по углу места; 5 — облучатель Ка-диапазона; 6 — облучатель X-диапазона; 7 — облучатель S-диапазона. В этой антенне совмещены три различных диапазона: S, X и Ka. Плоский отражатель Π_1 позволяет совместить два диапазона частот: X и S, а плоский отражатель Π_2 — все три диапазона.

Измерения электрических параметров как отдельных компонент антенны, так и антенной системы в целом, показали, что реализуются весьма высокие планируемые результаты по всем трем частотным диапазонам.

3.5.2. Частотноселективные поверхности

Основная «тяжесть по реализации» совмещения частотных диапазонов в двух и более зеркальных антеннах, примеры которых приведены выше, ложится на так называемые частотноселективные поверхности (ЧСП), целенаправленно и разумно включаемые в состав антенн. Термин «частотноселективные поверхности» имеет в англоязычной технической литературе аббревиатуру FSS (frequency selective surface).

3.5.2.1. ЧСП в виде металлической поверхности, перфорированной круглыми отверстиями

На рис. 3.5.14 приведены две наиболее часто используемые схемы перфорации металлической пластины круглыми отверстиями, образующими прямоугольную (а) или треугольную (б) решетку.

В [3.65] приведено простое выражение, позволяющее оценить коэффициент прохождения, дБ, плоской волны через данное устройство,

$$T = 20 \lg(3ab\lambda/\pi d^3) + 32t/d, \quad (3.5.1)$$

где t — толщина пластины; λ — длина волны; θ — угол падения волны на пластину. Остальные параметры, входящие в (3.5.1), пояснены на рис. 3.5.14.

В [3.66] приведены другие представления для определения коэффициента прохождения и отражения плоской волны на рассматриваемую структуру. Геометрия задачи приведена на рис. 3.5.15. Коэффициент отражения Γ и коэффициент прохождения T определяются формулами

$$\Gamma = \frac{1}{1 - j[A + B \operatorname{tg} h(\beta l)]} + \frac{1}{1 - j[A + B \operatorname{ctg} h(\beta l)]} - 1; \quad T = \Gamma + 1, \quad (3.5.2)$$

где

$$A = 12 \sqrt{\frac{3}{4} \left(\frac{\lambda}{a} \right)^2 - 1} \left\{ \left[\frac{J'_1(4\pi a/d\sqrt{3})}{1 - (4\pi a/1,841d\sqrt{3})^2} \right]^2 - \left[\frac{J_1(4\pi a/d\sqrt{3})}{4\pi a/d\sqrt{3}} \right]^2 \right\};$$

$$B = 0,33(d/a)^2 \sqrt{(0,293\lambda/a)^2 - 1}; \quad \beta = (2\pi/\lambda) \sqrt{(0,293\lambda/a)^2 - 1};$$

a — радиус отверстия; d — расстояние между отверстиями, $a > 0,28d$; $d < 0,57\lambda$.

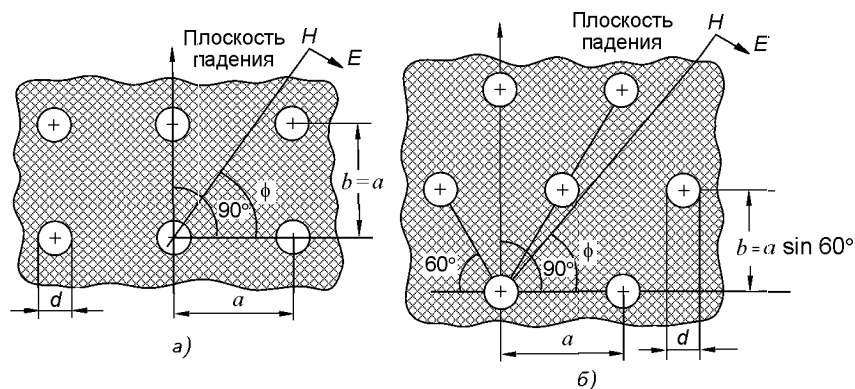


Рис. 3.5.14

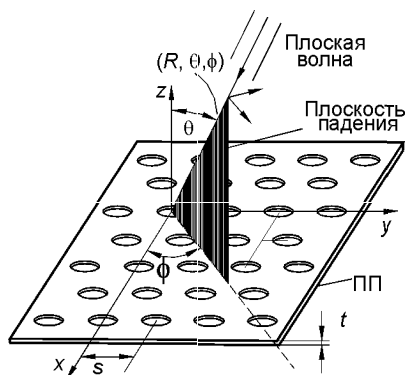


Рис. 3.5.15

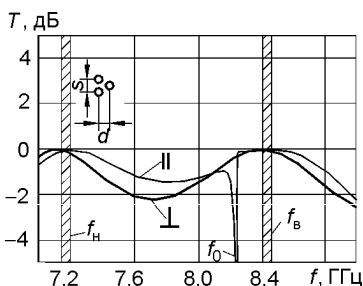


Рис. 3.5.16

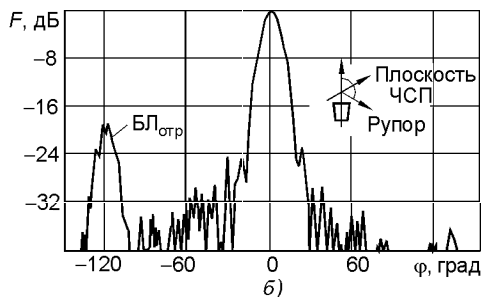
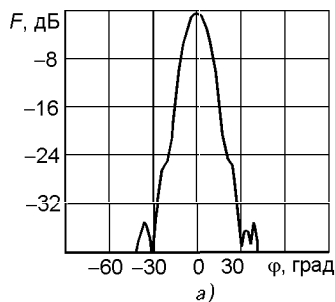


Рис. 3.5.17

Реально перфорированные отверстия закрываются диэлектрическим материалом. Включение диэлектрика приводит к изменению параметров прохождения и отражения перфорированных пластин. Результаты расчетов, относящиеся к последнему варианту, приведены в [3.67] и дают оценки параметров плоского контррефлектора для совмещения в антенне X- и S-диапазонов. Расчетные данные приведены на рис. 3.5.16 и получены для следующих параметров системы: $s = 21,6$ мм; $d = 20$ мм; $t = 41$ мм. Покрытие отражателя выполнено из тефлона. Знаки \parallel и \perp определяют плоскость поляризации, для которой вычислены потери при отражении. Результирующее влияние плоского отражателя рассматриваемой конструкции на характеристики излучения облучателя антенны в диапазоне частот 8,4 ГГц можно оценить, обратившись к ДН, приведенным на рис. 3.5.17, а, где приведена ДН облучателя, измеренная в плоскости E в свободном пространстве, и рис. 3.5.17, б, где приведена ДН облучающей системы для того же самого облучателя плюс плоский контррефлектор.

Сравнение обеих диаграмм показывает, что основной лепесток диаграммы облучателя практически не изменился, однако изменение наблюдается в областях бокового излучения. Здесь также несколько по-

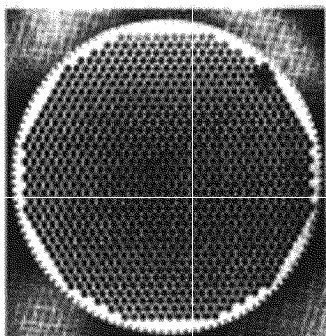


Рис. 3.5.18

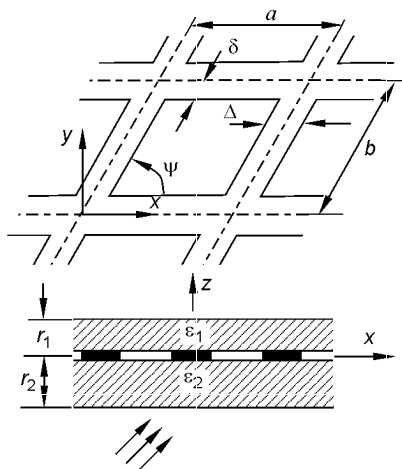


Рис. 3.5.19

высился общий уровень бокового излучения, и появился сравнительно большой по уровню боковой лепесток $БЛ_{отр}$, который обусловлен отражением поля облучателя от плоского контррефлектора.

Уровень отраженного лепестка составляет -20 дБ от нулевого уровня основного лепестка диаграммы облучателя. Это означает, что мощность переотраженной волны на 20 дБ, т.е. в 100 раз, меньше мощности падающей волны. Следовательно, уровень мощности «прошедшей волны» $\Delta P = 1 - 0,01 = 0,99$. Это означает, что потери мощности «прошедшей волны» составляют $0,09$ дБ, что достаточно близко к расчетным данным, приведенным на рис. 3.5.16.

Внешний вид контррефлектора показан на рис. 3.5.18.

Укажем, что достаточно близок к рассмотренному варианту еще один вариант построения частотно селективной поверхности, выполненной в виде перфорированной поверхности и защищенной диэлектрическими покрытиями. Схема такого устройства приведена на рис. 3.5.19, а результаты анализа — в [3.68].

3.5.2.2. ЧСП в виде металлической поверхности, перфорированной эллиптическими отверстиями

Здесь ЧСП вновь выполнена в виде металлической поверхности. Отверстия в этой поверхности закрыты диэлектрическим материалом. Однако перфорирующие ее поверхность отверстия имеют эллиптическую конфигурацию. Схема рассматриваемой ЧСП и основные ее параметры ясны из рис. 3.5.20. Характеристики, поясняющие частотоселективные свойства такого устройства, приведены в [3.66]. На рис. 3.5.21 построена частотная зависимость коэффициента прохождения для трех вариантов падения плоской волны: кривая 1 — нормальное падение; кривая 2 —

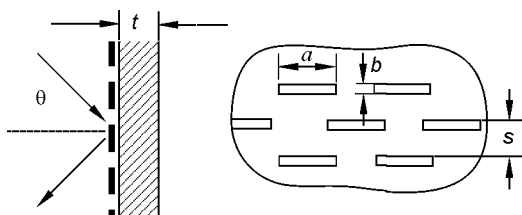


Рис. 3.5.20

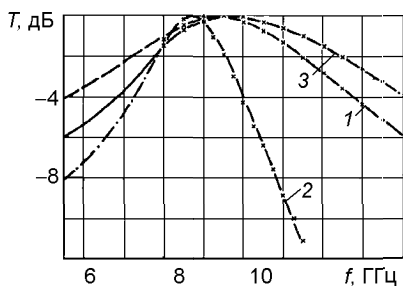


Рис. 3.5.21

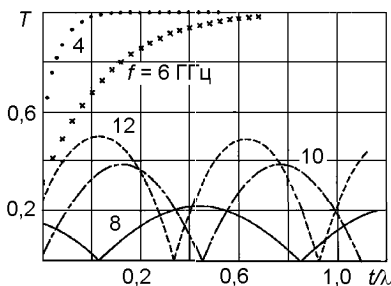


Рис. 3.5.22

падение под углом $\theta = 45^\circ$ и перпендикулярно ориентированной поляризации падающего поля; кривая 3 — падение под углом $\theta = 45^\circ$ и параллельно ориентированной поляризации падающего поля. Расчеты проводились для ЧСП с параметрами: $a = 0,66d$; $b = 0,1d$; $s = 0,33d$; $t = 4$ мм; $\varepsilon = 4$; $d = 23,8$ мм. На рис. 3.5.22 приведена зависимость коэффициента отражения от нормированной к длине волны толщины пластины t/λ . Расчеты проводились для пяти значений частот, указанных на графиках, и следующих размерах ЧСП: $a = 23,6$ мм; $b = 7$ мм; $s = 8,5$ мм; $d = 30$ мм.

3.5.2.3. ЧСП в виде решетки из металлических прямоугольных пластин

Данная конструкция ЧСП в определенном смысле представляет практически полную инверсию конструкции, рассмотренной в п. 3.5.2.2. В самом деле, если раньше решетка была выполнена в виде радиопрозрачных отверстий эллиптической конфигурации, размещенных на радиопроводящей пластине, то здесь ЧСП выполнена в виде решетки из проводящих прямоугольных пластин, размещенных в радиопроводящей среде. Конфигурация решетки и основные параметры ее элементов приведены на рис. 3.5.23. На рис. 3.5.24 приведены результаты расчета частотной зависимости коэффициента отражения плоской волны при ее нормальном падении на решетку для варианта, когда вектор \mathbf{E} падающей волны параллелен оси большего размера пластины [3.69], и различных значениях a . Другие размеры ЧСП: $b = 1,35$ см; $d = 1,52$ см; $s = 0,76$ см.

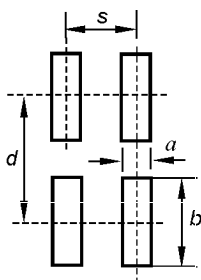


Рис. 3.5.23

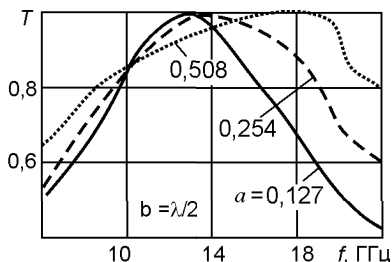


Рис. 3.5.24

3.5.2.4. ЧСП в виде решетки из металлических колец, размещенных в диэлектрической подложке

Исполнение 1. Схема ЧСП показана на рис. 3.5.25. В [3.61] приведены результаты расчета характеристик такой структуры, выполненных при следующих параметрах: $R = 28$ мм; $t = 0,25$ мм; $L = 7,1$ мм; $\tau = 0,63$ мм; $\epsilon = 11$. На рис. 3.5.26 приведены зависимости коэффициента прохождения (a) и коэффициента отражения от частоты (b). Параметром при расчетах служил угол θ между нормалью к поверхности и направлением падения плоской волны.

Исполнение 2. Несколько иная схема ЧСП показана на рис. 3.5.27, где диэлектрические подложки расположены с обеих сторон решетки из проводящих колец. В [3.70] приведены результаты расчета коэффициента прохождения для такой структуры. Результаты расчета, проведенного при следующих параметрах структуры: $R = 7,4$ мм; $t = 0,2$ мм; $L = 8,5$ мм; $\tau = 0,64$ мм; $\epsilon = 3,5$, показаны на рис. 3.5.28. Здесь параметром, как и ранее, служил угол θ .

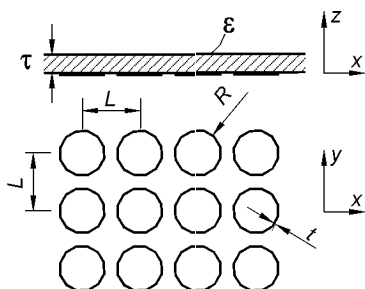


Рис. 3.5.25



Рис. 3.5.27

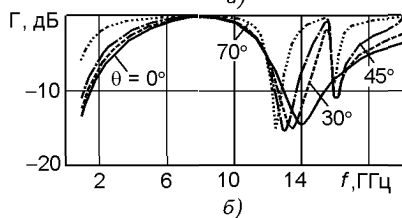
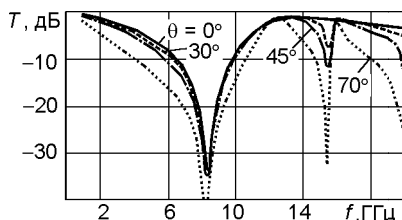


Рис. 3.5.26

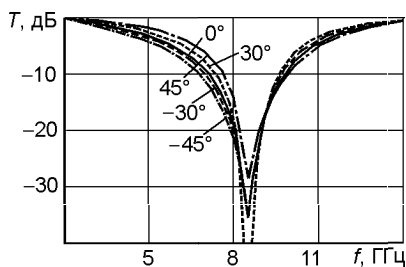


Рис. 3.5.28

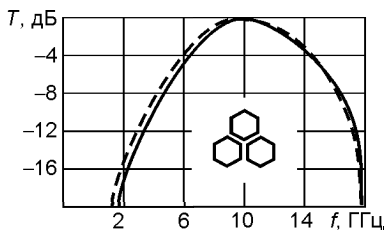


Рис. 3.5.29

Исполнение 3. Еще одна схема, близкая по исполнению к предыдущим схемам исполнения ЧСП, рассмотрена в [3.71]. Здесь решетка выполнена в виде набора проводящих шестиугольников, показанных в центре рис. 3.5.29, на котором приведены расчетные графики частотной зависимости коэффициента отражения (сплошная кривая — по результатам работы [3.71], а штриховая — по результатам [3.72]). Для обеих кривых максимум коэффициента отражения приходится на частоту 10 ГГц, которая является резонансной для элементов решетки, так как длина элемента решетки равна 2 см, т.е. длине волны падающего поля.

3.5.2.5. ЧСП в виде решетки крестообразных элементов

Исполнение 1. В этом варианте ЧСП выполнена в виде решетки крестообразных металлических элементов, расположенных на одной из сторон диэлектрической подложки (рис. 3.5.30). Анализ такой структуры и конкретные результаты расчетов коэффициента отражения плоской волны приведены в [3.63]. На рис. 3.5.31 приведены некоторые результаты для следующих параметров структуры: $L = 11,5$ мм; $w = 3,15$ мм; $d = 10$ мм; $s = 6,35$ мм; $\varepsilon = 4,25$, для E - и H -поляризаций плоской волны (пунктирные и сплошные кривые соответственно) и для нескольких углов падения, значения которых приведены на графиках.

Исполнение 2. Этот вариант отличается от предыдущего двумя факторами: треугольной конфигурацией расположения в решетке крестообразных проводящих элементов и использованием многослойной диэлектрической подложки.

В [3.73] приведены результаты расчета основных электрических параметров конструкции с размерами $D = 10$ мм; $L = 13$ мм; $w = 1,8$ мм (рис. 3.5.32). На рис. 3.5.33 приведены зависимости коэффициента отражения в S-диапазоне (а) и коэффициента прохождения в X-диапазоне (б) от частоты. На графиках сплошные линии соответствуют E -поляризации, а пунктирные — H -поляризации. Результаты свидетельствуют о том, что рассматриваемая структура достаточно хорошо выполняет планируемые функции: практически полностью отражает излучение в S-диапазоне и практически без потерь пропускает излучение в X-диапазоне.

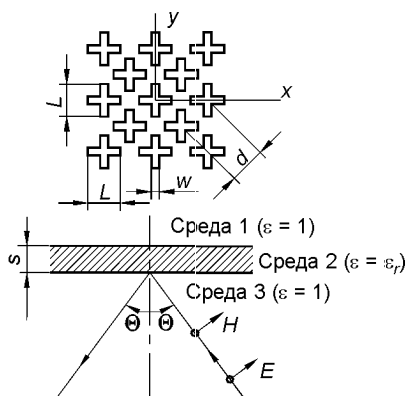


Рис. 3.5.30

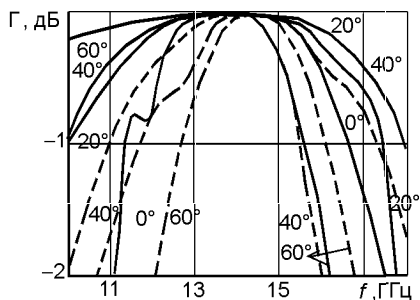


Рис. 3.5.31

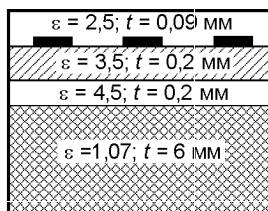


Рис. 3.5.32

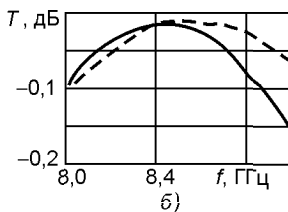
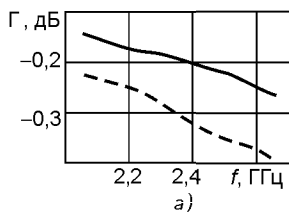
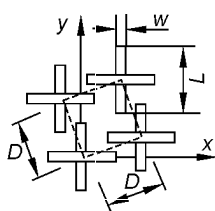


Рис. 3.5.33

Оценку влияния погрешностей на излучение антенны, обусловленных особенностями конструкции ЧСП, позволяющей совместить два диапазона, можно получить, анализируя рис. 3.5.34: *а* — ДН антенны диаметром 15 м в S-диапазоне, в конструкции которой отсутствует контррефлектор в виде ЧСП; *б* — ДН той же самой антенны, в состав которой введен контррефлектор в виде ЧСП; *в* и *г* — амплитудные распределения в раскрыве основного зеркала при выполнении антенны в виде ЧСП без контррефлектора и с контррефлектором соответственно. Приведенные ДН, слабо различающиеся между собой, соответствуют *Е*-, *Н*- и 45°-плоскостям; нижние ДН — диаграммы по кроссполаризации.

Исполнение 3. Еще один вариант исполнения ЧСП в виде решетки крестообразных элементов приведен на рис. 3.5.35. Его отли-

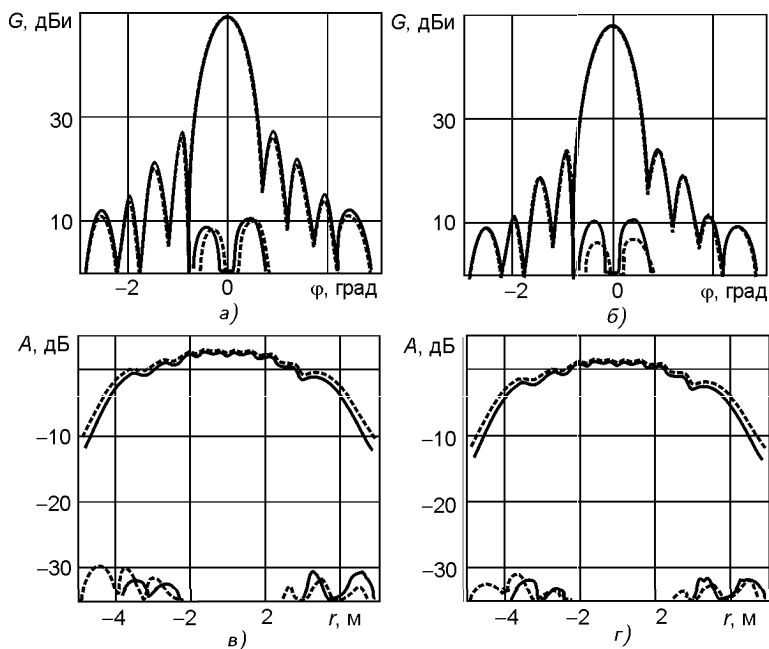


Рис. 3.5.34

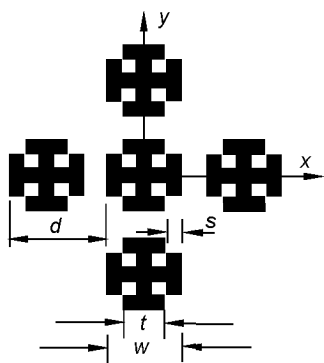


Рис. 3.5.35

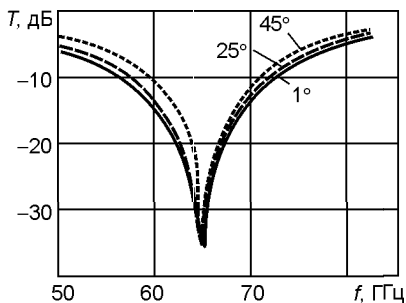


Рис. 3.5.36

чие от предыдущих заключается в форме выполнения креста. Здесь элемент решетки выполнен в виде так называемого иерусалимского креста. В [3.74] приведены результаты расчетов параметров таких структур. На рис. 3.5.36 приведены графики частотной зависимости коэффициента прохождения плоской волны, у которой вектор \mathbf{E} параллелен оси X , при различных углах падения, отсчитываемых от нормали к ЧСП. Расчеты проводились при следующих геометрических параметрах структуры: $d = 1,4$ мм; $t = 0,75$ мм; $w = 1,31$ мм; $s = 0,18$ мм.

3.5.2.6. ЧСП в виде решетки из набора металлических колец, размещенных в диэлектрической подложке

Исполнение 1. Взаимное расположение и исполнение элементов решетки показаны на рис. 3.5.37. Элементы решетки располагаются на диэлектрической подложке толщиной t , образуя таким образом ЧСП (рис. 3.5.37 внизу). В [3.75] анализируются электрические свойства такой конструкции. Результаты расчета коэффициента прохождения, выполненные при следующих параметрах структуры: $D = 5,6$ мм; $r_1 = 2,54$ мм; $r_2 = 0,8$ мм; $w_1 = 0,1$ мм; $w_2 = 0,87$ мм; $t = 10$ мм; $\varepsilon = 11$, приведены на рис. 3.5.38. Параметром расчета является угол падения, который при расчетах изменялся в пределах $0 \dots 45^\circ$. Квадратиками и кружочками на этих же графиках приведены результаты эксперимента, которые достаточно хорошо совпадают с результатами расчетов. Из приведенных графиков видно, что построенная структура практически полностью пропускает излучение в S- и Ku-диапазонах и отражает излучение в X-диапазоне, т.е. реализует планируемый результат, необходимый для совмещения в антенне трех частотных диапазонов.

Исполнение 2. Внешний вид элемента решетки данного исполнения показан на рис. 3.5.39. Решетка размещена в многослойном диэлектрике (рис. 3.5.40). Свойства такой конструкции ЧСП рассмотрены в [3.70].

Исполнение 3. Достаточно близким по конструкции ЧСП можно считать решетку из двух квадратных рамок (рис. 3.5.41), размещенных на диэлектрической подложке ($\varepsilon = 3$). Электрические параметры такой структуры рассмотрены в [3.76]. На рис. 3.5.42 приведена частотная зависимость коэффициента прохождения. Здесь параметром задачи служит длина стороны d внутреннего квадрата: кружочки — $d = 3,5$ мм; квадратики — $d = 3$ мм и ромбики — $d = 2,5$ мм. Из графиков видно, что положение первой частоты практически полной непрозрачности практически одинаково для всех значений d и равно 12 ГГц. Положение

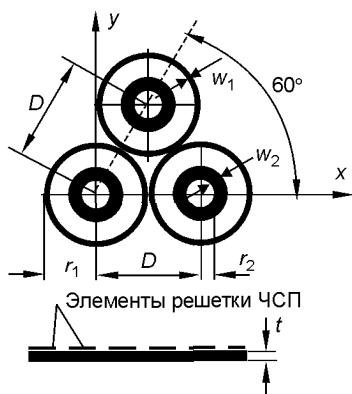


Рис. 3.5.37

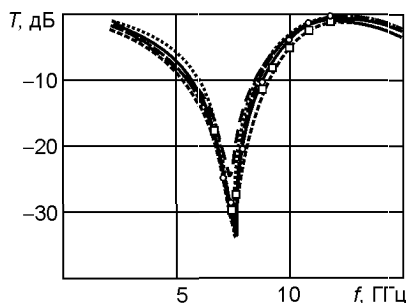


Рис. 3.5.38

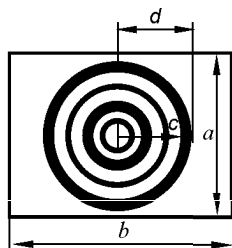


Рис. 3.5.39

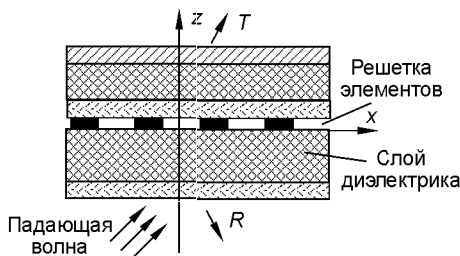


Рис. 3.5.40

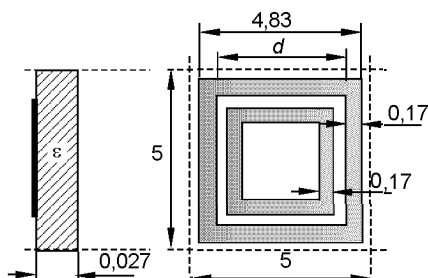


Рис. 3.5.41

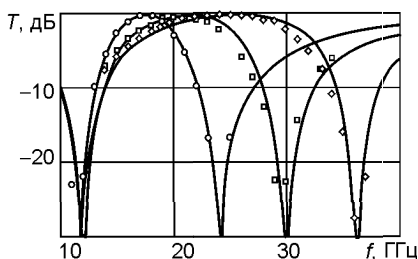


Рис. 3.5.42

второй частоты практически полной непрозрачности структуры сильно зависит от толщины d и составляет 24, 30 и 36,5 ГГц.

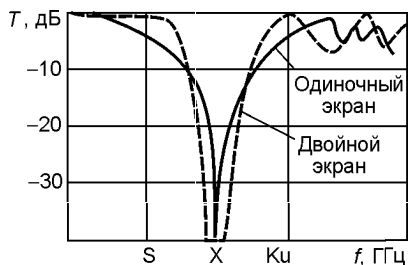
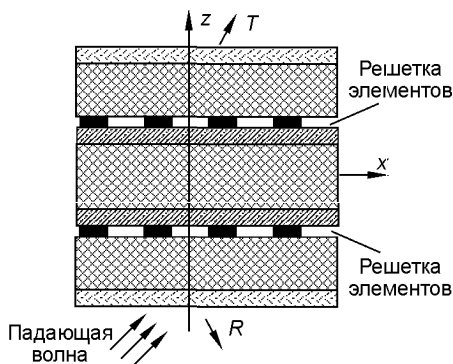
Результаты экспериментальных исследований другого варианта структуры по исполнению 3 приведены в [3.77].

3.5.2.7. ЧСП в виде набора из двух и более решеток частотнозависимых элементов

На рис. 3.5.43 приведена ЧСП в виде двух решеток, а на рис. 3.5.44 — графики частотной зависимости коэффициента прохождения для ЧСП из одной (сплошная кривая) и двух (штриховая кривая) решеток. Видно, что двухрешетчатая структура обладает заметными преимуществами перед структурой, содержащей одну решетку, а именно увеличилась ширина полосы непрозрачности структуры и стало больше значение производной на скатах кривой.

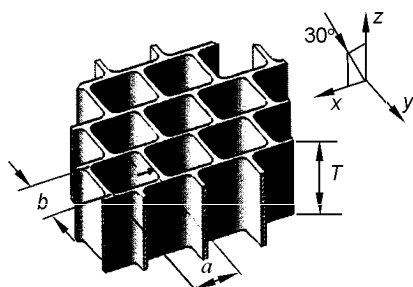
Приведенные графики иллюстрируют возможность реализации структуры, которая обладает весьма хорошими электрическими свойствами, позволяющими применить ее для целей совмещения в антенне трех частотных диапазонов. Действительно, видно, что структура практически не имеет потерь при проходе через нее излучений диапазонов S и Ku и обладает практически полной непрозрачностью ($T < -30$ дБ) для диапазона X.

Дальнейшее ознакомление с ЧСП, построенных на базе двух и более разнесенных в пространстве решеток, можно найти в [3.78].

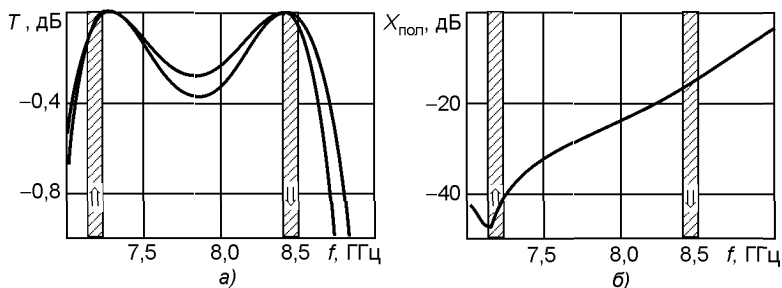


3.5.2.8. ЧСП в виде решетки из отрезков волноводов специальной конфигурации

Исполнение 1. На рис. 3.5.45 приведена структура в виде решетки отрезков прямоугольных волноводов. Такая структура обладает частотно селективными свойствами, о чем, в частности, свидетельствуют результаты ее практической реализации в конструкцию трехдиапазонной антенны, показанной на рис. 3.5.43.



На рис. 3.5.46 приведены электрические параметры такой структуры [3.64]: *a* — частотная зависимость потерь при прохождении волны через структуру. Две приведенные кривые соответствуют двум полярным вариантам поляризации падающего поля; *б* — частотная зависимость величины кроссполяризации поля при прохождении плоской волны через структуру.



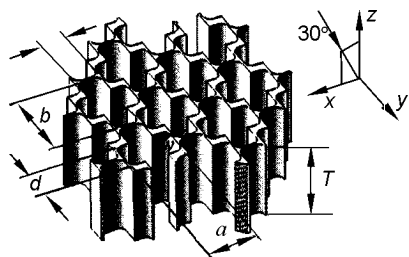


Рис. 3.5.47

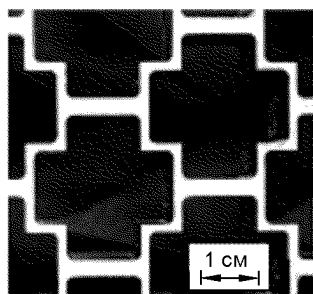


Рис. 3.5.49

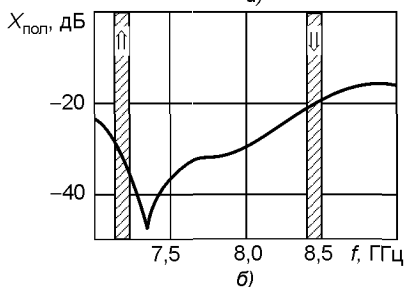
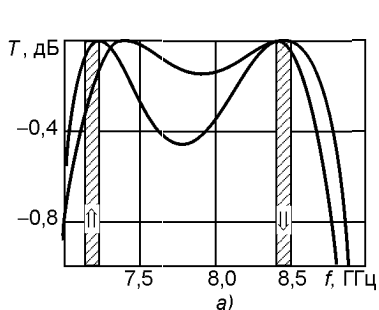


Рис. 3.5.48

Приведенные данные получены при следующих геометрических размерах структуры: $a = 23,4$ мм; $b = 23,5$ мм; толщина стенок вдоль оси X $w = 0,79$ мм; толщина стенок вдоль оси Y $v = 3,28$ мм; $T = 28,01$ мм.

Исполнение 2. Другое исполнение структуры приведено на рис. 3.5.47. На рис. 3.5.48 приведены электрические параметры такой структуры [3.64]: a — частотная зависимость потерь при прохождении волны через структуру. Две приведенные кривые соответствуют двум полярным вариантам поляризации падающего поля; b — частотная зависимость величины кроссполяризации поля при прохождении плоской волны через структуру. Эти данные получены при следующих геометрических размерах структуры: $a = 25,85$ мм; $b = 26,44$ мм; толщина стенок вдоль оси X $w = 1,32$ мм; толщина стенок вдоль оси Y $v = 2,69$ мм; $T = 28,01$ мм; $c = 13,95$ мм; $d = 13,51$ мм.

Внешний вид фрагмента структуры показан на рис. 3.5.49.

На рис. 3.5.50 приведена фотография испытательной установки, где проводилась экспериментальная проверка разработанной плоской ЧСП. На этой установке измерялась ДН рупорного облучателя для двух ситуаций: без отражателя ЧСП и в присутствии плоского отражателя ЧСП. Результаты измерений приведены на рис. 3.5.51, a , где кружочками приведена ДН одиночного облучателя на частоте 7,235 ГГц, и на рис. 3.5.51, b , где кружочками приведена ДН облучающего устройства, состоящего из облучателя плюс плоского отражателя ЧСП. На обоих рисунках сплошными линиями показаны расчетные ДН измеряемых объектов.

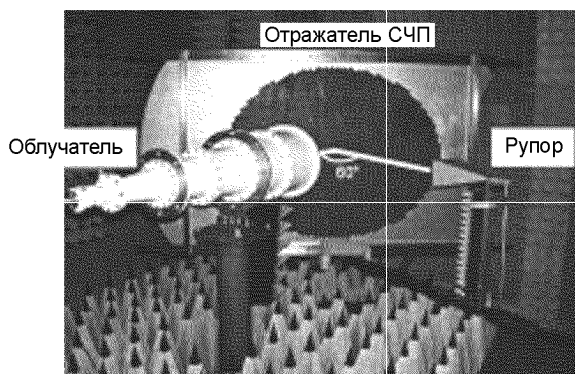


Рис. 3.5.50

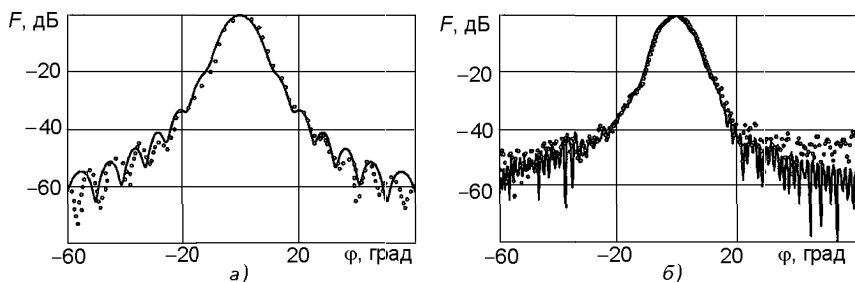


Рис. 3.5.51

Сравнение приведенных диаграмм показывает, что введение структуры незначительно видоизменяет ДН облучателя, повышая уровень бокового излучения по дальним угловым направлениям, кроме того, результаты расчетов практически совпадают с результатами измерений.

Дальнейшее изучение свойств ЧСП, построенных на базе отрезков волноводов, можно продолжить, ознакомившись с работами [3.79, 3.80].

3.5.2.9. ЧСП в виде решетки из фрактальных элементов

Схема преобразования плоской треугольной монополярной антенны в так называемую фрактальную антенну Серпинского показана на рис. 3.5.52. Здесь приведены три последовательные итерации преобразования конфигурации монополярной антенны. Одно из самых первых фрактальных объектов — кривая Коха строится следующим образом. На бесконечной прямой выделяются отрезки длиной L . Каждый отрезок делится на три равные части, и на средней строится равносторонний треугольник со стороной $L/3$. Далее процесс повторяется: на отрезках $L/3$ строятся треугольники со сторонами $L/9$, на них — треугольники со сторонами $L/27$ и т.д. Эта кривая обладает самоподобием, или масштабной инвариантностью: каждый ее элемент в уменьшенном виде повторяет саму кривую. Полученные таким образом кривые после первых четырех

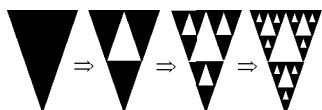


Рис. 3.5.52

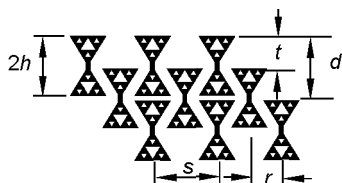


Рис. 3.5.54

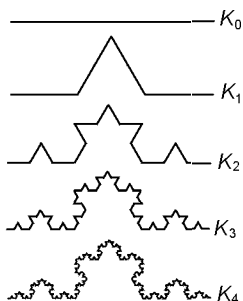


Рис. 3.5.53

итераций (K_1-K_3) от начальной линии (K_0) приведены на рис. 3.5.53.

Применение такого рода элементов в антенной технике обусловлено их основным качеством, а именно приведенные на рис. 3.5.52 и 3.5.53 итерации позволяют увеличить число частотных диапазонов, для которых в определенной степени сохраняются параметры антенны, справедливые для исходной конфигурации антенны.

Отметим, что теория и техника фрактальных антенн интенсивно развивается. Ясно прослеживаются основные направления их использования, например, такие, как построения широкополосных антенн. Другим направлением применения фрактальных антенн является создание на их основе ЧСП. Желаящим глубже и полнее ознакомиться с фрактальным направлением развития теории и техники антенн рекомендуем ознакомиться с монографией [3.81].

Ниже приведены две схемы построения таких устройств.

Исполнение 1. На рис. 3.5.54 приведена решетка из фрактальных элементов Серпинского. В [3.82] показано, что соотношения между резонансными частотами (длинами волн) для таких структур вполне детерминированы и связаны следующими соотношениями: $2h/\lambda_1 = 0,303$; $2h/\lambda_2 = 1,032$; $2h/\lambda_3 = 2,09$; $2h/\lambda_4 = 4,11$.

На рис. 3.5.55 приведена частотная зависимость коэффициента прохождения через такую структуру (при $2h = 19,5$ мм), измеренную в диапазоне от 2 до 15 ГГц [3.83]. Из приведенного графика видно, что первый резонанс структуры соответствует частоте $f_1 = 4$ ГГц, а второй — $f_2 = 14$ ГГц. Следовательно, отношение между указанными частотами $\Delta_1 = f_2/f_1 = 3,5$.

На рис. 3.5.56 приведены расчетные частотные зависимости коэффициента прохождения для трех вариантов исполнения элементов решетки с различными углами раскрытия диполя: a — 60° ; b — 30° ; $в$ — 90° .

Из приведенных графиков видно, что угол раскрытия диполя влияет на положение резонансной длины волны. Особенно сильно этот эффект проявляется на длине волны, определяющей второй резонанс структуры.

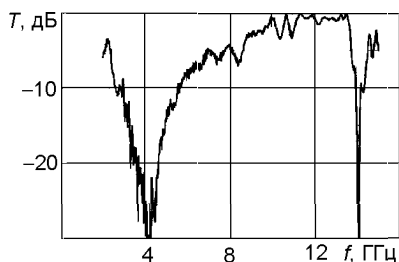


Рис. 3.5.55

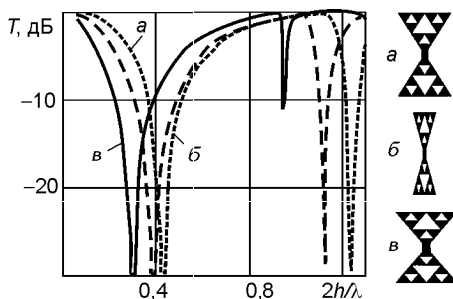


Рис. 3.5.56

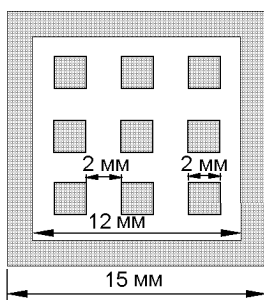


Рис. 3.5.57

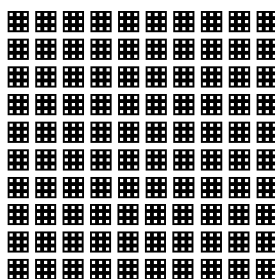


Рис. 3.5.58

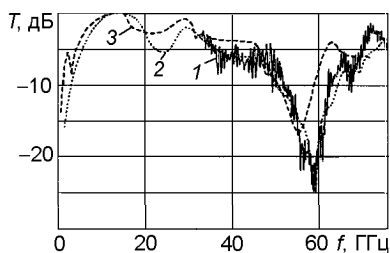


Рис. 3.5.59

Исполнение 2. Фрактальный элемент приведен на рис. 3.5.57, а экспериментальная решетка, состоящая из 100 таких элементов, — на рис. 3.5.58. Результаты определения частотной зависимости данного варианта ЧСП приведены на рис. 3.5.59 [3.84]: кривая 1 — результаты эксперимента; кривая 2 — результаты расчета методом FDTD (аббревиатура с английского Fine-difference time-domain technique); кривая 3 — результаты расчета методом моментов.

Другие варианты исполнения ЧСП можно найти в [3.84], а также в [3.85].

3.5.2.10. ЧСП, построенных с использованием «генетического алгоритма»

Ниже приведены результаты одной из разработок ЧСП [3.86], проведенной с использованием так называемого генетического алгоритма (genetic algorithm). Надо отметить, что в настоящее время использование этого алгоритма является одним из распространенных и, это са-

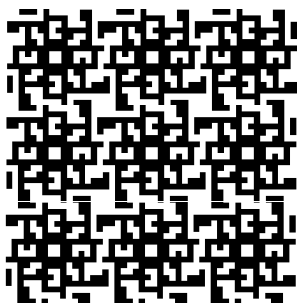


Рис. 3.5.60

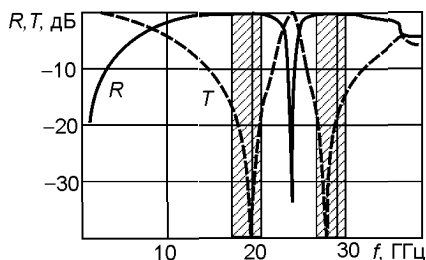


Рис. 3.5.61

мое главное, продуктивных методов конкретного конструирования антенных устройств, СВЧ устройств и т.п. [3.87]. Исходной проблемой, которая решалась в [3.86], являлась разработка ЧСП для трехдиапазонной антенной системы. Свойства, которыми должна обладать ЧСП, приведены ниже.

Полоса пропускания, ГГц:

в L-диапазоне (1,5 ГГц) 1,525...1,559

в S-диапазоне (2,5 ГГц) 2,505...2,535

Полоса отражения, ГГц:

в Ka-диапазоне (20 ГГц) 17,7...21,2

в Ka-диапазоне (30 ГГц) 27,5...31,0

Внешний вид ЧСП показан на рис. 3.5.60, а ее электрические свойства приведены на рис. 3.5.61. Как видно из рисунка, поставленная проблема успешно решена.

Другие технические решения по разработкам ЧСП на базе генетического алгоритма приведены в [3.88, 3.89].

В заключение укажем на ряд работ [3.90–3.94], в которых можно найти дополнительную информацию по рассмотренной в этом разделе проблематике.

Список литературы к главе 3

3.1. Brown K.W., Prata Jr.A. Elliptical beam closed-form dual-reflector antenna efficiently illuminated by a feed with an axially-symmetric radiation pattern // IEEE International Symposium on Antennas and Propagation. Newport Beach, California, 18–23 June 1995. Digest. Vol.2. P. 877–880.

3.2. Jensen P.A. Cassegrain systems // In: The handbook of antenna design. — London: Peter Peregrines, 1982. Vol. 1, section 3.2.

3.3. Hannan P.W. Microwave antennas derived from the Cassegrain telescope // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1973. Vol. AP-9, № 3. P. 149–153.

3.4. Granet C. Designing axially symmetric Cassegrain or Gregorian dual-reflector antennas from combinations of prescribed geometric parameters // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 1998. Vol. 40, № 2. P. 76–82.

3.5. Granet C. Designing axially symmetric Cassegrain or Gregorian dual-reflector antennas from combinations of prescribed geometric parameters. Part 2: Minimum blockage condition while taking into account the phase-center of the feed // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 1998. Vol. 40, № 3. P. 82–85.

- 3.6. **Rusch W.V.T., Prata A., Rathat-Samii J.Y., Shore R.A.** Derivation and application of the equivalent paraboloid for classical offset Cassegrain and Gregorian antennas // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1990. Vol. AP-38, № 8. P. 1141–1149.
- 3.7. **Shore R.A.** A simple derivation of the design equation for offset dual reflector antennas with rotational symmetry and zero cross polarization // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1985. Vol. AP-33, № 1. P. 114–116.
- 3.8. **Silver S.** Microwave antenna theory and design. New York. — Toronto; London: McGraw-Hill Book Co. Inc., 1949.
- 3.9. **Rusch W.V.T., Potter P.D.** Analysis of reflector antennas. — New York: Academic, 1970.
- 3.10. **Kildal P.S.** Factorization of the feed efficiency of paraboloids and Cassegrain antennas // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1985. Vol. AP-33, № 8. P. 903–908.
- 3.11. **Rusch W.V.T.** Scattering from a hyperboloidal reflector in a Cassegrainian feed system // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1963. Vol. AP-11. — 1963. — № 4. P. 414–421.
- 3.12. **Rusch W.V.T.** Phase error and associated cross-polarization effects in Cassegrainian-fed microwave antennas // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1963. Vol. AP-14, № 8. P. 262–275.
- 3.13. **Буд П.** Анализ и проектирование зеркальных антенн: Пер. с англ. под ред. О.П. Фролова. — М.: Радио и связь, 1984. — 208 с.
- 3.14. **Rusch W.V.T., Sorensen O.** The GTD for axially symmetric reflector // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1975. Vol. AP-23, № 3. P. 414–419.
- 3.15. **Narasimhan M.S., Ramanujam P., Raghavan R.** GTD analysis of a hyperboloidal subreflector with conical flange attachment // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1981. Vol. AP-29, № 6. P. 865–871.
- 3.16. **Ryan C.E., Petters L.** Evaluation of edge-diffracted fields including equivalent currents for the caustic regions // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1969. Vol. AP-17, № 3. P. 292–299.
- 3.17. **Mentzer C.A., Peters L.** A GTD analysis of the far-out sidelobes of Cassegrain antennas // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1975. Vol. AP-23, № 5. P. 702–709.
- 3.18. **Potter P.D.** Application of spherical wave theory to Cassegrainian-fed paraboloids // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1967. Vol. AP-15, № 6. P. 727–736.
- 3.19. **Galindo V.** Design of dual reflector antennas with arbitrary phase and amplitude distributions // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1964. Vol. AP-12, № 3. P. 403–408.
- 3.20. **Williams W.F.** High efficiency reflector antennas // *Microwave J.* 1965. P. 79–82.
- 3.21. **Daveau B.** Synthesis and optimization of antennas of special shape // *Rev. Tech. Thomson-CSF.* 1970. № 2. P. 37–55.
- 3.22. **Elliot R.D. and Poulton G.T.** Diffraction optimized shaped beam reflector antennas // *Electron. Lett.* 1977. № 45. P. 325–326.
- 3.23. **Claricoats P.J.B. and Poulton G.T.** High efficiency microwave reflector antennas — a review // *Proc. IEEE.* 1977. № 5. P. 1484–1502.
- 3.24. **Wood P.J.** Field correlation theorem with application to reflector aerial diffraction problem // *Electron. Lett.* 1970. № 6. p. 326–327.
- 3.25. **Collins G.W.** Shaping of subreflectors in Cassegrainian antennas for maximum efficiency // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1973. Vol. AP-21, № 3. P. 309–313.
- 3.26. **Buchmeyer S.K.** An electrically small Cassegrain antenna with optically shaped reflectors // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1977. Vol. AP-25, № 3. P. 346–349.
- 3.27. **Narasimhan M.S., Ramaanjam P., Raghavan K.** GTD analysis of radiation patterns of shaped subreflector // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1981. Vol. AP-29, № 5. P. 792–795.
- 3.28. **Cha A.G.** Wide-band diffraction improved dual-shaped reflectors // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1982. Vol. AP-30, № 2. P. 173–176.
- 3.29. **Bartlett H.E., Moseley R.E.** Dielectric-highly efficient low noise antenna feeds // *Microwave J.* 1966. № 9. P. 53–58.
- 3.30. **Claricoats P.J.B., Salema C.E.R.C.** Design of dielectric cone feeds for microwave antennas // *Proceedings of the 1971 European microwave conference.* P. B5/4.

- 3.31. **Цуриков Г.Г.** Облучающая система с диэлектрическим конусом между рупором и контррефлектором // В кн.: Основы технического проектирования аппаратуры систем связи с помощью ИСЗ / Под ред. А.Д. Фортуненко. — М.: Связь, 1972. С. 282–294.
- 3.32. **Rahmat-Samii Y.** Subreflector extension for improved efficiencies in Cassegrain antennas — GTD/PO analysis // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1986. Vol. AP-34, № 10. P. 1266–1269.
- 3.33. **Dragone C., Hogg D.C.** The radiation pattern and impedance of offset and symmetrical near-field Cassegrainian and Gregorian antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1974. Vol. AP-22, № 3. P. 474–475.
- 3.34. **Rusch W.V.T., Prata A., Rathat-Samii J.Y., Shore R.A.** Derivation and application of the equivalent paraboloid for classical offset Cassegrain and Gregorian antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1990. Vol. AP-38, № 8. P. 1141–1149.
- 3.35. **Galindo-Israel V., Imbriale W.A., Mittra R., Shogen K.** On the theory of the synthesis of offset dual-shaped reflectors — case examples // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1991. Vol. AP-39, № 7. P. 620–626.
- 3.36. **Galindo-Israel V., Imbriale W.A., Mittra R.** On the theory of synthesis of single and dual offset shaped reflector antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1987. Vol. AP-35, № 4. P. 887–896.
- 3.37. **Scott C.** Modern methods of reflector antennas design. — Norwood, MA: Artech House, 1990.
- 3.38. **Westcott B.S., Stevens F.A., Brickell F.** Exact synthesis of offset dual reflector // Electron. Lett. 1980. № 5. P. 168–169.
- 3.39. **Lee J.J., Parad L.I., Chu R.S.** A shaped offset-fed dual-reflector antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1979. Vol. AP-27, № 2. P. 165–171.
- 3.40. **Schlobohm B., Arntz F., Kless J.** Direct PO optimized dualoffset antennas for small earth stations and millimeter wave atmospheric sensors // IEEE Trans. MMT. 1992. Vol. MMT-40, № 6. P. 1310–1317.
- 3.41. **Terada M.B., Stutzman W.L.** Computer-aided design of reflector antennas: the Green Bank radio telescope // IEEE Trans. MMT. 1998. Vol. MMT-46, № 3. P. 250–253.
- 3.42. **Lee I.L.** Improvements in or relating to microwave aerials. Патент Великобритании, № 973583, кл. H04d, 11.04.1962.
- 3.43. **Ерухимович Ю.А.** Комплекс радиорелейных антенн // Вестник связи. 1981. № 11.
- 3.44. **Ерухимович Ю.А.** Унифицированные радиорелейные антенны // Вестник связи. 1982. № 5.
- 3.45. **Ерухимович Ю.А.** Осесимметричные двухзеркальные антенны со смещенной осью параболической образующей // В кн.: Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ. Ч. 2. — М.: Связь, 1977. С. 34–58.
- 3.46. **Ерухимович Ю.А., Глазман Я.Д.** Малогабаритный рупорный излучатель // Труды НИИР. 1984. № 3. С. 24–28.
- 3.47. **Фролов О.П., Ямпольский В.Г.** Направленные свойства антенн с кольцевым фокусом (ближнее боковое излучение) // Труды НИИР. 1989. № 2. С. 120–125.
- 3.48. **Непомнящий И.Л.** Кроссполяризационное излучение осесимметричных зеркальных антенн // Труды НИИР. 1989. № 3. С. 54–56.
- 3.49. **Granet C.** A simple procedure for the design of classical displaced-axis dual-reflector antennas using a set of geometric parameters // IEEE Ant. and Propag. Magazine. 1999. № 6. P. 64–71.
- 3.50. **Moreira J.S., Prata A.** Generalized classical axially symmetric dual-reflector antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2001. Vol. AP-49, № 4. P. 547–554.
- 3.51. **Popov P., Milligan T.** Amplitude aperture-distribution control in displaced-axis two-reflector antennas // IEEE Ant. and Propag. Magazine. 1997. № 6. P. 58–63.
- 3.52. **Ishimaru A., Speenivasiah I., Wong V.** Double spherical Cassegrain reflector antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1973. Vol. AP-21, № 6. P. 774–780.
- 3.53. **Holt F.S., Bouche E.L.** A Gregorian corrector for spherical reflector // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1964. Vol. AP-12, № 1. P. 44–47.

- 3.54. **Doan D.L., Vu T.B.** Study of efficiency of spherical Gregorian reflector // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1975. Vol. AP-23, № 6. P. 820–824.
- 3.55. **Vu T.B., Vu Q.H., Doan D.** High-efficiency spherical reflector antenna // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1977. Vol. AP-25, № 3. P. 351–356.
- 3.56. **Phillips C.J.E., Clarricoats P.J.B.** Optimum design of a Gregorian-corrected spherical reflector antenna // Proc. IEEE. 1970. № 117. P. 718–734.
- 3.57. **Brown R.C., Clarricoats P.J.B., Ramanujam P.** Offset spherical dual-reflector antenna // Electron. Lett. 1983. № 22. P. 912–914.
- 3.58. **Bergmann J.R., da Costa J.C.A.W.** Dual-offset antennas with a spherical main reflector for small earth station // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1993. Vol. AP-41, № 3. P. 355–356.
- 3.59. **Chugh R.K., Shafai L.** Design of high-efficiency antennas employing dielectric-cone feeds // Electron. Lett. 1977. № 7. P. 169–170.
- 3.60. **Ludwig A.C.** Conical-reflector antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1972. Vol. AP-20, № 2. P. 146–152.
- 3.61. **Rahmat-Smii Y., Tulinseff A.N.** Diffraction analysis of frequency selective reflector antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1993. Vol. AP-41, № 4. P. 476–487.
- 3.62. **Zimmerman M.L., Lee S.W., Fujikawa G.** Analysis of reflector antenna system including frequency selective surfaces // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1992. Vol. AP-40, № 10. P. 1264–1266.
- 3.63. **Agrawal V.D., Imbriale W.A.** Design of a dihroic Cassegrain subreflector // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1979. Vol. AP-27, № 4. P. 466–473.
- 3.64. **Besso P., Bozzi M., Perregriani L., Drioli L.S., Nickerson W.** Deep-space antenna for Rostta mission: design and testing of S/X band dichroic mirror // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2003. Vol. AP-51, № 3. P. 388–394.
- 3.65. **Otoshi T.Y.** A study of microwave leakage through perforated flat plates // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1972. Vol. MTT-20, № 2. P. 235–326.
- 3.66. **Chen C.C.** Transmission of microwave through perforated flat plates of finite thickness // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1973. Vol. MTT-21, № 1. P. 1–6.
- 3.67. **Otoshi T.Y., Franco M.M.** Dual passband dichroic plate for X- band // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1993. Vol. AP-40, № 10. P. 1238–1244.
- 3.68. **Lee S.W.** Scattering by dielectric-load screen // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1971. Vol. AP-19, № 5. P. 656–665.
- 3.69. **Chen C.C.** Scattering by a two-dimensional periodic array of conducting plates // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1970. Vol. AP-18, № 5. P. 660–665.
- 3.70. **Huang J., Wu T.K., Lee S.W.** Tri-band frequency selective surface with circular ring elements // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1994. Vol. AP-42, № 2. P. 166–175.
- 3.71. **Poulsen S.** Scattering from frequency selective surfaces: an efficient set of V-dipole basis functions // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2003. Vol. AP-51, № 3. P. 540–548.
- 3.72. **Munk B.** Frequency selective surface: theory and design. — New York: Wiley, 2000.
- 3.73. **Jaldehyag R.T., Kidai P.S., Ronnang B.O.** Dual-band reflector feed system for classical Cassegrain radio telescopes // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1993. Vol. AP-41, № 3. P. 325–332.
- 3.74. **Tsao C.H., Mittra R.** Spectral-domain analysis of frequency selective surfaces comprised of periodic arrays of cross dipoles and Jerusalem crosses // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1984. Vol. AP-32, № 5. P. 478–486.
- 3.75. **Wu T.K., Lee S.W.** Multiband frequency selective surface with multiring patch elements // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1994. Vol. AP-42, № 11. P. 1484–1490.
- 3.76. **Wu T.K.** Four-band frequency selective surface with double-square-loop patch elements // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1994. Vol. AP-42, № 11. P. 1659–1663.
- 3.77. **Bozzi M., Perregriani L.** Analysis of multilayered printed frequency selective surface by MoM/BI-RME method // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2003. Vol. AP-51, № 10. P. 2830–2836.

- 3.78. Erdemli Y.E., Sertel K., Gilbert R.A., Wright D., Volakis J.L. Frequency selective surfaces to enhance performance of broad-band reconfigurable arrays // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2002. Vol. AP-50, № 10. P. 1716–1724.
- 3.79. Epp L.W., Stanton P.H., Jorgenson R.E., Mittra R. Experimental verification of an integral equation solution for thin-walled dichroic plate with cross-shaped holes // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1994. Vol. AP-42, № 6. P. 878–882.
- 3.80. Bozzi M., Perregrini L., Weinzierl J., Winnewisser C. Efficient analysis of quasi-optical filters by a hybrid MoM/BI-RME method // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2001. Vol. AP-49, № 7. P. 1054–1064.
- 3.81. Peitgen H.O., Jurgens H., Saupe D. Chaos and fractals, New frontiers in science. — New York: Springer-Verlag, 1992.
- 3.82. Puente C., Romeu J., Pous R., Cardama A. On the behaviour of the Sierprinski multiband antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1998. Vol. AP-46, № 4. P. 517–542.
- 3.83. Romeu J., Rahmat-Samii Y. Fractal FSS: a novel dual-band frequency selective surface // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2000. Vol. AP-48, № 7. P. 1097–1105.
- 3.84. Gianvittorio J.P., Romeu J., Blanch S., Rahmat-Samii Y. Self-similar prefractal frequency selective surface for multiband and dual-polarized application // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2003. Vol. AP-51, № 11. P. 3088–3096.
- 3.85. Romeu J., Rahmat-Samii Y. Dual band FSS with fractal elements // Electron. Lett. 1999. Vol.35, № 9. P. 702–703.
- 3.86. Johnson J.M., Rahmat-Samii Y. Genetic algorithms in engineering electromagnetics // IEEE Trans. Antennas Propagat Mag. 1997. Vol. 39, № 5. P. 7–25.
- 3.87. Ohira M., Deguchi H., Tsuji M., Shigesawa H. Multiband single-layer frequency selective surface designed by combination of genetic algorithm and geometry-refinement technique // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2004. Vol. AP-52, № 11. P. 2925–2931.
- 3.88. Chakravarty S., Mittra R. Desing of FSS with very loss cross-polarization discrimination via the parrallel micro-genetic algorithm // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2003. Vol. AP-51, № 7. P. 1664–1668.
- 3.89. Chakravarty S., Mittra R., Williams N.R. On the application of the microgenetic algorithm to the design of broad-band microwave absorbers comprising frequency-selective surfaces embedded in multilayered dielectric media //IEEE Trans. Antennas Propagat. 2001. Vol. AP-49, № 7. P. 1050–1059.
- 3.90. Schennum G.H. Frequency selective surfaces for multiple-frequency antennas // Microwave J. 1973. Vol. 16. May. P. 55–57.
- 3.91. Hill R.A., Munk B.A. The Effect of perturbing a frequency-selective surface and its relation to the design of a dual-band surface // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1996. Vol. AP-44, № 3. P. 368–374.
- 3.92. Lucas E.W., Fontana T.P. A 3-D hybrid finite element/boundary element method for the unified radiation and scattering analysis of general infinite periodic arrays // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1995. Vol. AP-43, № 2. P. 145–153.
- 3.93. Stupfel B. Impedance boundary conditions for finite planar or curved frequency selective surfaces embedded in dielectric layers // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2005. Vol. AP-53, № 11. P. 3654–3663.
- 3.94. Otra R., Savi P., Tascone R. Numerical Green's function technique for the analysis of screens perforated by multiply connected apertures // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1996. Vol. AP-44, № 6. P. 765–776.

Г л а в а 4

ОБЛУЧАТЕЛИ

4.1. Требования к облучателям

Вначале несколько общих положений.

1. Следует иметь в виду, что практически все важнейшие параметры антенны в целом во многом зависят от параметров облучателя.

2. Требования на параметры облучателя должны быть определены исходя из условия реализации оптимальных параметров антенны.

3. Эти требования в основном являются общими как для однозеркальных, так и двухзеркальных антенн, а также как для осесимметричных, так и неосесимметричных схем их выполнения. Нюансы, которые свойственны только определенному типу антенны или варианту схемы исполнения, будут оговорены ниже.

Итак, облучатели антенн должны иметь:

- амплитудные ДН, позволяющие реализовывать:
 - эффективные амплитудные распределения (для однозеркальных антенн — в раскрые антенны; для двухзеркальных антенн — на контррефлекторе);
 - низкий уровень излучения вне рабочего углового сектора (для однозеркальных антенн — за края зеркала; для двухзеркальных антенн — за края контррефлектора);
 - осевую симметрию излучения — для осесимметричных схем антенн;
- фазовые ДН, позволяющие реализовывать:
 - ярко выраженный фазовый центр (для однозеркальных антенн — для зоны, соответствующей расстоянию между облучателем и рефлектором, т.е., как правило, для дальней зоны излучения; для двухзеркальных антенн — для зоны, соответствующей расстоянию между облучателем и контррефлектором);
 - стабильное положение фазового центра, не изменяющее (или слабо изменяющее) свое месторасположение при изменении частоты;
- низкий уровень излучения по кроссполаризации;
- надлежащий уровень согласования с питающим волноводом;

- возможность реализации указанных выше требований для всего диапазона рабочих частот или двух и более диапазонов частот (для многодиапазонных антенн);
- сравнительно небольшие геометрические размеры.

4.1.1. Требования к амплитудным диаграммам направленности

В предельном случае к форме амплитудной ДН облучателя зеркальной антенны следует предъявить следующие требования. ДН должны обеспечить:

- максимально возможное равномерное распределение на выходной апертуре антенны, что позволит реализовать максимальное значение усиления антенны;
- минимальный уровень утечки энергии за края (для однозеркальной антенны — за края основного рефлектора; для двухзеркальной антенны — за края контррефлектора), что позволяет решить две проблемы: повысить усиление антенны и помехозащищенность антенны в целом;
- минимально возможное возбуждение кромок зеркал, что позволит снизить уровень полей дифракции и, в свою очередь, приведет к повышению помехозащищенности антенны в целом;
- высокую степень осевой симметрии для осесимметричных антенн;
- специальную форму для осесимметричных антенн.

Отметим три обстоятельства.

1. Ясно, что в полной мере удовлетворить всем этим противоречивым требованиям не представляется возможным. Поэтому, как это всегда бывает в сходных ситуациях, ищется некоторое компромиссное решение.

2. Анализ уже реализованных технических решений показывает, что оптимальные в рассматриваемом аспекте формы амплитудных ДН несколько разнятся для облучателей как одно- и двухзеркальных антенн, так и осесимметричных и осенесимметричных.

3. Все угловое пространство, интенсивность излучения в котором определяется амплитудной ДН, следует разделить на две области:

- рабочую область, которой соответствует угловая область излучения облучателя на основной рефлектор антенны для однозеркальных схемы или на контррефлектор — для двухзеркальных схем;
- нерабочую область, которой соответствует все остальное угловое пространство.

4.1.1.1. Требования к форме амплитудной ДН облучателя для рабочей области

Сформулируем требования к форме амплитудной ДН для рабочей области всех четырех схем выполнения зеркальных антенн.

Однозеркальная осесимметричная антенна. Определение оптимальной формы амплитудной ДН облучателя однозеркальной осесимметричной антенны целесообразно разделить на два этапа.

На *первом этапе* определяется форма так называемого оптимального амплитудного распределения $A(\rho)$ вдоль радиуса по раскрытию (апертуре) антенны, которое позволяет реализовать наилучшее компромиссное решение между требованиями на максимальный коэффициент использования поверхности раскрытия и на необходимый минимальный уровень бокового излучения в области первых боковых лепестков. Подходы к определению искомой формы оптимального распределения могут быть разными. Ниже остановимся на одном из них [4.1].

Задается двухпараметрическое амплитудное распределение в круглом раскрытии

$$A(\rho) = m/(1 + \beta\rho^2) + 1 - m, \quad 0 < \rho < 1. \quad (4.1.1)$$

Нетрудно убедиться, что при $-1 < \beta < \infty$ это распределение описывает практически любое реально реализуемое распределение:

- при $\beta < 0$ распределение $A(\rho)$ имеет столообразный характер с крутыми спадами к краю раскрытия;
- при β , близких к нулю, реализуются стандартные распределения (типа параболического на пьедестале);
- при $\beta \gg 1$ распределения отличаются медленным снижением поля у края раскрытия.

Для распределения (4.1.1) нетрудно получить выражения, определяющие уровень возбуждения края раскрытия $A(1) = \Delta_0$ и коэффициент использования поверхности КИП:

$$A(1) = \Delta_0 = [1 + \beta(1 - m)]/(1 + \beta); \quad (4.1.2)$$

$$\text{КИП} = \frac{[(m/\beta) \ln(1 + \beta) + 1 - m]^2}{m^2/(1 + \beta) - [2m(m - 1)/\beta] \ln(1 + \beta) + (1 - m)^2}. \quad (4.1.3)$$

Рассмотрим один частный случай, когда уровень возбуждения края апертуры фиксирован и составляет $A(1) = \Delta_0 = 0,15$ ($-16,5$ дБ). Распределения $A(\rho)$ при $\Delta_0 = 0,15$ и $\beta = -0,5$ (значки •), $0,33$ (значки ×) и $1,5$ (значки о) приведены на рис. 4.1.1. Диаграммы направленности $F(u)$, где $u = \pi D \sin \theta / \lambda$, соответствующие этим типам распределения, приведены на рис. 4.1.2, а, б, в для $\beta = -0,5$; $0,33$ и $1,5$, а соответствующие значения КИП и уровня первого бокового лепестка (УПБЛ) — в табл. 4.1.1.

Таблица 4.1.1

β	КИП	УПБЛ, дБ
−0,5	0,888	−21,0
0,33	0,827	−25,5
1,5	0,789	−32,5

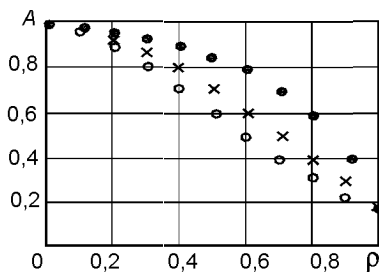


Рис. 4.1.1

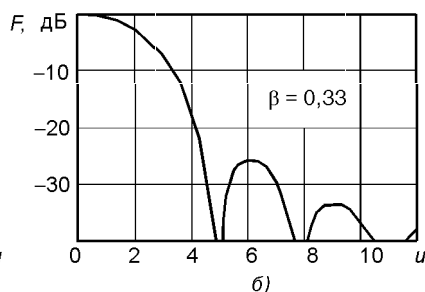
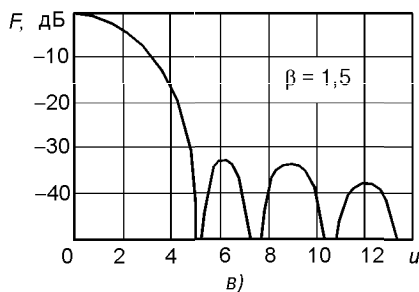
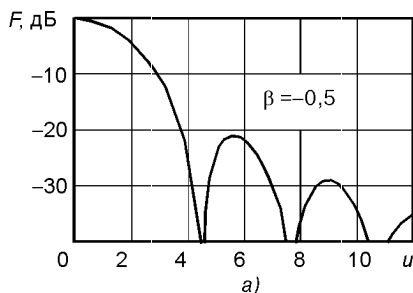


Рис. 4.1.2

Более полный анализ оптимальных распределений можно найти в [4.1]. Там, в частности, показано, что основные требования к функциям распределения $A(\rho)$, решающим задачу обеспечения низкого УПБЛ при высокой апертурной эффективности и реализуемом практически, сводятся к следующему:

- функция $A(\rho)$ должна быть монотонно убывающей [$A'(\rho) < 0$]. В противном случае ее практическая реализация сильно усложняется;
- уровень поля на краю апертуры должен быть невелик. Это необходимо для обеспечения низкого уровня дальних боковых лепестков;
- первая производная на краю раскрыва $A'(\rho = 1)$ должна быть небольшой по абсолютной величине.

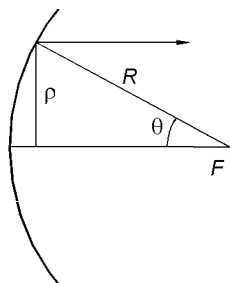


Рис. 4.1.3

На *втором этапе* определяется форма амплитудной ДН облучателя, при которой реализуется оптимальное распределение в раскрыве антенны. Взаимосвязь поля $A(\rho)$ в точке с радиальной координатой ρ (рис. 4.1.3), нормированной к своему максимальному значению, и интенсивностью амплитудной ДН по угловой координате θ устанавливается, как известно, соотношением

$$A(\rho) = F(\theta)/R, \quad (4.1.4)$$

где R — расстояние от фокуса параболоида до

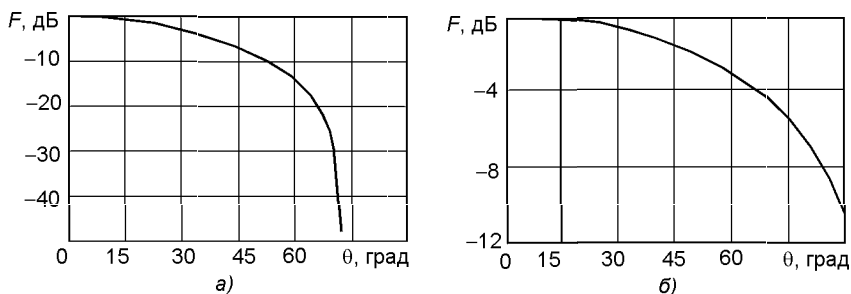


Рис. 4.1.4

точки на поверхности параболоида с радиальной координатой ρ . Откуда

$$F(\theta) = RA(\rho). \quad (4.1.5)$$

Используя формулы

$$\rho = \frac{\operatorname{tg}(\theta/2)}{\operatorname{tg}(\theta_0/2)}; \quad R = F \cos^{-2}(\theta/2), \quad (4.1.6)$$

где θ_0 — угловой полураскрыв параболы, получим искомое представление для амплитудной ДН облучателя

$$F(\theta) = A(\rho(\theta)) \cos^{-2}(\theta/2). \quad (4.1.7)$$

Проиллюстрируем полученный результат, взяв в качестве оптимального распределения функцию $A(\rho)$, определенную формулой (4.1.1) при $\Delta_0 = 0,15$ и $\beta = 1,5$. На рис. 4.1.4 приведены ДН, рассчитанные для двух значений углов θ_0 : 60° (рис. 4.1.4,а) и 90° (рис. 4.1.4,б). Следует заметить, что после граничного значения углов θ_0 форма ДН, показанная на рисунках, получена сплайн-методом и не является обязательной.

Однозеркальная осесимметричная антенна. На рис. 4.1.5 приведена схема такой антенны. Отсутствие осевой симметрии формы отражающей поверхности усложняет методику определения оптимальной формы амплитудной ДН облучателя: ДН облучателя должна быть симметричной в горизонтальной и асимметричной в вертикальной плоскости. Указанная асимметрия должна быть такой, чтобы выровнять амплитудное распределение в вертикальной плоскости.

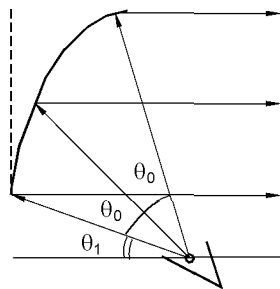


Рис. 4.1.5

Примерный вид амплитудных ДН облучателя в вертикальной и горизонтальной плоскостях показан на рис. 4.1.6,а,б.

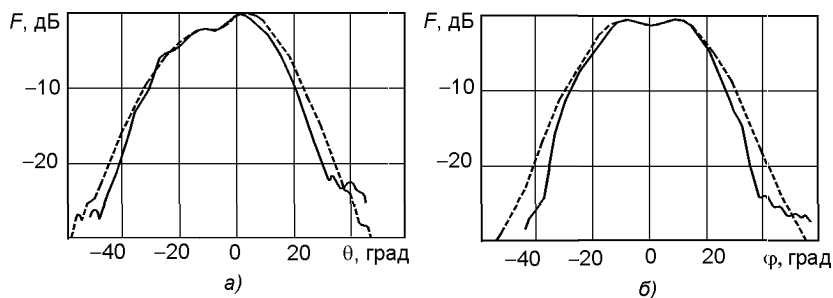


Рис. 4.1.6

Двухзеркальная осесимметричная антенна. Следует отметить, что определение оптимальной формы ДН облучателя является более сложной задачей, что объясняется следующими причинами:

- распределение поля по апертуре антенны в этом случае определяется как ДН облучателя, так и формой контррефлектора;
- наличие контррефлектора в излучающем раскрыве приводит к появлению осесимметричного затенения.

Для такой конфигурации форма оптимального амплитудного распределения отличается от ранее приведенных, которые справедливы для осесимметричного раскрыва без затенения, а точнее, для раскрыва с весьма малым затенением.

В качестве полезной информации снова сошлемся на [4.1], где показано, что для распределения типа (4.1.1) при больших положительных значениях параметра β первый боковой лепесток ДН сливается с основным и вторым так, что знак фазовой ДН вплоть до третьего лепестка остается положительным. Этот феномен приводит к тому, что ДН существенно улучшается в области первых боковых лепестков за счет интерференции в секторе ближних лепестков поля антенны (без учета затенения) и теневого поля затенения.

Сказанное иллюстрируется на рис. 4.1.7 (сплошная линия — амплитудная ДН круглого раскрыва с распределением типа (4.1.1) при $\Delta_0 = 0,15$ и $\beta = 5$; пунктирная линия — та же ДН, но в центре раскрыва размещено аксиальное затенение, диаметр которого составляет 14 % диаметра раскрыва).

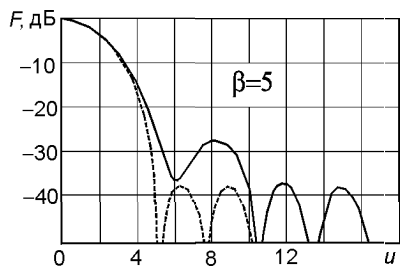


Рис. 4.1.7

Двухзеркальная осесимметричная антенна. Здесь ситуа-

ция еще более сложная, не поддающаяся сравнительно простой алгоритмизации. Некоторые сведения по данному вопросу можно найти в соответствующих разделах данной книги, относящихся к схемам и расчету параметров двухзеркальных осесимметричных антенн.

4.1.1.2. Требования к форме амплитудной ДН облучателя для нерабочей области

Приведем основные положения, непосредственно касающиеся этой части требований к амплитудной ДН облучателя:

- как показывает многолетний опыт проектирования антенн, для данной области целесообразно перейти от требования к детерминированной форме ДН к требованиям по интегральной оценке формы ДН. Такой оценкой служит уровень утечки мощности излучения δ вне рабочего сектора излучения;
- требования к уровню утечки мощности излучения следует дифференцировать для одно- и двухзеркальных схем выполнения антенны, для которых он должен удовлетворять следующим требованиям: $\delta < 10 \dots 15 \%$ для однозеркальных антенн; $\delta < 5 \dots 10 \%$ для двухзеркальных антенн;
- требование к уровню утечки для двухзеркальных антенн с большим (в электрическом смысле) раскрывом, как правило, еще более жесткое: $\delta < 2 \dots 3 \%$.

4.1.2. Требования к фазовым диаграммам направленности

Требования должны предъявляться только для рабочей области излучения, где для всего рабочего диапазона частот должно выполняться условие

$$\Phi(\theta) = \text{const}, \quad (4.1.8)$$

где θ — обобщенная угловая координата.

Так как практическая реализация требования (4.1.8) невозможна, то следует ввести некие нормы, характеризующие границы разумного отступления от этого требования. Эти границы должны быть определены на основе оценок влияния фазовых погрешностей в фазовом распределении на параметры излучения антенны в целом. Известно, что наличие фазовых флуктуаций, как детерминированных, так и статистических, приводит к снижению коэффициента направленного действия (КНД) и росту уровня боковых лепестков (УБЛ). Поэтому ограничение на фазовые флуктуации необходимо определять исходя из допустимых норм на снижение КНД и роста УБЛ из-за этого фактора.

Анализ данных, полученных в результате расчетов и экспериментальных результатов как облучателей антенн, так и зеркальных антенн в целом, показал, что влияние флуктуаций в фазовых ДН облучателей сильнее всего сказывается на снижении КНД антенны в целом, причем для однозеркальных антенн величина потерь в КНД $\Delta_{\text{КНД доп}}$ составляет не более 3 %, а для двухзеркальных — менее 1 %.

Учитывая изложенное, можно рекомендовать процедуру оценки качества фазовых ДН облучателя, которая для облучателей однозеркальных осесимметричных антенн выглядит следующим образом:

- измеряются фазовые ДН в двух ортогональных плоскостях $\phi_1(\theta)$ и $\phi_2(\theta)$;
- вычисляются интегральные выражения:

$$\begin{aligned} L_1 &= \int_0^\Theta \exp[i\phi_1(\theta)]\theta \, d\theta; \\ L_2 &= \int_0^\Theta \exp[i\phi_2(\theta)]\theta \, d\theta, \end{aligned} \quad (4.1.9)$$

где Θ — угловое направление на край зеркала;

- определяют величину потерь в КНД антенны из-за флуктуаций ФД облучателя по формуле

$$\Delta_{\text{КНД}} = 1 - 2\Theta^{-2}\sqrt{L_1 L_2}; \quad (4.1.10)$$

- сравнивая полученный результат с величиной $\Delta_{\text{КНД, доп}}$, выносится вердикт о качестве фазовой ДН облучателя.

Если фазовое распределение для однозеркальных антенн в основном определяется только одним фактором — фазовой ДН облучателя, то для двухзеркальных антенн ситуация более сложная. На фазовое распределение в раскрыве антенны оказывают влияние и другие факторы, в первую очередь — наличие контррефлектора. Поэтому здесь предложить сравнительно простую алгоритмизацию процедуры оценки качества фазовых ДН облучателя затруднительно. Как показывает опыт зарубежных фирм-производителей антенн для ЗССС, уровень допустимой фазовой флуктуации устанавливается, как правило, на этапе разработки образцов антенн, а далее подвергается постоянному контролю в ходе проведения заводских испытаний облучателей антенн.

Целесообразно в данном разделе остановиться еще на одной стороне рассматриваемого вопроса. Речь идет о *фазовом центре облучателей*. Следует обратить внимание на следующую информацию:

- в общем случае под фазовым центром понимается некоторая точка, в которую помещен точечный источник излучения сферической волны;
- реально для практических схем облучателей важна информация о зависимости положения локального фазового центра от угловой ориентации плоскости наблюдения;
- если положения локальных фазовых центров совпадают, то фазовый центр точечный. При совмещении такого центра облучателя с фокусом однозеркальной антенны фазовые аберрации в раскрыве антенны отсутствуют;
- если же положения локальных фазовых центров не совпадают, то фазовый центр не точечный. Для описания данной ситуации принято говорить о размытом фазовом пятне. При применении облучателей с размытым фазовым пятном в однозеркальной антенне не удастся избежать фазовых искажений в апертуре. Ту точку внутри

размытого фазового пятна облучателя, которая совпадает с фокусом параболоида и для которой фазовые погрешности в апертуре антенны минимизированы, принято считать квазифазовым центром;

- для большинства практических приложений достаточно информация о положении фазового центра для двух ортогональных плоскостей, под которыми обычно понимаются E - и H -плоскости.

4.1.3. Требования к уровню кроссполяризационного излучения

Требование к уровню кроссполяризационного излучения облучателя должно вытекать из анализа влияния этого фактора на выходные электрические параметры антенны в целом. Указанный анализ показывает, что данный фактор сказывается как на форме, так и на уровне кроссполяризационного излучения антенны в целом и, как следствие, на потерях в усилении антенны по основной поляризации излучения.

Однако предъявить прямые требования к данному параметру сложно. Поэтому далее ограничимся лишь сведениями о параметрах антенн и облучателей, которые получены на основе анализа имеющегося опыта по разработкам и испытаниям как антенн в целом, так и облучателей в частности, и на которые косвенное воздействие оказывают параметры излучения облучателя по кроссполяризации.

Анализ экспериментальных данных показывает, что доля мощности излучения антенн по кроссполяризации не превышает 1...2 % общей мощности излучения.

При проведении заводских испытаний облучателей, предназначенных для работы в антеннах с круговой поляризацией, подавляющее большинство фирм-производителей ограничивается измерением аксиального отношения. Эти измерения проводятся при помощи измерительной двухпортовой антенны в точке, лежащей строго на оси излучения, при шести угловых ориентациях измерительной антенны. Обычно норма на аксиальное отношение для данной ситуации не превышает 0,26 дБ, что соответствует отношению осей эллипса поляризации как 1:1,03 или кроссполяризационной развязке 36,6 дБ.

4.1.4. Требования к уровню согласования

Требование к параметрам согласования облучателей для конкретной схемы антенны ЗССС должны быть сформулированы, исходя из следующих соображений:

- нормированию подлежат параметры согласования (коэффициент отражения или КСВН) антенно-волноводных трактов (АВТ) каналов передачи и приема;
- облучатель является составной частью этих трактов;
- доля, вносимая облучателем в результирующее рассогласование АВТ, может быть разной в зависимости от схемы антенны, ее опций и других факторов.

В качестве подтверждения сказанному рассмотрим две схемы антенн.

Первая схема — антенна типа оффсет — обеспечивает работу станции без поляризационного уплотнения. Для такой схемы характерно размещение приемо-передающего оборудования практически сразу за выходным фланцем облучателя. Влияние отражения от рефлекторов практически равно нулю. Также мало отражение от волноводного тракта. Результирующее рассогласование определяется как отражением от облучателя, так и отражением от сравнительно простой схемы комбайнера, имеющего два порта. В данном варианте допустимо применение облучателя с повышенным коэффициентом отражения.

Вторая схема — двухзеркальная осесимметричная антенна — обеспечивает работу станции с поляризационным уплотнением в двух частотных диапазонах. Для данной схемы передающее оборудование расположено, как правило, на значительном расстоянии от выходного фланца антенны. Результирующее рассогласование определяется уже другими факторами. Так, например, для передающих каналов значимое влияние на уровень согласования оказывают отражения от контррефлектора, основного рефлектора, облучателя, сложного восьмипортового комбайнера и протяженного передающего волноводного тракта. Ясно, что для данной ситуации необходимо ужесточать требование к уровню рассогласования АВТ, вносимого облучателем.

4.1.5. Требования к максимальным габаритным размерам облучателей

Указанные требования, рассматриваемые только в аспекте их влияния на электрические параметры антенн в целом, должны вытекать из оценок влияния затеняющего эффекта облучателя на результирующее поля излучения в апертуре. С этой точки зрения для оффсетных схем антенн, где облучатели вынесены из поля переизлучения от рефлектора (для однозеркальной схемы) или полей переизлучения от контррефлектора и основного рефлектора (для двухзеркальной схемы), предъявлять какие-либо требования по ограничению габаритных размеров облучателей неразумно. Поэтому данную проблему рассмотрим применительно к осесимметричным схемам антенн.

Однозеркальная осесимметричная антенна. Эта схема характеризуется аксиальным расположением облучателя диаметром d . Как правило, к облучателю напрямую подсоединяются следующие устройства: АВТ, поляризатор, комбайнер, волноводные переходы, малошумящий усилитель (МШУ) и пр. Поэтому результирующая длина затеняющего объекта L_{Σ} значительно превосходит продольные габаритные размеры одиночного облучателя.

Влияние поперечного аксиального затенения подробно анализируется ниже. Поэтому остановимся на оценке продольного затеняющего эффекта. Физика рассматриваемого явления такова. Переотраженная

от рефлектора волна возбуждает на продольной неоднородности токи, которые становятся источниками вторичного излучения, уменьшающего, как и в случае поперечного затенения, эффективность антенны и увеличивающего уровень бокового излучения.

В связи с тем, что продольная неоднородность плохо аппроксимируется модельными поверхностями, в частности, этому мешает наличие крепежных фланцев, перепадов сечения и т.п., в [4.1] была предложена приближенная методика, позволяющая свести аксиальное продольное затенение к эквивалентному аксиальному поперечному затенению, влияние которого на коэффициент усиления и направленные свойства хорошо изучено.

Возбужденная полем отраженной от рефлектора волны продольная неоднородность представляет собой антенну бегущей волны, фазовая скорость которой равна скорости света, причем излучение этой антенны в главном направлении противофазно с излучением зеркальной антенны. Известно, что коэффициент усиления G и ДН такой антенны определяется формулами:

$$G = 4 \frac{L_{\Sigma}}{\lambda}; \quad F(\theta) = \frac{\sin[2\pi L_{\Sigma} \sin^2(\theta/2)/\lambda]}{2\pi L_{\Sigma} \sin^2(\theta/2)/\lambda}. \quad (4.1.11)$$

Поставим в соответствие продольной неоднородности поперечную неоднородность в виде круга диаметром $d_{\text{ЭКВ}}$, коэффициент усиления которой $G = (\pi d_{\text{ЭКВ}}/\lambda)^2$. Приравнявая коэффициенты усиления, получаем

$$d_{\text{ЭКВ}} = (2/\pi) \sqrt{\lambda L_{\Sigma}}. \quad (4.1.12)$$

Результаты вычислений по формуле (4.1.12) показывают, что даже для весьма протяженных продольных объектов эквивалентный затеняющий раскрыв мал. Так, например, при $L_{\Sigma} = 20\lambda$ диаметр эквивалентного затенения составит $d_{\text{ЭКВ}} = 2,8\lambda$.

Более заметный эффект оказывает продольное затенение на увеличение уровня бокового излучения антенны в целом. Оценки этого фактора, а также суммарный эффект как поперечного, так и продольного затенения, можно найти в [4.1].

Двухзеркальная осесимметричная антенна. Для этой схемы механизм влияния затенения облучателя на результирующее поле излучения антенны выглядит иначе, чем для однозеркальной антенны. Для конфигурации антенны, представленной на рис. 4.1.8, видно, что затенение излучающей апертуры представляет из себя круг диаметра $d_{\text{ЗАТ}}$, который обусловлен эффектом затенения переотраженной раскрывом рупорного облучателя волны от контррефлектора. Ясно, что такая конфигурация схемы далеко не оптимальна. Также ясно, что оптимальной является конфигурация, при которой затенение излучающей апертуры определяется затенением контррефлектора, т.е. когда $d_{\text{ЗАТ}} = d_{\text{КР}}$, где $d_{\text{КР}}$ — диаметр контррефлектора. Это требует уменьшения диаметра $d_{\text{ОБЛ}}$ рупорного облучателя.

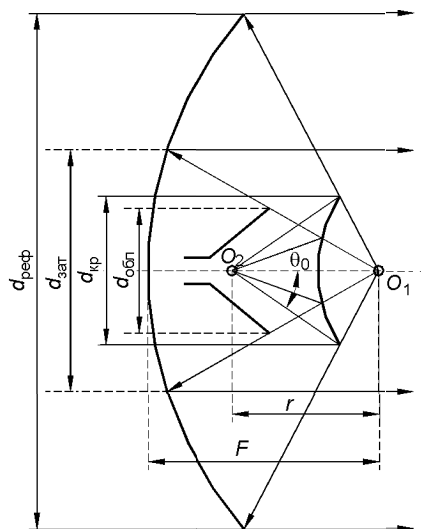


Рис. 4.1.8

Однако далеко не всегда можно напрямую воспользоваться этой рекомендацией. Дело в том, что снижение диаметра раскрыва облучателя может привести к увеличению ширины его амплитудной ДН, что, в свою очередь, увеличит уровень утечки мощности за края контррефлектора со всеми отсюда вытекающими негативными последствиями. Чтобы скорректировать этот нежелательный эффект, необходимо увеличить диаметр контррефлектора, что, в свою очередь, приведет к увеличению аксиального затенения в раскрыве антенны. Последнее тоже весьма нежелательно. Вышеизложенное является иллюстрацией того обстоятельства, что рациональное конструирование облучающего устройства (рупорный облучатель плюс контррефлектор) является далеко не простой процедурой.

4.2. Облучатели в виде открытого конца круглого волновода

4.2.1. Облучатель в виде открытого конца гладкого круглого волновода

Облучатель в виде открытого конца гладкого круглого волновода (ОККВ) с основной модой H_{11} обладает следующими несомненными достоинствами:

- пригодность его характеристик излучения для однозеркальных антенн, когда достигаются:
 - высокая апертурная эффективность;
 - низкий уровень первых боковых лепестков;
 - малый уровень утечки энергии за края зеркала;
 - высокая степень осесимметричности ДН;
 - стабильное положение фазового центра излучателя;
- малые габаритные размеры;
- простота изготовления и, как следствие, низкая стоимость.

Отметим, что наибольший практический интерес представляют облучатели ОККВ с диаметром раскрыва d , не большим, чем $\lambda \dots 1,2\lambda$.

4.2.1.1. Диаграммы направленности

Излучение из ОККВ строго проанализировано в классической работе Л.А. Ванштейна [4.2]. Система соответствующих формул чрезвычайно громоздка и здесь не приводится.

На рис. 4.2.1 приведены ДН ОККВ, рассчитанные по методике Ванштейна при диаметре волновода $d = 0,84\lambda$ для основной моды H_{11} (сплошная линия — плоскость E , штриховая — плоскость H).

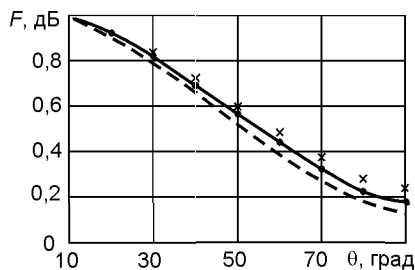


Рис. 4.2.1

Амплитудные ДН. Формулы для расчета амплитудных ДН облучателя в виде ОККВ для моды H_{11} , полученные на основе метода Гюйгенса, имеют следующий вид:

$$F_E(\theta) = [1 + \sqrt{1 - (1,842/ka)^2} \cos \theta] \Lambda_1(ka \sin \theta); \quad (4.2.1)$$

$$F_H(\theta) = \frac{2[\sqrt{1 - (1,842/ka)^2} + \cos \theta] J_1(ka \sin \theta)}{(1 - ka \sin \theta / 1,842)^2}. \quad (4.2.2)$$

Результаты расчета ДН по этим формулам приведены на рис. 4.2.1 точками и крестиками соответственно. Сравнение данных, приведенных на рис. 4.2.1, показывает, что поле в плоскости E сравнительно хорошо описывается формулами Гюйгенса, тогда как для плоскости H эта методика приводит к достаточно серьезной погрешности.

Ниже приведены достаточно точные аппроксимационные выражения для диаграмм, справедливые для светлой зоны, т.е. для углов $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$. Согласно [4.2] направленные свойства ОККВ в переднем полупространстве ($\theta < 90^\circ$) рассчитываются по формуле

$$F(\theta) = \exp(-A \sin^2 b\theta), \quad (4.2.3)$$

где коэффициенты A и b зависят от плоскости поляризации и диаметра ОККВ следующим образом:

для плоскости E

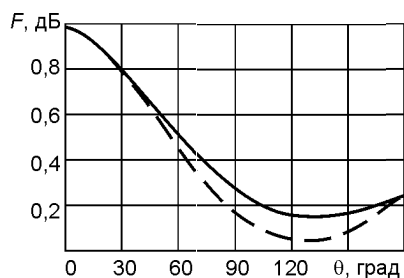
$$b = b_E = \begin{cases} 0,711, & 0,65 \leq d/\lambda \leq 0,85; \\ 0,868 - 0,185d/\lambda, & 0,85 \leq d/\lambda \leq 1; \end{cases} \quad (4.2.4)$$

$$A_E = \begin{cases} 0,143 + 0,730d/\lambda + 1,9(d/\lambda)^2, & 0,65 \leq d/\lambda \leq 0,85; \\ 8,069 - 17,86d/\lambda + 12,8(d/\lambda)^2, & 0,85 \leq d/\lambda \leq 1; \end{cases}$$

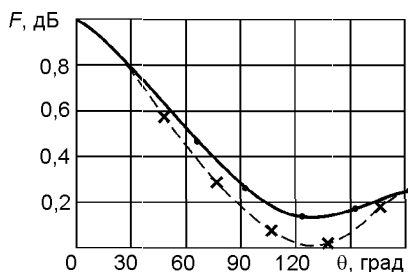
для плоскости H

$$b = b_H = 0,1296 + 0,72d/\lambda - 0,2625(d/\lambda)^2, \quad 0,65 \leq d/\lambda \leq 1; \quad (4.2.5)$$

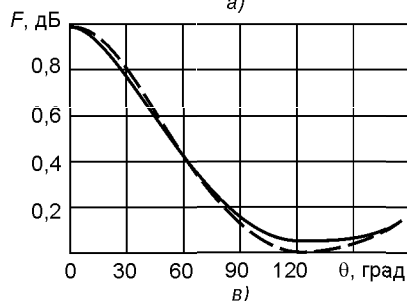
$$A_H = 4,6 - 4,11d/\lambda + 3,212(d/\lambda)^2, \quad 0,65 \leq d/\lambda \leq 1.$$



а)



б)



в)

Рис. 4.2.2

На рис. 4.2.2 показаны расчетные ДН ОККВ при $d/\lambda = 0,7$; $0,8$ и $0,95$ соответственно (сплошная кривая — плоскость E , пунктирная — плоскость H). Как видно, наблюдается весьма неплохая осевая симметрия ДН. На рис. 4.2.2, б точками и крестиками приведены экспериментальные данные для ДН в плоскостях E и H соответ-

ственно. Близость расчетных и экспериментальных данных очевидна.

Фазовые ДН. Согласно результатам работы [4.2] фазовые ДН в светлой зоне несколько расходятся для главных плоскостей. Однако эти расхождения весьма малы вплоть до $\theta = 80 \dots 85^\circ$. На рис. 4.2.3 показаны фазовые диаграммы $\Phi(\theta)$ в главных плоскостях (плоскость E — сплошная линия, плоскость H — штриховая) для $d = 0,75\lambda$.

Диаграммы направленности по кроссполяризации. Кроссполяризационное излучение ОККВ незначительно, о чем свидетельствуют данные по перекрестной поляризации для плоскости ($\phi = 45^\circ$), которой, как известно, соответствуют максимальный уровень этого излучения. На рис. 4.2.4 приведены кроссполяризационные ДН, рассчитанные для $d = 0,75\lambda$ и $d = 0,95\lambda$.

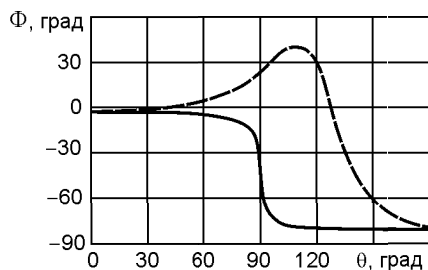


Рис. 4.2.3

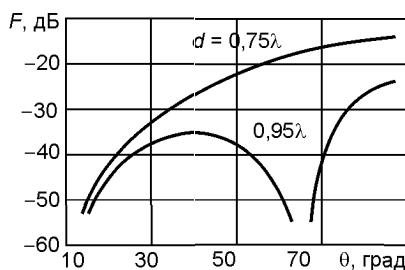


Рис. 4.2.4

Приведенные данные полностью определяют все характеристики излучения ОККВ в переднем полупространстве. Что касается теневой области, то для этого сектора излучения строгое определение направленных свойств облучателя в виде ОККВ не имеет смысла, так как наличие на тыльной стороне волновода дополнительных устройств (переходы, фланцы, селекторный узел, штанги крепления и др.) приводит к чрезвычайно резкой деформации направленных свойств.

4.2.1.2. Согласование

Система формул, строго определяющих уровень согласования ОККВ, представлена в [4.2]. Результаты расчета коэффициента отражения от ОККВ по этим формулам приведены сплошной линией на рис. 4.2.5. Точками на этом графике приведены результаты экспериментальных значений Γ для волновода диаметром $d = 70$ мм, измеренные в диапазоне частот 4 ГГц. Небольшое отличие экспериментальных данных от результатов строго расчета (примерно на 0,5 % ниже) объясняется конечной толщиной стенок волновода (см. ниже). Результаты измерения коэффициента отражения для волновода со сточенной «на нет» кромкой показаны на рис. 4.2.5 ромбиками. Эти результаты практически идеально легли на сплошную кривую.

Для практических целей целесообразно использовать аппроксимационное выражение для коэффициента отражения [4.3]:

$$\Gamma = \exp[-5,482(d/\lambda - 0,586)^{0,4846}]. \quad (4.2.6)$$

Отметим, что эта формула обеспечивает погрешность меньше 0,1 % для $0,6 < d/\lambda < 1,2$.

Следует отметить, что естественное согласование облучателя недостаточно для радиосистем с большой емкостью. Существенно улучшить согласование ОККВ можно с помощью элементов подстройки, которые должны быть строго осесимметричными, чтобы не допустить возбуждения паразитных мод. В противном случае возможно как искажение ДН, так и появление в отраженной волне высших типов.

В [4.3] рассмотрено одно такое согласующее устройство, которое позволило существенно улучшить согласование для диапазона $0,75 < d/\lambda < 1$ (штриховая линия на рис. 4.2.6). Это устройство состоит из

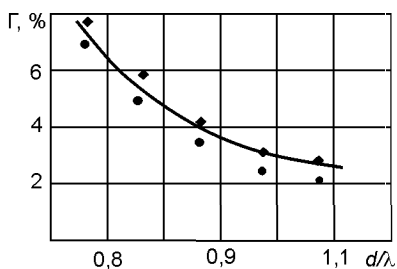


Рис. 4.2.5

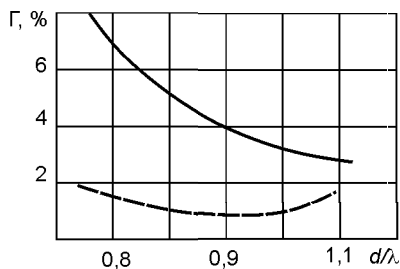


Рис. 4.2.6

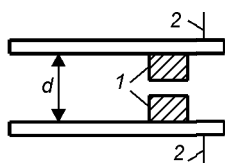


Рис. 4.2.7

поллой фторопластовой шайбы 1 (рис. 4.2.7) сечением $0,107\lambda \times 0,086\lambda$ и кольцевого металлического экрана 2 высотой $0,264\lambda$ на внешней поверхности волновода. Следует отметить, что направленные свойства волновода с элементами подстройки оказались совершенно такими же, как и без них.

4.2.1.3. Влияние толщины стенок волновода на параметры ОККВ

Отметим, что сведения, приведенные в пп. 4.2.1 и 4.2.2, относятся к ОККВ, имеющих бесконечно тонкие стенки. Реально толщина стенок конечна, и этот фактор сказывается на параметрах излучения данного типа облучателя. Ниже приведены данные о влиянии толщины стенок облучателя для трех моделей его исполнения. Эти данные касаются ДН как на основной, так и на кроссполяризации.

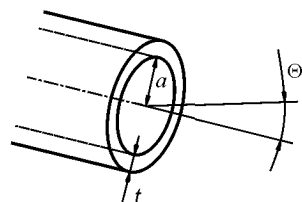


Рис. 4.2.8

Модель 1. Схема модели показана на рис. 4.2.8 (a — внутренний радиус волновода, t — толщина стенки волновода). На рис. 4.2.9, а и б приведены зависимости ширины ДН на основной поляризации ОККВ по уровню -12 дБ ($\Delta\theta_{-12}$, дБ) от электрического размера волновода ($ka = 2\pi a/\lambda$) для различных толщин стенок волновода; эти зависимости соответствуют E - и H -плоскостям

соответственно [4.4]. Сплошная линия — данные для нулевой толщины $t/a = 0$; штрихпунктирная линия — усредненные данные для $1,6 < t/a < 10$; семью различными значками обозначены экспериментальные данные для семи различных толщин стенок волновода.

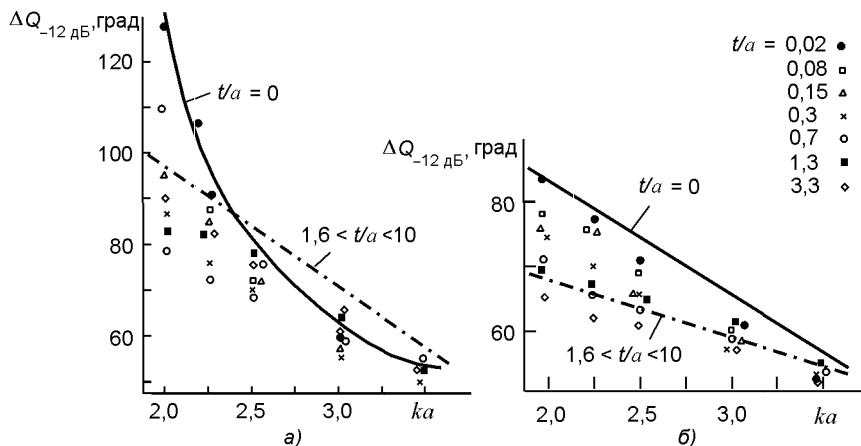


Рис. 4.2.9

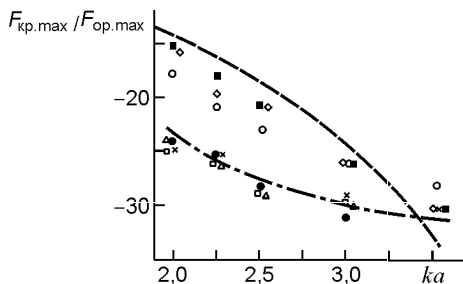


Рис. 4.2.10



Рис. 4.2.11

Влияние толщины стенки волновода на максимальный уровень кроссполаризационного излучения ($F_{кр\ max}/F_{оп\ max}$) показан на рис. 4.2.10.

Модель 2. Схема модели приведена на рис. 4.2.11. Принципиальное отличие этой модели от предыдущей заключается в том, что возбуждающий волновод диполь находится достаточно близко к излучающему раскрытию. Экспериментальные ДН по кроссполаризации для двух различных диаметров волновода приведены на рис. 4.2.12, а и б для $d/\lambda = 0,7$ и 1 соответственно [4.5].

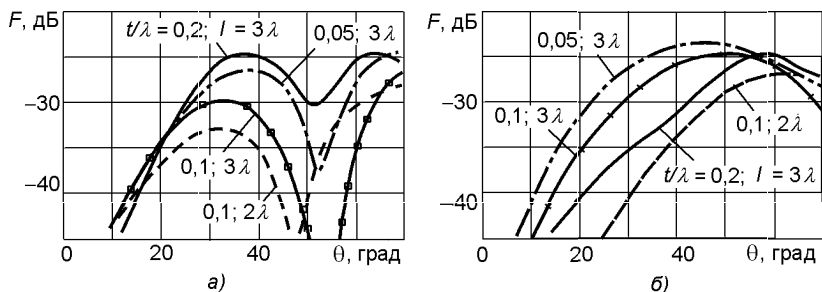


Рис. 4.2.12

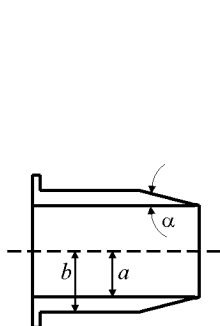


Рис. 4.2.13

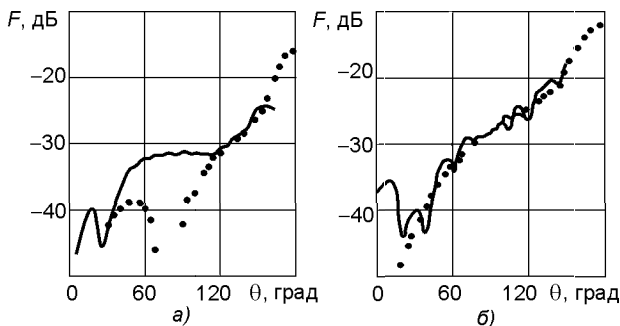


Рис. 4.2.14

Модель 3. Схема модели приведена на рис. 4.2.13. Такая модель анализировалась в [4.6]. На рис. 4.2.14 приведены результаты расчета (точки) и эксперимента (сплошные кривые) для ДН по кроссполаризации для 45° -плоскости для двух вариантов исполнения модели: рис. 4.2.14,а — $2a/\lambda = 0,72$ ($ka = 2,25$); рис. 4.2.14,б — $2a/\lambda = 1,03$ ($ka = 3,25$).

4.2.2. Облучатель в виде открытого конца гофрированного круглого волновода

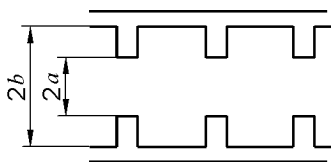


Рис. 4.2.15

Достаточно большая группа облучателей антенн для ЗССС построена на базе открытого конца гофрированного круглого волновода (рис. 4.2.15). Для такого типа облучателей оптимальные ДН получаются в том случае, когда продольные составляющие электрического и магнитного полей связаны соотношением

$$E_z/H_z = \pm j\sqrt{\mu_0\epsilon_0}. \quad (4.2.7)$$

При этом модуль отношения $\gamma = \pm 1$ обычно называют *условием баланса гибридных волн*: для решения, соответствующего знаку минус, ДН имеет ноль на оси; для решения, соответствующего знаку плюс, ДН имеет максимум на оси.

Именно данный тип колебания является основным. Диаграмма направленности обладает круговой симметрией и нулевым уровнем поля кроссполаризации. Волны высших типов, распространяющиеся в цилиндрическом волноводе с гофрированной внутренней поверхностью, могут быть определены из решения характеристического уравнения

$$1 - \cos \theta_n = u_n J_0(u_n)/J_1(u_n), \quad (4.2.8)$$

где $u_n = ka \sin \theta_n$; a — внутренний радиус волновода.

Из характеристического уравнения следует, что при большом отношении a/λ условие баланса соответствует такому соотношению радиусов a и b цилиндрического гофрированного волновода, при котором

$$b - a = \lambda/4. \quad (4.2.9)$$

Это условие соответствует такой ситуации, когда внутренняя поверхность волновода ведет себя как разомкнутая линия для продольной составляющей электрического поля и как короткозамкнутая линия для продольной составляющей магнитного поля.

Результаты определения условия баланса из характеристического уравнения (4.2.8) при малых отношениях a/λ приведены в [4.7]. Там же систематизированы и другие результаты, относящиеся к анализу излучения данного типа облучателя. В частности, определено, что, если

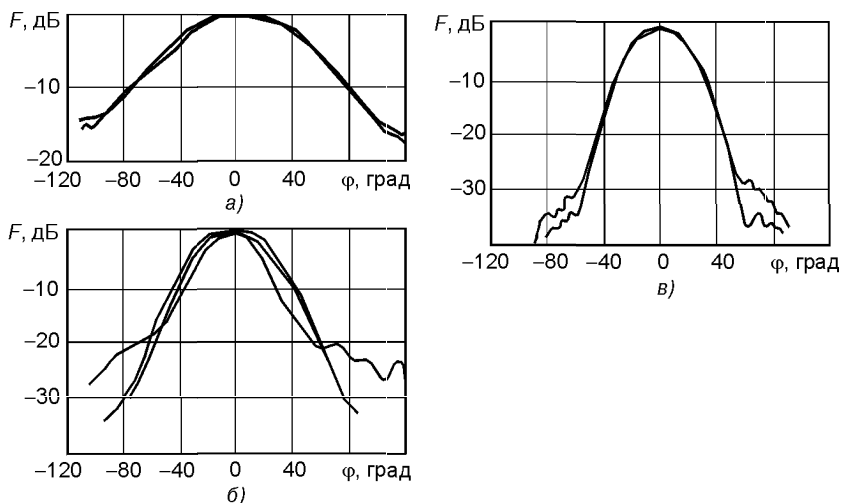


Рис. 4.2.16

условие баланса не выполняется, т.е. $\gamma \neq \pm 1$, максимальное кроссполяризационное излучение сосредоточено в плоскостях, соответствующих углам $\xi = \pm 45^\circ$.

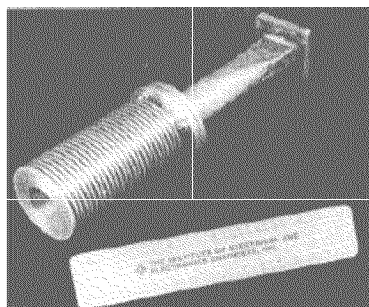
Экспериментальные амплитудные ДН анализируемого облучателя [4.8] на частоте 6,18 ГГц приведены на рис. 4.2.16 и соответствуют внутреннему диаметру гофрированного волновода $2a = 35$ мм (а); 75,7 мм (б) и 97,2 мм (в). Сплошные кривые соответствуют ДН в плоскости E , а пунктирные — в плоскости H .

Более подробную информацию относительно характеристик излучения данного типа облучателей можно найти в [4.8–4.10].

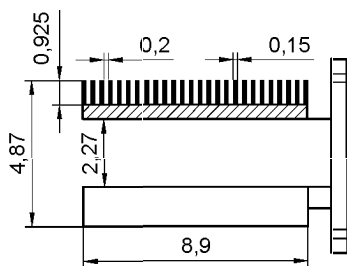
4.2.3. Облучатели в виде ОККВ с гофрированной внешней поверхностью

Схема облучателя 1 в виде ОККВ, внешняя сторона которого выполнена в виде импедансной поверхности, приведена на рис. 4.2.17, а. Облучатель 2, показанный на рис. 4.2.18, а, отличается от предыдущего наличием одиночной дроссельной канавки на торце облучателя. Основная идея использования импедансной структуры и дроссельной канавки состоит в том, чтобы воспрепятствовать вытеканию токов из внутренней части волновода наружу. Отсутствие наружных токов приводит к улучшению формы диаграммы излучения.

Нанесенные на этих рисунках геометрические размеры элементов облучателей соответствуют размерам моделей, с помощью которых проводились экспериментальные исследования. Отметим, что эксперименты проводились еще над облучателем 3. Этот облучатель отличался от облучателя 1 тем, что на его внешней поверхности отсутствовала импедансная структура, но в торце была прорезана дроссельная канавка.

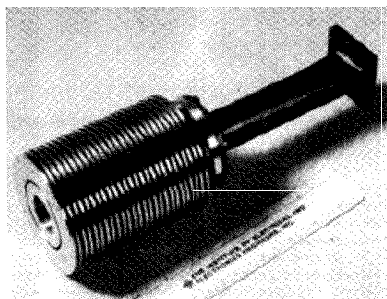


а)

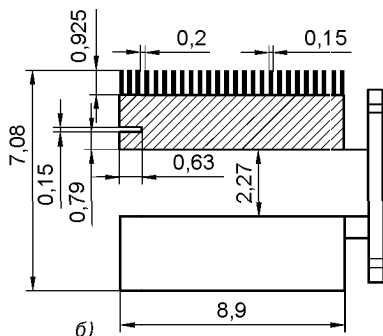


б)

Рис. 4.2.17



а)



б)

Рис. 4.2.18

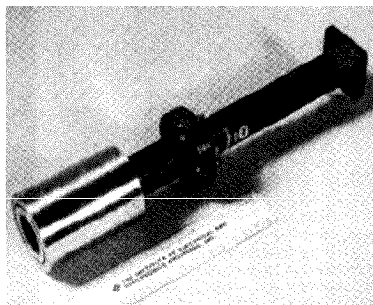


Рис. 4.2.19

Внешний вид моделей всех трех облучателей [4.11] приведен на рис. 4.2.17,б (облучатель 1); рис. 4.2.18,б (облучатель 2) и рис. 4.2.19 (облучатель 3).

Амплитудные ДН по основной поляризации облучателей на частоте 9,4 ГГц приведены на рис. 4.2.20, на частоте 10,7 ГГц — на рис. 4.2.21 (а — в плоскости E ; б — в плоскости H). На этих рисунках сплошной линией приведены ДН облучателя 2, пунктирной — облучателя 3 и штрихпунктирной — облучателя 1.

Фазовые ДН облучателя 2 приведены на рис. 4.2.22 — на частоте 10,0 ГГц и рис. 4.2.23 — на частоте 10,7 ГГц сплошными линиями для плоскости E и штрихпунктирными для плоскости H . Из приведенных графиков видно, что для углов $\theta < 80^\circ$ максимальная фазовая ошибка не превышает 30° .

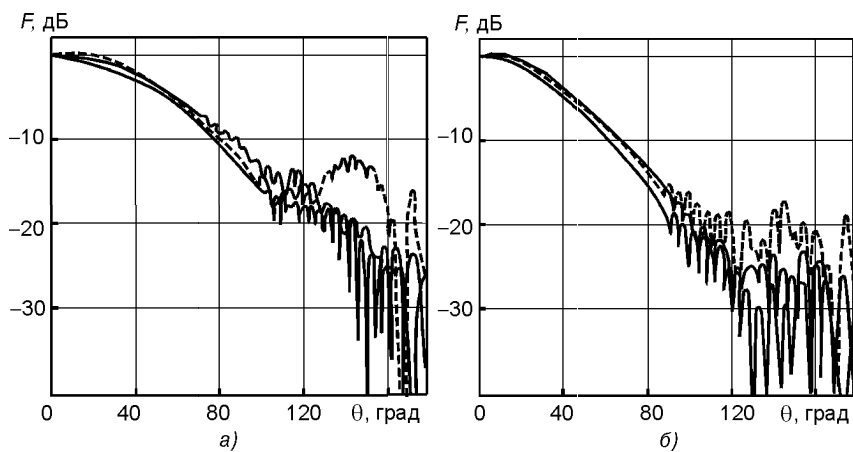


Рис. 4.2.20

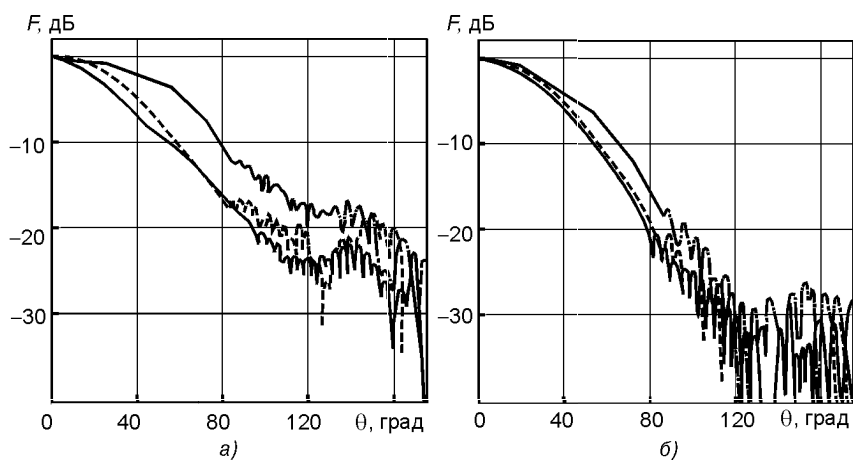


Рис. 4.2.21

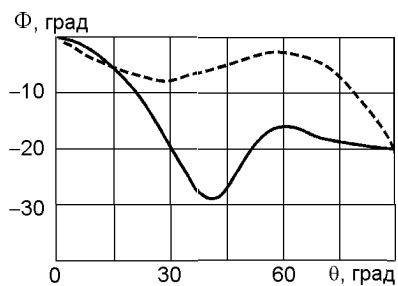


Рис. 4.2.22

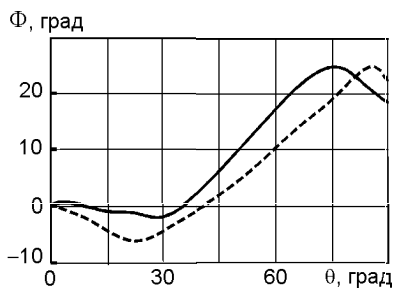


Рис. 4.2.23

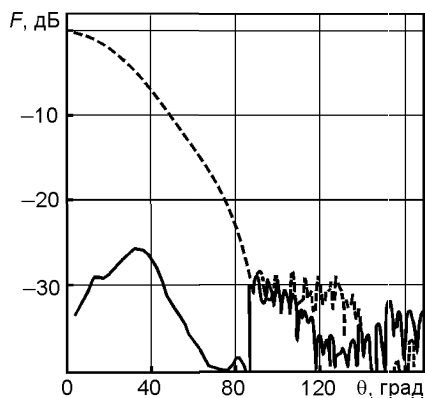


Рис. 4.2.24

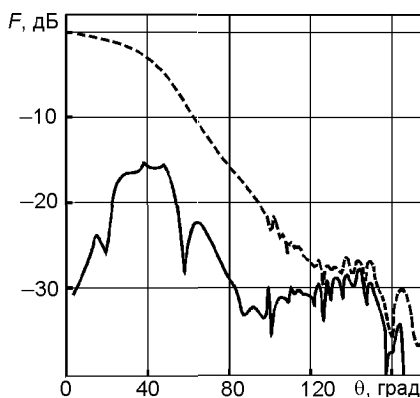


Рис. 4.2.25

Диаграммы направленности на кроссполяризации (сплошные линии), измеренные на частоте 10,7 ГГц для 45°-плоскости, приведены на рис. 4.2.24 (облучатель 1) и 4.2.25 (облучатель 3). На этих рисунках пунктирными линиями приведены ДН на основной поляризации.

4.2.4. Облучатели в виде открытого конца круглого волновода с гофрированными фланцами

Основная техническая идея, объединяющая группу облучателей в виде ОККВ с гофрированным фланцем, сводится к воспрепятствованию вытекания токов из волновода на его наружную область. Отметим еще раз, что вытекающие токи во многом определяют как интенсивность, так и структуру поля излучения по дальним угловым направлениям. Поэтому отсечка этих токов весьма благоприятно сказывается на форме ДН такого рода облучателей. Существуют различные модификации рассматриваемой группы облучателей, различающиеся между собой как по размеру фланца, так и углу наклона фланца относительно оси волновода.

Первый вариант облучателя, для которого плоскость фланца перпендикулярна оси волновода ($\gamma = 90^\circ$), показан на рис. 4.2.26. В [4.12] приведены результаты расчета и эксперимента для ДН, которые представлены на рис. 4.2.27 (значки * соответствуют результатам расчета, сплошная кривая — результатам измерения). Эти данные получены при следующих значениях параметров, характеризующих облучатель: $D = 60$ мм; $W_1 = 14,2$ мм; $W_2 = 8,5$ мм; $h = 25,5$ мм, при возбуждении волновода волной типа H_{11} на частоте 4 ГГц. Как видно из рис. 4.2.27, ДН обладают хорошей осевой симметрией. Поэтому при применении такого облучателя в ООА следует ожидать низкий уровень излучения по кроссполяризации.

Второй вариант облучателя показан на рис. 4.2.28. И в этом случае плоскость фланца перпендикулярна оси волновода ($\gamma = 90^\circ$). Результаты экспериментального исследования такого облучателя [4.13] на

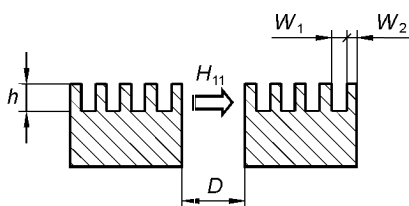


Рис. 4.2.26

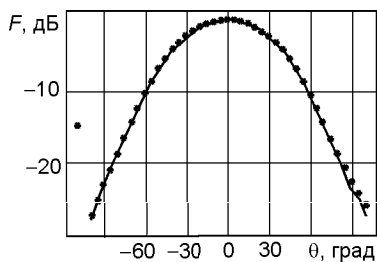


Рис. 4.2.27

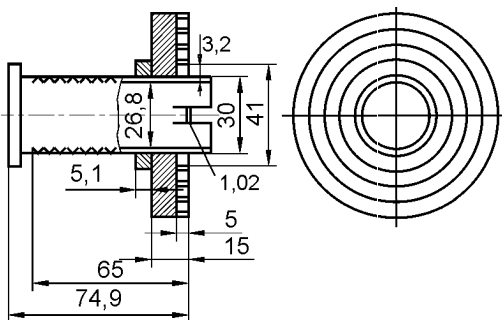


Рис. 4.2.28

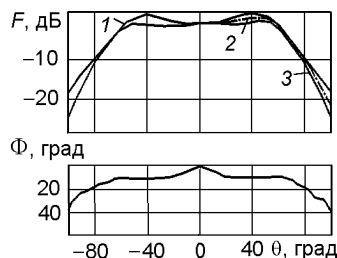


Рис. 4.2.29

частоте 8,5 ГГц при геометрических размерах его элементов, приведенных на рис. 4.2.28, показаны на рис. 4.2.29. Экспериментально измерялась как амплитудная ДН $F(\theta)$, так и фазовая ДН $\Phi(\theta)$. Амплитудные ДН измерялись в E -плоскости (кривая 2) и в H -плоскости (кривая 1). Отметим, что кривая 3 соответствует среднему значению ДН по обоим ортогональным плоскостям. Из рисунка видно, что амплитудные ДН имеют достаточно плоские вершины с подъемом, соответствующим приблизительно углу 50° . Такой вид амплитудных диаграмм позволяет ожидать высокой эффективности использования осесимметричной однозеркальной антенны. Фазовые диаграммы, приведенные в нижней части рис. 4.2.29 имеют незначительные флюктуации, что также может служить достаточно серьезной гарантией реализации высокого уровня КИП в осесимметричных однозеркальных антеннах.

Третий вариант облучателя показан на рис. 4.2.30. Здесь плоскость фланца расположена под углом менее 90° к оси волновода ($\gamma = 60^\circ$). Экспериментальные ДН, измеренные на частоте 11,7 ГГц и приведенные на рис. 4.2.31 (сплошная кривая — плоскость E , пунктир — плоскость H), свидетельствуют о достаточно высокой степени осевой симметрии диаграммы излучения облучателя. Это обстоятельство позволяет ожидать низкий уровень кроссполаризационного излучения однозеркальной осесимметричной антенны при использовании такого облучателя.

Четвертый вариант облучателя [4.11, 4.12] показан на рис. 4.2.32. В этом случае плоскость фланца расположена под углом более 90° к оси

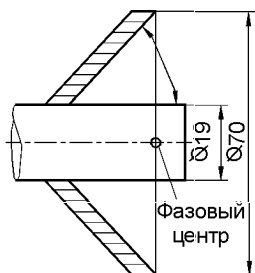


Рис. 4.2.30

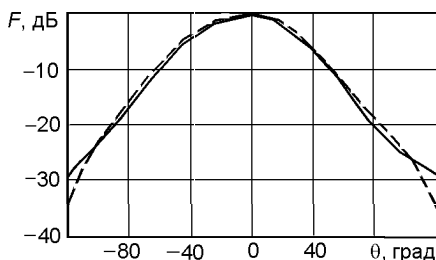


Рис. 4.2.31

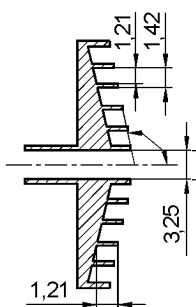


Рис. 4.2.32

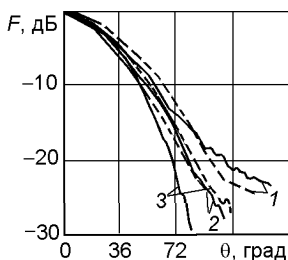


Рис. 4.2.33

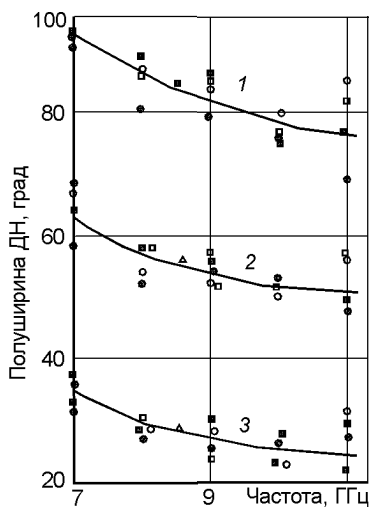


Рис. 4.2.34

волновода ($\gamma = 110^\circ$). Такой облучатель сохраняет форму ДН в достаточно широкой полосе частот. Об этом свидетельствуют данные, приведенные на рис. 4.2.33. Здесь ДН, снятые в плоскости E , приведены сплошными кривыми, а в плоскости H — пунктирными. Диаграммы направленности, обозначенные 1, измерены на частоте 7 ГГц, 2 — на частоте 8 ГГц и 3 — на частоте 9 ГГц.

Весьма любопытная графическая информация помещена на рис. 4.2.34. На этом рисунке показаны графики изменения ширины ДН по уровню -20 дБ (кривая 1), по уровню -10 дБ (кривая 2) и по уровню -3 дБ (кривая 3). Эти графики являются результатом двух усреднений диаграмм излучения:

по плоскостям E (кружочки) и H (квадратики) и при трех (черные кружочки и квадратики) и пяти (светлые кружочки и квадратики) элементах гофра.

Приведенные экспериментальные данные свидетельствуют о весьма приемлемых характеристиках данного облучателя.

4.2.5. Облучатели в виде открытого конца круглого волновода с дроссельными фланцами

Облучатель с двумя дросселями, которые имеют возможность независимого перемещения вдоль волновода и относительно друг друга, рассмотрен в [4.16]. Схема и основные размеры этого облучателя показаны на рис. 4.2.35. Характеристики излучения измерялись для трех комбинаций размеров a и b , приведенных в табл. 4.2.1.

Таблица 4.2.1

Размер	Смещение дросселей, мм, для комбинации		
	A	B	C
a	Без дросселей	0	1
b		0	6

Экспериментальные ДН по основной поляризации (в плоскости E — сплошная кривая, в плоскости H — штриховая) и по кроссполяризации в 45° -плоскости приведены на рис. 4.2.36. Диаграммы по основной поляризации, определенные индексами A, B, C, и по кроссполяризации, определенные индексами A', B', C', соответствуют комбинациям, указанным в табл. 4.2.1. Как видно из приведенных графиков, незначительной коррекцией положения дросселей можно существенно снизить уровень излучения по кроссполяризации. Действительно, для комбинации C ($a = 1$ мм, $b = 6$ мм) уровень кроссполяризации ниже 40 дБ реализуется в очень широком секторе излучения.

Другой вариант такого облучателя исследован в [4.17]. Схема облучателя и его ДН приведены на рис. 4.2.37. Эти результаты получены при глубине дроссельных фланцев $0,255\lambda$, внутреннем диаметре волновода $D_1 = 0,78\lambda$ и внешнем диаметре фланцев $D_2 = \lambda$. Видно, что амплитудные ДН облучателя обладают достаточно хорошей осевой симметрией и, как следствие, низким уровнем кроссполяризационного излучения.

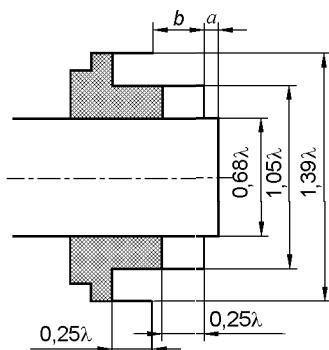


Рис. 4.2.35

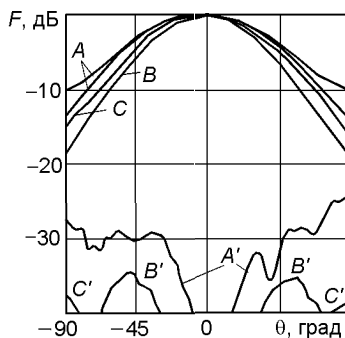


Рис. 4.2.36

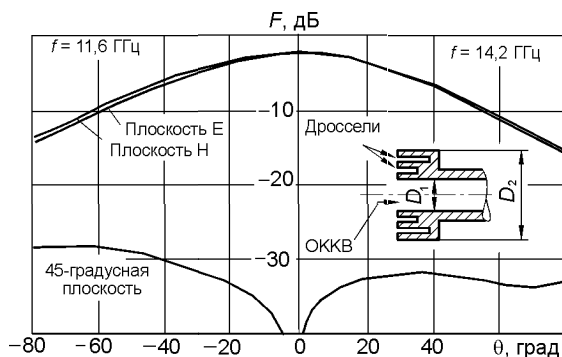


Рис. 4.2.37

4.3. Облучатели в виде гладких рупоров

В этом разделе приведена информация об использовании гладких рупоров в качестве облучателей зеркальных антенн. Отметим, что сам термин «гладкий рупор» может быть не очень точен, но он используется здесь как определение рупора с негофрированной поверхностью внутренних стенок. К такой группе рупоров относятся традиционные пирамидальные и конические, а также ряд других рупорных облучателей, характеризующихся более сложной конфигурацией выполнения стенок рупора.

4.3.1. Облучатель в виде пирамидального рупора

4.3.1.1. Амплитудные ДН

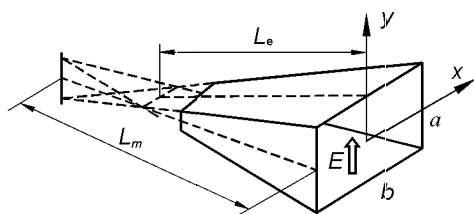


Рис. 4.3.1

Схема и основные размеры пирамидального рупора приведена на рис. 4.3.1. При возбуждении пирамидального рупора прямоугольным волноводом с волной типа H_{10} поле в раскрытии рупора задается следующими распределениями:

- амплитудным

$$A(x) = \cos(\pi x/b); \quad A(y) = \text{const}; \quad (4.3.1)$$

- фазовым, которое, согласно [4.18], представляет собой эллиптический параболоид:

$$\phi(x, y) = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{-x^2}{2L_m} - \frac{y^2}{2L_e} \right) + \phi_0, \quad (4.3.2)$$

Угловое распределение поля в дальней зоне рупора при апертурном методе имеет интегральное представление

$$F(\theta, \phi) = \int_{-b/2}^{b/2} \cos(\pi x/b) \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda} \left(x \cos \phi \sin \theta - \frac{x^2}{2L_m} \right) \right] dx \times \\ \times \int_{-a/2}^{a/2} \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda} \left(y \sin \phi \sin \theta - \frac{y^2}{2L_m} \right) \right] dy. \quad (4.3.3)$$

Для синфазно возбужденного рупора, когда фазовыми флуктуациями (4.3.2) в раскрыве рупора можно пренебречь, интеграл (4.3.3) легко вычисляется. В этом случае ДН имеют вид:

- в плоскости E

$$F_E(\theta) = \sin(\pi b \sin \theta / \lambda) / (\pi b \sin \theta / \lambda); \quad (4.3.4)$$

- в плоскости H

$$F_H(\theta) = \cos(\pi a \sin \theta / \lambda) / [1 - (\pi a \sin \theta / \lambda)^2]. \quad (4.3.5)$$

На рис. 4.3.2 приведены амплитудные ДН пирамидального рупора в плоскости E , рассчитанные при различных значениях максимальной квадратичной ошибки $\phi_{\max}(x)$. Здесь в качестве переменной используется обобщенная координата $u = (\pi b \sin \theta / \lambda)$. Амплитудные ДН рупора в плоскости H , также рассчитанные для различных величин $\phi_{\max}(y)$, приведены на рис. 4.3.3, а, б [здесь обобщенная угловая ордината $u = (\pi b \sin \theta / \lambda)$]. Как видно из приведенных графиков, при квадратном выполнении синфазного раскрыва рупора ($a = b$) ДН в ортогональных плоскостях трудно признать даже приблизительно схожими. Добиться более или менее допустимой схожести можно, если раскрыв рупора выполнить так, чтобы $b = 1,37a$. Для этой ситуации ширины ДН

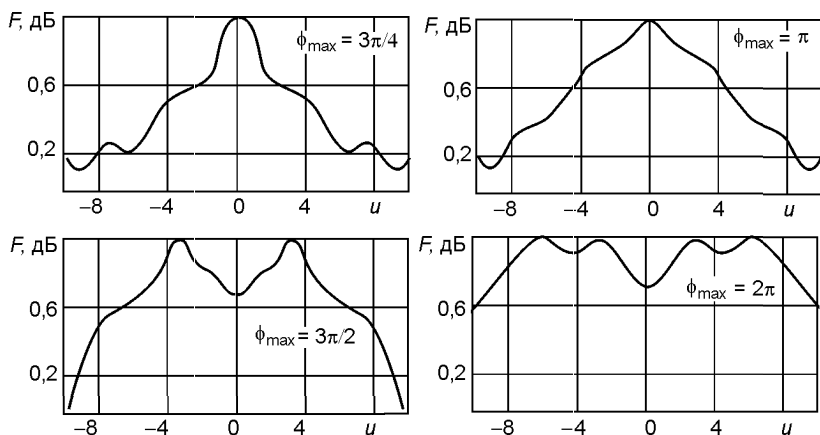


Рис. 4.3.2

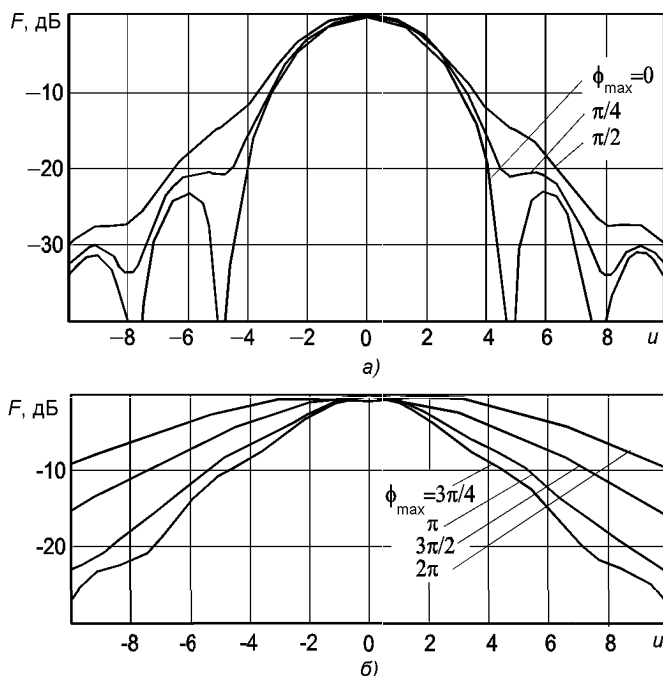


Рис. 4.3.3

по уровню -3 дБ будут равны между собой, по «нулям» будут отличаться всего на 9,4 %.

Отметим, что существуют и другие методы расчета амплитудных ДН пирамидальных рупоров. Эту информацию можно найти в [4.19–4.26]. Так, в частности, в [4.23] приведены результаты сравнения расчетов поля излучения в плоскости E рупорной антенны, проведенных методами:

- геометрической теории дифракции (ГТД, в англоязычной технической литературе — GTD);
- обобщенной теории дифракции (в англоязычной технической литературе — UTD);
- обобщенной асимптотической теории (в англоязычной технической литературе — UAT).

Сравнения проводили как для дальней зоны (рис. 4.3.4), так и для ближней (рис. 4.3.5).

Результаты, представленные на рис. 4.3.4, относятся к рупору с высотой $24,8\lambda$ и углом раскрыва $\theta_E = 17,5^\circ$. Кривая 1 соответствует расчету ДН по методу UAT и для удобства сравнения опущена на 5 дБ ниже; кривая 2 — экспериментальной ДН; кривая 3 — расчету ДН по методу GTD и приподнята на 5 дБ вверх.

Результаты, представленные на рис. 4.3.5, относятся к более короткому рупору с высотой $13,77\lambda$ и углом раскрыва $\theta_E = 17,5^\circ$. Кривые

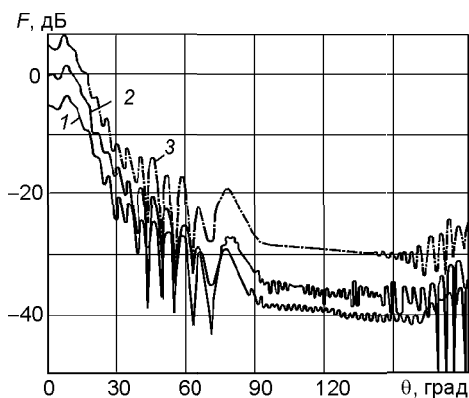


Рис. 4.3.4

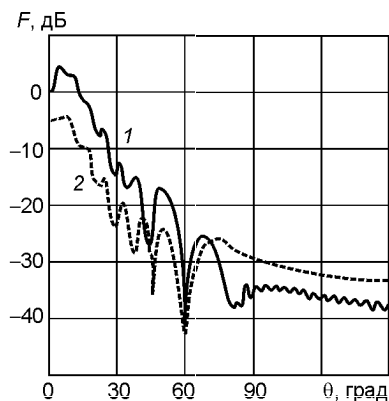


Рис. 4.3.5

1 и 2 соответствуют расчету ДН по методу UTD. Эти кривые рассчитаны для ближней и дальней зон соответственно. Как и ранее, кривая 2 для удобства сравнения опущена на 5 дБ вниз. Экспериментальные данные (на графиках они не приведены) вполне прилично совпадают с расчетными данными для углов не более 60° .

В [4.24] приведен анализ и даны результаты расчета ДН пирамидального рупора в H -плоскости, выполненный методом ГТД. Результаты расчета, относящиеся к пирамидальному рупору, возбуждаемому волной H_{01} , с углами раскрытия $\theta_E = 17,5^\circ$ и $\theta_H = 16,6^\circ$ и длинами стенок $L_E = 13,7\lambda$ и $L_H = 13,1\lambda$, приведены на рис. 4.3.6. Сплошная кривая, которая для удобства сравнения приподнята вверх на 5 дБ, соответствует расчету ДН с учетом дифракции на E -кромках, а штрихпунктирная

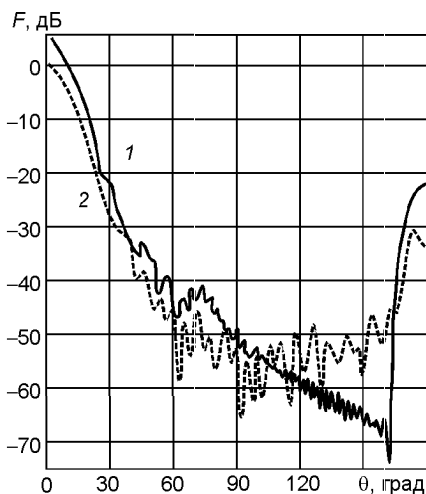


Рис. 4.3.6

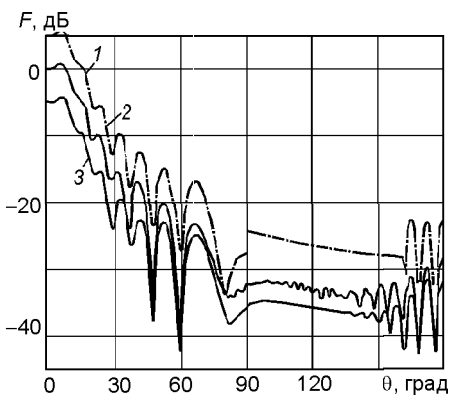


Рис. 4.3.7

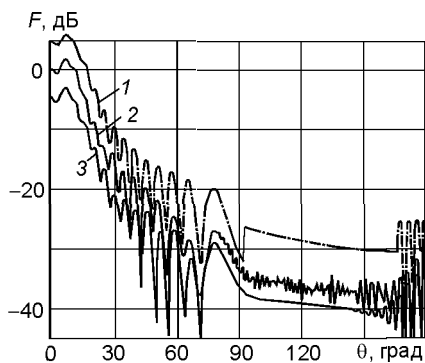


Рис. 4.3.8

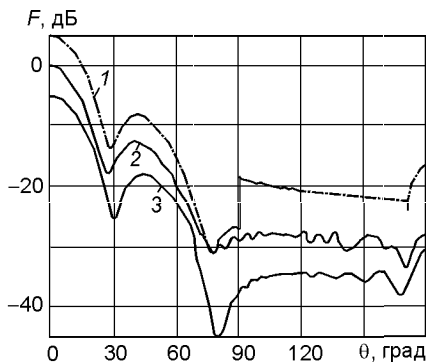


Рис. 4.3.9

кривая — расчету ДН без учета дифракции на E -кромках. Видно, что обе кривые достаточно близки для углов до 60° . Далее совпадение исчезает. Отметим, что экспериментальные данные (на рисунке они не приведены), полученные для углов более 60° значительно ближе к сплошной кривой.

В [4.25] приведен анализ и даны результаты расчета ДН в E -плоскости методом краевой дифракции. Результаты расчетов и экспериментов, представленные на рис. 4.3.7, относятся к рупору с углом раскрыва в E -плоскости $\theta_E = 17,5^\circ$ и длиной стороны $L_E = 13,5\lambda$ (кривая 2 — эксперимент; кривая 1 — расчетная ДН по методу [4.25]; кривая 3 — по методу [4.26]; две последние кривые сдвинуты вниз и вверх соответственно на 5 дБ. Отметим, что аналогичные обозначения кривых приняты далее на рис. 4.3.8 и 4.3.9). Зависимости на рис. 4.3.8 относятся к рупору с углом раскрыва в E -плоскости $\theta_E = 17,5^\circ$ и длиной стороны $L_E = 24,8\lambda$; Зависимости на рис. 4.3.9 относятся к рупору с углом раскрыва в E -плоскости $\theta_E = 10,6^\circ$ и длиной стороны $L_E = 5,61\lambda$.

В [4.27] методом моментов приведен расчет характеристик излучения пирамидального рупора. Результаты приведены на рис. 4.3.10. На рис. 4.3.10,а приведены экспериментальные ДН пирамидального рупора (размер питающего волновода $1,60 \times 0,83 \text{ см}^2$; размер раскрыва $2,54 \times 2,29 \text{ см}^2$; высота 10,16 см; толщина стенок 0,05 см), измеренного на частоте 13,997 ГГц. На рис. 4.3.10,б приведены расчетные ДН пирамидального рупора с размерами, указанными выше, на частоте 14 ГГц. На рис. 4.3.10,в приведены экспериментальные ДН пирамидального рупора (размер питающего волновода $5,81 \times 1,46 \text{ см}^2$; размер раскрыва $18,80 \times 20,32 \text{ см}^2$; высота 37,65 см; толщина стенок 0,05 см), измеренного на частоте 3,7 ГГц. На рис. 4.3.10,г приведены расчетные ДН пирамидального рупора с размерами указанными выше, на частоте 3,7 ГГц. На этих рисунках кривая 1 — ДН на основной поляризации в плоскости E ; кривая 2 — ДН на основной поляризации в плоскости H ; кривая 3 — ДН по кроссполяризации в 45° -плоскости.

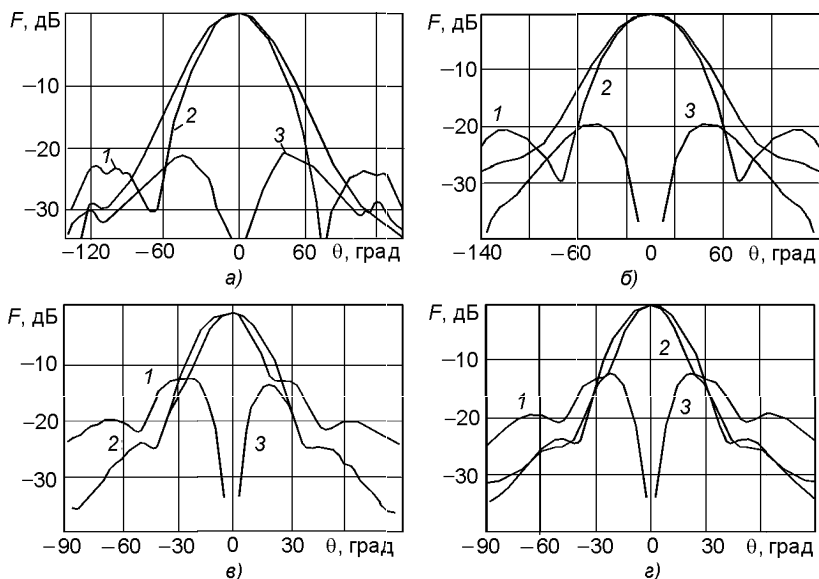


Рис. 4.3.10

4.3.1.2. Фазовый центр пирамидального рупора

Ниже приведены сведения, касающиеся определения положения фазового центра пирамидального рупора. На рис. 4.3.11, а и б приведены номограммы для определения смещения Δ от раскрыва рупора для плоскостей E и H соответственно [4.28]. Параметрами номограмм служат геометрические размеры рупора, указанные на рис. 4.3.1. Расчетные формулы здесь не приводятся из-за их громоздкости.

В [4.29] получены приближенные формулы для определения смещения фазового центра для пирамидального рупора, возбужденного волной типа H_{01} с квадратным раскрывом:

- в плоскости E

$$\Delta_E = 0,18k^2 \cos 0,28k; \quad (4.3.6)$$

- в плоскости H

$$\Delta_H = 0,09k^2 \cos 0,22k, \quad (4.3.7)$$

где параметр $k = \pi a^2 / \lambda L$ характеризует расфазировку поля в раскрыве рупора, L — высота рупора, a — размер стороны раскрыва рупора.

На рис. 4.3.12 приведены графики, характеризующие смещение фазового центра Δ для двух ортогональных плоскостей в зависимости от параметра k . Из графиков видно, что скорость смещения фазового центра в плоскости E превосходит скорость смещения в плоскости H почти в 2 раза. Это не позволяет при использовании пирамидального

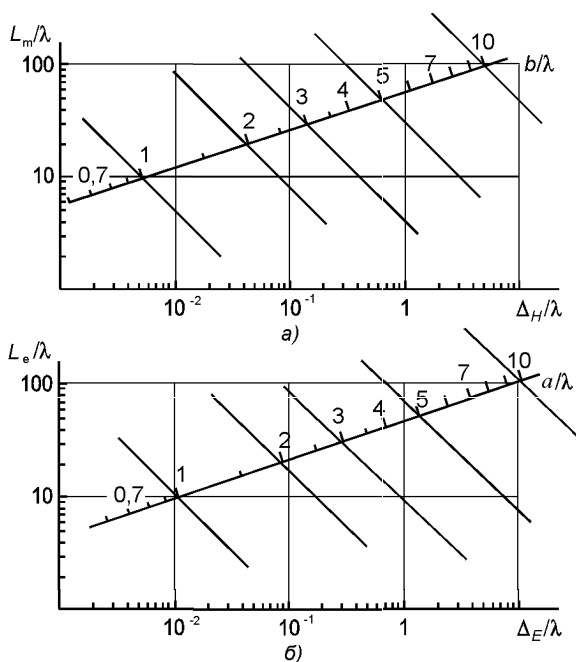


Рис. 4.3.11

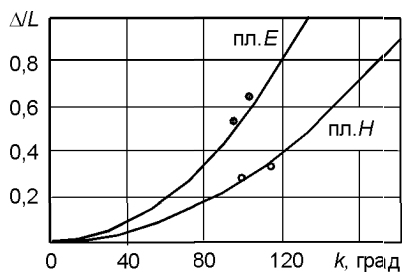


Рис. 4.3.12

рупора с квадратным раскрывом в качестве облучателя зеркальной антенны обеспечить ее синфазное возбуждение. Приведенные на графиках точки значения экспериментальных данных о смещении фазовых центров показывают на весьма высокую степень пригодности приближенных формул (4.3.6) и (4.3.7).

Следует напомнить, что с целью получения осесимметричной

ДН используются пирамидальные рупоры с отношением сторон раскрыва близким к 1,5. Интересно отметить, что в этом случае, как показывает несложный анализ приведенных соотношений, положение фазовых центров в плоскостях E и H практически совпадают.

4.3.1.3. Согласование

В пирамидальном рупоре имеются две локальные области, в которых происходит заметная трансформация электромагнитного поля, что и вызывает появление отраженных волн, которые и являются источниками рассогласования: первая область — переход от питающего волновода к рупорной части, вторая — излучающий раскрыв рупора.

В [4.30] приведен анализ, позволяющий методом ГТД определить отражение от указанных областей для E -секториального рупора. Геометрические параметры рупора показаны на рис. 4.3.13.

Результирующий коэффициент отражения определяется геометрической суммой двух парциальных коэффициентов отражения:

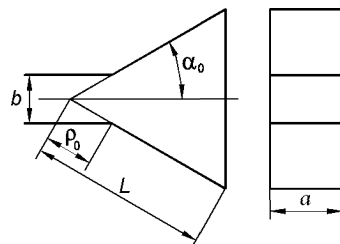


Рис. 4.3.13

$$\Gamma = \Gamma_1 + \Gamma_2, \quad (4.3.8)$$

где Γ_1 — коэффициент волноводно-рупорного перехода, определяемый формулой

$$\Gamma_1 = \frac{H_1^{(2)}(2\pi\rho_0/\lambda) - jH_0^{(2)}(2\pi\rho_0/\lambda)}{H_1^{(2)}(2\pi\rho_0/\lambda) + jH_0^{(2)}(2\pi\rho_0/\lambda)}; \quad (4.3.9)$$

здесь $H_1^{(2)}(z)$ и $H_0^{(2)}(z)$ — функции Ханкеля; Γ_2 — коэффициент отражения от кромок раскрыва. В виду громозкости формула для вычисления Γ_2 здесь не приводится.

На рис. 4.3.14 приведены расчетные и экспериментальные данные для двух типов рупоров со следующими размерами: $a = 3,49$ см; $b = 1,58$ см; $L = 34,66$ см; $\alpha = 16,75^\circ$ (рис. 4.3.14, а); $a = 7,21$ см; $b = 3,41$ см; $L = 42,15$ см; $\alpha = 16,5^\circ$ (рис. 4.3.14, б).

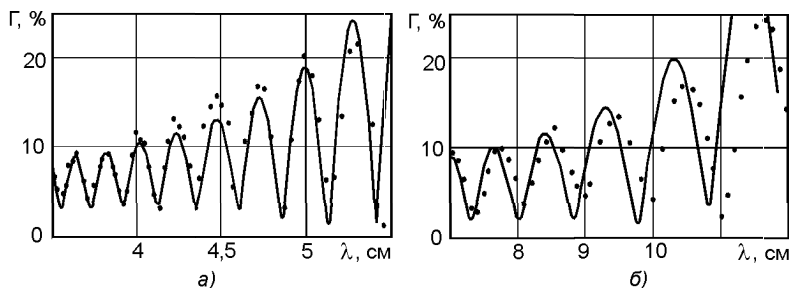


Рис. 4.3.14

4.3.2. Облучатели в виде модифицированных пирамидальных рупоров

В этом разделе представлены сведения об облучателях, выполненных на базе пирамидального рупора, но отличающихся от его традиционного исполнения. Модификация схем рупоров направлена на улучшение их электрических параметров.

4.3.2.1. Пирамидальный рупор с закругленными кромками

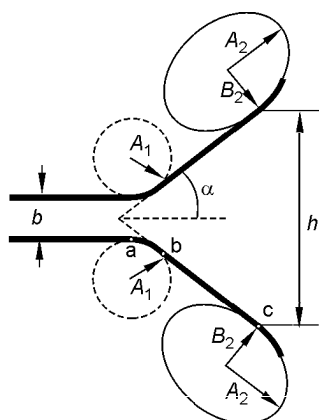


Рис. 4.3.15

- в рупоре-прототипе сильные деформации поля происходили в двух переходных областях, геометрия которых характеризовалась наличием клиновидных препятствий, что и обуславливало появление интенсивных дифракционных эффектов;
- сглаживание острых граней указанных препятствий должно заметно снизить уровень дифракционных полей.

В [4.31] был проведен анализ такого облучателя. Анализ проводился двумя методами: методом моментов и методом UTD. Результаты расчетов сравнивались между собой и с результатами экспериментов.

На рис. 4.3.16 приведены результаты расчетов ДН модифицированного рупора с параметрами: $b = 1,016$ см; $\alpha = 45^\circ$; $h = 7,85$ см; $A_1 = 3,05$ см; $A_2 = 7,62$ см; $B_2 = 3,81$ см. Результаты расчета с помощью метода моментов и метода UTD приведены на графиках нижними и верхними кривыми соответственно. Отметим, что такое же различие между кривыми ДН на рис. 4.3.17 и 4.3.18. В верхнем правом углу каждого из рисунков приведены значения КСВН и соответствующие частоты.

На рис. 4.3.17 приведена серия расчетных графиков ДН рупора, выполненных для частоты 10 ГГц. Геометрические параметры рупора те же, что для предыдущих расчетов. Результаты расчетов ДН на рисунке разнятся между собой только радиусом A_1 , который указан в верхнем углу рисунков.

Влияние радиуса A_2 внешнего закругления кромок рупора на ДН антенны можно оценить из серии графиков, приведенных на рис. 4.3.18 (частота 10 ГГц).

Расчетные данные можно сравнить с результатами экспериментов, анализируя ДН (рис. 4.3.19) облучателя с размерами, указанными выше для рис. 4.3.16. Здесь результаты расчетов и экспериментов представлены в виде пунктирной кривой — для метода UTD, штрихпунк-

Сечение данной модификации рупорной антенны показано на рис. 4.3.15. Каноническая схема рупора здесь подвергнута двум изменениям:

1) переход волновод-рупор, ранее представлявший собой клин, выполнен плавным — точки а и б сопряжены отрезком дуги окружности радиуса A_1 ;

2) «выходная» кромка рупора теперь имеет плавное продолжение — в точке с прямая образующая рупора сопрягается с эллипсом с полуосями A_2 и B_2 .

Идея проведенных преобразований в конструкции рупора достаточно очевидна, а именно:

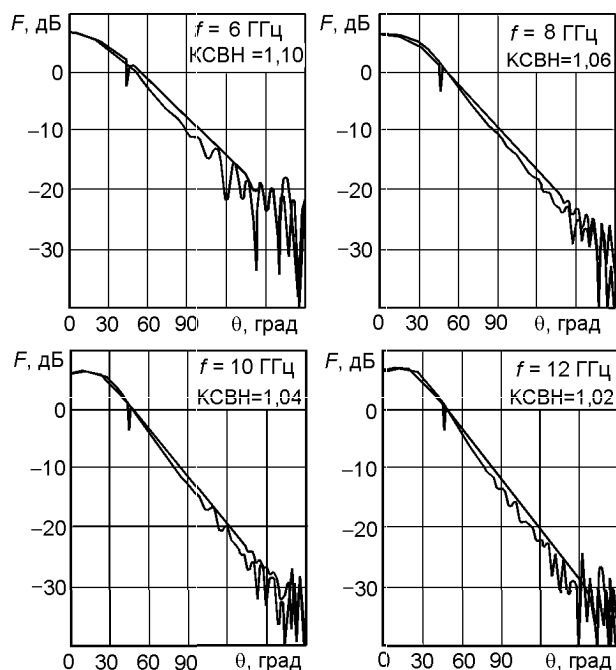


Рис. 4.3.16

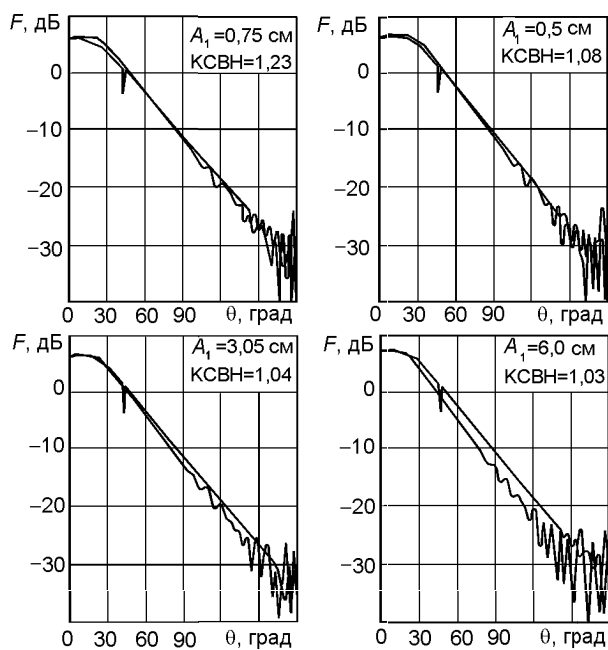


Рис. 4.3.17

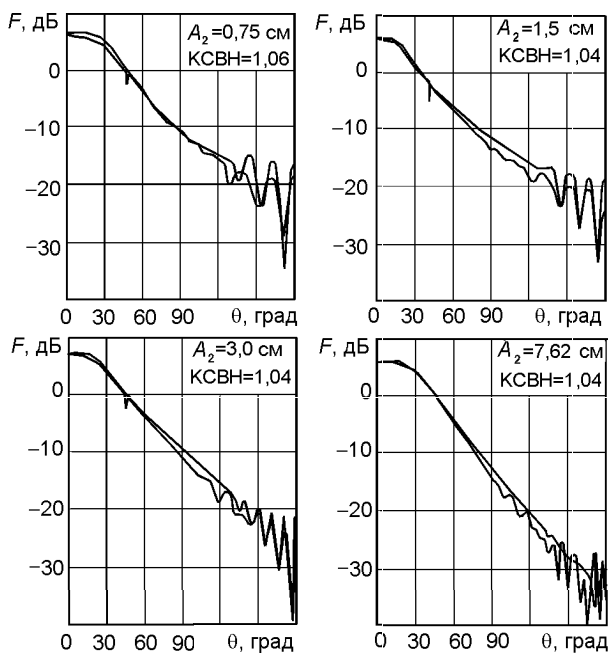


Рис. 4.3.18

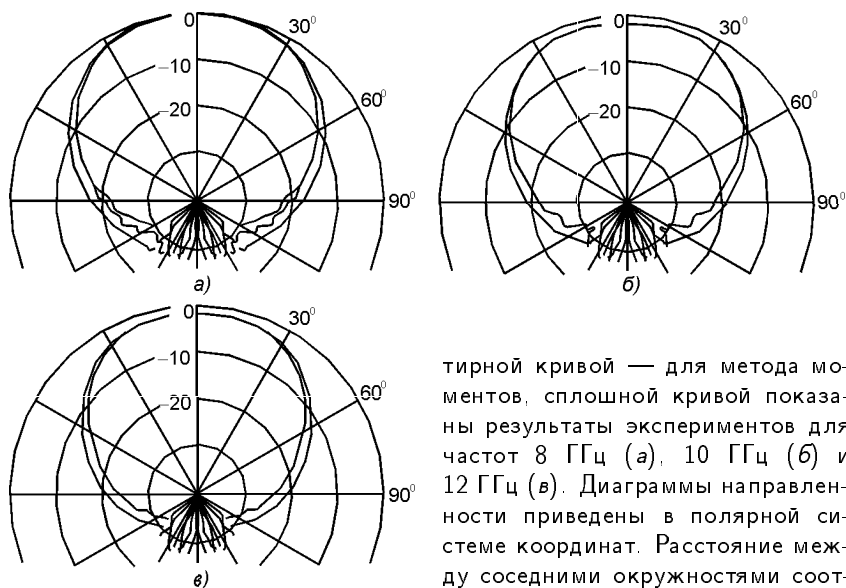


Рис. 4.3.19

тирной кривой — для метода моментов, сплошной кривой показаны результаты экспериментов для частот 8 ГГц (а), 10 ГГц (б) и 12 ГГц (в). Диаграммы направленности приведены в полярной системе координат. Расстояние между соседними окружностями соответствуют 10-децибелю ослаблению поля.

4.3.2.2. Диагональный пирамидальный рупор

Диагональный пирамидальный рупор, часто называемый просто диагональным рупором, представляет собой пирамидальный рупор с квадратной апертурой, в котором стенки прямоугольного волновода, питающего рупор, параллельны диагоналям раскрыва. Распределение вектора электрического поля \vec{E} в раскрыве рупора показано на рис. 4.3.20. Использование диагонального рупора в качестве облучателя обусловлено тем, что ДН рупора имеют достаточно высокую степень осевой симметрии. В [4.32] приведены параметры ДН диагонального рупора при синфазном возбуждении его раскрыва (табл. 4.3.1).

В [4.33] приведен анализ излучения диагонального рупора, фаза возбуждения раскрыва в котором имеет квадратичный характер. Параметры рупора и система координат, в которой проводились конкретные расчеты, приведены на рис. 4.3.21. Максимальное значение квадратичного изменения фазы в раскрыве $\phi_{\max} = 2\pi s$, где $s = a^2/8\lambda L$. Результаты расчета ДН для значений s в интервале $0 \leq s \leq 0,5$ относительно обобщенного углового параметра $u = (a/\lambda)(y'/z)$; приведены на рис. 4.3.22: a — ДН по основной поляризации в плоскостях 0 и 90° ; b — ДН по основной поляризации в плоскостях 45° и 135° ; v — ДН по кроссполяризации в плоскостях 45° и 135° .

В заключение отметим, что применение диагонального рупора в качестве облучателя двухзеркальной антенны типа Кассегрейна позволило согласно [4.33] реализовать результирующую эффективность антенны на уровне 82 %.

Таблица 4.3.1

Параметр	Значения параметров для плоскостей	
	$\phi = \pm\pi/4$	$\phi = 0, \pi/2$
Ширина ДН по уровню -3 дБ, град	$55,5a/\lambda$	$58a/\lambda$
Ширина ДН по уровню -10 дБ, град	$101a/\lambda$	$98a/\lambda$
Угловое положение первого нуля ДН, град	$81a/\lambda$	$70a/\lambda$
Угловое положение максимума первого бокового лепестка, град	$96a/\lambda$	$92a/\lambda$
Уровень первого бокового лепестка, дБ	$-30,5$	-19
Уровень второго бокового лепестка, дБ	$-41,5$	-24

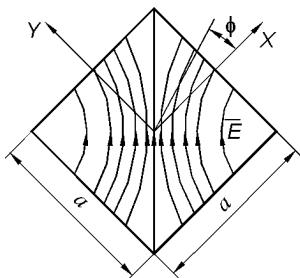


Рис. 4.3.20

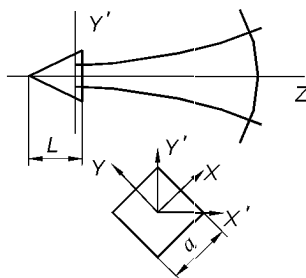


Рис. 4.3.21

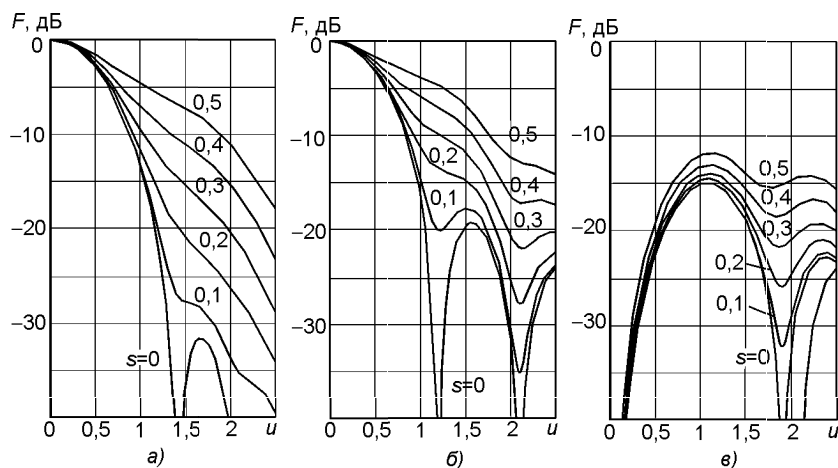


Рис. 4.3.22

4.3.2.3. Пирамидальный рупор с криволинейными кромками

Еще одна модификация пирамидального рупора, призванная снизить уровень дальнего бокового излучения, связана с изменением профиля кромок его раскрыва. Пример такого выполнения рупора показан на рис. 4.3.23, а его основные параметры — на рис. 4.3.24. В [4.34] проведен анализ работы такого устройства. Некоторые результаты этой работы приведены ниже.

На рис. 4.3.25 приведены результаты расчетов и экспериментов для ДН канонического выполнения рупоров и рассматриваемой здесь модификации для частоты 11 ГГц, причем графики на рис. 4.3.25,а относятся к «малому» рупору со следующими геометрическими параметрами: $L_E = 17$ см; $\theta_E = 13,2^\circ$; $L_H = 22,7$ см; $\theta_H = 10,2^\circ$; для модифицированного рупора радиус $R_E = 4,5$ см; графики на рис. 4.3.25,б — к «большому» рупору со следующими геометрическими параметрами: $L_E = 27,2$ см; $\theta_E = 14^\circ$; $L_H = 31,6$ см; $\theta_H = 12,3^\circ$; для модифицированного рупора радиус $R_E = 9$ см. Кривые 1 и 2 — экспериментальная и расчетная ДН модифицированного рупора соответ-

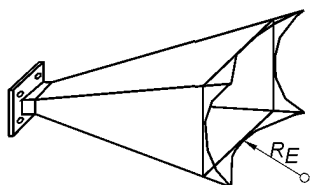


Рис. 4.3.23

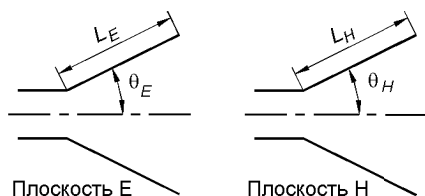


Рис. 4.3.24

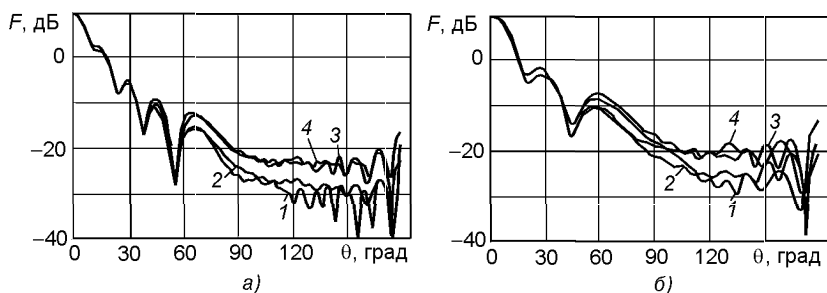


Рис. 4.3.25

венно; кривые 3 и 4 — экспериментальная и расчетная ДН канонического рупора соответственно.

На рис. 4.3.26 приведены расчетные ДН модифицированного «малого» рупора для частоты 9 ГГц при различных значениях радиуса $R_E = 4,5; 9,0; 18,0\lambda$ и для $R_E \rightarrow \infty$.

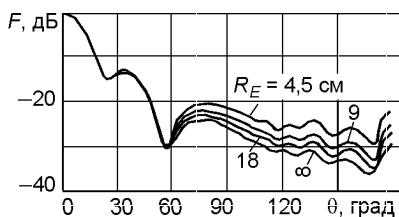


Рис. 4.3.26

4.3.3. Облучатели в виде конического рупора

В данном разделе приведены сведения, касающиеся характеристик излучения конических рупоров с прямолинейной образующей. Следует указать, что в данном разделе этот вариант исполнения рупора будет определяться как конический рупор.

4.3.3.1. Амплитудные диаграммы

Внешний вид конического рупора приведен на рис. 4.3.27. Геометрическими параметрами, определяющими рупор, служат: a — радиус раскрытия, $2\alpha_0$ — угол раскрытия. Обычно конический рупор возбуждается круглым волноводом с волной типа H_{11} . Структура этой волны приведена на рис. 4.3.28, где сплошными линиями показано распределение вектора \mathbf{E} , а пунктирными — вектора \mathbf{H} .

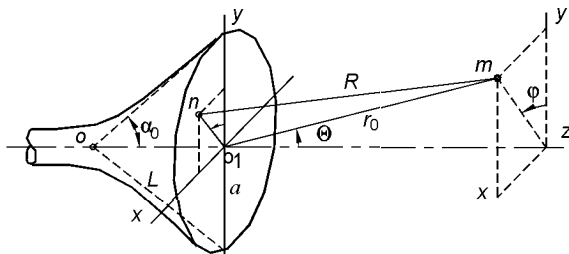


Рис. 4.3.27

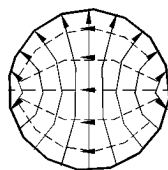


Рис. 4.3.28

При апертурном методе распределение излученного поля определяется двумерным интегралом вида

$$F(\theta, \phi) = \int_0^1 \int_0^{2\pi} f(\rho, \phi') \exp[-j\gamma\rho^2 - j\delta\rho \sin\theta \cos(\phi - \phi')] \rho d\rho d\phi', \quad (4.3.10)$$

где $\delta = 2\pi a/\lambda$, $f(\rho, \phi')$ — амплитудное распределение по апертуре, γ — коэффициент, учитывающий результирующую расфазировку,

$$\gamma_\Sigma = \gamma_0 + \gamma_1, \quad (4.3.11)$$

компоненты суммы которой представляют собой квадратичную расфазировку γ_0 , возникающую в плоскости раскрытия рупора из-за разности путей от точки O до текущей точки на раскрытии $n(\rho\phi')$ и равную $\gamma_0 = 2\pi a^2/L\lambda$; квадратичную расфазировку γ_1 , связанную с разностью хода между текущей точкой n на апертуре и точкой наблюдения m и равную $\gamma_1 = 2\pi a^2/r_0\lambda$. Очевидно, что эту составляющую расфазировки следует учитывать только для ближней зоны излучения. В противном случае, т.е. для дальней зоны, когда $r_0 \rightarrow \infty$, имеем $\gamma_1 \rightarrow 0$.

В [4.35] было предложено аппроксимировать неосесимметричное распределение, передающую амплитудную структуру поля волны H_{11} питающего волновода, в виде

$$f(\rho, \phi') = 1 - 0,37\rho^2 + (-0,845 + 0,215\rho^2)\rho^2 \cos^2 \phi'. \quad (4.3.12)$$

Формулы, определяющие распределения поля, достаточно громоздкие и здесь не приводятся. Поэтому ограничимся только результатами расчетов, представленных в виде графиков на рис. 4.3.29, а (для плоскости E) и 4.3.29, б (для плоскости H) при различных фиксированных значениях γ . На рис. 4.3.30 сплошными линиями показаны экспериментальные диаграммы конического рупора при $\gamma = 2$, а крестиками (плоскость E) и точками (плоскость H) даны расчетные значения. Видно, что расчетные данные хорошо ложатся на экспериментальные кривые.

На рис. 4.3.31 приведены результаты расчетов и экспериментов амплитудной ДН в ближней зоне [4.36]. Расчет проводился численным вычислением двумерного интеграла типа (4.3.11). Параметры конического рупора: $L = 13,42\lambda$; $2a = 11,34\lambda$ и $2\alpha_0 = 50^\circ$. Данные, приведенные на рис. 4.3.31, а соответствуют измерению на расстоянии $r_0 = 23,52\lambda$, а данные рис. 4.3.31, б — $r_0 = 46,23\lambda$. На графиках сплошными линиями представлены результаты расчета ДН, а точками и кружочками — результаты эксперимента. И здесь наблюдается весьма удовлетворительное совпадение между обеими группами данных.

Анализ работы конического рупора проводился и другими методами. В [4.37] анализ излучения конического рупора проводился на базе лучевого представления полей. Согласно представленной в этой работе концепции, базирующей, в частности, на результатах [4.22], результирующее поле излучения рупора E_σ состоит из двух компонент:

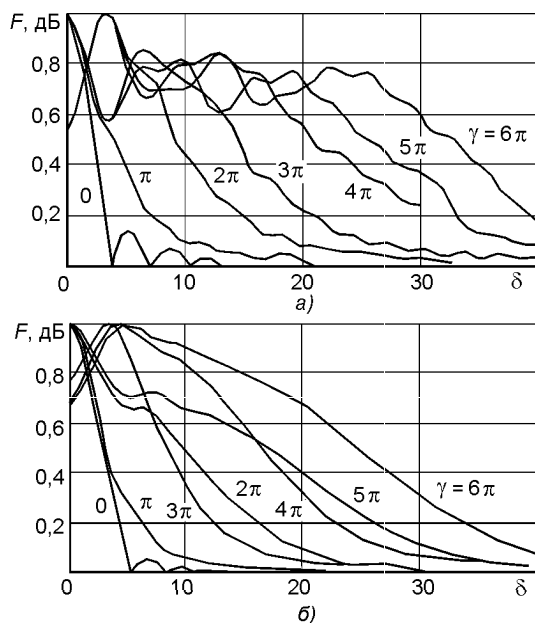


Рис. 4.3.29

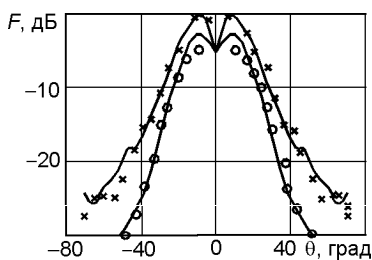


Рис. 4.3.30

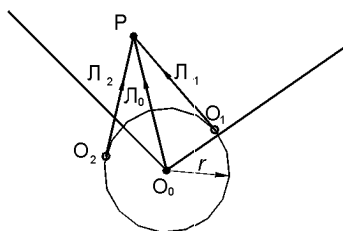


Рис. 4.3.32

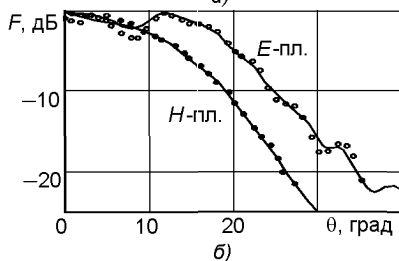
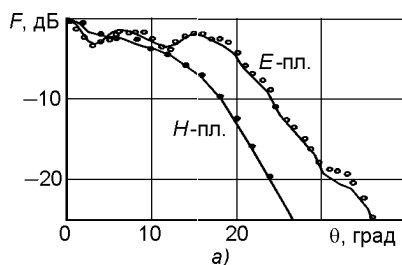


Рис. 4.3.31

поля $E_{го}$, соответствующего геометрическим лучам, и поля $E_{д}$, соответствующим дифракционным лучам.

Схема образования геометрических лучей в коническом рупоре

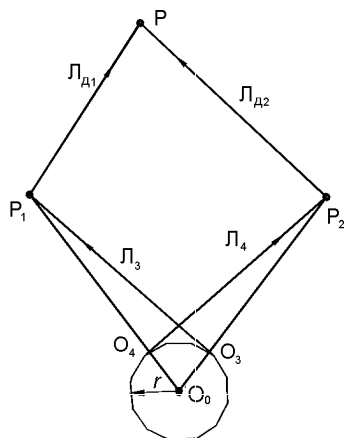


Рис. 4.3.33

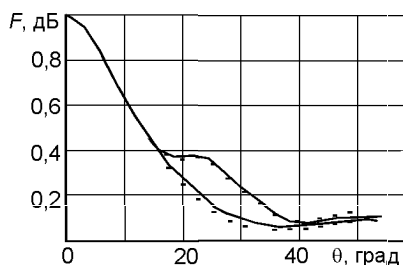


Рис. 4.3.34

приведена на рис. 4.3.32. Поле $E_{го}$ в точке наблюдения Р определяется как суперпозиция трех лучей:

- прямого луча L_0 , исходящего из точки О; точка О находится в месте пересечения образующих конуса;
- двух лучей L_1 и L_2 , исходящих из точек O_1 и O_2 соответственно; точки O_1 и O_2 находятся на окружности радиуса r_E (для E -плоскости) или радиуса r_H (для H -плоскости), центр которой совмещен с точкой О; радиусы окружностей определяются как:

$$r_E = \nu_E \lambda / 2\pi, \quad \nu_E = 0,379 \sqrt{1 + 4b_0}; \quad (4.3.13)$$

$$r_H = \nu_H \lambda / 2\pi, \quad \nu_H = 1,09 \sqrt{1 + 0,267b_0}; \quad (4.3.14)$$

где

$$b_0 = \lg[(1 - 2\alpha_0/\pi)/4] / \lg \cos \alpha_0. \quad (4.3.15)$$

Схема образования дифракционных лучей в коническом рупоре приведена на рис. 4.3.33. Поле $E_{гд}$ в точке наблюдения Р определяется как суперпозиция двух лучей:

- $L_{д1}$, образованного при дифракции на кромке рупора в точке Р₁ луча L_3 , исходящего из точки O_3 ;
- $L_{д2}$, образованного при дифракции на кромке рупора в точке Р₂ луча L_4 , исходящего из точки O_4 .

На рис. 4.3.34 приведены результаты расчета по данной методике ДН конического рупора ($2a = 3,4\lambda$, $2\alpha_0 = 90^\circ$) в E - и H -плоскостях (сплошная и пунктирная кривые соответственно). Здесь точками приведены результаты эксперимента.

Применение метода ГТД к расчету ДН конического рупора было использовано в [4.38]. Результаты расчета ДН по этой методике для рупора, имеющего следующие параметры: $\alpha_0 = 20^\circ$, $L = 2,97\lambda$, показаны на рис. 4.3.35, а (для E -плоскости) и рис. 4.3.35, б (для H -плоскости)

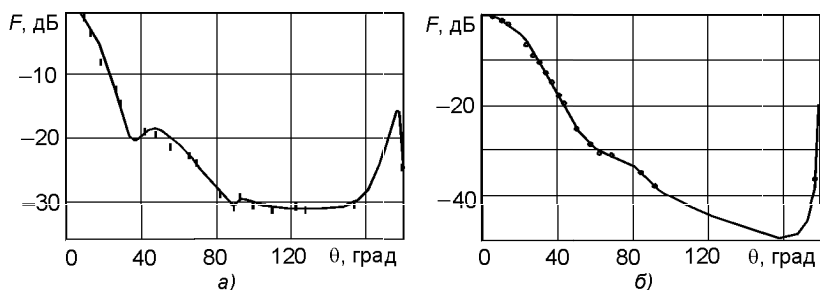


Рис. 4.3.35

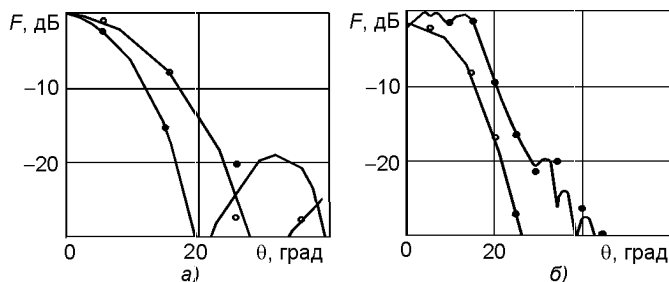


Рис. 4.3.36

сплошными линиями. Точками на рисунках приведены результаты эксперимента.

Метод ГТД для анализа конусных антенн также использовался в [4.39]. На рис. 4.3.36, а и б показаны расчетные и экспериментальные ДН для слабо ($2\alpha_0 = 10^\circ$, $2a = 3,6\lambda$) и сильно ($2\alpha_0 = 40^\circ$, $2a = 14,5\lambda$) расфазированных конических рупоров соответственно. Здесь точки — плоскость E , кружки — плоскость H .

Метод ГДТ был успешно применен и для расчета полей конических рупоров в ближней зоне. На рис. 4.3.37 приведены результаты анализа конического рупора для ближней зоны излучения [4.40]. Расчеты проводились для рупора с размерами: $2\alpha_0 = 50^\circ$, $L = 13,42\lambda$ и для двух расстояний: $r_0 = 23,52\lambda$ (рис. 4.3.37, а) и $r_0 = 46,23\lambda$ (рис. 4.3.37, б). Здесь сплошными и пунктирными кривыми приведены ДН в E - и H -плоскостях соответственно.

В заключение этого раздела приведем сведения, касающиеся определения ДН конусной антенны при возбуждении ее круглым волноводом как модой H_{11} , так и другими модами. Эти сведения весьма полезны для оценки систем наведения, использующие так называемые разностные ДН [4.41]. В [4.42] на базе апертурного метода проведены расчеты ДН конусного рупора, возбуждаемого как основной модой H_{11} , так и модами H_{01} и H_{21} . Структура поля в раскрыве рупора, возбуждаемого волнами типа H_{01} и H_{21} показана на рис. 4.3.38. Здесь сплошными линиями показаны распределение вектора \mathbf{E} , а пунктирными — вектора \mathbf{H} .

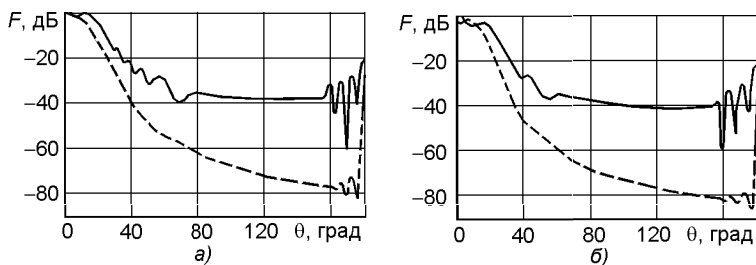


Рис. 4.3.37

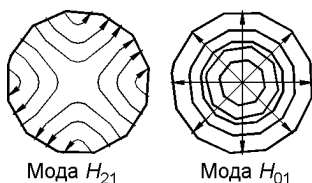


Рис. 4.3.38

Результаты расчетов ДН показаны сплошными линиями для первого рупора на частоте 13,69 ГГц (рис. 4.3.39, а), для второго рупора — на частоте 11,7 ГГц (рис. 4.3.39, б). Расчеты проводились для конусных рупоров, характеризующихся следующими размерами: $2\alpha_0 = 5,44^\circ$, $2a = 17,27$ см; $2\alpha_0 = 13,5^\circ$, $2a = 16,1$ см. Экспериментальные данные приведены на этих рисунках пунктиром.

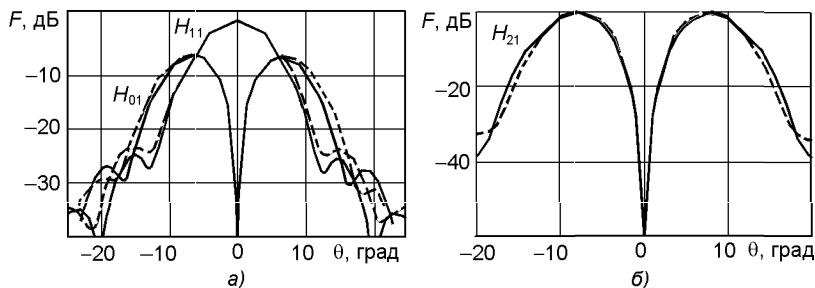


Рис. 4.3.39

4.3.3.2. Фазовые диаграммы

Сведения о фазовой структуре поля излучения коническим рупором могут быть получены по крайней мере двумя способами.

Первый способ базируется на анализе комплексной ДН конического рупора, полученного тем или иным способом. Таким образом в [4.40], используя апертурный метод расчета поля излучения рупора, были получены данные о фазовых ДН рупора. Расчеты фазовой ДН проводились для рупора с размерами: $2\alpha_0 = 50^\circ$, $L = 13,42\lambda$ для двух расстояний: $r_0 = 23,52\lambda$ (рис. 4.3.40, а) и $r_0 = 46,23\lambda$ (рис. 4.3.40, б). На этих рисунках сплошными кривыми показаны расчетные фазовые ДН, точками и кружочками — данные экспериментов.

Второй способ связан с определением фазового центра облучателей. Определение фазового центра конического рупора было дано в [4.29].

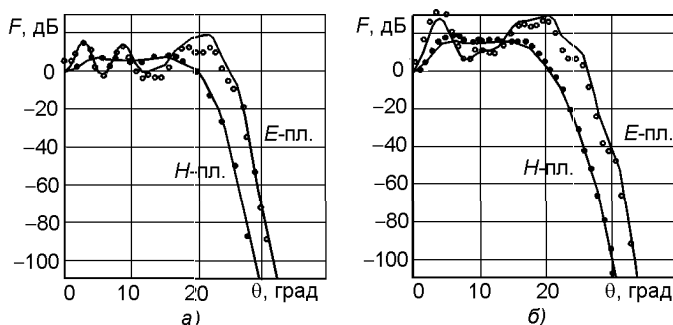


Рис. 4.3.40

Там же приведены приближенные формулы для определения смещения фазового центра для конусного рупора, возбужденного волной типа H_{11} :

- в плоскости E

$$\Delta_E = 0,104k^2; \quad (4.3.16)$$

- в плоскости H

$$\Delta_H = 0,049k^2, \quad (4.3.17)$$

где $k = \pi a^2 / \lambda L$ характеризует расфазировку поля в раскрыве рупора; $2a$ — диаметр раскрыва рупора, а L — его высота.

На рис. 4.3.41 приведены графики, характеризующие смещение фазового центра Δ для двух ортогональных плоскостей в зависимости от параметра k . Из графиков видно, что при увеличении расфазировки скорость смещения фазового центра в плоскости E более чем в 2 раза превосходит скорость смещения в плоскости H . На этом рисунке точками приведены экспериментальные данные, которые достаточно неплохо совпадают с расчетными результатами.

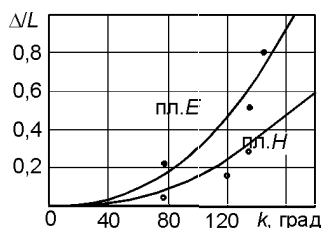


Рис. 4.3.41

4.3.4. Облучатель в виде конического рупора с криволинейной образующей

Очевидно, что задание образующей конического рупора в виде отрезка прямой линии не является единственной возможностью. Напротив, использование других форм задание образующей может привести к улучшению характеристик излучения рупорных облучателей. Ниже рассмотрен один из вариантов исполнения конического рупорного излучателя, образующая которого выполнена в виде гладкой кривой [4.43]. Отметим, что данная конструкция облучателя получилась весьма эффективной для работы в широкой полосе частот, перекрывающей полосу приема и передачи в С-диапазоне.

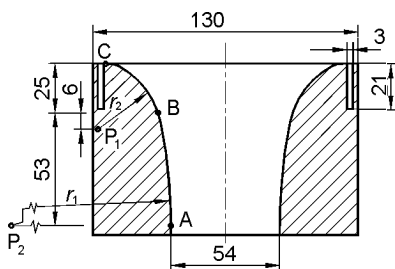
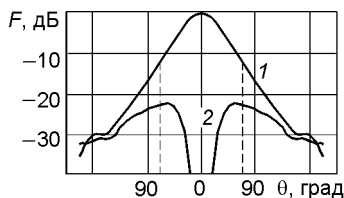


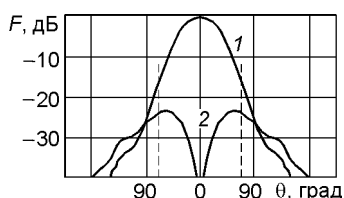
Рис. 4.3.42

что гладкость перехода в обеих точках гарантирует малую степень возмущения в распространяющуюся в рупоре волну. Отметим также, что в конструкцию рупора, точнее, на его внешнем фланце, введена дроссельная канавка. Еще отметим, что, по-видимому, указанные на рисунке основные геометрические параметры были определены экспериментально.

На рис. 4.3.43 приведены экспериментальные амплитудные ДН по основной (кривая 1) и кроссполяризации для 45°-плоскости (кривая 2) для частот 3,95 ГГц (а) и 6,175 ГГц (б).



а)



б)

Рис. 4.3.43

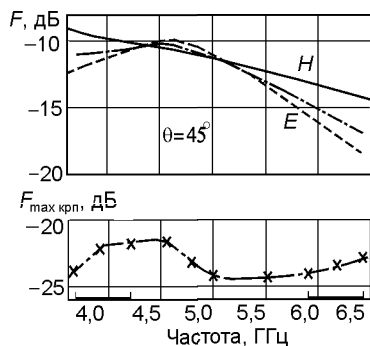


Рис. 4.3.44

На рис. 4.3.44 приведены графики изменения уровня излучения рупора по основной поляризации в угловом направлении $\theta = 45^\circ$ в диапазоне частот каналов приема и передачи (кривая H — плоскость H ; кривая E — плоскость E ; штрихпунктирная кривая — 45°-плоскость); в нижней части рисунка — графики изменения уровня кроссполяризационного излучения рупора в 45°-плоскости.

Следует указать, что данный рупорный облучатель специально разработан для двухзеркальной антенны

типа Кассейгрена, у которой угловой размер контррефлектора (относительно фазового центра облучателя) равен $\pm 45^\circ$.

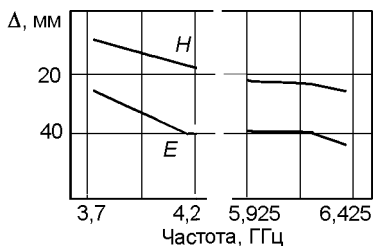


Рис. 4.3.45

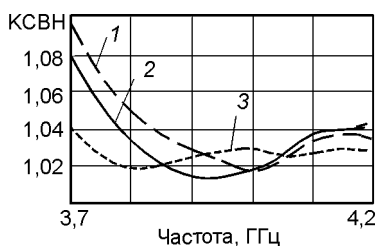


Рис. 4.3.46

На рис. 4.3.45 приведены данные о смещениях фазового центра облучателя в диапазонах частот каналов приема и передачи. Видно, что реальное изменение положения фазового центра в указанной полосе частот мало и практически не скажется на параметрах антенны в целом.

На рис. 4.3.46 приведены графики изменения КСВН в диапазоне частот канала приема (кривая 1 — рупор с дроссельной канавкой; кривая 2 — рупор с дроссельной канавкой, тонким диэлектрическим укрытием и толщиной пленки 0,13 мм, материал пленки — fluorglas; кривая 3 — рупор без дроссельной канавки). Для диапазона частот канала приема $КСВН < 1,03$.

4.3.5. Облучатели в виде конического рупора с изломом линейной образующей

Схема облучателя в виде рупорной антенны с изломом образующей приведена на рис. 4.3.47. Облучатель состоит из двух частей: часть 1 представляет собой синфазный рупор, угол раскрытия которого равен $2\alpha_1$, а диаметр $2R_1$; часть 2 — расфазированный рупор, угол раскрытия которого $2\alpha_2$, а диаметр $2R_2$.

Форма ДН облучателя во многом определяется суммарной расфазировкой $\Delta\psi_\Sigma$ поля в раскрытии:

$$\Delta\psi_\Sigma = \Delta\psi_{\Sigma 1} + \Delta\psi_{\Sigma 2}, \quad (4.3.18)$$

где $\Delta\psi_{\Sigma 1} = \pi(L_2 - H_2)/\lambda$ — собственная расфазировка рупора; $\Delta\psi_{\Sigma 2} =$

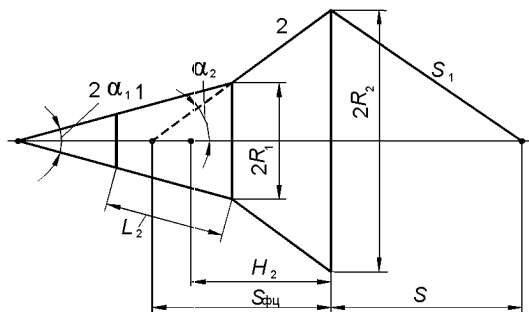


Рис. 4.3.47

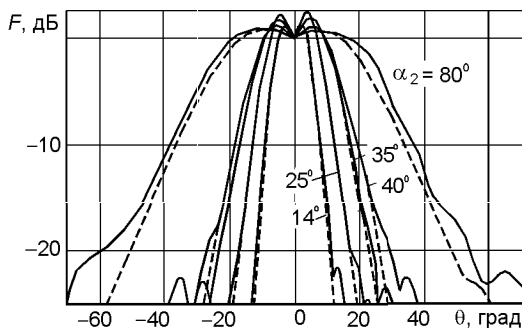


Рис. 4.3.48

$= 2\pi(S_1 - S_2)/\lambda$ — расфазировка ближней зоны. Величина расфазировки $\Delta\psi_\Sigma$ определяет форму вершины главного лепестка, крутизну скатов и уровень боковых лепестков. Если $\Delta\psi_\Sigma = n\pi$, то обеспечивается следующая форма главного лепестка: воронкообразная при $n = 2, 4, 6, \dots$; куполообразная при $n = 1, 3, 5, \dots$; плоская при $n = 3/2, 5/2, 7/2, \dots$.

Еще несколько сведений о параметрах расфазированных рупоров с изломом образующей:

- угол раскрытия синфазного рупора $2\alpha_1$ выбирается таким, чтобы обеспечить практически синфазное распределение поля в сечении излома (фазовая ошибка не должна превышать $\pi/8$);
- фазовый центр облучателя расположен между сечением излома и вершиной основного рупора на расстоянии от раскрытия

$$S_{\text{фц}} = 0,5(R_2 - R_1) \operatorname{ctg} \alpha_2.$$

Более подробную информацию о рассматриваемом типе облучателя можно найти в [4.44].

В качестве иллюстрации возможных реализаций характеристик излучения рупора с изломом на рис. 4.3.48 приведена серия ДН (сплошные линии — ДН в плоскости E , пунктир — ДН в плоскости H). Эти диаграммы разнятся между собой значениями параметра, в роли которого выступает полный угол раскрытия расфазированного рупора α_2 .

Дальнейшая модификация рассматриваемого рупора связана с введением в его состав импедансной структуры [4.45]. Канавки нарезаются на стенках большого рупора и могут быть равноглубокими с глубиной в четверть длины волны или с переменной глубиной (например, от 0 до $\lambda/4$ или от $\lambda/2$ до $\lambda/4$), что обеспечивает лучшее согласование.

Диаграммы направленности данных облучателей приведены на рис. 4.3.49 (сплошные линии — ДН в плоскости E , пунктирные — ДН в плоскости H): рис. 4.3.49,а — облучатель без канавок; на рис. 4.3.49,б — с шестью равноглубокими канавками, а на рис. 4.3.49,в — с шестью канавками, глубина которых уменьшается от $\lambda/2$ до $\lambda/4$ по

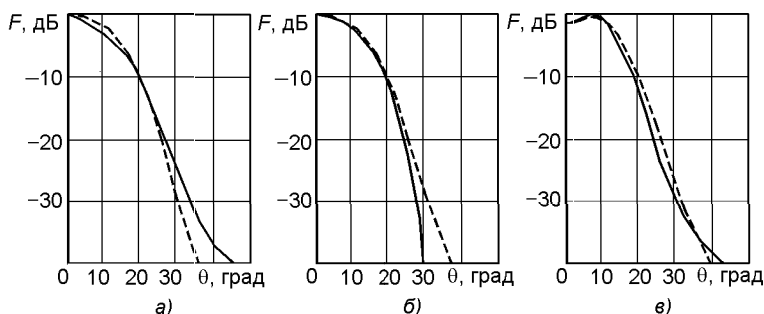


Рис. 4.3.49

мере приближения к раскрытию. Эти диаграммы относятся к расфазированному рупору с изломом образующей и следующими геометрическими параметрами: $2\alpha_1 = 14^\circ$; $2\alpha_2 = 48^\circ$; $2R_1 = 1,9\lambda$; $2R_2 = 4,3\lambda$.

В заключение три замечания:

1) анализ приведенных диаграмм показывает, что рупора с изломом образующей реализуют весьма приличные амплитудные ДН. Правда, это достигается за счет значительного увеличения поперечного размера облучателя, что затрудняет его использование в двухзеркальных антенн;

2) рассмотренная конструкция облучателя реализует весьма неплохие параметры антенны в целом при его использовании в однозеркальных схемах;

3) рассмотренный осесимметричный рупор с изломом образующей не является единственной реализацией общей идеи о построении рупора с изломом образующей. Другие решения будут приведены ниже.

4.3.6. Облучатели в виде рупора со сложным профилем поперечного сечения

Ниже рассмотрены характеристики излучения рупорных антенн со сложной конфигурацией поперечного сечения. Конфигурация профиля таких рупоров продиктована требованием по реализации одной важной практической задачи, а именно рационального размещения парциальных облучателей в некоторую кластерную систему.

4.3.6.1. Шестигранный рупор

Схема такого рупора приведена на рис. 4.3.50. Распределение поля E в раскрытии рупора показано на рис. 4.3.50, а. В [4.46] на основе апертурного метода получена система формул, позволяющая определить ДН облучателя. Эти формулы из-за их громоздкости здесь не

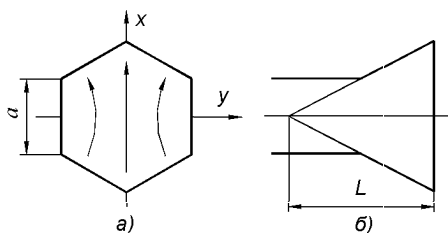


Рис. 4.3.50

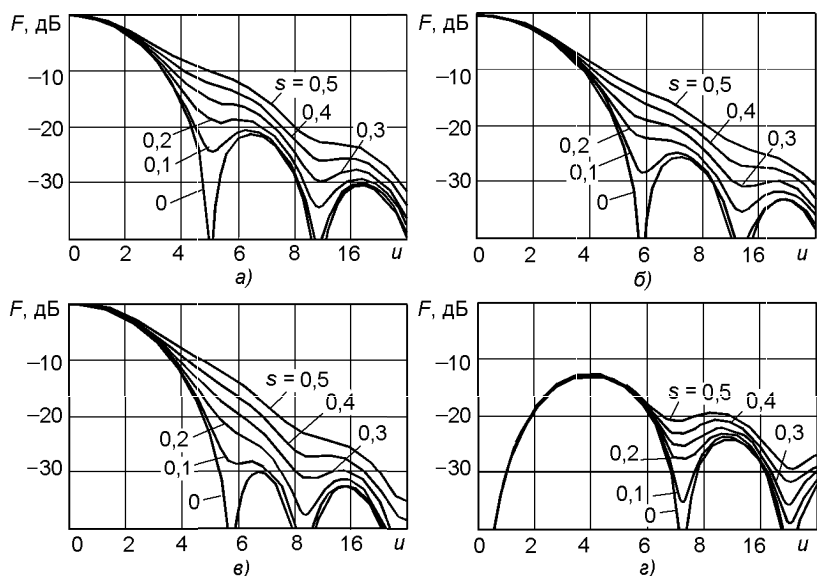


Рис. 4.3.51

приводятся. Расчетные ДН приведены на рис. 4.3.51: а — основная поляризация в E -плоскости; б — основная поляризация в H -плоскости; в — основная поляризация в 45° -плоскости; г — кроссполяризация в 45° -плоскости. Здесь обобщенная угловая координата $u = 2\pi a \sin \theta / \lambda$, а параметр $s = a^2 / 2\lambda L$, характеризующий квадратичную расфазировку, варьировался в пределах $0 \leq s \leq 0,5$. Из приведенных графиков видно, что шестигранный рупор реализует ДН с относительно неплохой осевой симметрией.

4.3.6.2. Крестообразный рупор

Внешний вид облучателя приведен на рис. 4.3.52, а геометрические параметры апертуры — на рис. 4.3.53. В [4.47] апертурным методом получены формулы для расчета ДН. На рис. 4.3.54 приведена серия ДН рупора, для которого $a = 40$ мм, а частота $f = 11,95$ ГГц, при изменении параметра b . Сплошными линиями приведены ДН в плоскости E , пунктирными — в плоскости H , треугольниками и точками обозначены экспериментальные ДН.

Из приведенных графиков видно, что при выполнении равенства $a = 2b$ наблюдается практическое совпадение ДН рупора для двух ортогональных плоскостей. Это обстоятельство и определило достаточно низкий уровень кроссполяризационного излучения рупорного облучателя, который, как показал эксперимент, не превысил -28 дБ. Добавим, что именно для соотношения $a = 2b$ выполняется идеальная стыковка группы таких облучателей.

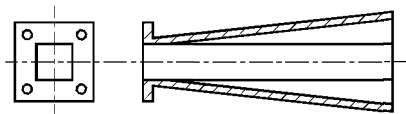


Рис. 4.3.52

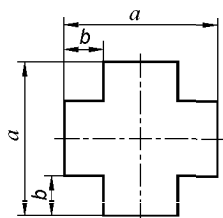


Рис. 4.3.53

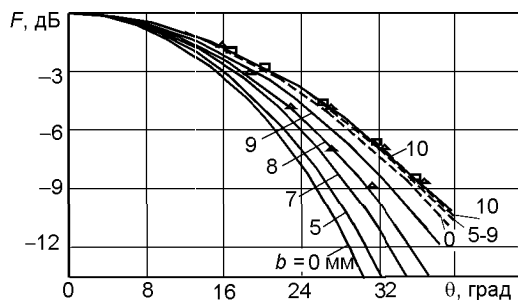


Рис. 4.3.54

4.4. Облучатели в виде гофрированных рупоров

Под гофрированными рупорами понимаются рупорные облучатели, внутренняя поверхность которых выполнена в виде гофра. Такая поверхность в электрическом смысле представляет собой определенный импеданс, величина и знак которого зависит, в первую очередь, от глубины гофра, точнее, от отношения h/λ , где h — глубина гофра, а λ — длина волны.

Существующих вариантов исполнения гофрированных рупоров можно насчитать множество. Однако внимательное изучение этого «множества» позволяет разделить их на два основных типа. Критерием, по которому происходит это разделение, служит наилучшая пригодность конкретного облучателя для однозеркальной или двухзеркальной схемы антенн.

4.4.1. Облучатель в виде широкоугольного гофрированного рупора

Сразу подчеркнем, что облучатели в виде широкоугольных гофрированных рупоров наилучшим образом предназначены для однозеркальных антенн. Отметим также, что для этих схем пригодны только рупоры, для которых характерна большая степень расфазировки поля в раскрыве.

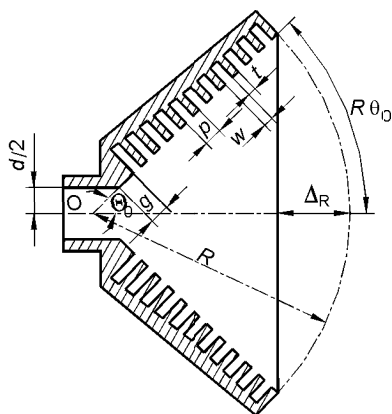


Рис. 4.4.1

На рис. 4.4.1 изображена схема рассматриваемого облучателя.

Напомним, что под расфазировкой в данном случае понимается фазовая разность $\Delta\Phi$ между двумя электрическими длинами от центра рупора до края рупора и до центра рупора. Нетрудно показать, что

$$\Delta\Phi = 2\pi(a/\lambda) \operatorname{tg}(\theta_0/2),$$

где a — радиус раскрыва; θ_0 — половина угла раскрыва рупора. Пользуясь этим определением, понятие «большая расфазировка рупора» обретает вполне конкретное числовое выражение, а именно $\Delta\Phi > 0,8\pi$.

Отметим наиболее интересные свойства сильно расфазированных гофрированных рупоров:

- рупора, расфазировка в которых превышает $0,8\pi$, являются, как правило, широкополосными;
- ширина ДН определяется в основном значением угла раскрыва $2\theta_0$;
- положение фазового центра практически неизменно при вариации частоты, а именно фазовый центр находится вблизи горловины рупора.

Отметим также следующие обстоятельства:

- первые публикации и патенты по данным рупорам относятся к 60-м годам прошлого века [4.48–4.51];
- трансформация обычного расфазированного широкоугольного конусного рупора в широкоугольный расфазированный гофрированный конусный рупор согласно [4.52] совершалась так, как показано на рис. 4.4.2;
- наиболее полную информацию по гофрированным рупорам можно найти в монографии [4.53];
- эти облучатели получили название «скалярный рупор»;
- заметное улучшение электрических параметров конического рупора с ребристой структурой по сравнению с обычным гладким коническим рупором можно объяснить тем, что за счет введения во внутреннюю полость рупора импедансной структуры изменилась структура волны, распространяющейся в рупора, которая теперь имеет нулевой уровень для вектора \mathbf{E} электрического поля по всей границе рупора. Другими словами, введение импедансной структуры практически выравнивало амплитудные распределения в E - и H -плоскостях рупора.

Теперь о параметрах излучения скалярных рупоров. Для сравнительной оценки качества излучения рупоров вводится новый параметр

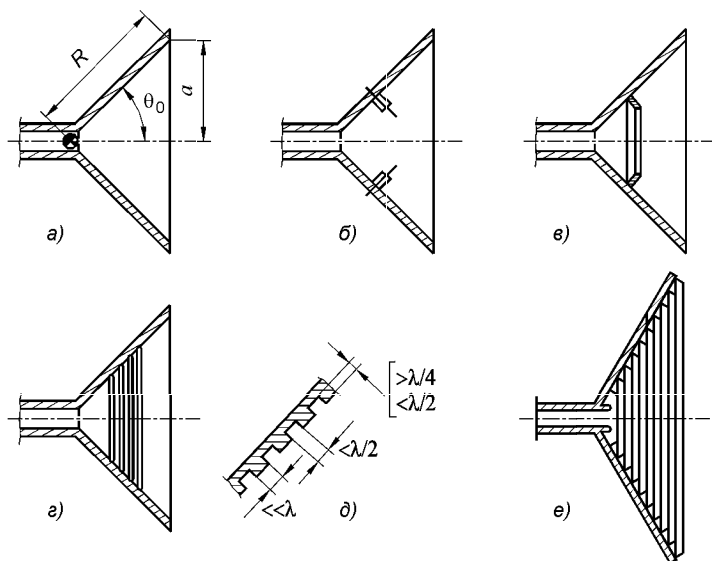


Рис. 4.4.2

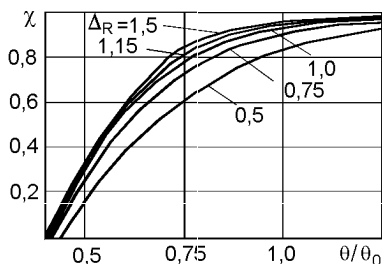


Рис. 4.4.3

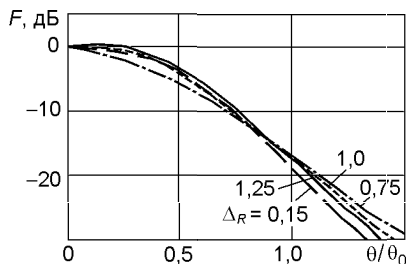


Рис. 4.4.4

облучателя — эффективность χ , под которой понимается доля мощности излучения, которая содержится внутри конуса с относительным углом раскрыва $\nu = \theta/\theta_0$. Графики зависимости $\chi(\nu)$ приведены на рис. 4.4.3 [4.54], где параметром служит величина $\Delta_R = (a/\lambda) \operatorname{tg}(\theta_0/2)$. Вертикальная линия $\theta/\theta_0 = 0,75$ на этом рисунке определяют эффективность рупора, соответствующая углу облучения края основного рефлектора антенны по уровню -10 дБ.

Серия ДН скалярного рупора приведена на рис. 4.4.4. И здесь в качестве параметра выступает величина Δ_R . На этом рисунке пунктирами показаны ДН облучателей, которые соответствуют уровню облучения краев основного рефлектора на уровнях -10 и -20 дБ. Этим ДН соответствует эффективность $\chi = 87$ и 98 %.

Измерение КСВН скалярного рупора ($\theta_0 = 45^\circ$; $R = 6,7$ см) проводилось в диапазоне частот $f = 12,4 \dots 18$ ГГц. Максимальное зна-

чение $KCBH = 1,6$. Измерение второго скалярного рупора ($\theta_0 = 235^\circ$; $R = 12,05$ см) проводилось в диапазоне частот $f = 12,4 \dots 18$ ГГц. Максимальное значение КСВН составило 1,4. Измеренный максимальный уровень кросспolarизационного излучения для обоих рупоров не превысил -40 дБ.

Ширина ДН, град

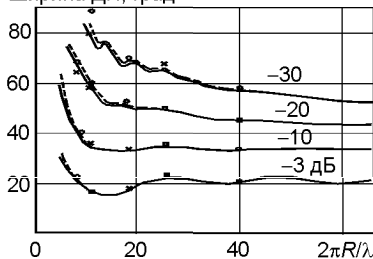
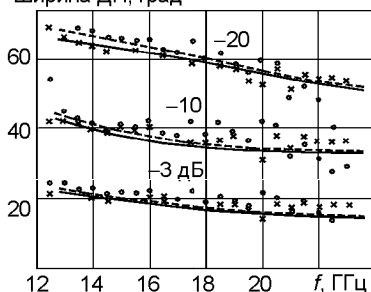


Рис. 4.4.5

Информация о зависимости ширины ДН от электрической длины рупора с углом раскрыва 90° приведена на рис. 4.4.5 [4,55]: сплошная линия — расчетные данные в плоскости E ; кружочки — экспериментальные данные в плоскости E ; пунктирная линия — расчетные данные в плоскости H ; крестики — экспериментальные данные в плоскости H .

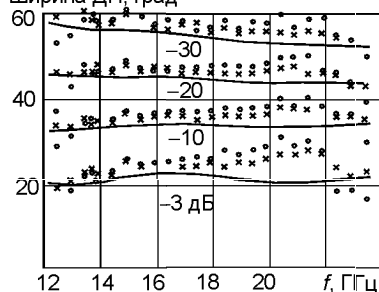
Частотная зависимость ширины ДН рупора со следующими геометрическими параметрами: $R = 2,78$ см; глубина гофра 5,35 см; расстояние между гофрами 2,6 см, показана на рис. 4.4.6, а. Аналогичная зависимость для другого рупора, у которого $R = 13,57$ см; глубина гофра 5,35 см; расстояние между гофрами 2,6 см, показана на рис. 4.4.6, б.

Ширина ДН, град



а)

Ширина ДН, град



б)

Рис. 4.4.6

Экспериментальные данные подтверждают ранее сделанный вывод о том, что рассматриваемый тип облучателя обладает значительной степенью широкополосности.

4.4.2. Облучатели в виде гофрированного рупора с малым углом раскрыва

Сразу подчеркнем, что облучатели в виде гофрированных рупоров с малыми углами раскрыва наилучшим образом предназначены для двухзеркальных антенн. Отметим также, что для этих схем пригодны только

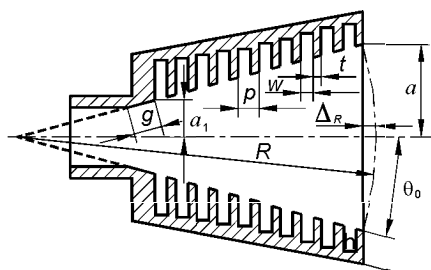


Рис. 4.4.7

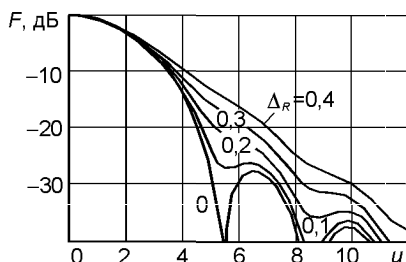


Рис. 4.4.8

рупоры, для которых характерна малая степень расфазировки поля в раскрыве. На рис. 4.4.7 приведена схема такого облучателя.

Диаграмма направленности облучателя $F(u)$, где $u = 2\pi a/\lambda$ — обобщенная угловая координата, приведена на рис. 4.4.8 [4.54]. Здесь в качестве параметра используется $\Delta_R = (R/\lambda) \sin \theta_0 \operatorname{tg}(\theta_0/2)$. Из графиков видно, что для $\Delta_R = 0,2$ первый боковой лепесток практически сливается с главным лепестком ДН.

График изменения положения фазового центра облучателя приведен на рис. 4.4.9. При $\Delta_R \rightarrow 0$ фазовый центр располагается на оси в центре раскрыва. При увеличении Δ_R фазовый центр перемещается внутрь рупора, а при $\Delta_R \rightarrow 1$ стремится к точке О.

Графики зависимости $\chi(u)$ приведены на рис. 4.4.10, где параметром служит величина Δ_R . Вертикальная пунктирная линия на этом рисунке определяет эффективность рупора, соответствующая углу облучения края основного рефлектора антенны по уровню -10 дБ. Из графиков видно, что при $\Delta_R = 0,2$ эффективность облучателя достигает 90 %, т.е. утечка мощности за края контррефлектора составит всего 10 %. Если же уровень облучения края контррефлектора будет равен -20 дБ, то эффективность облучателя возрастет до 97,5 %, т.е. утечка энергии снизится до 2,5 %.

На рис. 4.4.11 приведены графики $\gamma(f/f_0)$ в зависимости от параметра $\nu = k'R\theta_0$ для двух значений $\delta = w/p$: сплошная кривая — $\delta = 0,8$; пунктирная — $\delta = 0,6$.

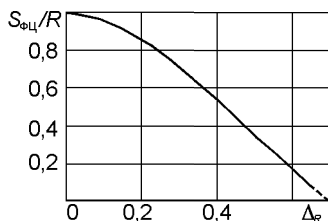


Рис. 4.4.9

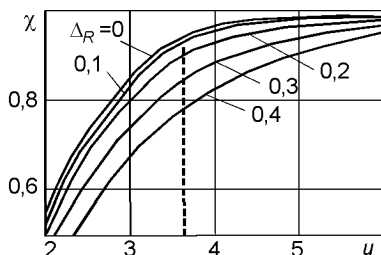


Рис. 4.4.10

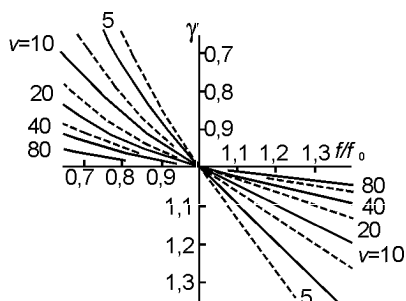


Рис. 4.4.11

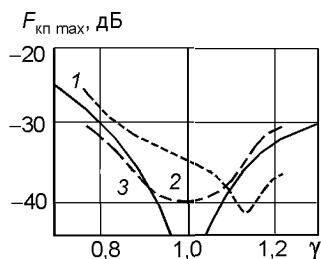


Рис. 4.4.12

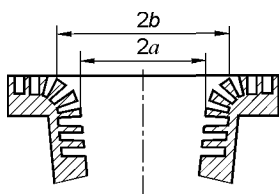


Рис. 4.4.13

Максимальный уровень кроссполаризационного излучения рупора с углом раскрыва $\theta_0 = 8^\circ$ в 45° -плоскости в зависимости от γ приведены на рис. 4.4.12 (кривая 1 — результаты расчета; 2 — результаты эксперимента; 3 — данные для рупора с дополнительными фланцами, приведенными на рис. 4.4.13, ширина которых $0,38\lambda$). Экспериментальные данные, полученные для рупора с углом раскрыва $\theta_0 = 8^\circ$, показали, что $KСВН < 1,2$ в полосе частот 1,35:1.

Целесообразно здесь же привести информацию, касающуюся определения положения фазового центра гофрированного рупора для ближней и дальней зон излучения. Эта информация относится как к рупорам слабо расфазированным, так и к рупорам с сильной расфазировкой. В [4.56] приведена номограмма (рис. 4.4.14), позволяющая определить положение фазового центра гофрированного рупора. Исходными параметрами служат a/λ , R_0/λ и $\alpha = a^2/L\lambda$, а искомой величиной — Z_0/λ , т.е. координата фазового центра, отсчитываемого от раскрыва рупора и заданного в долях длины волны. Алгоритм пользования номограммой:

- на верхней горизонтальной оси a/λ номограммы фиксируется точка, соответствующая электрическому радиусу раскрыва рупора (в качестве примера выбрана точка $a/\lambda = 5$);
- на средней горизонтальной оси R_0/λ номограммы фиксируется точка, соответствующая электрическому расстоянию точки наблюдения, отсчитываемого от центра раскрыва рупора (в качестве примера выбрана точка $R_0/\lambda = 50$);
- через эти две точки проводится прямая линия, которая продолжается до пересечения с третьей горизонтальной осью $\lambda R_0/a^2$ (для данного примера точка $\lambda R_0/a^2 = 2$);
- через точку $\lambda R_0/a^2 = 2$ проводится вниз вертикальная линия до пересечения с надлежащей кривой α (для данного примера выбрана кривая $\alpha = 0$, что соответствует нулевой расфазировки поля возбуждения в раскрыве рупора);

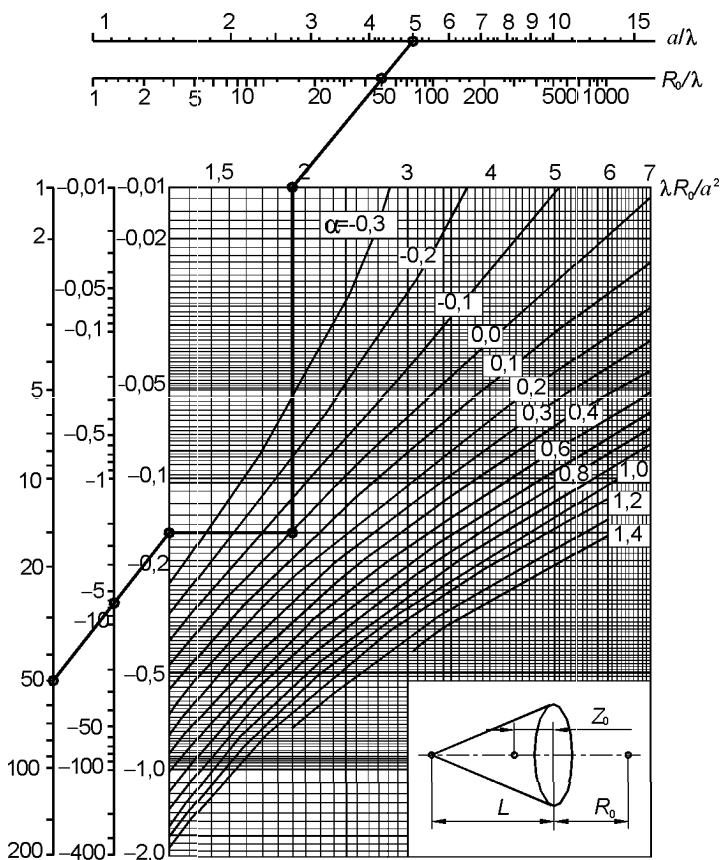


Рис. 4.4.14

- от последней по построению точки проводится горизонтальная линия до пересечения с крайней правой осью Z_0/R_0 (в данном примере точка $Z_0/R_0 = -0,15$);
- через эту точку и точку с заданным значением R_0/λ на крайней левой вертикальной оси (в данном случае $R_0/\lambda = 50$) проводится прямая;
- точка пересечения прямой со средней вертикальной осью Z_0/λ определяет искомый результат (в данном примере $Z_0/\lambda = -7,4$). Этот результат означает, что в рассматриваемом примере положение фазового центра рупора сдвинуто от плоскости раскрыва рупора вовнутрь по оси на расстояние $7,4\lambda$.

Относительно приведенной номограммы следует сделать одно замечание. На номограмме присутствуют кривые, для которых параметр α имеет как положительные, так и отрицательные значения. Положительные значения параметра α означают реальные квадратичные расфазы-

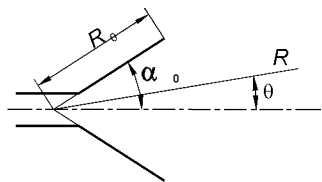


Рис. 4.4.15

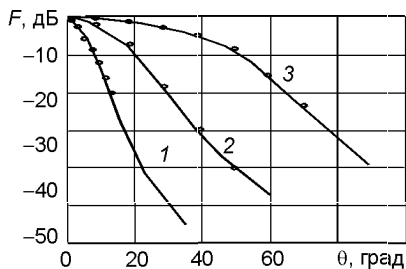


Рис. 4.4.16

ровки, присущие анализируемым облучателям. Отрицательные значения параметра α в данном контексте напрямую не используются. Однако расширение номограммы для отрицательных значений параметра α , на наш взгляд, полезно. Дело в том, что положительные значения параметра α соответствуют вариантам исполнения рупоров, для которых фазовое распределение в раскрые соответствует фокусированному излучению. На практике это может соответствовать исполнению рупора с диэлектрической линзой, обеспечивающей сходящейся фазовый фронт. Более полную информацию по рассматриваемому вопросу можно найти в [4.57–4.60].

Приведем краткие сведения о распределении поля излучения гофрированных рупоров в ближней зоне. Эта информация касается как рупоров с незначительным квадратичным фазовым распределением в раскрые, так и рупоров, для которых квадратичная расфазировка значительна. В [4.40] методом геометрической теории дифракции получены расчетные формулы для определения поля излучения гофрированных рупоров. Геометрия рупора приведена на рис. 4.4.15. На рис. 4.4.16 приведены ДН трех вариантов исполнения гофрированных рупоров:

- кривая 1 — угол рупора $\alpha_0 = 12^\circ$, $kR_0 = 575$, $kR = 711$; частота 9 ГГц;
- кривая 2 — угол рупора $\alpha_0 = 30^\circ$; $kR_0 = 27,5$, $kR = 50$; частота 9 ГГц;
- кривая 3 — угол рупора $\alpha_0 = 70^\circ$, $kR_0 = 20$, $kR = 398$; частота 7,3 ГГц.

На рисунке сплошные кривые — расчетные значения; треугольники — результаты измерения.

Дополнительную информацию о распределении поля излучения гофрированных рупоров в ближней зоне можно найти в [4.60].

4.4.3. Конверторы мод

Для того чтобы оптимальным образом совместить гладкий круглый питающий волновод с коническим гофрированным рупором (рис. 4.4.17), используется специальное соединительное устройство, получившее название конвертора мод или просто конвертор (в англоязычной научно-

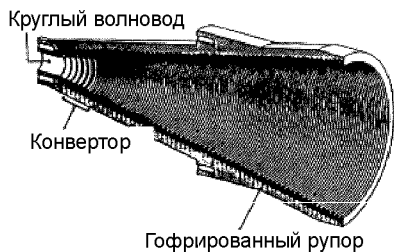


Рис. 4.4.17

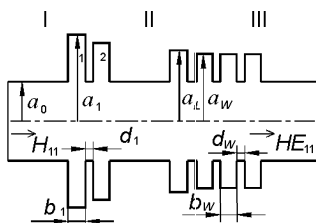


Рис. 4.4.18

Таблица 4.4.1

n	ka_n	kb_n		kd_n	
		I ($p = 0,1\lambda_0$)	II ($p = 0,2\lambda_0$)	I ($p = 0,1\lambda_0$)	II ($p = 0,2\lambda_0$)
0	2,90	—	—	—	—
1	5,50	0,47	0,94	0,32	0,64
2	5,34	0,47	0,94	0,26	0,52
3	5,18	0,47	0,94	0,22	0,44
4	5,02	0,47	0,94	0,19	0,38
5	4,86	0,47	0,94	0,16	0,32
w	4,70	0,47	0,94	0,16	0,32

технической литературе — converter mode or converter). Конвертор решает две задачи: преобразует волну типа H_{11} , распространяющуюся в гладком круглом волноводе, в гибридную волну типа HE_{11} , распространяющуюся в гофрированной части облучателя, и минимизирует отражение от перехода волновод/конвертор.

Вариант 1. Проблема оптимального соединения гладкого круглого волновода, в котором распространяется волна типа H_{11} , с гофрированным круглым волноводом, в котором распространяется гибридная волна HE_{11} , рассматривалась в [4.61]. Анализируемое устройство, показанное на рис. 4.4.18, состоит из трех секций: I — гладкий круглый волновод; II — конвертор, представляющий собой последовательность круговых щелей с переменным радиусом; III — регулярный гофрированный круглый волновод.

Матричным методом получены общие формулы для расчета коэффициента отражения. При помощи этих формул был рассчитан коэффициент отражения для устройства, изображенного на рис. 4.4.18 и содержащего конвертор с шестью круговыми щелями. Геометрические параметры устройства приведены в табл. 4.4.1, где принято обозначение $p = b + d$.

Результаты расчета коэффициента отражения в полосе частот 2,6...3,8 ГГц показаны на рис. 4.4.19. Из приведенных графиков видно, что оптимальный результат соответствует варианту исполнения, при котором глубина первой щели конвертора равна $\lambda/2$ на частоте $f_1 = 3,48$ ГГц. Длина конвертора $kL = 3,5$ для варианта (i) и $kL = 7$ для варианта (ii). Экспериментальная проверка полученных результатов

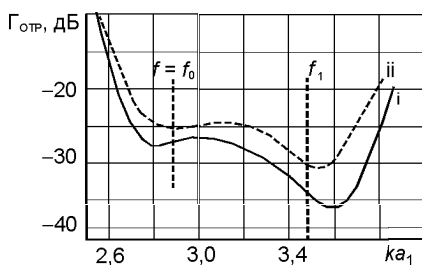


Рис. 4.4.19

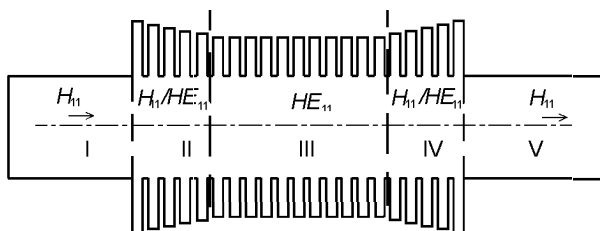


Рис. 4.4.20

проводилась с помощью устройства, приведенного на рис. 4.4.20. Это устройство состоит из пяти секций:

I — гладкий круглый волновод, где распространяется волна типа H_{11} ;

II — конвертор, где происходит трансформация волноводной волны типа H_{11} в гибридную волну типа HE_{11} ;

III — отрезок регулярного гофрированного волновода, где распространяется гибридная волна типа HE_{11} ;

IV — конвертор (с обратным подключением), где происходит обратная трансформация гибридной волны типа HE_{11} в волноводную волну типа H_{11} ;

V — отрезок круглого волновода, где распространяется волна типа H_{11} .

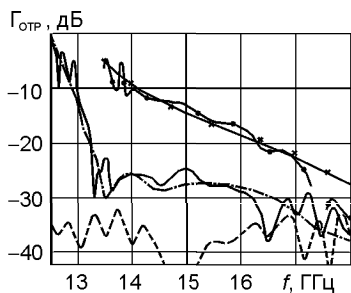


Рис. 4.4.21

Результаты измерений $\Gamma_{отр}$ данного устройства и его составных частей приведены на рис. 4.4.21: сплошная кривая — измерения всего устройства в целом; штрихпунктирная кривая — расчетная зависимость всего устройства в целом; кривая с кружочками — измерения устройства без секции III; кривая с крестиками — расчетная зависимость устройства без секции III; пунктирная кривая — измерения устройства без секций II, III и IV. Измерения показали

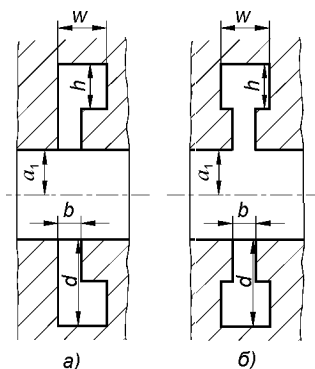


Рис. 4.4.22

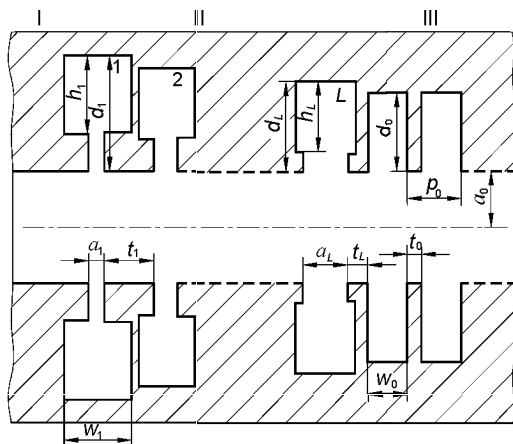


Рис. 4.4.23

вполне удовлетворительные результаты по согласованию в полосе частот, соответствующих Ку- и X-диапазнам.

Вариант 2. В [4.62] рассмотрен другой вариант исполнения конвертора. Отличие от предыдущего варианта заключается в том, что здесь используются кольцевые щели, нагруженные на резонаторы, а профиль конвертора выполнен криволинейным согласно формулы

$$d_n = (\lambda_0/4) \exp[1/(2, 5ka_n)]. \quad (4.4.1)$$

Два исполнения связи с резонаторами (несимметричное и симметричное) показаны на рис. 4.4.22, а и б соответственно.

Анализируемое устройство, показанное на рис. 4.4.23, состоит из трех секций: I — гладкий круглый волновод; II — конвертор, представляющий собой последовательность круговых щелей, нагруженных на резонаторы; III — регулярный гофрированный круглый волновод.

Анализ данных устройств проводился матричным способом. Основные результаты исследования могут быть оценены следующим образом:

- параметры щелевых неоднородностей должны удовлетворять условию $h_L = (2/3)d_L$. Любое отклонение от этого условия дает худшие результаты;
- должно быть не менее пяти нагруженных кольцевых неоднородностей. Увеличение числа неоднородностей дало некоторое дополнительное улучшение характеристик конвертора (коэффициента отражения). Однако это приводит к дополнительным потерям. Поэтому указанное число неоднородностей достаточно как для возбуждения требуемой гибридной волны, так и для получения необходимого коэффициента отражения;
- изменение шага p не выявило каких-либо дополнительных преимуществ, поэтому его следует брать равным шагу гофрированного волновода;

- оптимальные значения параметров неоднородностей b_L и w_L были достигнуты при выполнении следующих условий:
 - величина w_i выполняется постоянной. Параметры конвертора мало чувствительны к изменением w_L ;
 - величина b_i линейно увеличивается по длине конвертора. Для достижения минимальной значения коэффициента отражения необходимо, чтобы b_1 была меньше $0,15r_0$. Кроме того, необходимо, чтобы для последней неоднородности выполнялось условие $b_L = w_0$;
- замена симметричных нагрузок, показанных на рис. 4.4.22, б, на асимметричные (рис. 4.4.22, а) не приводил к ощутимым изменениям конечного результата.

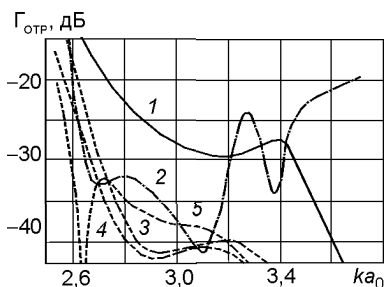


Рис. 4.4.24

Был также рассчитан коэффициент отражения $\Gamma_{отр}$ для устройства, изображенного на рис. 4.4.23, при следующих параметрах: $p = b + t = 0,1\lambda$; $\delta = b/p$; $ka_0 = 2,9$ (рис. 4.4.24):

кривая 1 — отражение от устройства без секции II, т.е. без конвертора;

кривая 2 — отражение от устройства, изображенного на рис. 4.4.18 с пятью круговыми щелями, геометрические параметры которого приве-

дены в табл. 4.4.1;

кривые 3–5 — отражения от устройств, изображенных на рис. 4.4.23, при длине $L = 5; 10; 20$.

Анализ приведенных данных показал, что при использовании конвертора с кольцевыми щелями, нагруженными на резонаторы, удается получить лучшие результаты согласования. С целью проверки точности предложенной в [4.62] методики расчета были проведены расчеты и измерения $\Gamma_{отр}$ двух устройств, изображенных на рис. 4.4.25. Эти устройства представляют собой последовательное сочленение секции кругло-

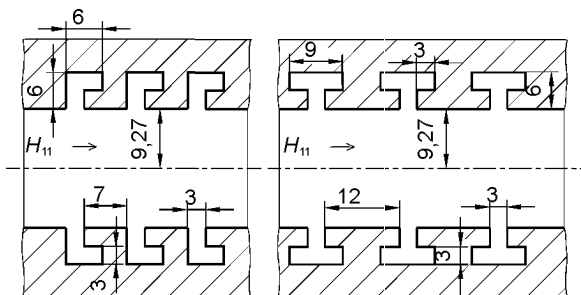


Рис. 4.4.25

го волновода плюс трехщелевой конвертор плюс отрезок круглого волновода. Конвертор выполнен с асимметричной и симметричной связями с резонаторами. Результаты определения $\Gamma_{отр}$ представлены на рис. 4.4.26: кривые 1–2 — отражение при использовании симметричной и ассиметричной связей (сплошная кривая — расчетные данные, штрихпунктирная — экспериментальные); кривая 3 — отражение от устройства без конвертора.

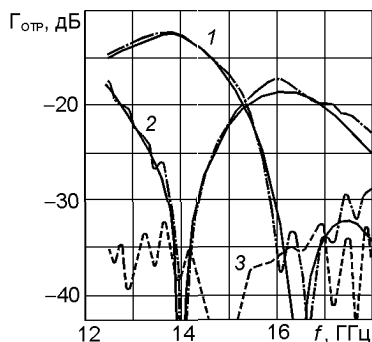


Рис. 4.4.26

Хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных подтверждает высокую надежность полученных в работе результатов прогнозирования трансформирующих свойств рассматриваемой схемы конвертора.

Вариант 3. Еще одна схема конвертора анализировалась в [4.63]. Предложенные здесь формулы позволяют численными методами получить коэффициент отражения устройства, представленного на рис. 4.4.27. В частности, расчет проводился для устройства, в котором конвертор содержит десять круговых щелей с геометрическими размерами, приведенными в табл. 4.4.2.

Таблица 4.4.2

n	a_n	a_{n+1}	b_n	d_n	t_n
1	1,34	1,34	3,34	0,20	0,38
2	1,34	1,34	3,20	0,20	0,34
3	1,34	1,34	3,05	0,20	0,30
4	1,34	1,34	2,91	0,20	0,26
5	1,34	1,34	2,77	0,20	0,22
6	1,34	1,34	2,83	0,20	0,18
7	1,34	1,34	2,48	0,20	0,14
8–10	1,34	1,34	2,34	0,20	0,10

Данные по коэффициенту отражения устройства показаны на рис. 4.4.28 (сплошная кривая — результаты эксперимента; пунктирная — результаты расчета по методу [4.63]; штрихпунктирная — результаты расчета по методу [4.61]).

Вариант 4. Возможно еще одно техническое решение, когда выход конвертора используется как облучатель антенны. В этом случае помимо оптимизации свойств по согласованию необходимо принять меры по минимизации кроссполаризационного излучения. Такая проблема рассматривалась в [4.64] для устройства, изображенного на рис. 4.4.29.

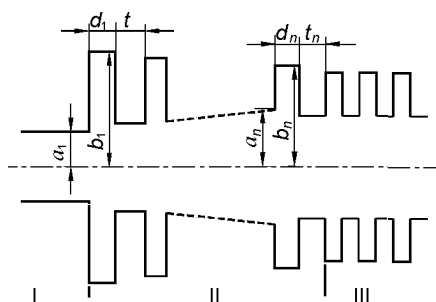


Рис. 4.4.27

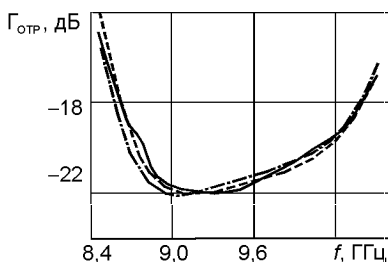


Рис. 4.4.28

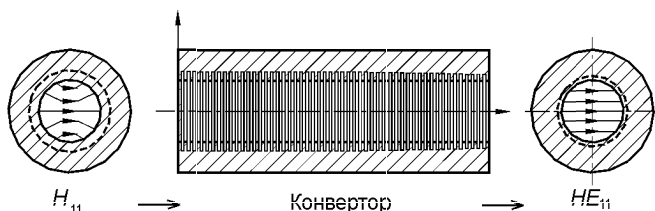


Рис. 4.4.29

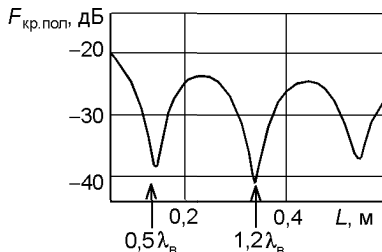


Рис. 4.4.30

Отметим, что профиль конвертора изменялся по длине в соответствии с формулой

$$d(z) = \lambda/2 - (\lambda/4)(z/L)^N. \quad (4.4.2)$$

Для конвертора с параметрами $ka = 14,39$ для частоты $f = 39$ ГГц и $N = 4$ был рассчитан график изменения максимального уровня кроссполаризационного излучения в 45° -плоскости (рис. 4.3.30). Отметим, что минимальный уровень излучения достигается для «короткого» конвертора при длине $L = 0,5\lambda_{\text{в}}$, для «длинного» конвертора при длине $L = 1,2\lambda_{\text{в}}$.

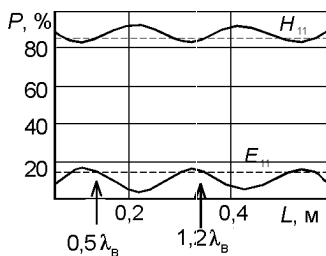


Рис. 4.4.31

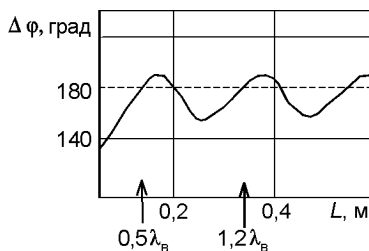


Рис. 4.4.32

Таблица 4.4.3

Параметр	«Короткий» конвертер с числом круговых щелей				
	1	2	3	4	5
Частота, ГГц	28	39	53,2	110	140
Диаметр, мм	44,45	35,2	27,79	17,48	27,79
ka	13,05	14,39	15,5	20,15	40,78
Длина конвертора L , мм	170	140	120,4	91,8	241,5
N	4	4	7	10	40
p , мм	2	2	1,4	0,9	0,7
w , мм	1	1	0,7	0,45	0,35
Доля общей мощности, %, приходящейся на: гибридную волну HE_{11}	99,4	99,2	99,1	99,3	99,1
волну H_{11}	87,1	84,7	87,6	86,3	81,3
волну E_{11} %	12,3	14,5	11,5	13,0	17,8
Фазовая разность мод H_{11} и E_{11} , град.	180	182	181	184	186
Уровень первого бокового лепестка, дБ	-27	-26	-26	-26	-24
Максимальный уровень кроссполяризационного излучения, дБ	-44	-38	-39	-33	-29
Коэффициент отражения, дБ	-57	-53	-50	-54	-62
Омические потери, %	0,1	0,2	0,3	0,3	0,5

Таблица 4.4.4

Параметр	«Длинный» конвертер с числом круговых щелей		
	1	2	3
Частота, ГГц	28	39	53,2
Диаметр, мм	44,45	35,2	27,79
ka	13,05	14,39	15,5
Длина конвертора L , мм	386	338	290
N	4	4	7
p , мм	2	2	1,4
w , мм	1	1	0,7
Доля общей мощности, %, приходящейся на: гибридную волну HE_{11}	99,6	99,4	99,4
волну H_{11}	86,4	84,9	86,3
волну E_{11}	13,0	14,5	13,1
Фазовая разность мод H_{11} и E_{11} , град.	177	183	177
Уровень первого бокового лепестка, дБ	-27	-27	-27
Максимальный уровень кроссполяризационного излучения, дБ	-40	-41	-43
Коэффициент отражения, дБ	-53	-53	-52
Омические потери, %	0,2	0,2	0,3

На рис. 4.4.31 приведен график изменения относительных долей мощностей, соответствующим модам H_{11} и E_{11} на выходе конвертора. Отметим, что при длине конвертора $L = 0,5\lambda_v$ или $1,2\lambda_v$ на выходе конвертора на долю моды H_{11} приходится 82 % общей мощности излучения, а на моду E_{11} — 18 %. График фазового соотношения между модами H_{11} и E_{11} на выходе конвертора приведен на рис. 4.4.32. Из графика видно, что при длине конвертора $L = 0,5\lambda_v$ или $1,2\lambda_v$ фазовая разность 180° .

Таблица 4.4.5

Параметр	«Короткий» конвертор	«Длинный» конвертор с числом круговых щелей	
		1	2
Частота, ГГц	70	70	70
Диаметр, мм	27,8	27,8	27,8
Длина конвертора L , мм	184,4	371	371
N	9	9	2
p , мм	1,4	1,4	1,4
w , мм	0,7	0,7	0,5
Доля общей мощности, приходящейся на волну, %:			
H_{11}	85,8	83,0	82,5
E_{11}	13,4	16,3	17,1
H_{12}	0,002	0,013	0,004
E_{12}	0,3	0,52	0,3
H_{13}	0,0008	0,0001	0,0009
E_{13}	0,2	0,06	0,03
H_{14}	0,00004	0,00008	0,0002
E_{14}	0,1	0,04	0,03
H_{15}	0,0001	0,0002	0,00004
E_{15}	0,06	0,009	0,02
H_{16}	0,000002	0,000007	0,00002
E_{16}	0,07	0,02	0,02
Результирующая доля мощности, %	99,2	99,3	99,6
Фазовая разность мод H_{11} и E_{11} , град	184	182	186
Уровень первого бокового лепестка, дБ	−26	−27	−26
Максимальный уровень кроссполаризационного излучения, дБ	−33	−36	−32
Коэффициент отражения, дБ	−56	−54	−61
Омические потери, %	0,2	0,5	0,4

Сводные данные по геометрическим параметрам конверторов и достигаемым электрическим характеристикам приведены в табл. 4.4.3 (для «короткого» конвертора), 4.4.4 (для «длинного» конвертора) и 4.4.5 (для обоих типов конверторов). Значение омических потерь в таблицах приведено для конвертора, выполненного из меди.

Дальнейшую информацию по конверторам можно найти в [4.65–4.67].

4.4.4. Гофрированные рупоры с конвертором мод

Для обеспечения возбуждения требуемого гибридного режима в гофрированном рупоре необходимо устройство преобразования волноводной волны H_{11} , распространяющейся в гладком круглом волноводе. Чтобы облегчить преобразование режима H_{11} к режиму HE_{11} , необходимо использовать некоторые средства постепенного изменения продольного поверхностного реактанса от нулевого значения в круговом волноводе к высокому значению, требуемому для поддержки распространения гибридной моды HE_{11} в рупорной части устройства. Обычный метод достижения такого результата состоит в медленном измене-

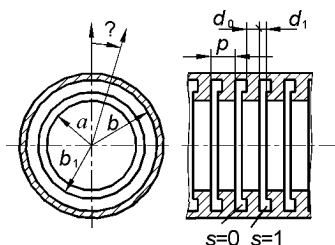


Рис. 4.4.33

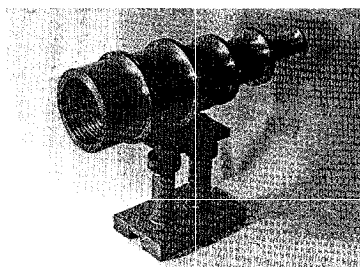


Рис. 4.4.34

нии глубины неоднородности от начальной величины $\lambda/2$ к конечной величине $\lambda/4$. Однако было установлено, что такой метод не обеспечивает необходимого уровня согласования в сравнительно широкой полосе частот. Для получения увеличенной полосы пропускания в [4.68, 4.69] было предложено использовать кольцевые щели, нагруженные на резонаторы (рис. 4.4.33).

Внешний вид рупорного излучателя приведен на рис. 4.4.34. Графики изменения ширины ДН по уровню -10 дБ рупорного облучателя с кольцевыми щелями, нагруженными на резонаторы, и гофрированного облучателя показаны на рис. 4.4.35, а и б соответственно. Радиус выходной апертуры $a = 2,95a_1$, угол полуоткрытия рупора $\theta_0 = 6,47^\circ$. На рис. 4.4.36 приведены графики КСВН двух сравниваемых типов рупорных облучателей (1 — рупор с кольцевыми щелями, нагруженными на резонаторы; 2 — обычный гофрированный рупор, сплошные кривые —

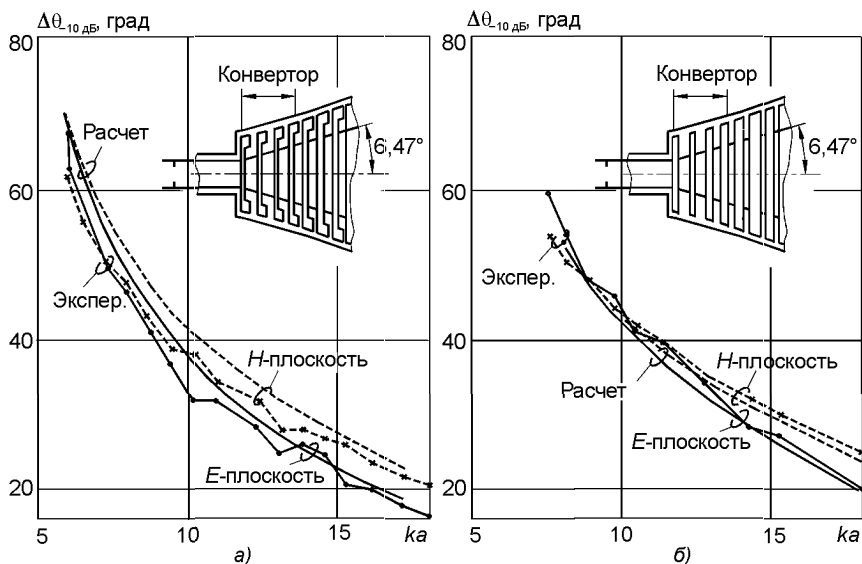


Рис. 4.4.35

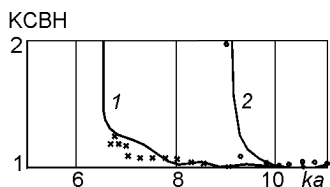


Рис. 4.4.36

результаты расчетов, крестики — результаты измерения рупора с кольцевыми щелями, нагруженными на резонаторы; точки — результаты измерения обычного гофрированного рупора).

Сравнение данных, приведенных на рис. 4.4.36, однозначно свидетельствует о том, что предложенное техническое решение по выполнению неоднородностей существенно расширяет частотный диапазон использования облучателя.

Целью дальнейших работ, связанных с улучшением параметров гофрированного рупорного облучателя, соединенного с круглым волноводом через конвертор мод, было решение двух задач: оптимизация параметров конверторов мод и снижение мощности, приходящих на моды более высоких порядков, во многом определяющих уровень кроссполяризационного излучения облучателя в целом.

Так, в [4.70] эта проблема рассмотрена применительно к гофрированным рупорам с малым углом раскрыва. На рис. 4.4.37 приведены две схемы анализируемого устройства. Между собой эти схемы отличаются уже упомянутым ранее способом выполнения неоднородностей конвертора: в виде круговых щелевых неоднородностей (исполнение типа А — рис. 4.4.37, а) и круговых щелевых неоднородностей, нагруженных на резонаторы (исполнение типа В — рис. 4.4.37, б).

Более детальное представление анализируемого устройства приведено на рис. 4.4.38. Устройство состоит из следующих секций:

1 — отрезок круглого волновода диаметра a_i , в котором распространяется волна типа H_{11} ;

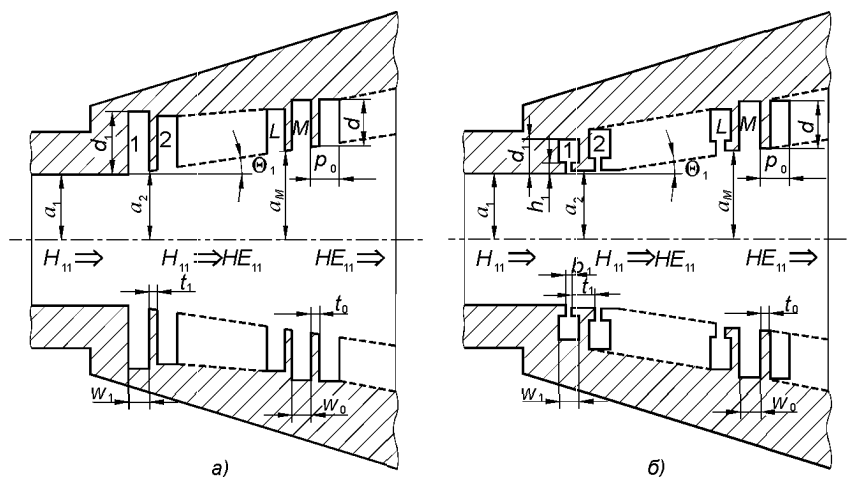


Рис. 4.4.37

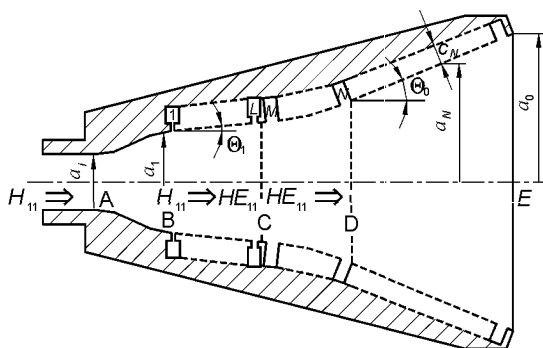


Рис. 4.4.38

II — часть устройства, заключенная между точками A и B, в котором происходит плавное увеличение диаметра и распространяется волноводная мода H_{11} . Введение этой секции в состав устройства позволяет упростить проблему согласования устройства в целом;

III — часть устройства, заключенная между точками B и C, в котором происходит преобразование мод $H_{11} \rightarrow HE_{11}$. Эта секция является конвертором, выполненным на базе кольцевых щелей, нагруженных на резонаторы;

IV — часть устройства, заключенная между точками C и D, в котором происходит плавное изменение диаметра регулярно гофрированной части рупора. Эта секция позволяет решить две проблемы: плавное сопряжение резонансных частот конвертора и регулярной части рупора и плавное изменение угла раскрытия θ до необходимой величины, диктуемой требованием на ДН облучателя в целом.

Изменение глубины щелей внутри секции IV происходит по закону

$$d_n = (\lambda_0/4) \exp[1/(2,5ka_n)];$$

V — часть устройства, заключенная между точками D и E, представляет собой регулярную часть гофрированного рупора с линейно выполненной образующей.

В табл. 4.4.6 сведены данные по выбору геометрических параметров конверторов, выполненных по схемам A и B. Оба варианта исполнения имеют N неоднородностей и одинаковый угол полураскрыва θ_1 .

Таблица 4.4.6

Параметр	Исполнение типа A	Исполнение типа B
$\frac{d_n}{\lambda_1}$	$0,4 - \frac{n-1}{N} \left(0,4 - 0,25 \exp \frac{1}{2,5k_1 a_M} \right)$	$0,25 \exp \frac{1}{2,5k_1 a_n}$
b_n	—	$[0,1 + (n-1)(w_0/p_0 - 0,1)/N]p_0$
h_n	—	$(2/3)d_n$
p_n	$p_0(w_n + t_n)$	—
w_n	w_0	
a_n	$a_1 + p_0(n-1) \operatorname{tg} \theta_1$	

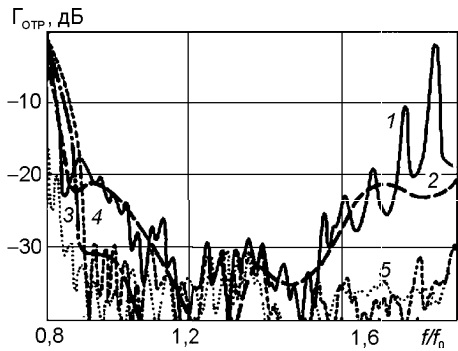


Рис. 4.4.39

Сводные данные по расчетным значениям относительной ширины рабочих частот (f_{\max}/f_{\min}) для двух вариантов исполнения конверторов, имеющих 10 неоднородностей и характеризующихся следующими параметрами: $p = 0,1\lambda_1$; $\delta = 0,75$, приведены в табл. 4.4.7.

Для проверки теоретических результатов были проведены экспериментальные исследования устройств, конвер-

торы которых выполнены согласно данным в секции IV из табл. 4.4.6. Минимальная частота 8,2 ГГц ($ka_1 = 2,3$), что соответствует нижней частоте X-диапазона. Частоты $f_1 = 9,4$ ГГц и $f_0 = 9$ ГГц. Углы по-лураскрыва $\theta_1 = 6^\circ$ и $\theta_0 = 8^\circ$.

Результаты измерения $\Gamma_{\text{отр}}$ устройств приведены на рис. 4.4.39: исполнение конвертора типа А (кривая 1 — экспериментальные данные; 2 — расчетные данные); исполнение конвертора типа В (кривая 3 —

Таблица 4.4.7

Сек- ция	θ_1 , град	$k_1 a_1$	Исполнение типа А			Исполнение типа В		
			$(ka_1)^{1)}_{\min}$	$\left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}}\right)^{2)}$	$\left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}}\right)^{3)}$	$(ka_1)^{1)}_{\min}$	$\left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}}\right)^{4)}$	$\left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}}\right)^{3)}$
I	0	2,4	2,6	1,25	1,45 ⁵⁾	2,6	1,55	1,45
	4		2,6	1,3	1,35 ⁵⁾	2,4	1,75	1,45
	8		2,6	1,5	1,25	2,3	1,85	1,4
II	0	2,9	2,7	1,4	1,55 ⁵⁾	2,8	1,8	1,5
	4		2,7	1,5	1,45	2,5	2,05	1,55
	8		2,7	1,6	1,35	2,4	2,15	1,5
III	4	3,4	3,2	1,55	1,4	3,0	2,0	1,5
	8	0	3,2	1,55	1,3	3,8	2,3	1,5
	8		3,2	1,55	1,2	2,7	2,0	1,45
IV	6	2,65	2,8	1,45	1,3	2,3		1,55

Примечания:

- 1) ограничение рабочего диапазона со стороны нижних частот из-за превышения $\Gamma_{\text{отр}} > -30$ дБ;
- 2) ограничение рабочего диапазона со стороны верхних частот из-за превышения $\Gamma_{\text{отр}} > -30$ дБ;
- 3) ограничение рабочего диапазона со стороны верхних частот из-за возбуждения «нежелательной» моды HE_{12} ;
- 4) ограничение рабочего диапазона со стороны верхних частот из-за плохих условий для распространения гибридной моды HE_{11} в регулярной части гофрированного рупора;
- 5) ограничение рабочего диапазона из-за роста коэффициента отражения.

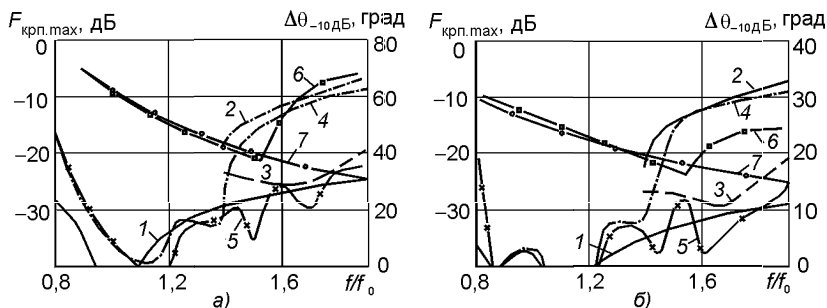


Рис. 4.4.40

экспериментальные данные, 4 — расчетные данные); кривая 5 — коэффициент отражения измерительного устройства. Как видно из приведенных графиков, использование конвертора типа В значительно расширяет полосу рабочих частот.

Следующая серия экспериментальных и расчетных графиков приведена на рис. 4.4.40. На рис. 4.4.40,а приведены данные, полученные для устройства с $\theta_0 = 8^\circ$ и $k_0a_0 = 6,5$, по максимальному уровню кроссполаризационного излучения в 45° -плоскости и ширины ДН по уровню -10 дБ. Аналогичные данные приведены на рис. 4.4.40,б для устройства, отличающего от предыдущего только размером апертуры, при $k_0a_0 = 15$. Здесь кривые 1 и 2 — экспериментальные данные по ширине ДН облучателя на уровне -10 дБ при использовании конверторов типа В и А соответственно; кривые 3 и 4 — экспериментальные данные по максимальному уровню кроссполаризационного излучения в 45° -плоскости при использовании конвертора типа В и типа А соответственно; кривые 5–7 — расчетные значения максимального уровня кроссполаризационного излучения апертуры, возбужденной «чистой» гибридной модой HE_{11} , при использовании конвертора типа А и типа В соответственно.

Анализ представленных результатов показывает, что использование в устройстве конвертора типа В имеет заметные преимущества по ширине полосы частот, ограничивающих применение облучателя по максимальному уровню кроссполаризационного излучения.

Вопросы дальнейшего расширения рабочей полосы частот гофрированных рупорных облучателей, использующих конверторы мод, рассматривались в [4.71]. Анализируемое устройство, изображенное на рис. 4.4.41, состоит из четырех секций:

- входная секция, соединяющая гладкий круглый волновод с конвертором. При выполнении профиля секции по закону $a(z) = a_i + (a_1 - a_i) \sin^2(\pi z / 2z_t)$ удастся получить коэффициент отражения лучше, чем -32 дБ, что соответствует КСВН $< 1,05$;
- конвертор мод. При выполнении рекомендаций по выбору геометрических параметров этого устройства согласно табл. 4.4.7 удастся ре-

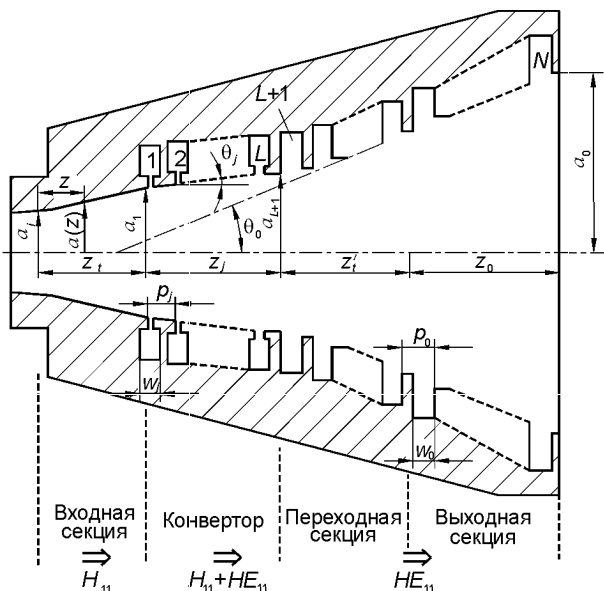


Рис. 4.4.41

ализовать достаточную широкополосность анализируемого устройства в целом;

- переходная секция соединяет конвертор с выходной регулярной секцией гофрированного рупора. В этой секции можно варьировать углом θ и глубиной гофра, что необходимо для оптимального сопряжения с последующей секцией;
- выходная секция. Выходной раскрыв этой секции является излучающим раскрывом облучателя, определяющим выходные параметры излучения в целом.

Рекомендации по выбору геометрических параметров всех секций приведены ниже.

Входная секция:

относительная длина секции $z_t/a_i \geq 10$;

изменение диаметра $a(z) = a_i + (a_1 - a_i) \sin^2(\pi z/2z_t)$.

Конвертор мод:

нормированный радиус на входе $k_i a_i = 2,7 \dots 3,4$;

нормированный радиус на выходе $k_i a_{L+1} > 3,5$;

относительная длина секции $z_i/\lambda_i > 1$;

угол полураскрыва $\theta_i = 4^\circ \dots 8^\circ$;

отношение ширины резонатора к расстоянию между соседними неоднородностями $\delta_I = w_i/p_i \geq 0,75$;

отношение параметров резонатора (см. рис. 4.4.18) $h_L/d_L = 2/3$;

относительная ширина щели (см. рис. 4.4.18) $b_L/p_i = 0,1 + (l-1)(\delta_i - 0,1)/L$;

относительное расстояние между неоднородностями $p_i/\lambda_i < 0,175$;

текущий радиус $a_l = a_1 + p_i(l-1) \operatorname{tg} \theta_i$;

нормированная глубина неоднородности $\frac{d_l}{\lambda_i} = 0,25 \exp \left(\frac{1}{2,5k_i a_l} \right)$.

Переходная секция:

нормированная длина секции $z'_t = 3$;

угол $\theta = \theta_i$;

глубина гофра $d_n = (\lambda_n/4) \exp[1/(2,5k_n a_n)]$;

Выходная секция:

Угол полураскрыва θ_0 определяется исходя из требований на параметры ДН облучателя;

относительный радиус выходной апертуры $a_0/\lambda_L > 0,5 \operatorname{ctg}(\theta_0/2)$;

нормированная глубина гофра $d_n/\lambda_n = 0,25 \exp[1/(2,5k_0 a_0)]$;

параметр гофра $\delta_0 = w_0/p_0 > 0,75$;

расстояние между соседними гофрами $p_0 < 0,5\lambda_M$.

Экспериментальные исследования параметров рупорных излучателей, построенных по данной схеме, геометрические параметры секций которых выполнены по данным рекомендациям, показали, что высокие качества основных параметров облучателя удовлетворяются в полосе частот 2,1:1.

Дальнейшие возможности по совершенствованию гофрированных рупоров связаны с целенаправленным изменением профиля образующих рупора. На рис. 4.4.42 приведена схема облучателя: первая секция длины L_1 представляет собой конвертор мод; вторая секция длиной L_1 является переходной секцией; третья секция длиной L_2 является выходной и во многом предопределяет направленные свойства облучателя.

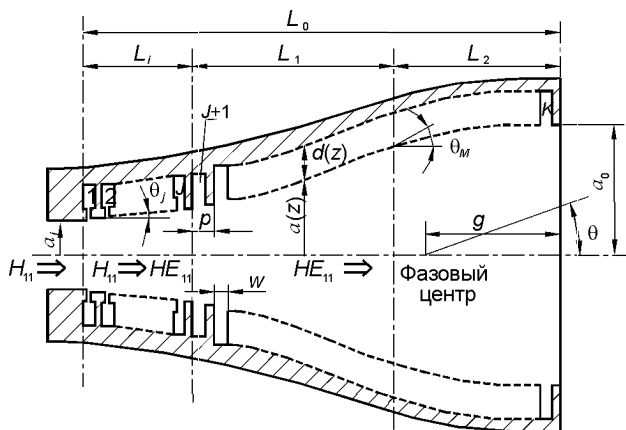


Рис. 4.4.42

В [4.71] было предложено выполнить профили переходной и выходной секции следующим образом:

$$a(z) = \begin{cases} a_i + \frac{L_1}{\delta_1} \operatorname{tg} \theta_M \left[\sin \delta_1 + \sin \delta_1 \left(\frac{z}{L_1} - 1 \right) \right], & 0 \leq z \leq L_1; \\ a_i + \frac{1}{\delta_2} \operatorname{tg} \theta_M [2 + \sin \delta_2 (z - L_1)], & L_1 \leq z \leq L_1 + L_2, \end{cases} \quad (4.4.3)$$

где

$$\delta_1 = \pi/2 - \sin^{-1} \frac{\operatorname{tg} \theta_i}{\operatorname{tg} \theta_M}; \quad \delta_2 = \frac{\pi}{2L_2}; \quad L_1 = \frac{2}{3} \frac{a_0 - a_i}{\operatorname{tg} \theta_M \operatorname{Si}(\delta_1)}; \quad L_2 = \frac{\pi}{4} \operatorname{Si}(\delta_1) L_1.$$

На рис. 4.4.43–4.4.46 приведены характеристики облучателей, выполненных по приведенным рекомендациям.

На рис. 4.4.43 показана частотная зависимость эффективности облучателей, под которой в данном случае следует понимать ту долю мощности излучения рупора, которая находится внутри телесного угла θ , равного углу раскрыва рупора θ_M .

На рис. 4.4.44 даны частотные зависимости максимального уровня кроссполаризационного излучения (кривые 2) и уровня излучения рупора в направлении $\theta = \theta_M$ (кривые 1). Расчетные данные даны кривыми с кружочками, а экспериментальные — кривыми с крестиками. Эти результаты соответствуют рупорам с углами полураскрыва $\theta_M = 15^\circ$ (а), 21° (б) и 30° (в).

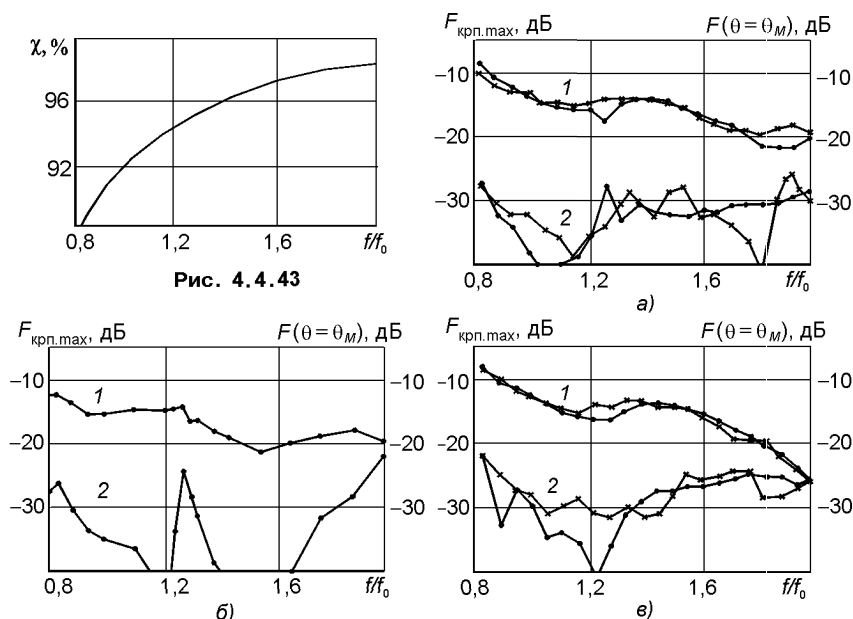


Рис. 4.4.44

На рис. 4.4.45 приведены частотные зависимости положения фазового центра для трех типов рупоров, различающимися углами полураскрыва.

На рис. 4.4.46 показана ДН по основной поляризации (кривые 1) и кроссполяризации (кривые 2). Эти данные получены экспериментально для рупора с углом полураскрыва $\theta_M = 15^\circ$ для трех относительных значений частот: $f/f_1 = 0,8$ (а), 1,0 (б) и 2,0 (в), где f — текущее значение частоты, f_1 — частота, для которой рассчитывались параметры рупора.

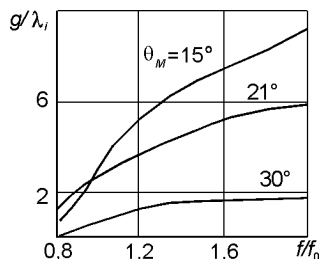


Рис. 4.4.45

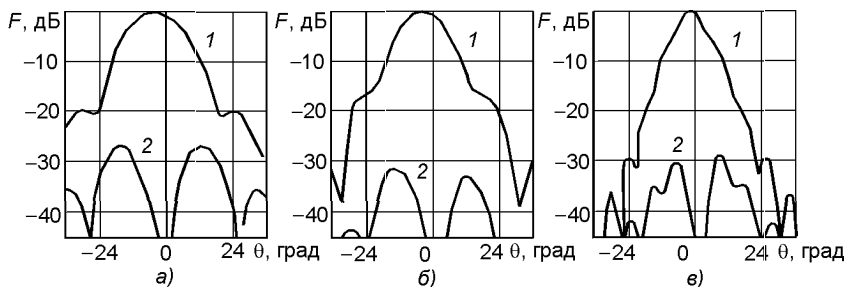


Рис. 4.4.46

На рис. 4.4.47 приведены: частотная зависимость коэффициента отражения (кривая 1), максимальный уровень кроссполяризованного излучения (кривая 2) и уровень излучения по основной поляризации в направлении $\theta = \theta_M$ рупорного излучателя с $\theta_M = 15^\circ$.

Приведенные данные свидетельствуют о том, что в полосе частот 2,4:1 конструкции облучателей реализуют высокие электрические показатели. Добавим, что конструкции имеют еще одно преимущество, связанное с их компактностью. Так, например, длина рупорного облучателя с углом полураскрыва 15° всего $L_0 = 11\lambda$.

Еще одна схема гофрированного рупорного облучателя показана на рис. 4.4.48. Эта схема отличается тем, что переходная секция, присоединенная к конвертору, выполняет, по сути дела, функции выходной секции. Профиль этой секции выполнен в виде части окружности радиуса r . Внешний вид весьма компактного облучателя показан на рис. 4.4.49.

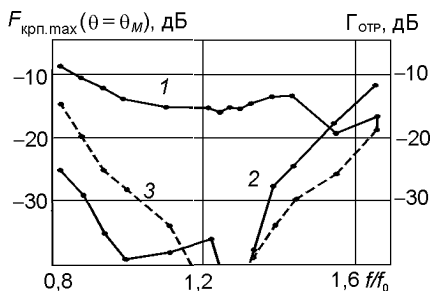


Рис. 4.4.47

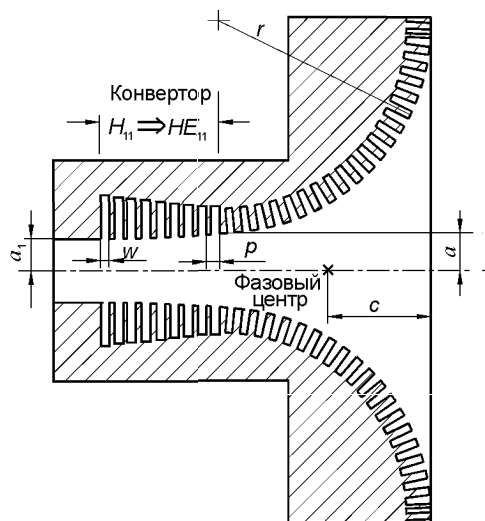


Рис. 4.4.48

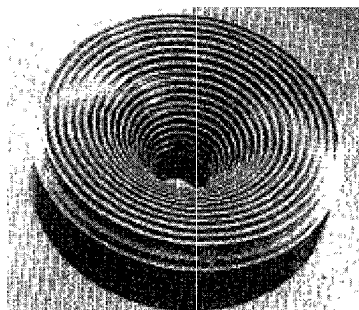


Рис. 4.4.49

Приведем расчетные и экспериментальные данные для пяти исполнений рупоров, геометрические параметры которых сведены в табл. 4.4.8.

Таблица 4.4.8

Тип рупора	$k_0 a = 2\pi a/\lambda$	Параметры переходной секции		Параметры гофра		
		r/λ_0	r/a	Число гофров, N	$\delta = w/p$	p/λ_0
А	3,3	0,7	1,3	4	0,47	0,26
		1,4	2,7	13	0,71	0,18
		2,2	4,3	19	0,71	0,18
		4,4	8,5	38	0,71	0,18
В	3,6	1,3	2,2	11	0,71	0,18

На рис. 4.4.50 приведены экспериментальные данные частотной зависимости коэффициента отражения рупоров типа А с различными радиусами внешней секции r/a : а — $r/a = 1,3$; б — $r/a = 1,3$ (сплошная линия); рупор типа В с $r/a = 2,2$ (пунктирная линия); в — $r/a = 4,3$; г — $r/a = 8,5$.

На рис. 4.4.51 приведены ДН рупора типа А с радиусом внешней секции $r/a = 4,3$ и измеренные в 45° -плоскости по основной поляризации (кривая 1) и кроссполяризации (кривая 2).

На рис. 4.4.52 приведены частотные зависимости максимального уровня излучения по кроссполяризации (в 45° -плоскости) для четырех исполнений рупора типа А. Пунктирная линия на этом рисунке показывает ограничение по применению в области низких частот из-за больших значений коэффициента отражения.

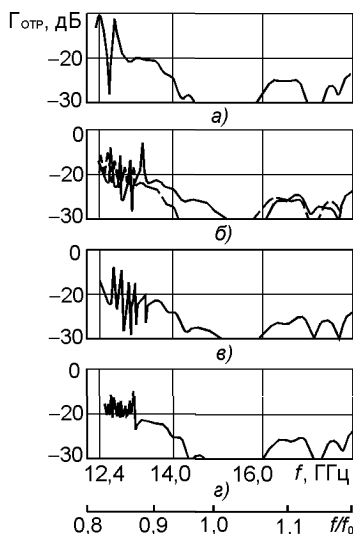


Рис. 4.4.50

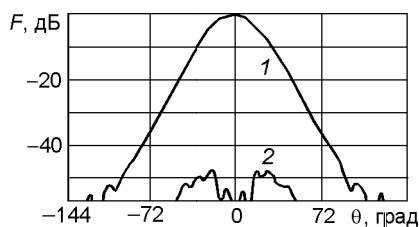


Рис. 4.4.51

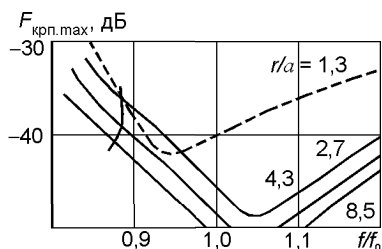


Рис. 4.4.52

4.4.5. Гофрированные рупоры

В этом разделе представлена достаточно обширная информация о различных вариантах исполнения гофрированных рупоров.

Вариант 1 [4.72] относится к самой простой схеме реализации гофрированного конического рупора (рис. 4.4.53). Диаграммы направленности трех типов рупоров:

- рупор 1 — $\alpha_0 = 15^\circ$; $a = 1,3\lambda$;
- рупор 2 — $\alpha_0 = 30^\circ$; $a = 2,1\lambda$;
- рупор 3 — $\alpha_0 = 30^\circ$; $a = 2,67\lambda$,

приведены на рис. 4.4.54 (сплошные кривые — расчетные данные; кружочки, треугольники и крестики — экспериментальные данные).

Вариант 2. Схема исполнения приведена на рис. 4.4.55. Здесь гофрированная часть занимает только часть внутренней поверхности рупора. Рупор предназначен для работы в диапазоне 3,7...4,2 ГГц. Апертура имеет раскрыв 50,8 см, угол раскрыва рупора 22° . Квадратичная

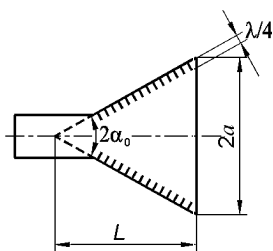


Рис. 4.4.53

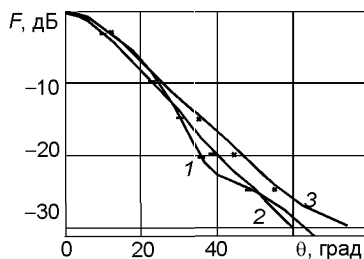


Рис. 4.4.54

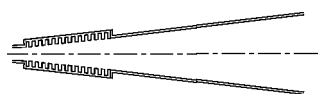


Рис. 4.4.55

фазовая ошибка для частоты 4,2 ГГц равна $0,75\pi$. Характеристики излучения рупора приведены на рис. 4.4.56 для плоскости E (кривая 1), плоскости H (кривая 2) и 45°-плоскости (кривая 3); а и б — амплитудная и фазовая ДН на частоте 3,7 ГГц; в и г — амплитудная и фазовая ДН на частоте 4,2 ГГц.

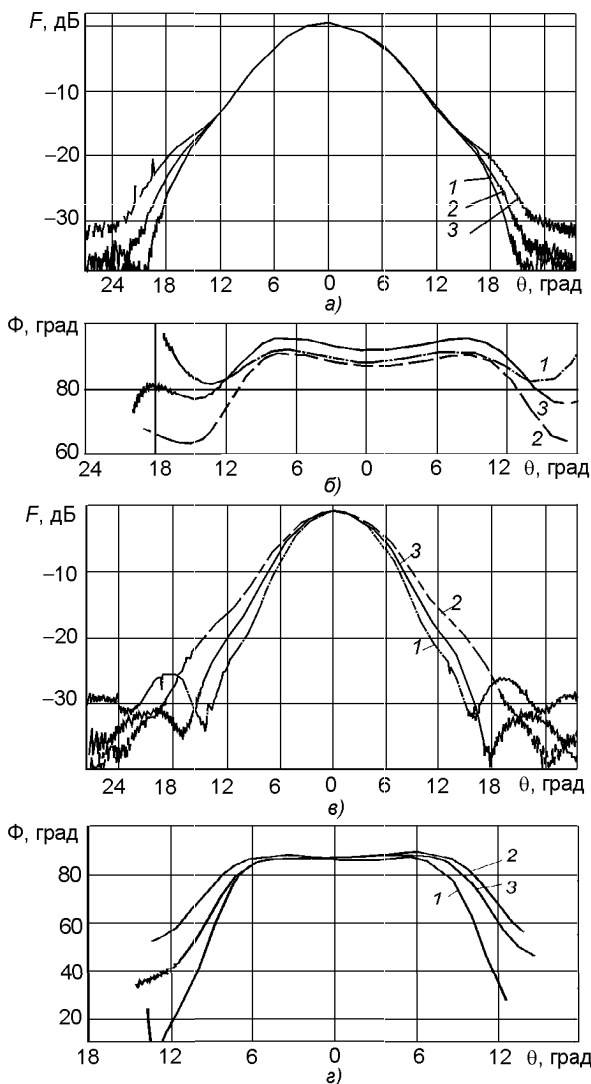


Рис. 4.4.56

Как видно из приведенных данных, рупорный облучатель реализует вполне приличные ДН в области частот, соответствующих приемному каналу С-диапазона. Эти диаграммы наиболее приемлемы для двухзеркальной антенны типа Кассегрейна, для которой полный угол освещения контррефлектора 20° .

Вариант 3. Схема этого варианта рупора, специально разработанного для радиометра, работающего в диапазоне 53 ГГц [4.73], показана на рис. 4.4.57. Расчет рупора проводился согласно методик, изложенных в [4.9, 4.14, 4.74–4.76]. Рупор, к которому были предъявлены очень жесткие требования по минимизации уровня бокового и заднего излучения, был выполнен со следующими геометрическими размерами: $A = 7,242$; $B = 2,86$; $C = 0,09$; $D = 0,055$; $E = 0,04$; $F = 0,115$; $G = 0,026$; $H = 0,062$; $J = 0,073$; $K = 0,52$; $2\alpha_0 = 8^\circ$. Амплитудная ДН рупора приведена на рис. 4.4.58, а (кривая 1 — плоскость E , кривая 2 — плоскость H), фазовая ДН — на рис. 4.4.58, б. Как видно из приведенных диаграмм, рупор действительно реализует очень низкий уровень излучения в боковых и задних направлениях.

Вариант 4. Это устройство представляет собой компактный двухчастотный облучатель (рис. 4.4.59) с низким уровнем излучения по кроссполаризации [4.77]. Облучатель предназначен для работы в составе двухзеркальной антенны типа Кассегрейна, для которой полный угол облучения контррефлектора 13° . Основные параметры излучения рупора сведены в табл. 4.4.9.

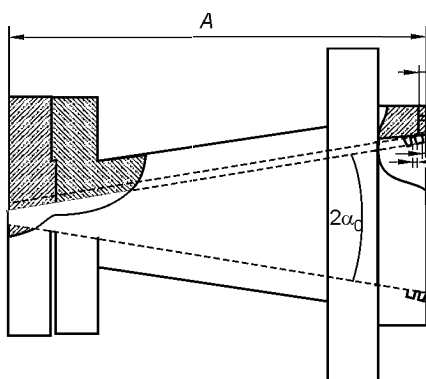


Рис. 4.4.57

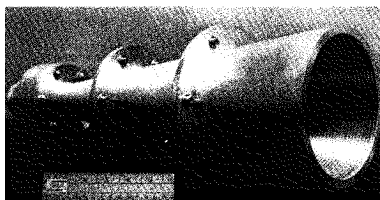


Рис. 4.4.59

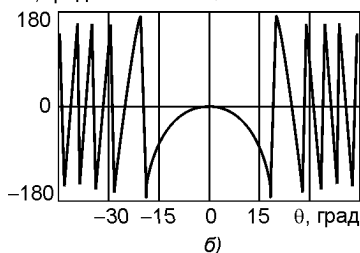
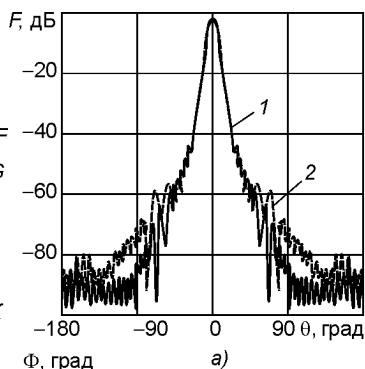


Рис. 4.4.58

Таблица 4.4.9

Частота ГГц	Ширина ДН по уровню -10 дБ, град	Максимальный уровень излучения по кроссполяризации, дБ
11,77	10,58	$-40,50$
11,94	10,40	$-39,50$
12,11	10,33	$-40,10$
17,37	7,35	$-36,25$
17,54	7,20	$-34,25$
17,71	7,10	$-34,50$

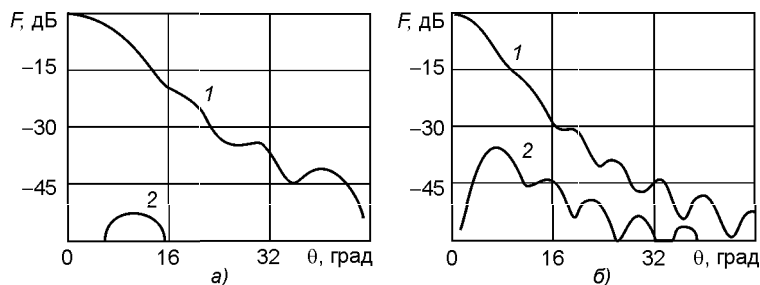


Рис. 4.4.60

Характеристики излучения рупорного излучателя на частотах 11,94 ГГц и 17,54 ГГц приведены на рис. 4.4.60, а и б соответственно (кривая 1 — на основной поляризации, кривая 2 — по кроссполяризации в 45° -плоскости). Из приведенных данных следует, что уровень облучения края контррефлектора -13 дБ на частоте 11,94 ГГц и -21 дБ на частоте 17,54 ГГц.

Вариант 5. Этот вариант исполнения рупора позволяет реализовать как суммарный, так и разностный канал, что в ряде случаев используется для систем наведения. Схема рупора и его основные геометрические размеры приведены на рис. 4.4.61, а внешний вид — на рис. 4.4.62 [4.78]. Диаграммы направленности суммарного канала, измеренные на частоте 11,9 ГГц, и разностного канала приведены на рис. 4.4.63, а и б соответственно. На рис. 4.4.64 приведена экспериментальная частотная зависимость КСВН.

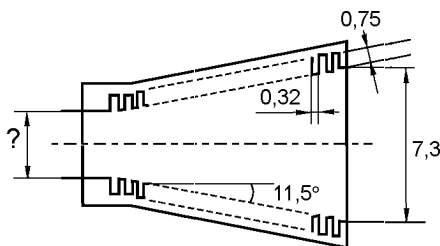


Рис. 4.4.61

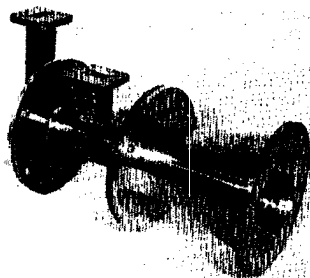


Рис. 4.4.62

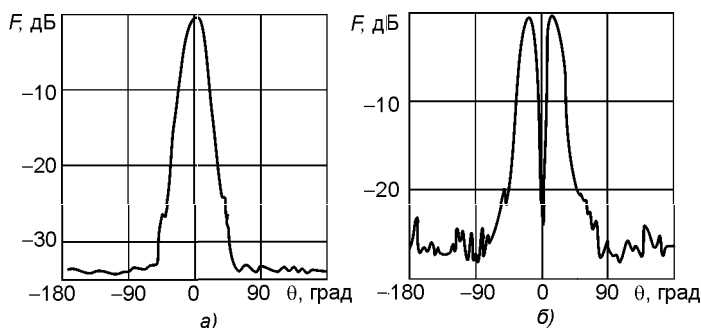


Рис. 4.4.63

Вариант б. Вариант исполнения рупора, внутренняя поверхность которого выполнена по особому профилю, показан на рис. 4.4.65. Задание профиля в виде

$$r(z) = r + (R - r)[(z/L)(1 - A) + A \sin^2(\pi z/2L)] \quad (4.4.4)$$

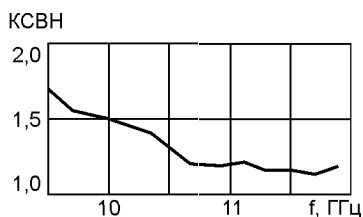


Рис. 4.4.64

было предложено в [4.53]. В [4.79] была предложена методика определения оптимальных значений параметров, входящих в функцию (4.4.4), при которых наилучшим образом реализуются характеристики рупорного облучателя. Эта методика сводится по сути дела к методу динамического программирования, по которому каждое изменение любого параметра из (4.4.4) контролируется вычислением выходных параметров рупора и оценкой целесообразности (или нецелесообразности) предпринятого шага. В качестве примера обратимся к рис. 4.4.66, на котором показана зависимость изменения коэффициента отражения устройства от параметра L . На рис. 4.4.67 приведены ДН рупора: кривые 1 и 2 — ДН по основной поляризации, рассчитанные для рупора с профилем, синтезированным по данной методике, причем в исходных данных допускалось, что максимальный уровень излучения антенны по кроссполяризации не должен превышать -35 и -40 дБ

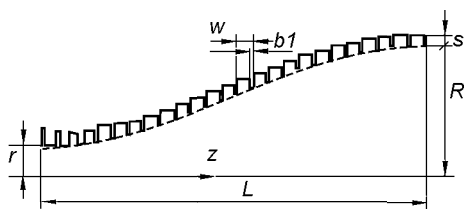


Рис. 4.4.65

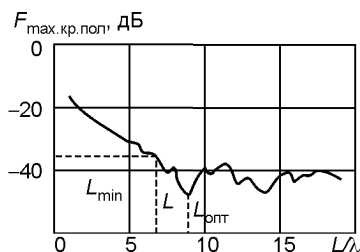


Рис. 4.4.66

Таблица 4.4.10

Тип рупора	R/λ	L/λ	S/λ
Рупор, ДН которого представлены кривыми 1 и 6	1,64	5,83	0,25
Рупор, ДН которого представлены кривыми 2 и 5	1,54	6,50	0,25
Рупор [4.79]	2,00	5,46	0,29
Рупор [4.81]	2,43	6,35	0,25

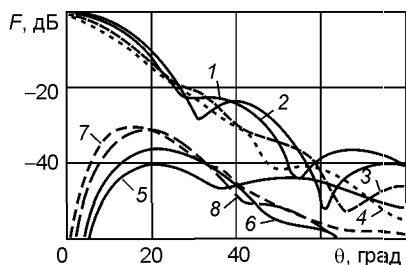


Рис. 4.4.67

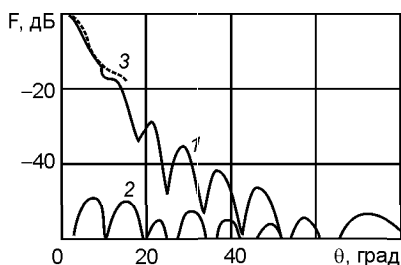


Рис. 4.4.68

соответственно; кривые 3 и 4 — ДН по основной поляризации для рупора, рассчитанные по методикам [4.53] и [4.80] соответственно; кривые 5 и 6 — ДН по кроссполяризации, рассчитанные для рупора с профилем, синтезированным по данной методике, причем требования на максимальный уровень излучения антенны не должен превышать -40 и -35 дБ соответственно; кривые 7 и 8 — ДН по кроссполяризации, рассчитанные по методикам [4.80] и [4.53] соответственно.

В табл. 4.4.10 сведены основные геометрические параметры, соответствующие четырем сравниваемым рупорам.

В заключение приведем ДН рупора, для которого в исходных данных было установлено требование максимального подавления кроссполяризационного излучения. Планируемый результат, достигнутый при $R/\lambda = 3,92$ и $L/\lambda = 29,45$, показан на рис. 4.4.68 (кривая 1 — ДН по основной поляризации; кривая 2 — ДН по кроссполяризации; кривая 3 — часть ДН по основной поляризации, соответствующая исходным значениям синтезируемого профиля внутренней поверхности гофрированного рупора. Как видно из представленных результатов, максимальный уровень излучения по кроссполяризации не превышает -45 дБ. Дополнительную информацию по данной проблематике можно найти в [4.81].

Вариант 7. Вариант исполнения рупора с плавным изменением радиуса внешнего фланца показан на рис. 4.4.69 [4.52]. Диаграммы направленности рупора, которые практически идентичны для плоскостей E и H , показаны на рис. 4.4.70.

Вариант 8. Еще один вариант схемы исполнения рупора с плавным изменением радиуса закругления внешнего фланца показан на рис. 4.4.71, а фотография — на рис. 4.4.72. Рупор предназначен для работы в диапазоне частот $7,9 \dots 14,5$ ГГц [4.82]. Основные реализованные параметры облучателя приведены на следующих рисунках:

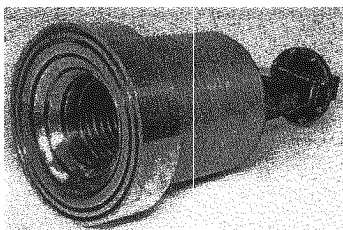


Рис. 4.4.69

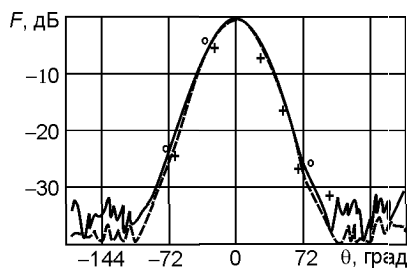


Рис. 4.4.70

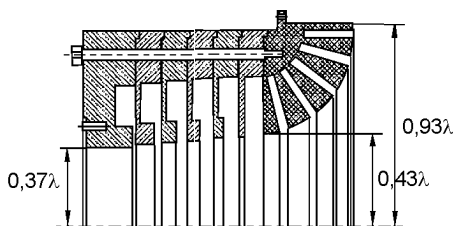


Рис. 4.4.71

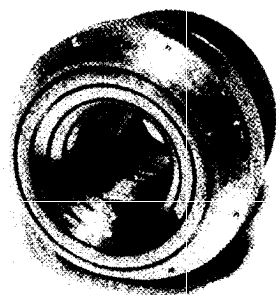


Рис. 4.4.72

- рис. 4.4.73 — частотная зависимость коэффициента отражения;
- рис. 4.4.74 — ДН по основной поляризации, измеренные на частотах $f_0 = 8,2$ ГГц (кривая 1), $f = 1,4f_0$ (кривая 2) и $f = 1,8f_0$ (кривая 3);
- рис. 4.4.75 — ширины ДН по уровню -20 дБ (кривая 1) и -15 дБ (кривая 2);
- рис. 4.4.76 — максимальный уровень излучения по кроссполяризации (рупор без дополнительного фланца — кривая 1 и рупор с фланцем — кривая 2);
- рис. 4.4.77 — фазовые ДН по основной поляризации, измеренные на частотах $f_0 = 8,2$ ГГц (кривая 1), $f = 1,4f_0$ (кривая 2) и $f = 1,8f_0$ (кривая 3).

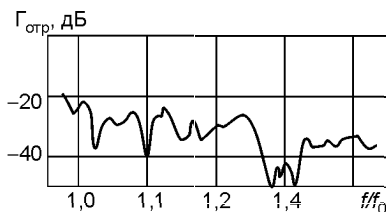


Рис. 4.4.73

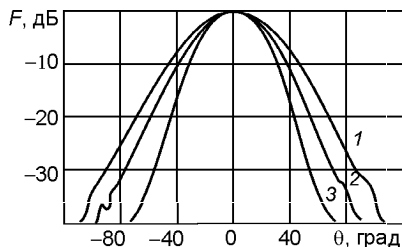


Рис. 4.4.74



Рис. 4.4.75

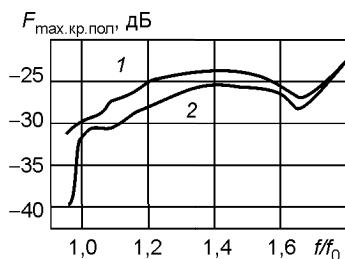


Рис. 4.4.76

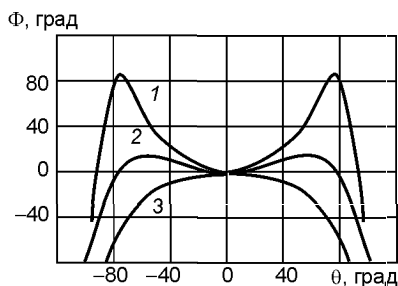


Рис. 4.4.77

Φ , град

Рис. 4.4.77

θ , град

Вариант 9. Исполнение профиля гофрированного рупора приведено на рис. 4.4.78. Это исполнение отличается от предыдущих введением дополнительных круговых щелевых неоднородностей на периферии рупора [4.83]. Рупор, подвергнутый экспериментальной проверки, характеризовался следующими параметрами кольцевых щелевых неоднородностей: $d_1 = 1,78$ мм, $d_n = 0,76$ мм, $w_1 = 0,87$ мм, $w_n = 0,67$ мм, $t_1 = 0,1$ мм, $t_n = 0,34$ мм. Достигнутый эффект по улучшению согласования иллюстрируется графиками на рис. 4.4.79 (кривая 1 — рупор согласно [4.62]; кривая 2 — оптимальный рупор согласно [4.62]; кривая 3 — рупор согласно [4.66]; кривая 4 — рупор согласно рекомендациям [4.83]).

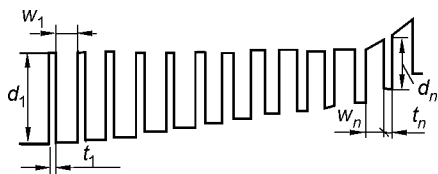


Рис. 4.4.78

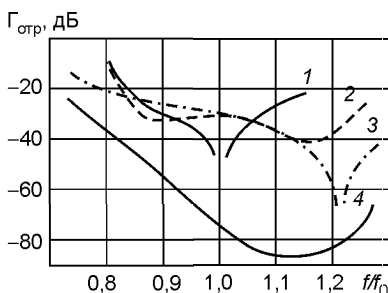


Рис. 4.4.79

Из анализа приведенных зависимостей следует, что данное техническое решение действительно резко снижает уровень отраженной волны в достаточно широкой полосе частот. Дополнительную информацию по этому вопросу можно найти в [4.84].

Вариант 10. Еще один вариант исполнения гофрированного рупорного облучателя приведен на рис. 4.4.80 [4.83]. Модель облучателя, для

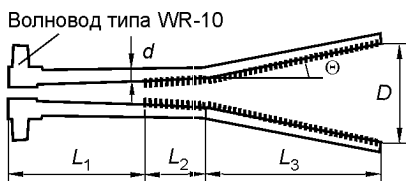


Рис. 4.4.80

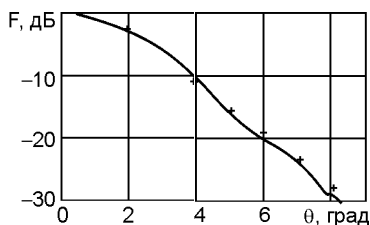


Рис. 4.4.81

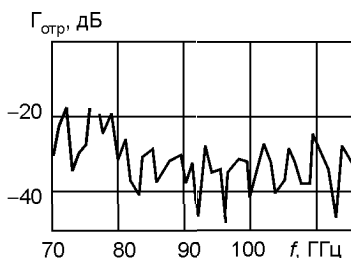


Рис. 4.4.82

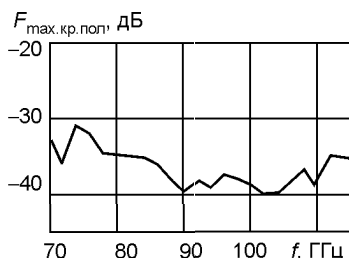


Рис. 4.4.83

которой проводились экспериментальные исследования, рассчитывалась на среднюю частоту 114 ГГц. Этой частоте соответствуют следующие геометрические параметры облучателя: $L_1 = 25,4$ мм, $L_2 = 11$ мм, $L_3 = 32$ мм, диаметр $d = 3,1$ мм, диаметр апертуры $D = 17,8$ мм и угол $\theta = 12^\circ$. Электрические параметры рупора приведены на следующих рисунках: рис. 4.4.81 — ДН (кривая 1 — расчетные данные, крестики — экспериментальные данные); рис. 4.4.82 — частотная зависимость коэффициента отражения; рис. 4.4.83 — частотная зависимость максимального уровня излучения рупора по кроссполяризации.

Приведенные данные свидетельствуют о весьма приличных показателях этой схемы облучателя.

4.5. Облучатели в виде многомодовых рупоров

В предыдущем разделе были достаточно подробно рассмотрены облучатели в виде многомодовых рупоров, выполненных на базе гофрированного рупора с конвертором. Именно конвертор обеспечивал требуемое возбуждение гибридной волны, которая представляет собой комбинацию двух или более мод. Однако это решение далеко не единственное. Существуют и другие технические решения по организации требуемого многомодового режима на выходе облучателя, которые рассмотрены ниже. Реализация многомодового режима позволяет или создать оптимальную форму ДН по основной поляризации, или минимизировать уровень кроссполяризационного излучения, или одновременно решать обе эти проблемы.

4.5.1. Многомодовый облучатель на базе гладкого рупора

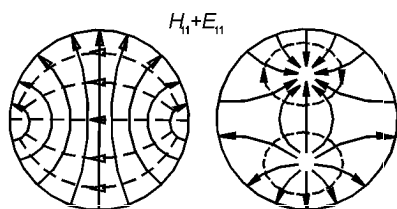


Рис. 4.5.1

Наиболее простым случаем, который тем не менее вполне пригоден для большинства практических задач, является гладкий рупор или волновод, в котором создаются две моды: волна типа H_{11} и волна типа E_{11} . На рис. 4.5.1 показаны распределения электрических E (сплошные линии) и магнитных H (штриховые линии) векторов в круглом волноводе, соответствующие модам H_{11} и E_{11} .

Особенностью композиции, условно обозначенной как $H_{11} + E_{11}$, является то, что распределения векторов E обеих мод в центральной части волновода совпадают по направлению, т.е. здесь они синфазны, и противоположны в верхней и нижней частях волновода, т.е. здесь они противофазны. Нетрудно сообразить, что при определенных соотношениях между амплитудами обеих мод результирующее поле E у верхней и нижней стенки волновода может быть равным нулю.

Несколько технических решений, которые позволяют преобразовать моду H_{11} в суперпозицию мод H_{11} и E_{11} , показаны на рис. 4.5.2. Такие схемы получили название трансформатора мод. Первый вариант трансформатора мод (рис. 4.5.2, а) представляет собой диэлектрическую трубку. Расчет трубки приведен в [4.85, 4.86]. Схема второго трансформатора мод, показанная на рис. 4.5.2, б, представляет собой два металлических кольца. Результаты расчета кольцевого трансформатора, полученные численными методами, приведены в [4.87]. Третий вариант исполнения трансформатора мод показан на рис. 4.5.2, в. Трансформатор мод представляет собой соосно расположенный диэлектрический стержень. Скосы стержня у обоих его концов служат для улучшения согласования. Характеристики такого трансформатора мод изложены в [4.88]. Наиболее распространенная схема трансформатора мод приведена на рис. 4.5.2, г, где роль трансформатора исполняет ступенчатый переход от волновода к волноводу большего диаметра.

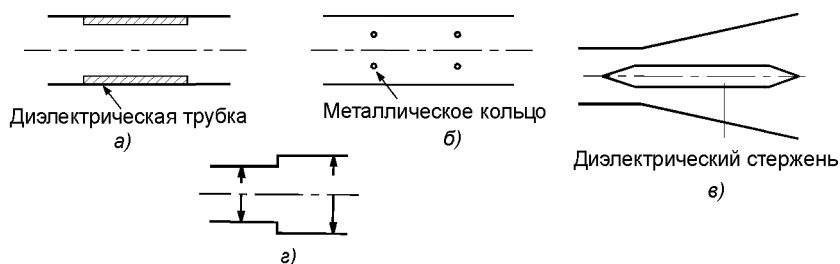


Рис. 4.5.2

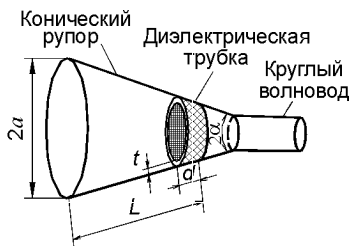


Рис. 4.5.3

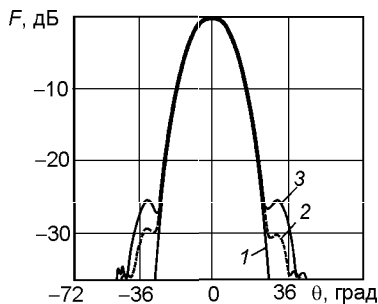


Рис. 4.5.4

Обеспечение нужного фазового соотношения между модами осуществляется подбором длины L волновода (или рупора) от места трансформации до излучающего раскрыва. Длины волн в волноводе (рупоре) $\lambda_{H_{11}}$ и $\lambda_{E_{11}}$ обеих мод разнятся между собой. Поэтому результирующий фазовый сдвиг $\Delta\phi$ на участке длиной L , который не учитывает фазовые соотношения между модами в момент образования дополнительной моды, прямо пропорционален длине L :

$$\Delta\phi = 2\pi L \frac{\lambda_{H_{11}} - \lambda_{E_{11}}}{\lambda_{H_{11}} \lambda_{E_{11}}}. \quad (4.5.1)$$

Рассмотрим варианты исполнения облучателей, использующих не-обходимую трансформацию мод.

Вариант 1. Схема облучателя приведена на рис. 4.5.3. Для облучателя со следующими параметрами: $L = 85,5$ мм; $2a = 4,1$ мм; $2\alpha = 12,6^\circ$ и диэлектрической трубки, выполненной из диэлектрика ($\epsilon = 2$) со следующими размерами: $d = 20$ мм; $t = 0,8$ мм, ДН на основной поляризации приведены на рис. 4.5.4 (кривая 1 — в плоскости E ; кривая 2 — в плоскости H ; кривая 3 — в 45° -плоскости). Как видно из приведенных графиков, облучатель реализует достаточно хорошую симметрию излучения, что является достаточным гарантом для получения низкого уровня излучения по кроссполяризации осесимметричной антенны в целом.

Вариант 2. Рассмотрим пример использования ступенчатого трансформатора для решения задачи минимизации кроссполярного излучения облучателя. Геометрические параметры облучателя определены на рис. 4.5.5. Здесь Δ — разность между сферической и плоской волнами в апертуре рупора. Этот параметр связан с геометрическими размерами рупора следующим соотношением:

$$R/\lambda = \Delta / \sin \alpha \operatorname{tg}(\alpha/2). \quad (4.5.2)$$

Расчетные зависимости, полученные в [4.89] и определяющие уровень кроссполяризационного излучения (XPD) как функции от Δ , приведены на рис. 4.5.6 для $R/\lambda = 4$ и $R/\lambda = 21,7$. Расчетные ДН облуча-

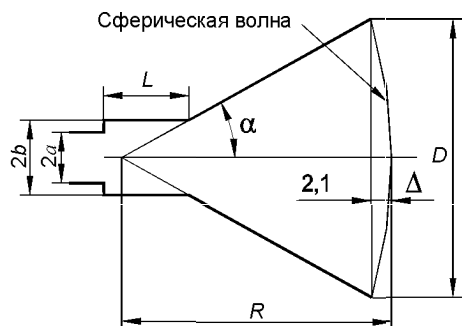


Рис. 4.5.5

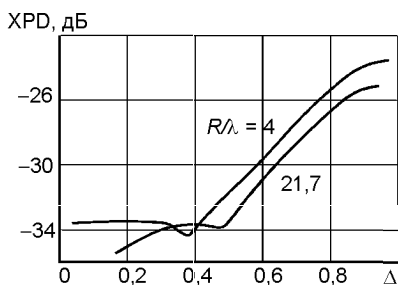


Рис. 4.5.6

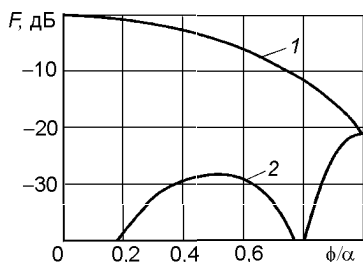


Рис. 4.5.7

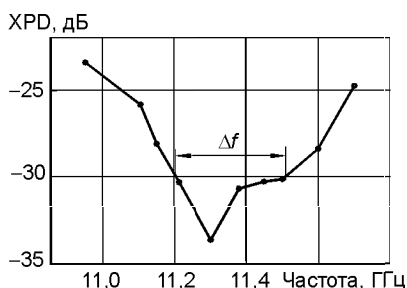


Рис. 4.5.8

теля ($R/\lambda = 21,7$ и $\alpha = 19^\circ$) показаны на рис. 4.5.7. Обратим внимание на то, что здесь угловая координата точки наблюдения (ϕ) дана не в абсолютных значениях, т.е. в градусах, а в относительных, т.е. как отношение ϕ/α , где α — угол полуоткрытия рупора. Частотная зависимость уровня XPD приведена на рис. 4.5.8.

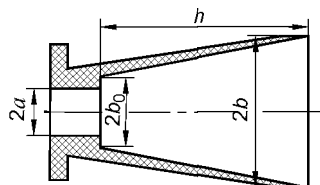


Рис. 4.5.9

Проблема определения параметров ступенчатого перехода, оптимизирующего выходные параметры облучателя в целом, рассмотрены в [4.90]. Анализируемая схема приведена на рис. 4.5.9. Графики, с помощью которых можно провести выбор оптимальных параметров облучателя, приведены на рис. 4.5.10 (кривая 1 — зависимость h при $b_0 = 0,65\lambda$; кривая 2 — зависимость h при $b_0 = 0,68\lambda$; кривая 3 — зависимость $10a$ при $b_0 = 0,65\lambda$; кривая 4 — зависимость $10a$ при $b_0 = 0,68\lambda$). На рис. 4.5.11 приведена зависимость ширины ДН облучателя от радиуса апертуры, а на рис. 4.5.12 — зависимость максимального уровня XPD от радиуса апертуры. На рис. 4.5.13 показана частотная зависимость максимального уровня XPD для рупора, у которого $b_0 = 0,65\lambda$. Эти графики приведены при оптимальных значениях других параметров облучателя.

На рис. 4.5.10 (кривая 1 — зависимость h при $b_0 = 0,65\lambda$; кривая 2 — зависимость h при $b_0 = 0,68\lambda$; кривая 3 — зависимость $10a$ при $b_0 = 0,65\lambda$; кривая 4 — зависимость $10a$ при $b_0 = 0,68\lambda$). На рис. 4.5.11 приведена зависимость ширины ДН облучателя от радиуса апертуры, а на рис. 4.5.12 — зависимость максимального уровня XPD от радиуса апертуры. На рис. 4.5.13 показана частотная зависимость максимального уровня XPD для рупора, у которого $b_0 = 0,65\lambda$. Эти графики приведены при оптимальных значениях других параметров облучателя.

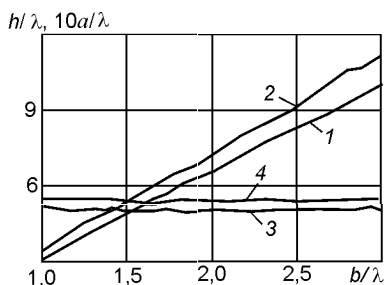


Рис. 4.5.10

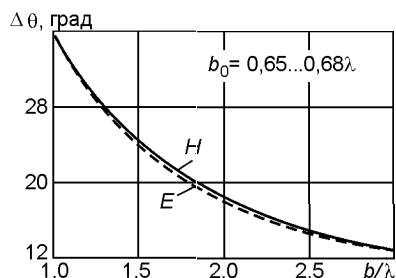


Рис. 4.5.11

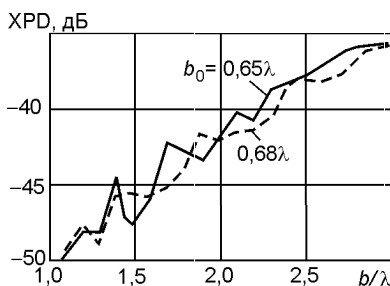


Рис. 4.5.12

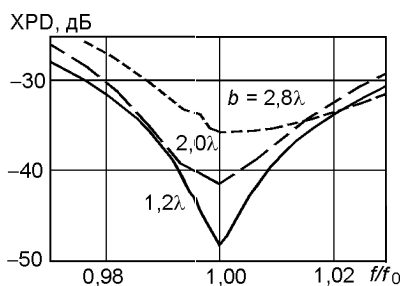


Рис. 4.5.13

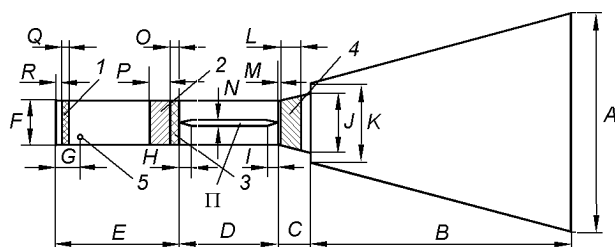


Рис. 4.5.14

Вариант 3. Еще один вариант исполнения двухмодового рупора, в котором в качестве трансформатора мод используется скачкообразное соединение двух конических устройств, показан на рис. 4.5.14. Это устройство, предназначенное для работы в составе радиометра, реализует круговую поляризацию в диапазоне частот 1430 ± 30 МГц [4.91]. Геометрические параметры устройства сведены в табл. 4.5.1.

Таблица 4.5.1

Параметр	A	B	C	D	E	F	G	H	I
Размер, см	76,71	121,5	14,81	44,45	58,14	15,24	9,23	6,35	6,35
Параметр	J	K	L	M	N	O	P	Q	R
Размер, см	21,32	27,28	6,83	0,95	1,22	3,05	7,46	3,33	3,05

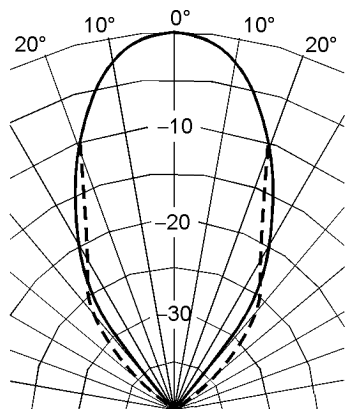


Рис. 4.5.15

На рис. 4.5.14 позициями 1, 2, 3 и 4 указаны диэлектрические вставки, служащие для герметизации устройства, позицией 5 — «пробник» для измерения, а позицией П — поляризатор, обеспечивающий круговую поляризацию излучения. На рис. 4.5.15 приведена ДН облучателя при линейной поляризации излучения, т.е. без устройства поляризатора, измеренная на частоте 1380 МГц (сплошные линии — ДН в плоскости E ; пунктирные — ДН в плоскости H). Реализованные значения коэффициента эллиптичности приведены на рис. 4.5.16, а частотная зависимость коэффициента отражения — на рис. 4.5.17.

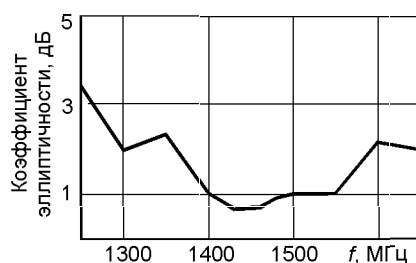


Рис. 4.5.16

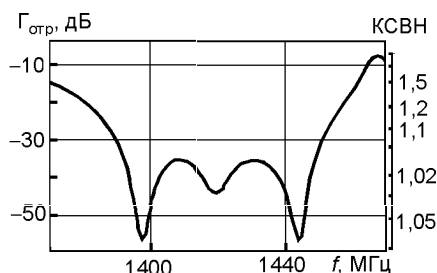


Рис. 4.5.17

Вариант 4. Схема исполнения облучателя по данному варианту [4.92] приведена на рис. 4.5.18. Этот вариант отличается от предыдущего тем, что в месте расположения первой ступеньки дополнительно введены несимметрично расположенные неоднородности в виде небольших стерженьков, ориентированных нормально к внутренней поверхности волновода.

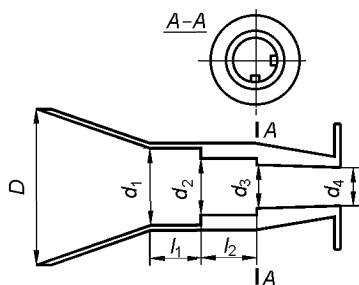


Рис. 4.5.18

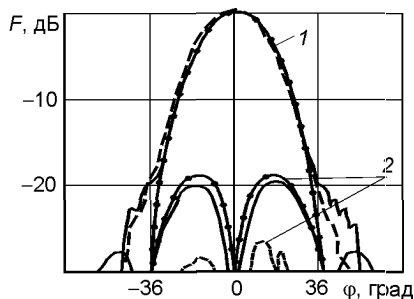


Рис. 4.5.19

Диаграммы направленности облучателя с раскрывом $D = 2,8\lambda$ приведены на рис. 4.5.19. Кривые 1 относятся к ДН на основной поляризации, а кривые 2 — к ДН на кроссполяризации (сплошная линия с точками — расчетная ДН в плоскости H ; сплошная линия — экспериментальная ДН в плоскости H ; штриховая линия — экспериментальная ДН в плоскости E).

4.5.2. Многомодовый облучатель на базе гофрированного рупора

Вариант 1. Схема исполнения облучателя по данному варианту, который, по-видимому, впервые предложен в [4.93], показана на рис. 4.5.20. Этот вариант отличается от предыдущего двумя факторами: ступенчатой трансформацией сопряжения гладкого волновода с гофрированным волноводом и ступенькой, выполненной в виде гофра.

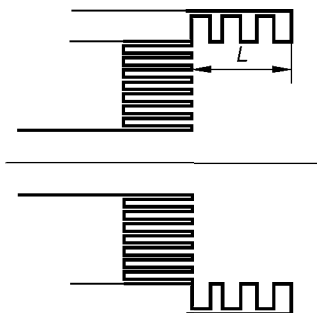


Рис. 4.5.20

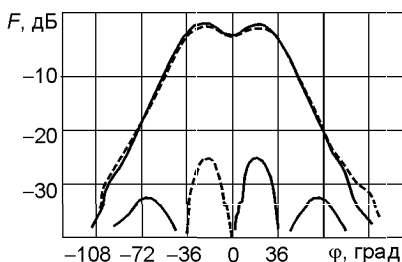


Рис. 4.5.21

В связи с тем, что выходным участком данного трансформатора мод является гофрированный волновод, трансформация моды H_{11} гладкого волновода происходит в гибридные моды HE_{11} , HE_{12} и EH_{12} гофрированного волновода. Экспериментальные ДН такого облучателя на частоте 24 ГГц при $L = 5$ мм показаны на рис. 4.5.21 [4.94]. Здесь сплошной кривой приведена ДН на основной поляризации в плоскости H , штриховой — в плоскости E , а штрихпунктирной — на кроссполяризации в 45° -плоскости.

Вариант 2. Схема исполнения облучателя по данному варианту, который, по-видимому, впервые предложен в [4.95], приведена на рис. 4.5.22. Этот вариант отличается от предыдущего двумя факторами: ступенчатой трансформацией сопряжения гофрированного волновода с гофрированным волноводом и ступенькой, выполненной гладкой, т.е. без гофра.

Здесь происходит трансформация гибридной волны HE_{11} в композицию гибридных волн HE_{11}

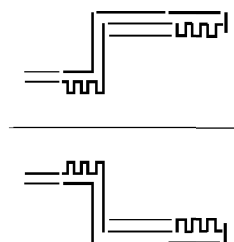


Рис. 4.5.22

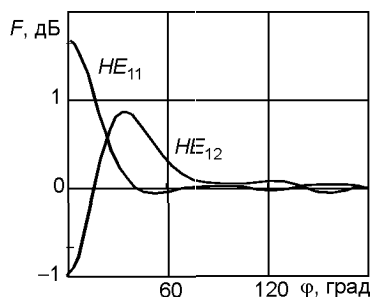


Рис. 4.5.23

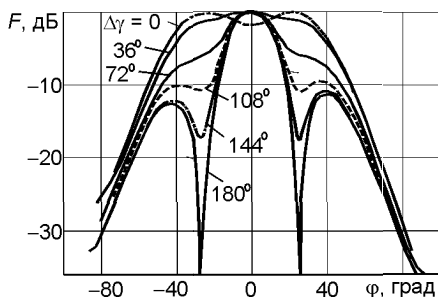


Рис. 4.5.24

и HE_{12} . Диаграммы направленности этих двух мод, рассчитанных для раскрыва облучателя $ka = 8,17$ (a — радиус раскрыва; $k = 2\pi/\lambda$) показаны на рис. 4.5.23. Приведенные на рис. 4.5.24 диаграммы являются результатом сложения парциальных диаграмм мод при различных фазовых сдвигах $\Delta\gamma$ между ними [4.96]. Слева от угловой отметки $\phi = 0^\circ$ показаны ДН, полученные экспериментально; справа — расчетные ДН.

Видно, что с изменением фазового сдвига $\Delta\gamma$ форма ДН облучателя варьируется в значительных пределах: от вполне пригодной при $\Delta\gamma = 0 \dots 36^\circ$ (для облучения осесимметричного зеркала с углом раскрыва $100 \dots 120^\circ$) до не совсем оптимальных (для облучения зеркала с углом раскрыва 40°).

Вариант 3. Внешне исполнение облучателя выглядит так, как и в предыдущем случае (рис. 4.5.25). Отличие заключается в том, что параметры облучателя были выбраны таким образом, чтобы частично скомпенсировать сферическую aberrацию основного зеркала [4.97]. Диаграмма направленности облучателя [4.52] приведена на рис. 4.5.26 (пунктирная кривая — плоскость E ; сплошная — плоскость H).

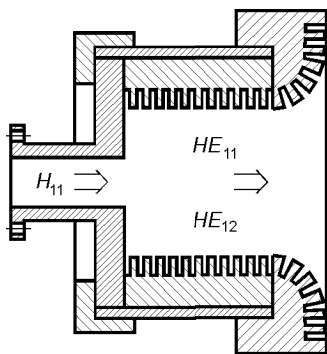


Рис. 4.5.25

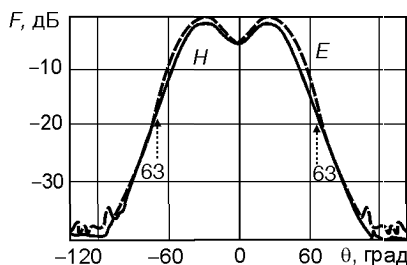


Рис. 4.5.26

4.6. Рупорные облучатели с диэлектрическими вставками

Надо сразу подчеркнуть, что использование диэлектрических включений в состав рупорных облучателей достаточно многофункционально. Так, ранее уже приводилась схема рупорного облучателя (см. рис. 4.5.14), где диэлектрические вставки используются в качестве герметизирующих секций. Но это не единственное и далеко не самое важное предназначение диэлектрических вставок.

4.6.1. Диэлектрические укрытия облучателей

Наиболее распространенное функциональное назначение диэлектрического укрытия — укрытие апертуры облучателя с целью защиты от снега, дождя, пыли и других атмосферных воздействий, негативно влияющих на параметры излучения антенны в целом.

Вариант 1. Различные конструктивные решения по построению укрытий приведены на рис. 4.6.1 [4.98] вместе с экспериментальными данными по частотной зависимости коэффициента отражения облучателей, раскрыв которых защищен различными радиопрозрачными укрытиями. На рис. 4.6.1,а показан облучатель в виде открытого конца круглого волновода (ОККВ) с дроссельным фланцем. Раскрыв облучателя закрыт тефлоновой пленкой (позиция 1) толщиной 0,125 мм. Элементы 2 служат для настройки согласования облучателя. Отметим, что в нижней части этого рисунка (как, впрочем, и на двух последующих) приведена масштабная линейка, позволяющая судить о реальных размерах как составных частей облучателя, так и облучателя в целом. На рис. 4.6.1,б показан график частотной зависимости коэффициента отражения. Видно, что в достаточно широкой полосе частот (более 600 МГц) коэффициент отражения меньше -30 дБ.

На рис. 4.6.2,а показан второй вариант исполнения радиопрозрачного укрытия облучателя. Здесь использовано трехслойное укрытие, причем крайние элементы укрытия отделены от центрального элемента. Частотная зависимость коэффициента отражения облучателя показана на рис. 4.6.2,б. Эти данные получены при следующих параметрах укрытия:

- первая пластина (отсчет ведется от раскрыва) — толщина 1,48 мм; диэлектрическая проницаемость 2,96;
- расстояние между первой и второй пластинами 7,70 мм;
- вторая пластина — толщина 4,06 мм; диэлектрическая проницаемость 2,55;
- расстояние между второй и третьей пластинами 9,12 мм;
- третья пластина — толщина 1,86 мм; диэлектрическая проницаемость 2,55.

На рис. 4.6.3,а показано еще одно исполнение радиопрозрачного укрытия облучателя. Здесь используется двухслойное укрытие (позиция 1), пространство между элементами которого заполнено вспе-

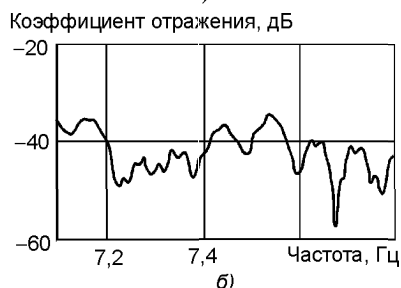
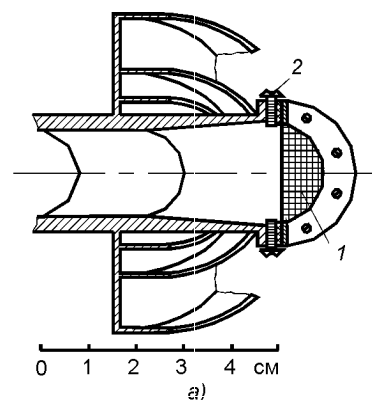


Рис. 4.6.1

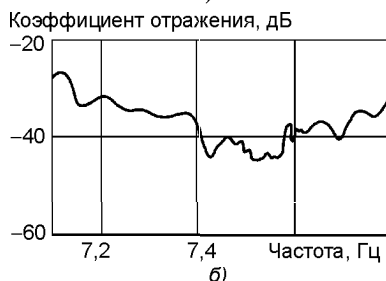
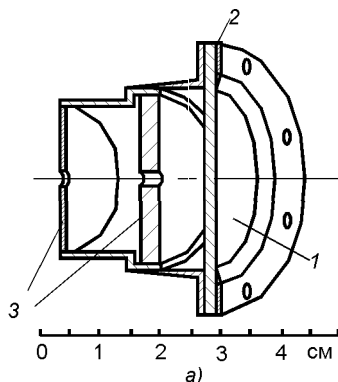


Рис. 4.6.2

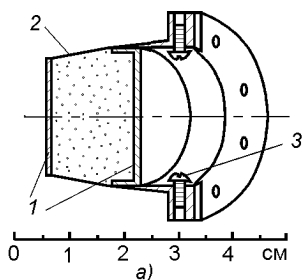


Рис. 4.6.3

ненным диэлектриком (позиция 2), диэлектрическая проницаемость которого близка к единице. Элементы 3 служат для согласования. График изменения коэффициента отражения облучателя для этой схемы показан на рис. 4.6.3,б. Видно, что такая схема укрытия позволяет получить очень хорошее согласование (коэффициент отражения менее 40 дБ) в полосе частот 600 МГц.

Вариант 2. Профиль радиопрозрачных укрытий (радомов) не обязательно должен быть плоским. Напротив, в ряде случаев профиль укрытия целесообразно выполнять фигурным. Одно из возможных решений по выбору профиля радома приведено на рис. 4.6.4 [4.99]. Здесь радом представляет собой поверхность

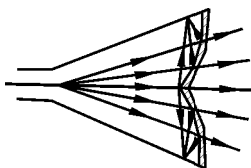


Рис. 4.6.4

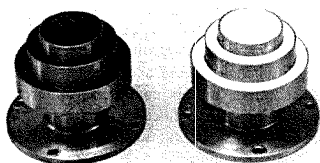


Рис. 4.6.5

вращения части эллипса, первый фокус которого совмещен с фазовым центром рупора, а второй находится на внутренней поверхности вблизи края. Нетрудно сообразить, что отраженная от радома волна будет концентрироваться на некоторой кольцевой полоске, центр которой является местоположением вторичных фокусов. При размещении на этой полоске радиопоглощающего материала удается практически полностью «ликвидировать» отраженную от радома волну и тем самым практически устремить к нулю отражение от радома. Экспериментальные исследования показали, что для рупоров с рассматриваемой схемой радома удалось снизить отражение от укрытия до -45 дБ. Следует добавить, что эта схема по своей сути является частотно-независимой.

Вариант 3. Еще одна схема укрытия облучателя приведена на рис. 4.6.5. Здесь показаны два облучателя в виде ОККВ с дроссельными фланцами. Различие между ними заключается в том, что у правого облучателя укрыт, как сам излучающий раскрыв, так и дроссельные фланцы (ср. со схемой на рис. 3.1.93, а). Укрытие дроссельных фланцев является полезной процедурой, которая препятствует, в частности, попаданию воды или снега внутрь дросселей, что, в свою очередь, может изменить их частотную «настройку». На рис. 4.6.6 приведены ДН облучателя для частоты 8,6 ГГц (внутренний радиус волновода 1,35 мм, глубина диэлектрического укрытия 1 см). Отметим, что расчет характеристик излучения облучателя проводился методом конечных элементов (FEM, Finite Element Method), который вполне продуктивен для задач с осевой симметрией [4.100].

Вариант 4. Этот вариант относится к облучателю в виде открытого конца круглого волновода (ОККВ). Здесь диэлектрик размещен внутри

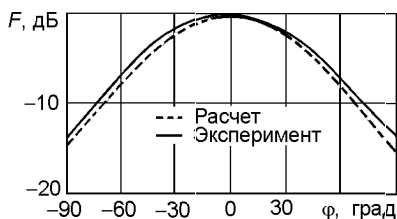


Рис. 4.6.6

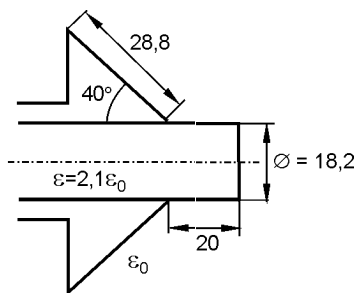


Рис. 4.6.7

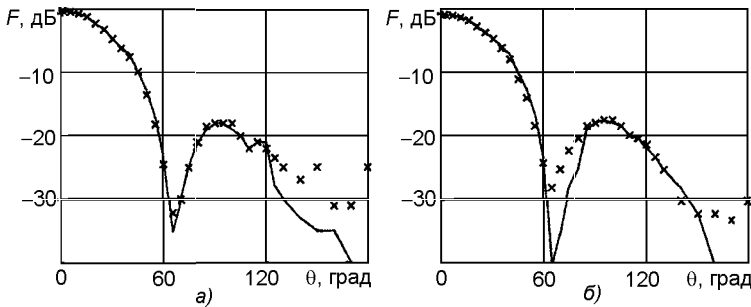


Рис. 4.6.8

волновода (рис. 4.6.7). Диаграммы направленности ОККВ с дополнительными фланцами [4.101], измеренные на частоте 11,7 ГГц, приведены на рис. 4.6.8, а, б для плоскости E и H соответственно (сплошная кривая — расчетные данные; крестики — экспериментальные данные).

4.6.2. Облучатели с диэлектрической линзой в раскрые

Вариант 1. Схема облучателя в виде гофрированного рупора с корректирующей линзой, установленной в раскрые рупора, приведена на рис. 4.6.9 [4.102]. Здесь точка O — фазовый центр рупора, а точка O_1 — фазовый центр линзы. Фотографии облучателей приведены на рис. 4.6.10.

Функциональное назначение линзы — трансформирование сферической волны, излучаемой из точки O , в другую сферическую волну, исходящую из точки O_1 [4.103]. Профиль линзы описывается формулой

$$r(\theta) = \frac{am + b \cos \theta + \sqrt{(an + b \cos \theta)^2 - (n^2 - 1)(a - b)^2}}{n^2 - 1}, \quad (4.6.1)$$

где $a = (nf - f_1)$; $b = f - f_1$; n — коэффициент преломления материала, из которого изготовлена линза. Анализ направленных свойств облучателя базируется на работе [4.104].

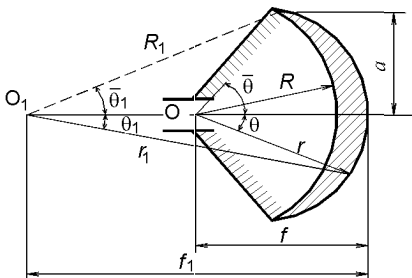


Рис. 4.6.9

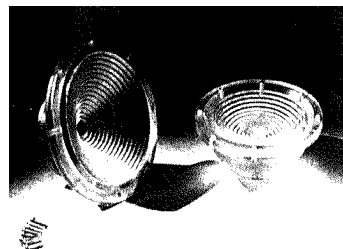


Рис. 4.6.10

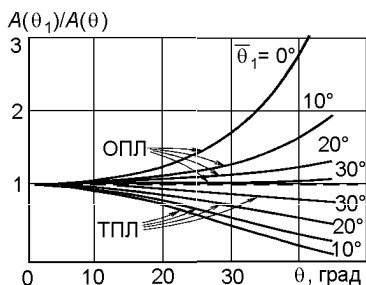


Рис. 4.6.11

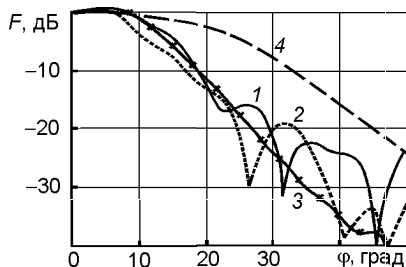


Рис. 4.6.12

Распределение поля на выходе линзы имеет вид

$$G(\theta_1) = F(\theta)A(\theta_1)/A(\theta), \quad (4.6.2)$$

где $F(\theta)$ — распределение поля на выходе гофрированного рупора; $A(\theta_1)/A(\theta)$ — отношение мощностей в лучевых трубках сферических волн, исходящих из точек O и O_1 соответственно. Это отношение, исходя из законов геометрической оптики, имеет вид

$$\frac{A(\theta_1)}{A(\theta)} = \frac{\sin \theta}{\sin \theta_1} \frac{d\theta}{d\theta_1}, \quad (4.6.3)$$

где

$$\frac{d\theta}{d\theta_1} = \frac{r_1^2 [b \cos \theta + r - n(nr - a)]}{r[r_1^2 - n(b \cos \theta - a)]}, \quad (4.6.4)$$

$$r_1^2 = r^2 + b^2 + 2br \cos \theta. \quad (4.6.5)$$

Результаты расчета отношения $A(\theta_1)/A(\theta)$ для линзы, материал которой изготовлен из диэлектрика с коэффициентом преломления $n = 1,6$, показаны на рис. 4.6.11. Расчеты проведены для интервала углов облучения линзы из точки O_1 в пределах от 0 до 30° .

Диаграммы направленности облучателя, которые соответствуют следующим параметрам облучателя: $n = 1,6$; угол раскрыва облучателя 45° ; угол облучения края линзы из точки O_1 $22,5^\circ$, приведены на рис. 4.6.12 (кривая 1 — экспериментальная ДН в плоскости E ; кривая 2 — экспериментальная ДН в плоскости H ; кривая 3 — расчетная ДН в 45° -плоскости; кривая 4 — расчетная ДН в 45° -плоскости облучателя без линзы).

Из приведенных данных видно, что наличие линзы приводит к плановой коррекции диаграмм. Надо отметить, что представленный выше конкретный пример коррекции направленных свойств гофрированного рупора соответствует ситуации, когда широкоугольное излучение рупора видоизменяется в сторону уменьшения угла облучения, что необходимо для двухзеркальных антенн. Если же необходимо проводить коррекцию диаграммы излучения в противоположную сторону, т.е. когда необходимо увеличить угол облучения, то представленная система формул

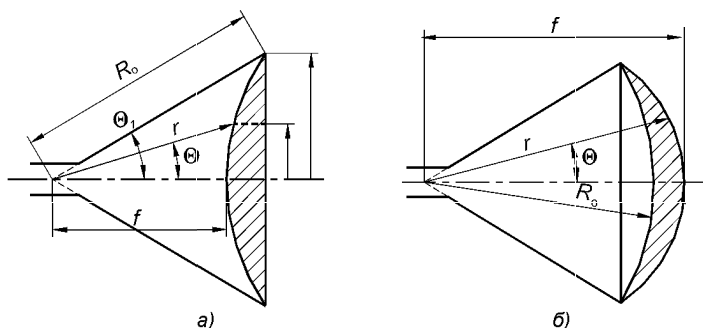


Рис. 4.6.13

нуждается в незначительной коррекции. Эта коррекция обусловлена тем, что виртуальный источник излучения, т.е. точка O_1 (см. рис. 4.6.9), теперь должен находиться справа от фазового центра рупора, т.е. между точкой O и освещенной стороной корректирующей линзы.

Вариант 2. Другие варианты схемы облучателя [4.105] приведены на рис. 4.6.13:

- выпуклая линза (а), профиль которой удовлетворяет условию

$$f = r(1 - n \cos \theta) / (1 - n); \quad (4.6.6)$$

- линза типа мениска (б), профиль которой удовлетворяет условию

$$f = r(n - \cos \theta) / (1 - n), \quad (4.6.7)$$

где $n^2 = \varepsilon/\varepsilon_0$ — относительная диэлектрическая проницаемость; f — фокальное расстояние линзы.

На рис. 4.6.14 приведены ДН открытого конца круглого волновода (кривая 1); облучателя с выпуклой линзой ($\theta_1 = 40^\circ$; $n = 1,6$, кривая 2); облучателя с линзой типа мениска ($\theta_1 = 40^\circ$; $n = 1,6$, кривая 3). На рис. 4.6.15 приведена ширина ДН по уровням -3 , -10 и -20 дБ (сплошные линии — для облучателя с выпуклой линзой, пунктирные — для облучателя типа мениска).

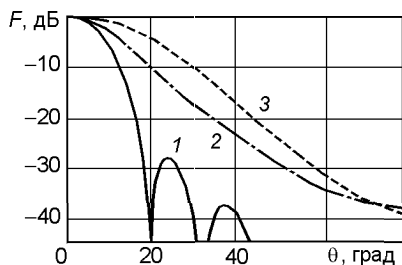


Рис. 4.6.14

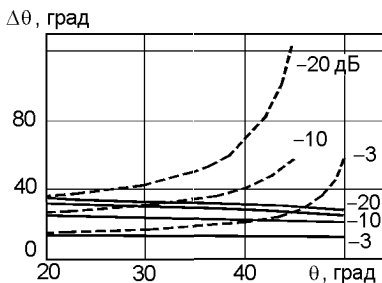


Рис. 4.6.15

Вариант 3. Облучатель в виде рупора, в раскрытие которого размещена диэлектрическая сфера [4.106, 4.107], показан на рис. 4.6.16. Экспериментальные ДН, измеренные на частоте 10 ГГц, при выполнении сферы из материала с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2,2$, показаны на рис. 4.6.17 (сплошные линии — облучатель с диэлектрической сферой; пунктирные линии — без сферы).

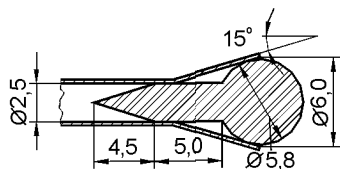


Рис. 4.6.16

Экспериментальные исследования кроссполяризационного излучения облучателя показали, что для углов, меньших, чем ширина ДН по основной поляризации по уровню -20 дБ, XPD рупора без сферы не превышает -20 дБ, а рупора со сферой — -32 дБ.

Вариант 4. Облучатель в виде открытого конца круглого волновода, вблизи которого размещена диэлектрическая сфера [4.108]. Возможны два вида исполнения облучателя: с линзой, расположенной вблизи открытого конца круглого гладкого волновода, где распространяется волноводная мода H_{11} (рис. 4.6.18, а), и с линзой, расположенной вблизи открытого конца круглого гофрированного волновода, где распространяется гибридная мода HE_{11} (рис. 4.6.18, б).

Результаты экспериментальных и теоретических исследований направленных свойств облучателей показаны на рис. 4.6.19, а для исполнения облучателя, приведенного на рис. 4.6.18, а. Данные приведены для следующих параметров: частота 9,87 ГГц; диаметры сферы 10 см и 8,5 см; диэлектрическая проницаемость материала, из которого

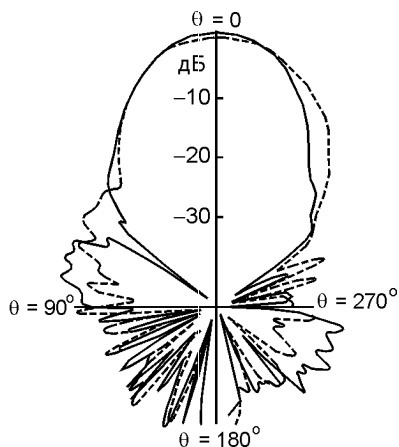


Рис. 4.6.17

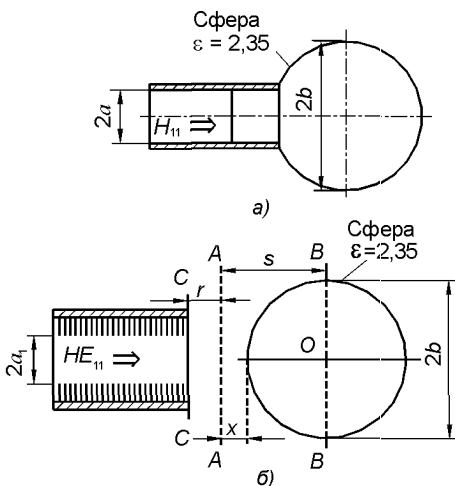


Рис. 4.6.18

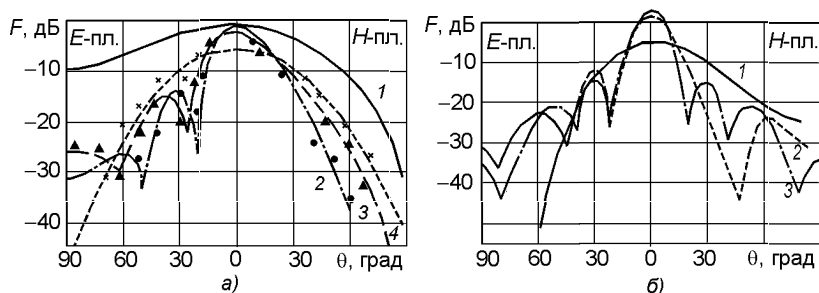


Рис. 4.6.19

товлена сфера, $\varepsilon = 2,35$. Приведенные графики получены расчетным путем и соответствуют ДН одиночного облучателя в виде ОККВ с диаметром волновода 2,61 см (кривая 1), ДН облучателя со сферой диаметром 10 и 8,5 см (кривые 2 и 3 соответственно). Для сравнения на этом же рисунке приведена кривая 4, соответствующая ДН одиночного облучателя в виде открытого конца круглого гофрированного волновода с выходным диаметром волновода 4,63 см. Кружочками, треугольниками и крестиками показаны результаты экспериментальных исследований.

На рис. 4.6.19,б приведены расчетная ДН для облучателя в виде открытого конца круглого гладкого волновода с выходным диаметром 4,63 см (кривая 1); расчетная ДН для облучателя, приведенного на рис. 4.6.18,б, с диаметром ОККВ 4,63 см, диаметром сферы 10 см и диэлектрической проницаемостью материала, из которого изготовлена сфера, $\varepsilon = 2,35$ (кривая 2); расчетная ДН круглой равномерно возбужденной апертуры диаметром 10 см (кривая 3), которая, как известно, определяется формулой

$$F(x) = J_1(x)/x, \quad (4.6.8)$$

где $x = 2\pi b \sin \theta / \lambda$. Все три кривые рассчитывались для частоты 9,87 ГГц.

Вариант 5. Облучатель в виде частично гофрированного рупора с корректирующей линзой, специально разработанный для двухзеркальной антенны типа Кассегрейна [4.109], показан на рис. 4.6.20 (схема облучателя) и рис. 4.6.21 (внешний вид). Модель облучателя, выполненная на частоте 22,8 ГГц, имела следующие параметры: угол полураскрытия рупора $19,55^\circ$; диаметр апертуры $d = 9,17\lambda = 120,7$ мм; диэлектрическая проницаемость материала линзы $\varepsilon = 2,54$. Профиль линзы был выполнен согласно рекомендациям [4.110]. Диаграммы направленности облучателя приведены на рис. 4.6.22: кривая 1 — экспериментальная ДН облучателя по основной поляризации; кривая 2 — расчетная ДН облучателя по основной поляризации; кривая 3 — экспериментальная ДН облучателя по кроссполяризации.

В табл. 4.6.1 приведены электрические параметры (расчетные и экспериментальные) антенны Кассегрейна, в которой был использован дан-

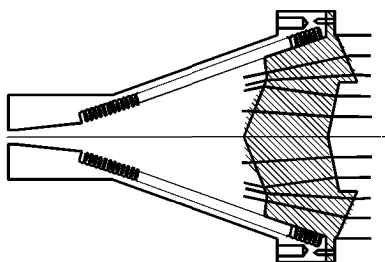


Рис. 4.6.20

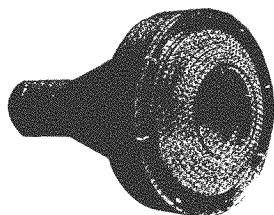


Рис. 4.6.21

Таблица 4.6.1

Параметр	Вариант облучателя		
	4 (эксперимент)	4 (расчет)	2 (эксперимент)
Потери на перелив, дБ	0,375	0,160	0,331
Потери на излучение по кроссполяризации, дБ	0,011	0,000	0,002
Потери из-за неравномерного амплитудного распределения, дБ	0,285	0,273	0,491
Потери из-за несинфазного распределения, дБ	0,005	0,000	0,010
Потери, определяемые облучателем, дБ	0,676	0,433	0,825
Эффективность использования облучателя, %	85,6	90,5	82,7
Потери из-за осевого затенения облучателя и контррефлектора, а также дифракционные потери на контррефлекторе, дБ	0,494	0,502	0,561
Потери из-за рассогласования и тепловые потери, дБ	0,30	0,30	0,23
Результирующие потери антенны, дБ	1,470	1,235	1,615
Результирующая эффективность антенны, %	71,3	75,3	68,9

ный тип облучателя. Там же приведены экспериментальные сведения о параметрах антенны при использовании рупорного облучателя, линза в котором была выполнены типа мениска (см. вариант 2).

Вариант 6. Схема построения облучателя, приведенная на рис. 4.6.23, отличается от предыдущих тем, что диэлектрический вкладыш, размещенный во внутренней полости рупора, состоит из двух частей, а диэлектрическая проницаемость ϵ_2 среды, ближней к стенкам рупора части, имеющей толщину t , выполняется меньшей, чем диэлектрическая прони-

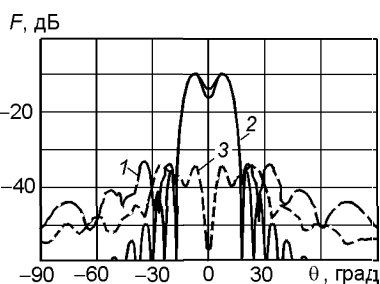


Рис. 4.6.22

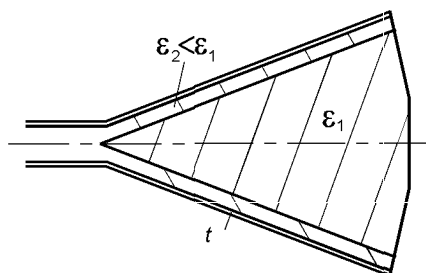


Рис. 4.6.23

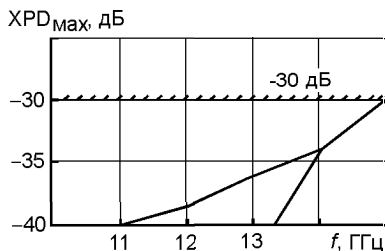


Рис. 4.6.24

цаемость ε_1 центральной части вкладыша. Такое построение, как показывает анализ работы [4.111], позволяет организовать весьма удобные условия для поддержания распространения гибридной волны HE_{11} . Другими словами, такое техническое решение эквивалентно гофрированию внутренней полости рупора.

Теоретическим и экспериментальным исследованиям подвергался рупор со следующими параметрами: диаметр круглого волновода 17,5 мм; диаметр раскрыва рупора 123 мм; угол полураскрыва рупора 14° , толщина $t = 3$ мм; $\varepsilon_1 = 2,5$; $\varepsilon_2 = 1,06$. Результаты исследований приведены на рис. 4.6.24 в виде частотной зависимости максимального уровня кроссполяризационного излучения («наличие» двух кривых обусловлено несимметрией ДН), на рис. 4.6.25 (кривая 1 — измеренная ДН по основной поляризации; кривая 2 — расчетная ДН по основной поляризации) и рис. 4.6.26 в виде частотной зависимости КСВН облучателя.

Дальнейшая модернизация облучателя по этому варианту связана с тем, что диэлектрический вкладыш не вплотную размещен во внутренней полости рупора. Такое решение организует трехслойное разделение внутренней полости рупора по диэлектрической проницаемости. Эта характеристика чередуется следующим образом: $\varepsilon = 1 \Rightarrow \varepsilon_2 \Rightarrow \varepsilon_1$. Теоретическим и экспериментальным исследованиям подвергался рупор со следующими параметрами: диаметр круглого волновода 17,5 мм; диаметр раскрыва рупора 220 мм; угол полураскрыва рупора 14° , толщина $t = 2,5$ мм; $\varepsilon_1 = 2,5$; $\varepsilon_2 = 1,06$. Результаты исследований приведены на рис. 4.6.27 в виде частотной зависимости максимального уровня

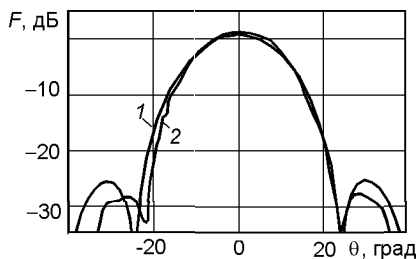


Рис. 4.6.25

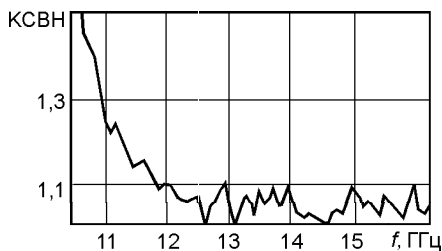


Рис. 4.6.26

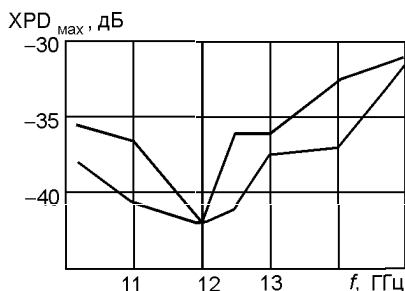


Рис. 4.6.27

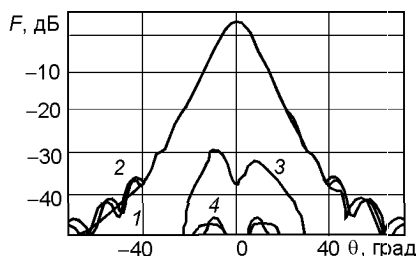


Рис. 4.6.28

кроссполаризационного излучения (наличие двух кривых обусловлено несимметрией ДН), на рис. 4.6.28 (кривая 1 — измеренная ДН по основной поляризации; кривая 2 — расчетная ДН по основной поляризации; кривая 3 — расчетная ДН по кроссполаризации; кривая 4 — измеренная ДН по кроссполаризации) и на рис. 4.6.29 — частотная зависимость КСВН облучателя.

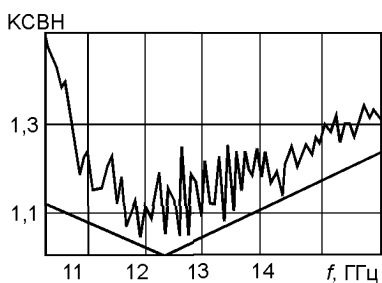


Рис. 4.6.29

Сравнивая анализируемую схему облучателя с облучателем, выполненным на базе гофрированного рупора, можно прийти к следующим выводам.

1. Анализируемая схема имеет **преимущество** по сравнению со второй схемой по следующим показателям:

- конструкция этого устройства значительно проще и, тем самым, дешевле; расчет данной схемы намного проще;
- потенциально устройство обладает лучшими характеристиками в части широкополосности и уровня XPD;
- за счет коррекции выходного профиля линзы можно более простым способом реализовывать требуемые формы амплитудных и фазовых диаграмм.

2. Анализируемой схеме присущи следующие **недостатки**:

- появление омических потерь (из-за потерь в диэлектрике), что приводит к падению усиления антенны в целом и росту шумовой температуры. Так, например, облучатель, во внутренней полости которого помещен диэлектрический конус, выполненный из полистирола ($\epsilon_1 \approx 2,5$, $\text{tg } \delta \approx 0,0007$), длиной 300 мм, на частоте 12 ГГц вносит потери равные 0,26 дБ, что соответствует увеличению шумовой температуры антенны на 24 К;
- снижение допустимого уровня мощности.

Вариант 7. Облучатель в данном исполнении отличается тем, что диэлектрическая вставка, помещенная во внутреннюю полость рупора,

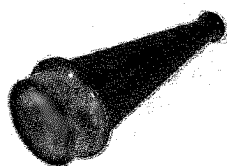


Рис. 4.6.30

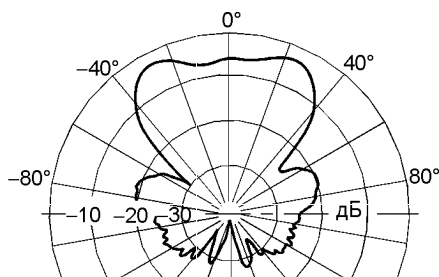


Рис. 4.6.31

представляет собой полый конус (рис. 4.6.30), имеющий тот же угол раскрыва, как и конусный рупор [4.112]. Диаграмма направленности облучателя приведена на рис. 4.6.31.

Вариант 8. Здесь представлены еще несколько модификаций облучателя в виде открытого конца круглого волновода, в раскрые которого размещена диэлектрическая сфера [4.113]. Эти модификации показаны на рис. 4.6.32: *а* — опорная схема облучателя в виде ОККВ; *б* — устройство по схеме *а*, дополненное диэлектрической сферой; *в* — ОККВ, возбуждающий «сферический» рупор; *г* — устройство по схеме *в*, в которое помещена сферическая линза.

Параметры всех четырех модификаций облучателя приведены в табл. 4.6.2 (длина волны $\lambda = 3,08$ см).

Экспериментальные данные по ДН облучателей, измеренные для длины волны $\lambda = 3,08$ см, приведены на рис. 4.6.33: *а* — облучатель диаметром 5,0 см; *б* — облучатель диаметром 8,5 см; *в* — облучатель диаметром 10,0 см. На этих рисунках кривая 1 — модификация *в*; кривая 2 — модификация *б*; кривая 3 — модификация *г*; кривая 4 — облучатель в виде ОККВ.

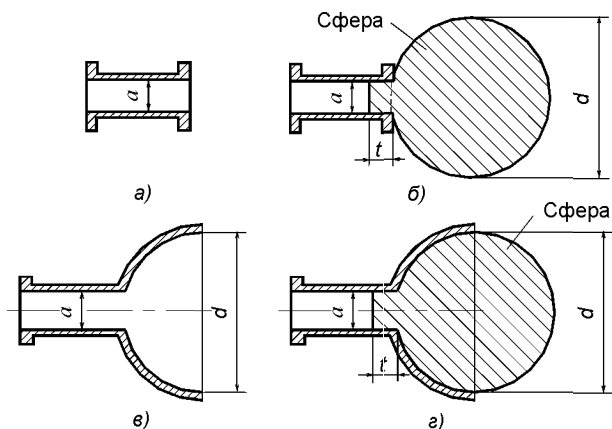


Рис. 4.6.32

Таблица 4.6.2

Модификация	Диаметр, см	ε	Усиление относительно усиления ОККВ, дБ	$\Delta\theta$, град	XPD_{\max} , дБ	G_i , дБи
а)	—	—	0	70	−30,0	13,5
б)	10	2,73	7,6	20	−22,0	21,1
	8,5		4,5	20	−23,0	18,0
	5		4,25	25	−25,0	17,75
в)	10	—	3,5	20	−25,0	17,0
	8,5		4,5	20	−26,0	18,0
	5		4,25	40	−24,0	17,75
г)	10	2,73	9,4	16	−22,0	22,9
	8,5		6,0	16	−24,0	19,5
	5		6,2	25	−23,5	19,7

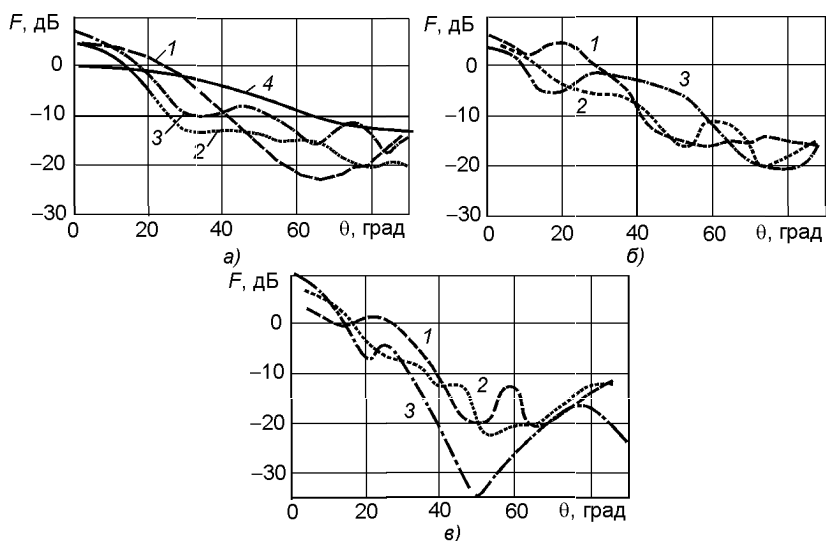


Рис. 4.6.33

4.6.3. Облучатель с диэлектрическими элементами

В этом разделе приведены различные варианты исполнения облучателей, которые содержат различного рода диэлектрические элементы и которые не попали в два предыдущих раздела предложенной классификации этого варианта исполнения облучателей.

Вариант 1. Ранее уже анализировался облучатель в виде ОККВ, внутренняя поверхность которого плавно сопряжена с гофрированной структурой. Этот облучатель обладает вполне пригодными характеристиками излучения. Расширение рабочего диапазона частот облучателя можно получить размещением в его внутренней полости диэлектрической втулки (рис. 4.6.34). Методика расчета рассматриваемого облучателя приведена в [4.114]. Результаты расчета характеристик излучения,

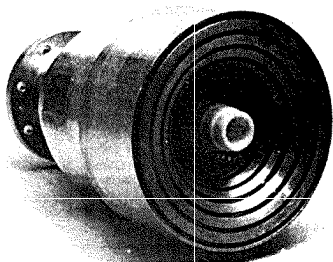


Рис. 4.6.34

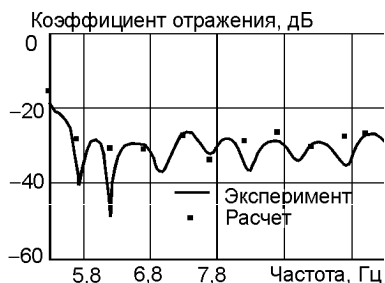


Рис. 4.6.35

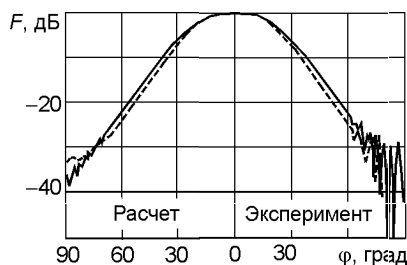


Рис. 4.6.36

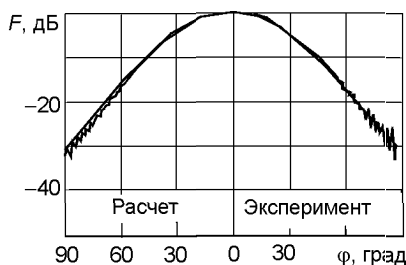


Рис. 4.6.37

выполненного методом моментов, и экспериментальные данные показаны на рис. 4.6.35–4.6.37. На рис. 4.6.35 приведены расчетный и экспериментальный графики частотной зависимости коэффициента отражения облучателя с диэлектрической втулкой. Видно, что вполне приличные результаты по согласованию (коэффициент отражения меньше -30 дБ) выдерживается в двухкратной полосе частот. На рис. 4.6.36 приведены ДН облучателя без диэлектрической втулки на частоте $8,2$ ГГц, на рис. 4.6.37 — диаграммы облучателя с втулкой. Видно, что введение в конструкцию облучателя диэлектрической втулки несколько расширяет диаграммы, сохраняя их осесимметричность.

Вариант 2. Весьма перспективным направлением использования диэлектрических включений в состав рупорных облучателей следует признать техническое решение, предложенное в [4.115]. Идея построения подобных облучателей заключается в следующем:

- полагается, что фазовое распределение в раскрыве рупора (рис. 4.6.38) определяется электрической длиной дифракционных лучей, исходящих из точек P_1 и P_2 ;
- коррекция этих длин может быть осуществлена посредством размещения на пути дифракционных лучей диэлектрических включений;
- такое положение достаточно просто реализовать, если вблизи точки P_1 установить диэлектрическое тело, продольный размер которого L_d зависит от угловой координаты α ;
- результирующая фаза $\psi(\alpha)$ луча, исходящего из точки P_1 под углом

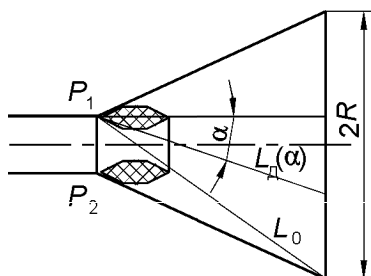


Рис. 4.6.38

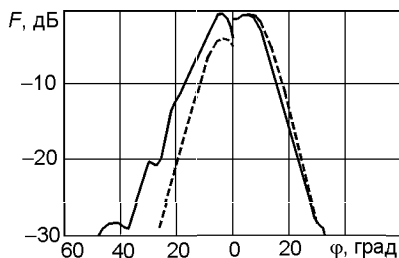


Рис. 4.6.39

α к оси рупора, определяется соотношением

$$\psi(\alpha) = 2\pi[L_0 - L_d(\alpha)(\sqrt{\epsilon} - 1)]/\lambda. \quad (4.6.9)$$

Соотношение (4.6.9) следует рассматривать как исходное для нахождения профиля $L_d(\alpha)$ диэлектрического тела, при котором в раскрыве рупора реализуется требуемое фазовое распределение $\psi(\alpha)$.

На рис. 4.6.39 приведены для сравнения ДН (сплошная кривая — в плоскости E , пунктирная — в плоскости H) двух рупорных облучателей: слева от отметки $\phi = 0$ приведены ДН ранее рассмотренного расфазированного рупора с изломом образующей; справа — ДН расфазированного рупора с изломом образующей, во внутренней полости которого размещена диэлектрическая втулка.

Вариант 3. В этом варианте использование диэлектрика в рупорном облучателе носит иное функциональное назначение. Известно, что электромагнитная энергия обладает свойством аккумулироваться при распространении в многослойной среде, именно в той ее части, которая обладает наибольшим значением диэлектрической проницаемости. Схема рупорной антенны, во внутренней полости которой размещен диэлектрический вкладыш, приведена на рис. 4.6.40. Размеры апертуры пирамидального рупора, который подвергался испытаниям: $a = 92$ мм; $b = 72$ мм, а размеры диэлектрического вкладыша, выполненного из материала с $\epsilon = 2,59$: $t = 150$ мм; $b = 5,36$ мм. Экспериментальная диаграмма рупора без вкладыша в плоскости E приведена на рис. 4.6.41 (кривая 1). Эта диаграмма практически полностью совпадает с расчетной диаграммой типа $F(u) = \sin u/u$. Диаграммы направленности рупора с вкладышем представлены на том же рисунке следующими кривыми: кривая 2 и 3 — расчетная и экспериментальная ДН на частоте 8 ГГц; кривая 4 и 5 — расчетная и экспериментальная ДН на частоте 10 ГГц соответственно. Очевидно, что последние ДН существенно отличаются от ДН рупора без вкладыша как шириной ДН, так и уровнем бокового излучения [4.116].

Вариант 4. Здесь диэлектрический элемент выполнен в виде тонкого кольца, установленного в раскрыве двухмодового облучателя (рис. 4.6.42). Результаты экспериментальных исследований [4.117] та-

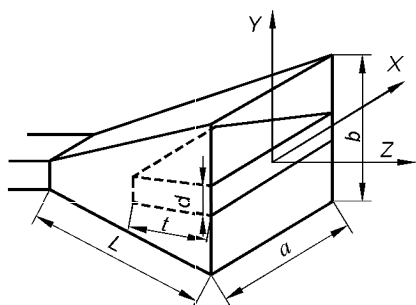


Рис. 4.6.40

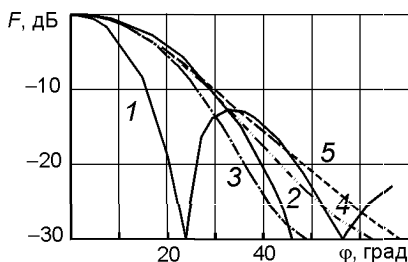


Рис. 4.6.41

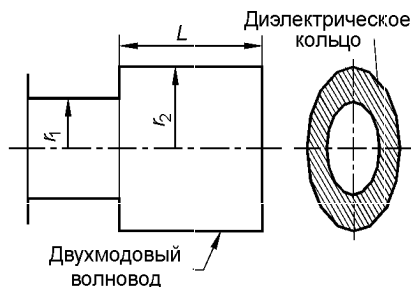


Рис. 4.6.42

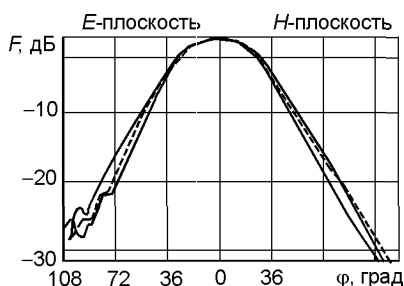


Рис. 4.6.43

кого облучателя (толщина кольца 0,2 мм; диэлектрическая проницаемость 2,3) показаны на рис. 4.6.43. Диаграммы направленности измерялись на частотах 8,0; 8,54 и 9,0 ГГц. Облучатель обладает весьма неплохими показателями по уровню кроссполаризационного излучения. Так, в диапазоне частот 8,0...9,0 ГГц уровень кроссполаризационного излучения не превышает -31 дБ, а в диапазоне частот 8,3...8,8 ГГц — -35 дБ.

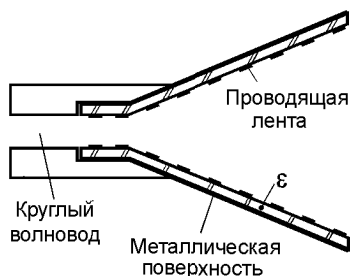


Рис. 4.6.44

Вариант 5. Ниже представлен вариант построения рупорного облучателя (рис. 4.6.44), отличающийся тем, что во внутренней полости рупора непосредственно на его стенках нанесен слой диэлектрика, поверх которого расположены металлические полоски. Подробная схема облучателя с обозначением его размеров приведена на рис. 4.6.45. В [4.118, 4.119] показано, что такое техническое решение в определенном «электрическом» смысле эквивалентно гофрированному рупорному облучателю.

Другими словами, слой диэлектрика плюс металлическая лента создают вполне пригодные условия для распространения гибридной волны HE_{11} .

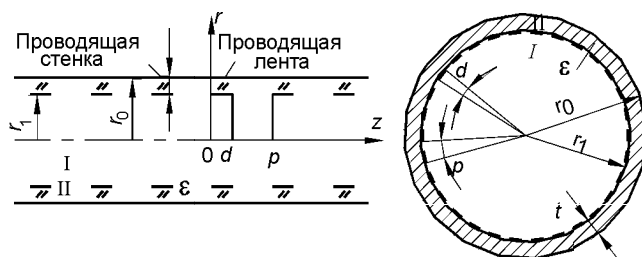


Рис. 4.6.45

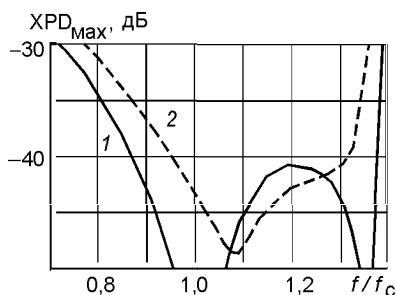


Рис. 4.6.46

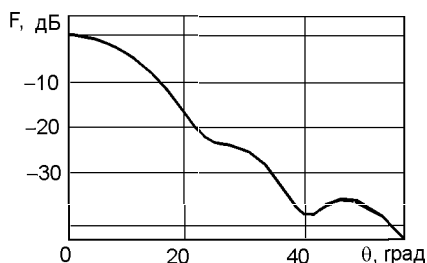


Рис. 4.6.47

Экспериментальным исследованиям подвергался рупор со следующими параметрами: r_1/λ_c ; $p/r_1 = 0,2$; $d/p = 0,1$; $t/r_1 = 0,23$; $\delta = 2,5$. Характеристики излучения рупора приведены на рис. 4.6.46 — частотная зависимость максимума ДН на кроссполяризации (кривая 1 для центральной угловой области излучения; кривая 2 для всей угловой области); рис. 4.6.47 — ДН на основной поляризации.

4.7. Широкополосные облучатели

В этом разделе приведена информация, касающаяся способов построения облучателей, работающих в широкой полосе частот. Такие облучатели предназначены, как правило, для реализации работы антенны в двух частотных диапазонах.

Вариант 1. Придание облучателю новой функциональной возможности, а именно обеспечение работоспособности в двух различных частотных диапазонах размещением во внутренней полости гофрированного волновода диэлектрического материала, иллюстрируется схемой на рис. 4.7.1. Отметим, и это важно, что здесь речь идет о целенаправленном конструировании облучателя для двух достаточно сильно разнесенных рабочих частотных диапазонов. Как видно из рисунка, это качество достигается размещением во внутреннюю полость канавок диэлектрического материала с диэлектрической проницаемостью ϵ . Чтобы уяснить, почему при этом можно достичь планируемого результата, рассмотрим три варианта исполнения.

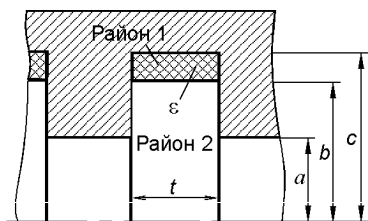


Рис. 4.7.1

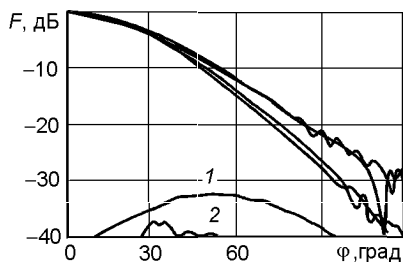


Рис. 4.7.2

Исполнение 1. Это обычная импедансная структура, т.е. структура без диэлектрика, для которой глубина канавки s выбирается из условия

$$s = (\lambda/4)(2m + 1), \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (4.7.1)$$

Из этой формулы следует, что условие $Z = \infty$ выполняется для ряда частот, а именно при $s = \lambda/4$ для частот f ; $3f$; $5f$;...; при $s = 3\lambda/4$ для частот f_1 ; $1,66f_1$; $2,33f_1$;...; при $s = 5\lambda/4$ для частот f_2 ; $1,4f_2$; $1,8f_2$;...

Исполнение 2. Это исполнение соответствует случаю, когда вся канавка заполнена диэлектриком. Соотношение для определения глубины канавки s , при котором реализуется условие $Z = \infty$, имеет вид

$$s = (\lambda/4)(2m + 1)/\sqrt{\epsilon}, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (4.7.2)$$

Ясно, что для этого исполнения соотношения между частотами, для которых выполняется условие $Z = \infty$, будет иным, чем в (4.7.1).

Исполнение 3. Это исполнение является промежуточным между двумя первыми и соответствует ситуации, когда только часть канавки заполнена диэлектриком. Ясно, что соотношение между частотами, для которых выполняется условие $Z = \infty$ будет совсем иным, чем в двух предыдущих случаях и может целенаправленно видоизменяться с целью обеспечения работы облучателя в заданных частотных диапазонах.

В [4.120] проведен анализ облучателя с частичным заполнением канавок облучателя диэлектриком. Результаты анализа позволяют рассчитать характеристики излучения облучателя. На рис. 4.7.2 приведены экспериментальные ДН: две верхние кривые соответствуют ДН облучателя на основной поляризации для частоты 12,5 ГГц, а две нижние — для частоты 17 ГГц; кривые 1 и 2 — ДН на кроссполяризации для частот 12,5 ГГц и 17 ГГц соответственно.

Вариант 2. Этот вариант исполнения облучателя, предназначенного для работы в двух частотных диапазонах, выполнен на базе гофрированного рупора, внутренняя поверхность которого плавно сопряжена с гофрированным фланцем [4.121]. В центральной части облучателя размещен диэлектрический стержень. Внешний вид составных частей облучателя приведен на рис. 4.7.3, а облучателя в сборе — на рис. 4.7.4. Возможность функционирования в двух сильно разнесенных частотных диапазонах осуществляется за счет того, что:

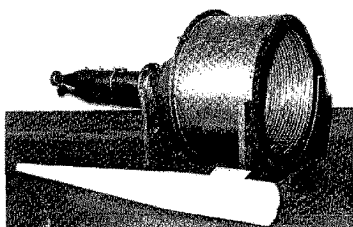


Рис. 4.7.3

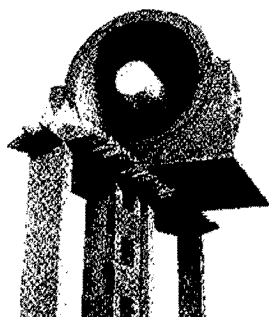


Рис. 4.7.4

- параметры гофрированного рупора рассчитывают так, чтобы обеспечить надлежащее качество излучения (приема) в более низком частотном диапазоне;
- параметры диэлектрического стержня выбирают такими, чтобы именно вокруг этого элемента концентрировалась распространяющаяся в рупоре энергия более высокочастотного диапазона.

На рис. 4.7.5 приведены ДН для облучателя со следующими параметрами: диэлектрическая проницаемость диэлектрического стержня $\epsilon = 1,08$; радиус стержня $a = 1,5\lambda_B$, где λ_B — длина волны верхнего частотного диапазона; отношение радиуса рупора к радиусу диэлектрического стержня 3,5. На рис. 4.7.5, а показаны ДН облучателя для низкочастотного диапазона: а — на частоте 2,68 ГГц; б — на частоте 2,41 ГГц. На рис. 4.7.6 показаны ДН облучателя для высокочастотного диапазона: а — на частоте 8,90 ГГц; б — на частоте 9,37 ГГц. На рисунках сплошными линиями показаны расчетные ДН в плоскости E , пунктирными — расчетные ДН в плоскости H .

Дополнительную информацию по данному варианту исполнения облучателя можно найти в [4.114].

Вариант 3. Достаточно сходное с предыдущим техническим решением по построению двухдиапазонного облучателя приведено в [4.122].

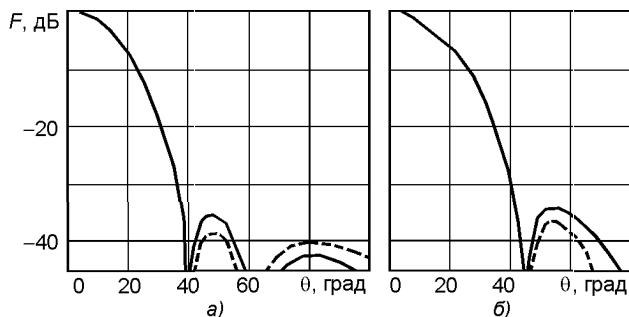


Рис. 4.7.5

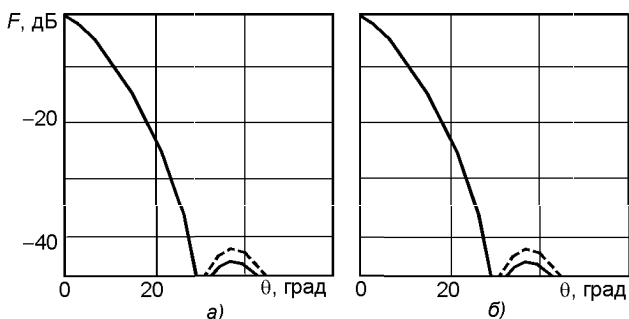


Рис. 4.7.6

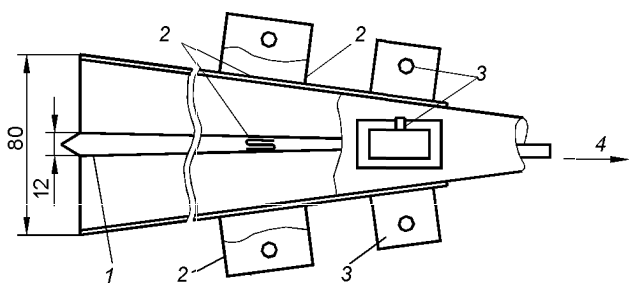


Рис. 4.7.7

Схема устройства показана на рис. 4.7.7, а внешний вид — на рис. 4.7.8. Рупор диаметром 80 см снабжен симметричными поляризационными селекторами, обеспечивающим поляризационное уплотнение в приемной (2 на рис. 4.7.7) и передающей 3 частях С-диапазона. Диэлектрический стержень является по сути дела канализатором и излучателем для более высокочастотного диапазона 30/20 ГГц. Ширина ДН для высокочастотного диапазона во многом определяется диаметром диэлектрического стержня, что иллюстрируется графиками, приведенными на рис. 4.7.9 и рассчитанными для $\epsilon = 2$ (кривые 1 и 3 — для частоты 20 ГГц; кривые 2 и 4 — для частоты 30 ГГц).

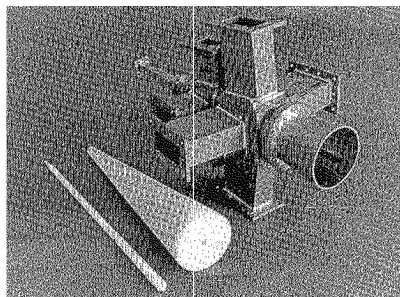


Рис. 4.7.8

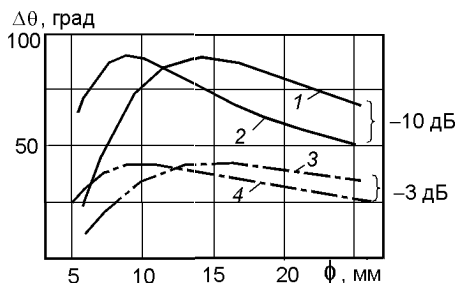


Рис. 4.7.9

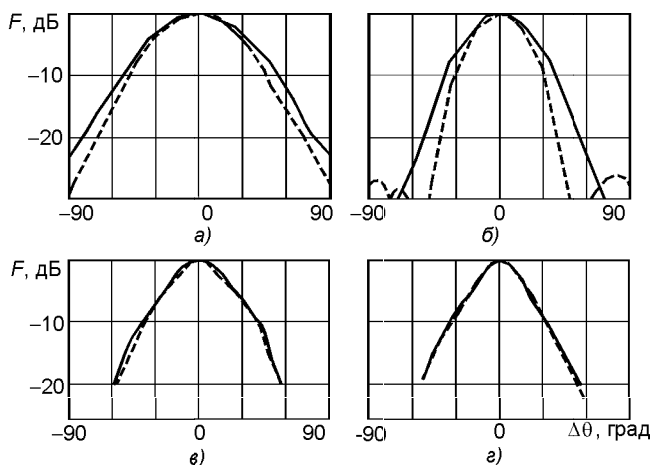


Рис. 4.7.10

Диаграммы направленности облучателя приведены на рис. 4.7.10: а — для частоты 3,95 ГГц; б — для частоты 6,175 ГГц; в — для частоты 19,45 ГГц; г — для частоты 29,26 ГГц. На рисунках сплошными кривыми приведены ДН в плоскости E , а пунктирными — ДН в плоскости H .

Вариант 4. В данном варианте построения диапазонного облучателя гофрирование внутренней поверхности рупора выполнено попеременно расположенными канавками с двумя различными значениями глубин (рис. 4.7.11). В [4.123] проведен анализ данного технического решения, построенного для работы в двух частотных диапазонах 12 и 18 ГГц, и приводятся основные сведения по достигнутым результатам.

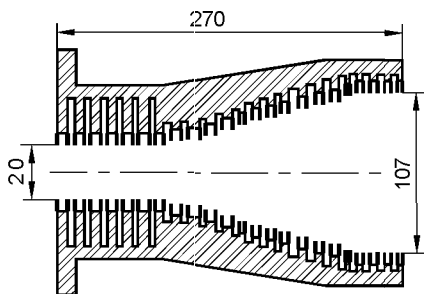


Рис. 4.7.11

На рис. 4.7.12 приведена экспериментальная частотная зависимость максимального уровня кроссполяризационного излучения. Видно, что в достаточно широкой полосе частот максимальный уровень XPD не превышает -40 дБ. На рис. 4.7.13 приведены ДН облучателя с размерами, указанными на рис. 4.7.11, ДН измерены на частоте 12,36 (а) и 17,96 ГГц (б) (кривая 1 — ДН по основной поляризации; кривая 2 — ДН по кроссполяризации).

Анализ экспериментальных данных показывает, что данный вариант исполнения облучателя реализует весьма неплохие параметры излучения в двухкратной полосе частот, средние частоты которых соотносятся как 1:1,5.

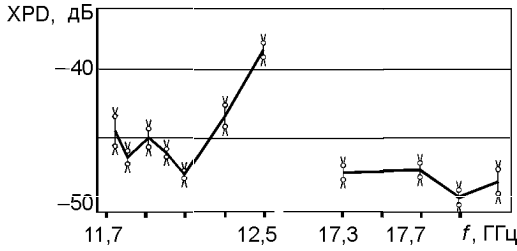


Рис. 4.7.12

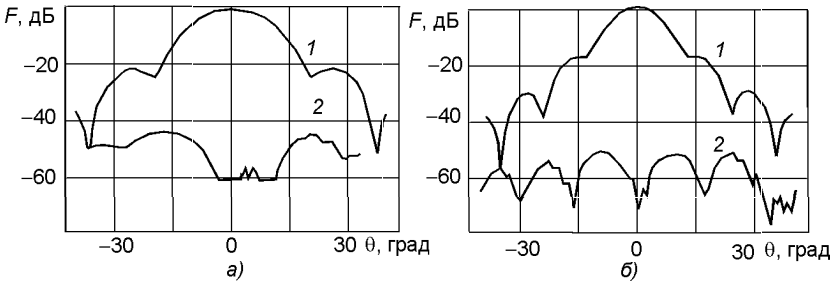


Рис. 4.7.13

Вариант 5. Идея расширения частотного диапазона за счет использования гофрирования внутренней поверхности рупора попеременно расположенными канавками различной глубины может привести к планируемому результату. На рис. 4.7.14 показаны такие технические решения для двухступенчатой (а) и трехступенчатой (б) структур.

Определенные успехи могут быть достигнуты также за счет размещения в канавках переменной глубины диэлектрического материала. Анализ волновода со сложной многоступенчатой структурой, заполненной диэлектриком, проведен в [4.124].

Вариант 6. Проекция широкополосного облучателя [4.125] приведены на рис. 4.7.15, а, б для E -плоскости и H -плоскости соответственно. На первом рисунке проекция представляет собой сечение рупора с изломом образующей, внутренняя часть которой (ближняя к волноводу)

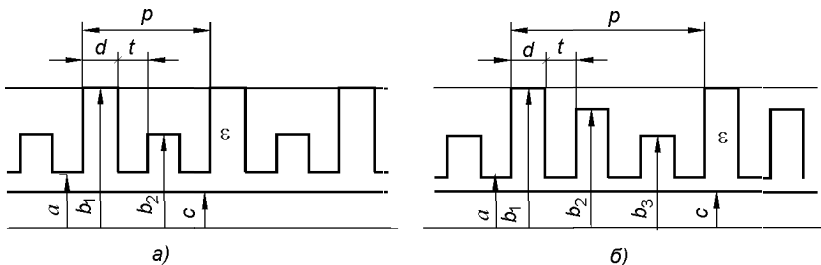


Рис. 4.7.14

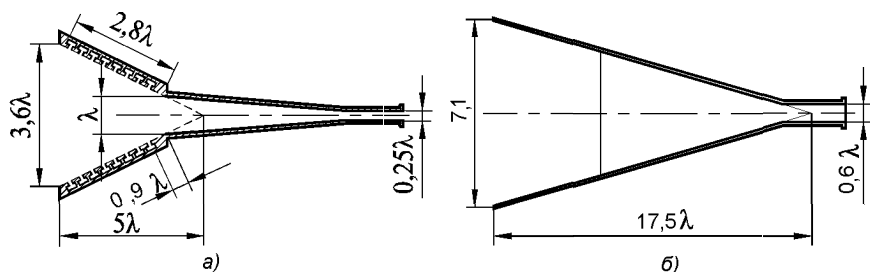


Рис. 4.7.15

выполнена гладкой, а внешняя — гофрированной, на втором — сечение секторного рупора.

Облучатель предназначен для схем антенн, где необходимо реализовать различное по ширине облучение (примерно с соотношением 1:2) в двух ортогональных плоскостях в широкой полосе частот. Основные электрические параметры облучателя показаны на следующих рисунках: рис. 4.7.16 — ДН в H -плоскости; на рис. 4.7.17 — частотная зависимость коэффициента отражения облучателя; на рис. 4.7.18 — частотные зависимости ширины ДН в H -плоскости (а) и E -плоскости (б). На эти рисунках сплошные линии — экспериментальные, пунктирные — расчетные данные.

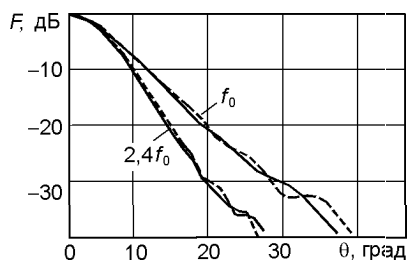


Рис. 4.7.16

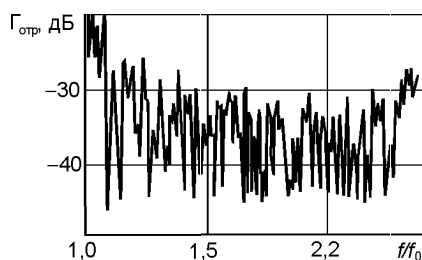
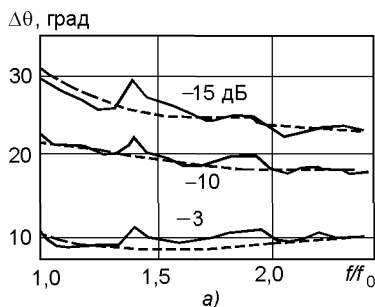
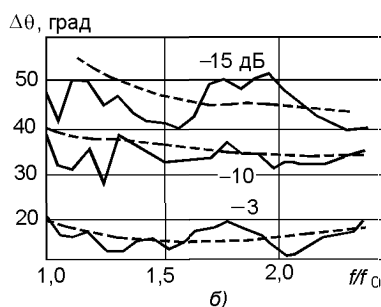


Рис. 4.7.17



а)



б)

Рис. 4.7.18

4.8. Облучатели для неосесимметричных однозеркальных антенн

В зависимости от схемы исполнения НОА, точнее, от конфигурации рефлектора могут быть применены различные облучатели, в том числе облучатели, используемые для осесимметричных однозеркальных антенн. Ниже приведены сведения о различных вариантах исполнения облучателей, которые специально предназначены для неосесимметричных антенн.

Вариант 1. Облучатель выполнен в виде рупорной антенны с изломом образующей и с косым срезом. Этот вариант исполнения предназначен для неосесимметричных однозеркальных антенн, проекция рефлекторов которых достаточно близка к кругу. Отметим, что для этого типа антенн требуется специфическая диаграмма направленности [4.126]: осесимметричная в плоскости, которая нормальна плоскости симметрии рефлектора, и неосесимметричная в ортогональной плоскости.

Такие формы ДН необходимы, чтобы частично скомпенсировать разницу в пространственном затухании волны до более отдаленной от облучателя части рефлектора и тем самым частично выровнять амплитудное распределение. Данную проблему может решить облучатель, схема которого приведена на рис. 4.8.1. Для рассматриваемого облучателя характерен разворот на угол γ между осями малого 1 и основного 2 рупоров.

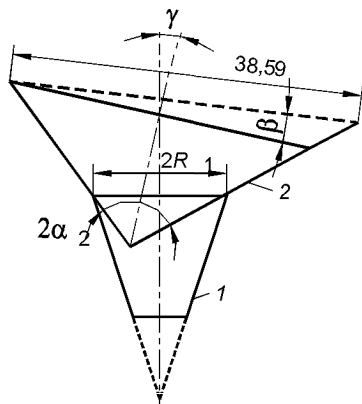


Рис. 4.8.1

На рис. 4.8.2 приведена серия ДН рупора, выполненного по данной схеме, при следующих значениях параметров: $2R_{2\max} = 210$ мм; $2R_1 = 42$ мм; $2\alpha_1 = 22^\circ$; $2\alpha_2 = 70^\circ$; $\gamma = 7^\circ$; $\beta = 18^\circ$. Верхние, средние и нижние ДН получены на частотах 10, 11,2 и 12 ГГц соответственно. Диаграммы направленности, показанные на рис. 4.8.2, а, в, д характеризуют направленность облучателя в поперечной плоскости, а ДН на рис. 4.8.2, б, г, е — в продольной плоскости.

На рис. 4.8.3, а и б приведены экспериментальные ДН рупорного облучателя в горизонтальной и вертикальной плоскости соответственно. Эти ДН получены при следующих геометрических параметрах облучателя: $\gamma = 15^\circ$; $\beta = 20,75^\circ$; $d = 116$ мм; $2\alpha_2 = 100^\circ$; $2\alpha_1 = 10^\circ$; $h = 20$ мм. Внешний вид облучателя приведен на рис. 4.8.4. Видно, что данное техническое решение действительно реализует несимметричную ДН в вертикальной плоскости, что

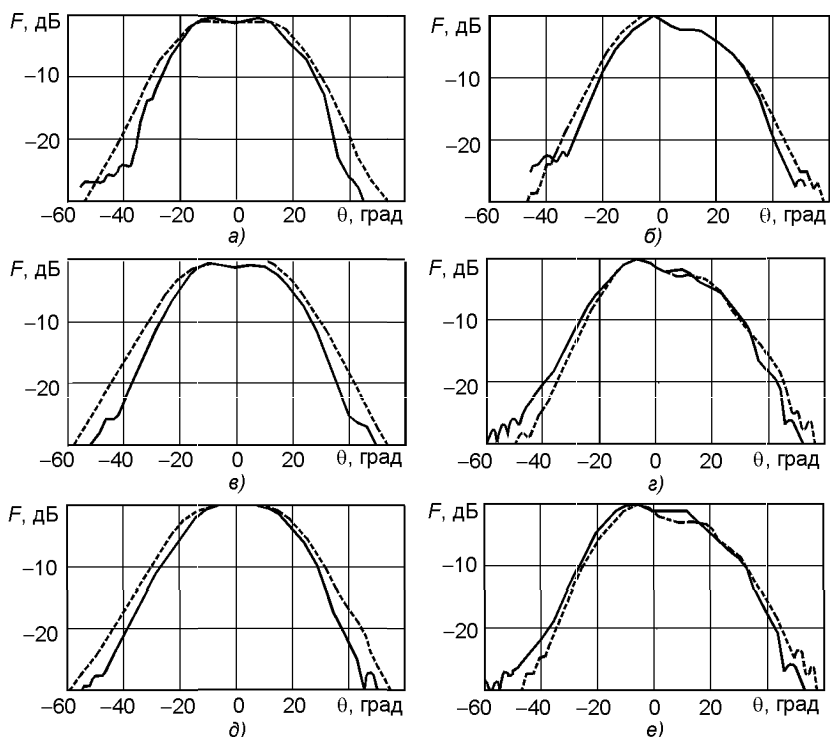


Рис. 4.8.2

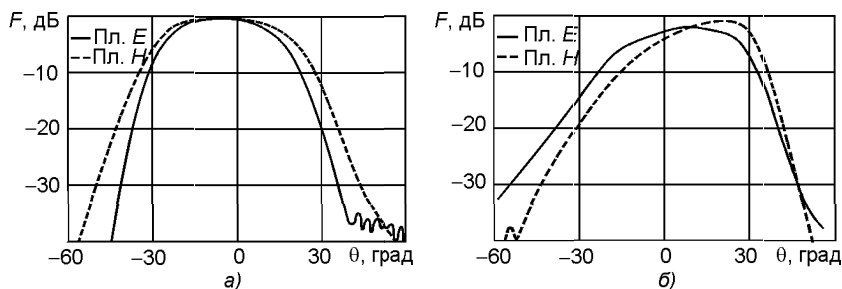


Рис. 4.8.3

позволяет частично отсимулировать амплитудное распределение в этой плоскости.

Вариант 2. Для антенн, имеющих неосесимметричную форму раскрыва, требуются специальные облучатели. Схема облучателя в виде эллиптического рупора приведена на рис. 4.8.5. Основные геометрические размеры облучателя: $d_{21} = 330$ мм; $d_{22} = 120$ мм; $d_{11} = 32$ мм; $d_{12} = 40$ мм; $\alpha_{21} = 75^\circ$; $\alpha_{22} = 45^\circ$; $\alpha_{11} = 16^\circ$; $d_B = 23$ мм.

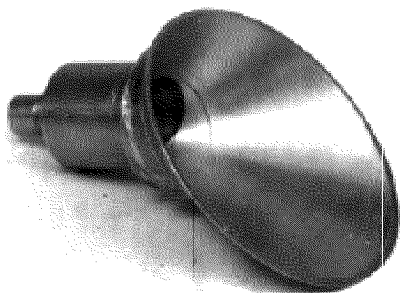


Рис. 4.8.4

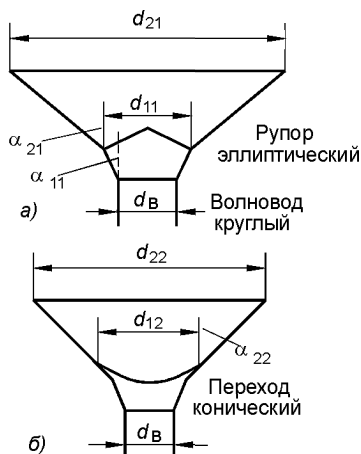


Рис. 4.8.5

Диаграммы направленности облучателя, измеренные на частоте 11,2 ГГц в плоскостях, параллельных малой и большой осям эллипса, приведены на рис. 4.8.6, а и б соответственно (сплошная кривая — поляризация параллельна большой оси эллипса; штриховая кривая — поляризация параллельна малой оси эллипса).

Следует указать, что ДН измерялись в ближней зоне на нескольких расстояниях S , значения которых приведены на рисунках и которые соизмеримы с расстояниями от фазового центра облучателя до характерных точек на рефлекторе.

Экспериментальное исследование однозеркальной антенны, имеющей эллиптическую форму раскрыва, при использовании анализируемого облучателя показали, что уровень кроссполяризационного излучения не превышал -30 дБ, а результирующий КИП антенны изменялся в полосе частот 10,7...11,7 ГГц в пределах 0,62...0,68.

Вариант 3. Облучатель в виде гофрированной рупорной антенны эллиптической конфигурации предназначен для неосесимметричных однозеркальных антенн, проекция рефлектора которого представляет собой сильно вытянутый эллипс. Отметим, что для этого типа антенн требуется специфическая диаграмма направленности, ширины которой в ортогональных плоскостях должны быть различными, а симметрия необходима, чтобы обеспечить оптимальное возбуждение апертуры антенны в целом.

На рис. 4.8.7 приведена фотография облучателя, который позволяет решить поставленную задачу. Облучатель выполнен в виде гофрированной рупорной антенны эллиптической конфигурации. В [4.127] приведены результаты экспериментального исследования такого облучателя: длина рупора 300 мм; поперечное сечение раскрыва 114×57 мм. Измерения проводились в диапазоне 11 ГГц. Результаты измерения при-

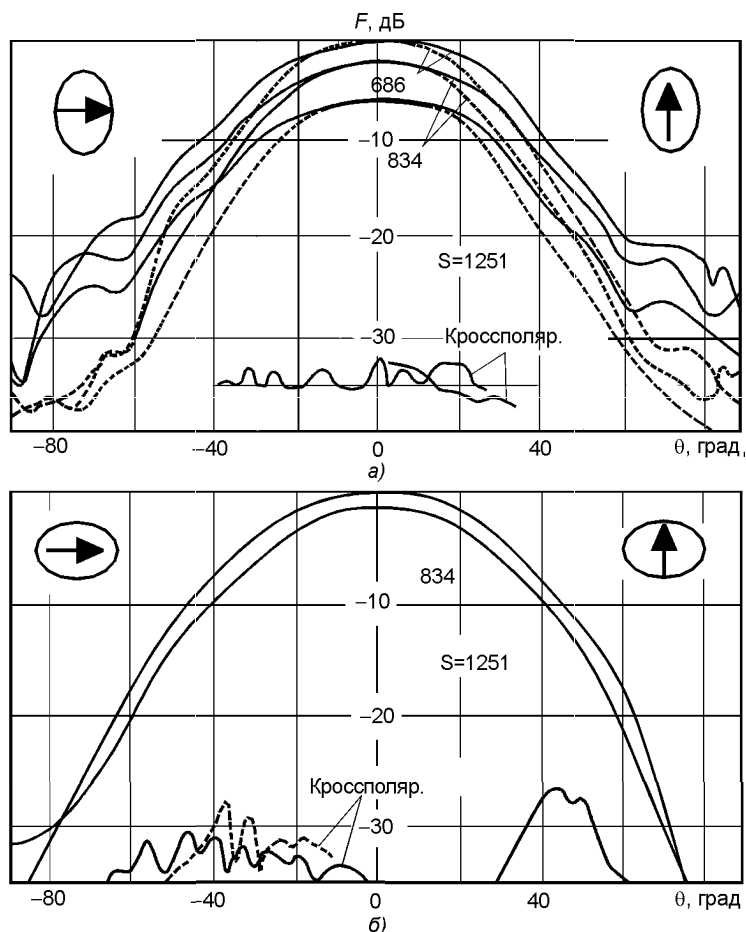


Рис. 4.8.6

ведены на рис. 4.8.8: *а* — в плоскости, параллельной узкой стенке облучателя; *б* — в 45° -плоскости; *в* — в плоскости, параллельной широкой стенке облучателя; Измерялись как амплитудные ДН $F(\varphi)$ (кривые 1 — по основной поляризации; кривые 2 — по кроссполаризации), так и фазовые ДН $\Phi(\varphi)$ (кривые 3). Измерения диаграмм облучателя на частотах 11,7 и 12,4 ГГц показали практическую неизменность полученных результатов.

Дополнительную информацию по данным облучателям можно найти в [4.128, 4.129].

Вариант 4. Недостаток облучателя, рассмотренного выше, — сравнительно малый диапазон рабочих частот. Значительно более эффективными в этом смысле являются облучатели, выполненные в виде гоф-



Рис. 4.8.7

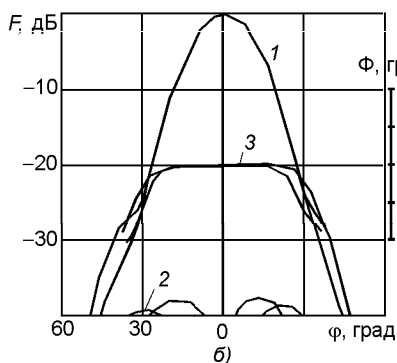
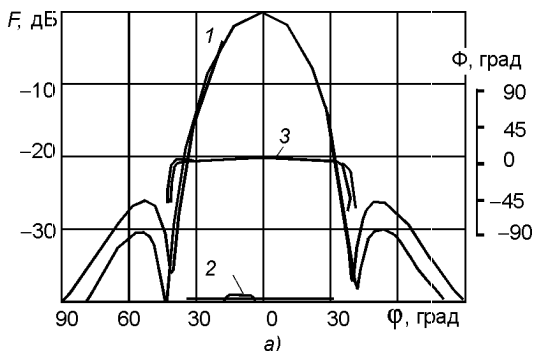
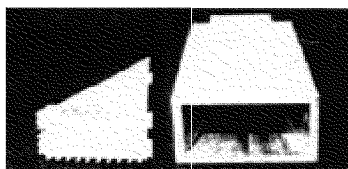
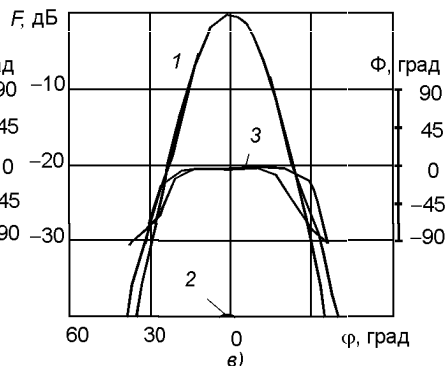


Рис. 4.8.8



а)

б)



в)

г)

Рис. 4.8.9

рированной рупорной антенны, поперечное сечение которой не является осесимметричным и представляет собой или прямоугольник, или эллипс, а во внутренней полости которой помещен диэлектрический вкладыш. Фотографии таких облучателей приведены на рис. 4.8.9: а — рупорная антенна прямоугольной конфигурации; б — диэлектрический вкладыш для этого рупора; в — рупорная антенна эллиптической конфигурации; г — диэлектрический вкладыш для этого рупора.

В [4.130] приведены данные по экспериментальным ДН (рис. 4.8.10), которые измерялись на двух ортогональных линейных поляризациях: (Пол.1 — поляризация, параллельная узкой стенке рупора или малой

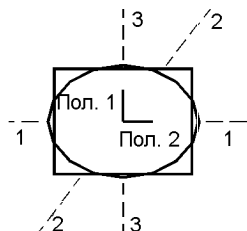


Рис. 4.8.10

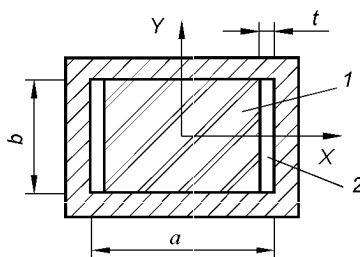


Рис. 4.8.11

оси эллипса; Пол.2 — поляризация, параллельная широкой стенке рупора или большой оси эллипса) и в трех плоскостях (плоскость 1 параллельна широкой стенке рупора или большой оси эллипса; плоскость 2 — 45°-плоскость; плоскость 3 параллельна узкой стенке рупора или малой оси эллипса).

Измерялись два типа облучателей:

1) рупор прямоугольной конфигурации (рис. 4.8.11): длина рупора 200 мм; $a = 66$ мм; $b = 38$ мм; диэлектрическая проницаемость вкладыша $\epsilon_r = 2$; воздушный зазор 2 имеет толщину $t = 3$ мм;

2) рупор эллиптической конфигурации: длина рупора 200 мм; больший размер раскрыва эллиптической формы 72 мм; меньший размер раскрыва эллиптической формы 39 мм; диэлектрическая проницаемость вкладыша $\epsilon_r = 2,5$; воздушный зазор имеет толщину 3 мм.

Результаты измерения ДН на частоте 14 ГГц показаны на рис. 4.8.12 (плоскость 1); рис. 4.8.13 (плоскость 2) и рис. 4.8.14 (плоскость 3). На рисунках а приведены диаграммы для прямоугольного рупора, а на рисунках б — для эллиптического рупора. Сплошной линией показаны ДН для поляризации 1, а пунктирной — для поляризации 2.

Экспериментальной проверке подвергалась также кроссполяризационная развязка исследуемых рупорных облучателей. Результаты проверки сведены в табл. 4.8.1 для прямоугольного и эллиптического рупоров. Результаты, приведенные в таблице, позволяют судить о частотной зависимости уровня кроссполяризационной развязки облучателей.

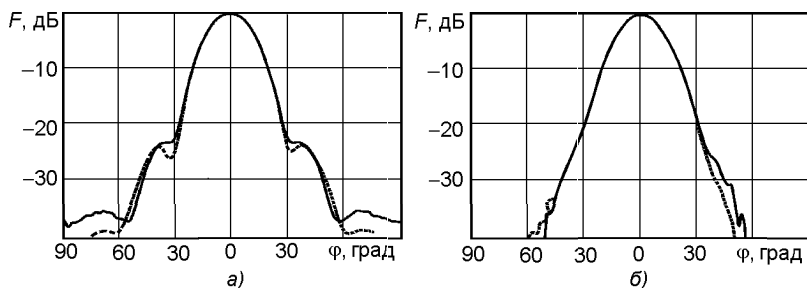


Рис. 4.8.12

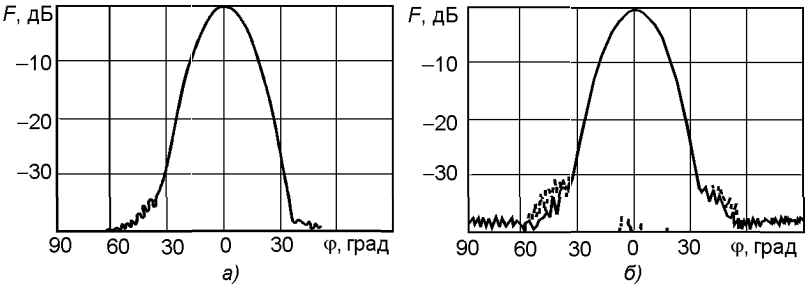


Рис. 4.8.13

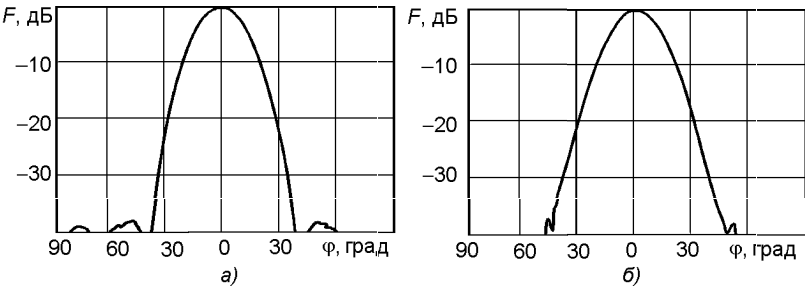


Рис. 4.8.14

Таблица 4.8.1

Плоскость	Поляризация	Поляризационная развязка, дБ, для частоты, ГГц				
		10	11	12	13	14
Прямоугольный рупор						
0°	1	38	37,5	39,5	38,5	40
	2	35	35	35	38	38
45°	1	39,5	39,5	37,5	37	34,5
	2	35	33	32	33,5	38,5
90°	1	40	40	40	40	40
	2	33	34	35	35	38,5
Эллиптический рупор						
0°	1	35	40	40	37,5	–
	2	40	40	40	35	–
45°	1	34	37,5	40	35	–
	2	35	37,5	35	35	–
90°	1	35	40	40	35,5	–
	2	40	40	40	40	–

Вариант 5. Еще один вариант исполнения облучателя приведен на рис. 4.8.15. Облучатель выполнен на базе гладкостенного волновода (рупора), имеющего эллиптическую форму поперечного сечения, внутренняя полость которого заполнена диэлектриком [4.131].

Измеренные (сплошные кривые) и расчетные (пунктирные кривые) ДН в вертикальной плоскости для эллиптического рупора, возбуждаемого волнами ${}_{\epsilon}HE_{11}$ и ${}_{\circ}HE_{11}$, приведены на рис. 4.8.16, а и б соответственно. Эти характеристики получены для эллиптического рупора с малым углом раскрыва и характеризуемого следующими параметрами: $a/\lambda = 2,63$; $b/\lambda = 1,42$; толщина стенки $0,1\lambda$. Диэлектрическое заполнение внутренней полости рупора характеризуется следующими параметрами: $\epsilon = 2,54$; $\text{tg } \delta = 0,0007$.

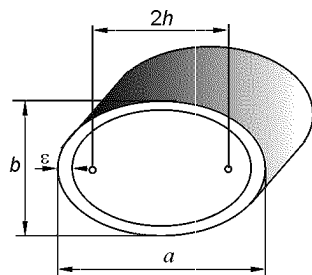


Рис. 4.8.15

Частотная зависимость ДН облучателя иллюстрируется графиками, рассчитанными для упомянутого выше облучателя в 45° -плоскости, приведенными на рис. 4.8.17, а и б для частот f_0 и $1,6f_0$ соответственно.

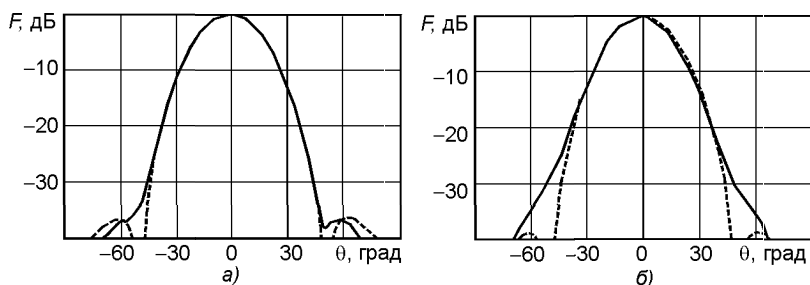


Рис. 4.8.16

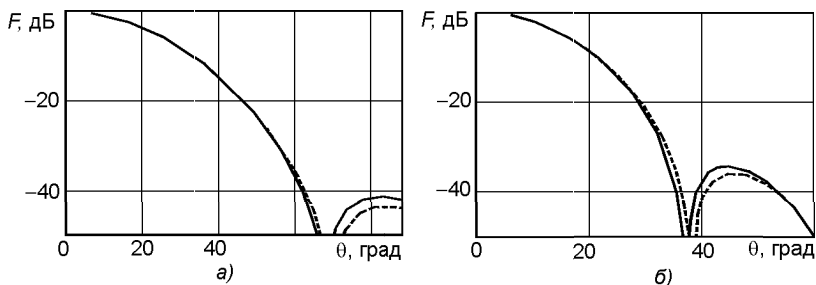


Рис. 4.8.17

4.9. Другие варианты исполнения облучателей

В этом разделе приведены сведения об облучателях, которые по разным причинам не попали под классификацию, использованную в этой главе, но которые представляют интерес.

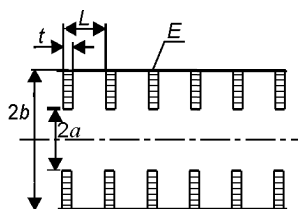


Рис. 4.9.1

Вариант 1. Облучатель представляет собой открытый конец круглого волновода, во внутренней полости которого периодически расположены диэлектрические концентрические диски (рис. 4.9.1). Результаты анализа устройства, проведенного в [4.132], показали, что облучатель реализует вполне пригодные характеристики излучения.

На рис. 4.9.2 приведены ДН на основной поляризации в двух ортогональных плоскостях, рассчитанные для облучателя со следующими параметрами: $ka = 1$; $\varepsilon = 2,56$. На рис. 4.9.2, а принято $b/a = 2$, а в качестве параметра при расчете ДН взято отношение t/L . На рис. 4.9.2, б принято $t/L = 0,2$, а в качестве параметра взято отношение b/a .

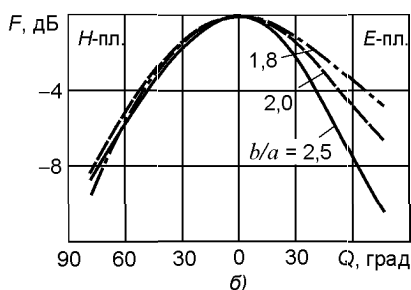
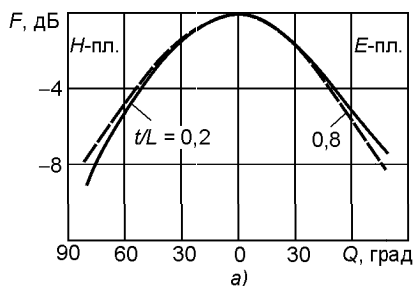


Рис. 4.9.2

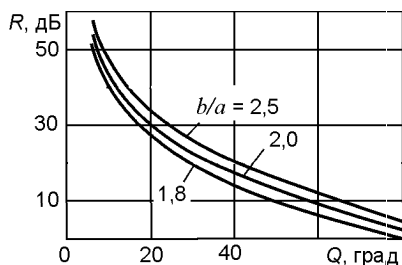


Рис. 4.9.3

На рис. 4.9.3 приведена угловая зависимость кроссполаризационного отношения R . Эта зависимость рассчитывалась для облучателя со следующими параметрами: $ka = 1$; $t/L = 0,2$; $\varepsilon = 2,56$. В качестве параметра взято отношение b/a .

Вариант 2. Этот вариант исполнения облучателя предназначен для однозеркальной антенны типа оффсет. Три схемы исполнения облучателя приведены на рис. 4.9.4. Согласно [4.133] использование таких схем облучателей позволяет надлежащим образом скорректировать амплитудное распределение в раскрыве антенны и тем самым повысить коэффициент использования антенны до 82 %. Одновременно сохраняется низкий уровень излучения по кроссполаризации (менее -35 дБ).

Вариант 3. Облучатели, предназначенные для антенн с основным зеркалом, выполнены в виде отражающей поверхности с кольцевым фо-

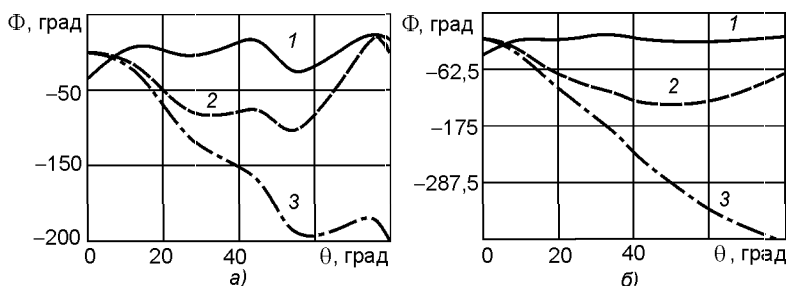


Рис. 4.9.7

Соотношения для оптимальных положений облучателей в схемах параболических антенн с кольцевым фокусом приведены в [4.134].

В [4.135] приведен достаточно подробный анализ параболической антенны с кольцевым фокусом (рис. 4.9.8), облучатель которой выполнен по схеме, изображенной на рис. 4.9.9 (1 — металлическая заглушка, 2 — гофрированный переотражатель, 3 — диэлектрическая вставка, 4 — внешняя поверхность несущей штанги, где размещена волноводная линия питания). Структура распределения вектора электрического поля в облучателе показана на рис. 4.9.10.

Характеристики излучения облучателя приведены на рис. 4.9.11 (серия кривых 1 — ДН в плоскостях E , H и 45° -плоскости на основной поляризации; кривые 2 — ДН по кроссполяризованному излучению). Эти диаграммы соответствуют следующим параметрам облучателя: $d = 3\lambda$,

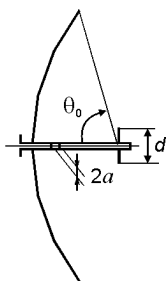


Рис. 4.9.8

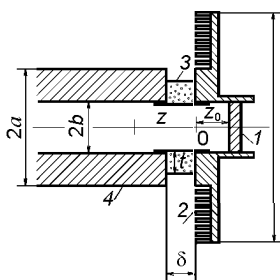


Рис. 4.9.9

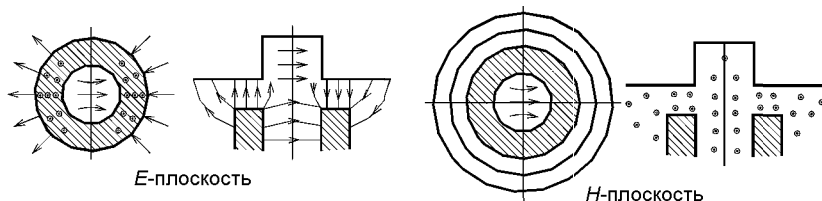


Рис. 4.9.10

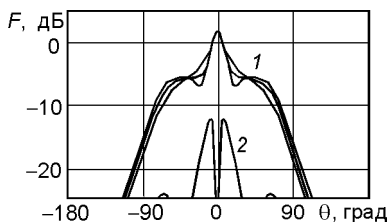


Рис. 4.9.11

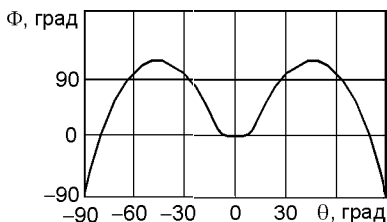


Рис. 4.9.12

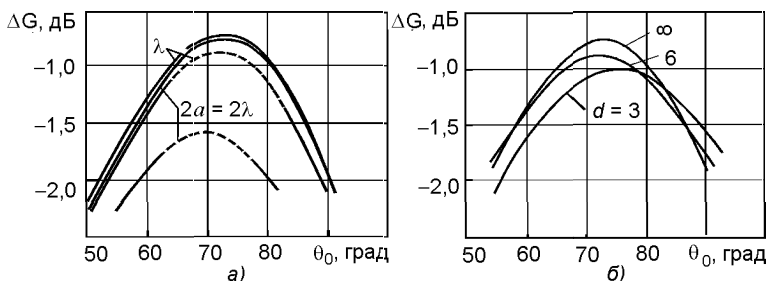


Рис. 4.9.13

$2a = 2\lambda$. На рис. 4.9.12 дана фазовая диаграмма облучателя, предназначенного для параболоида с углом полураскрыва $\theta_0 = 75^\circ$, с параметрами $d = 6\lambda$, $2a = 2\lambda$ и установленного в точке с координатой $z = -\lambda$.

На рис. 4.9.13 приведены графики, характеризующие потери ΔG в усилении антенн, использующих этот вариант исполнения облучателя. На рис. 4.9.13,а приведены зависимости ΔG от угла полураскрыва зеркала, рассчитанные при $d = \infty$ для двух значений параметра $2a = 2\lambda$ и $2a = \lambda$ (сплошные кривые соответствуют стандартному выполнению профиля параболоида, пунктирные — оптимальному профилю, т.е. профилю с кольцевым фокусом). На рис. 4.9.13,б приведены зависимости ΔG от угла полураскрыва зеркала, рассчитанные при $2a = 2\lambda$, $\delta = 0,5\lambda$. Параметром при расчете использовался диаметр d .

В табл. 4.9.1 приведены сведения о составляющих потерь в усилении однозеркальной антенны, зависящих от характеристик излучения облучателя, определенного следующими параметрами: $2a = 2\lambda$, $d = 6\lambda$, $\delta = 0,5\lambda$. Сведения приведены для двух вариантов исполнения отражающего зеркала: обычного параболоида (исполнение 1) и параболоида с кольцевым фокусом (исполнение 2). Угол полураскрыва зеркала для обоих исполнений одинаков и равен 75° .

Вариант 4. Рассмотрение этого варианта построения облучателя можно было с достаточной долей обоснованности перенести в раздел, где рассматриваются облучающие системы, которые включают как собственно облучатель, так и контррефлектор. Однако нельзя не признать, что его построение весьма сходно со схемами облучателей, рассмотренными в предыдущем разделе. Схема облучателя приведена

Таблица 4.9.1

Параметры, обуславливающие потери в усилении антенны	Величина потерь, дБ	
	Исполнение 1	Исполнение 2
Перелив за края зеркала	0,23	0,23
Поляризационные потери	0,10	0,10
Неравномерность амплитудного распределения	0,58	0,58
Фазовые искажение в раскрыве	0,99	-
Суммарные потери	1,89	0,90

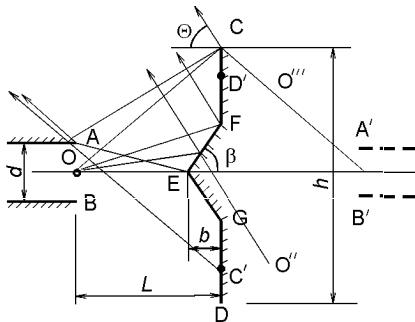


Рис. 4.9.14

на рис. 4.9.14. Там же приведены некоторые геометрические построения, поясняющие в рамках геометрической оптики структурную схему отраженного поля.

В [4.136] приведена информация о характеристиках излучения такого облучателя (облучающего устройства). На рис. 4.9.15,а приведены ДН облучателя без конусной добавки со следующими параметрами: $d = 0,87\lambda$; $L = 2\lambda$; $h = 4\lambda$, $b = 0$, угол при вершине конуса 60° .

На рис. 4.9.15,б приведены ДН облучателя с конусной добавкой со следующими параметрами: $d = 0,87\lambda$; $L = 2,5\lambda$; $h = 4\lambda$, $b = 0$, угол при вершине конуса 60° . На рисунках кривые 1 — экспериментальные данные, кривые 2 — результаты расчета методом ГТД.

Следует привести два соображения, касающиеся достоинств данного облучателя:

1) сравнение приведенных ДН показывает, что переотражатель с конусной добавкой обеспечивает более равномерное освещение основного зеркала антенны, что, в свою очередь, приводит к увеличению коэффициента использования поверхности антенны;

2) наличие конуса снижает интенсивность отраженной волны в направлении первичного излучателя, что, в свою очередь, приводит к сни-

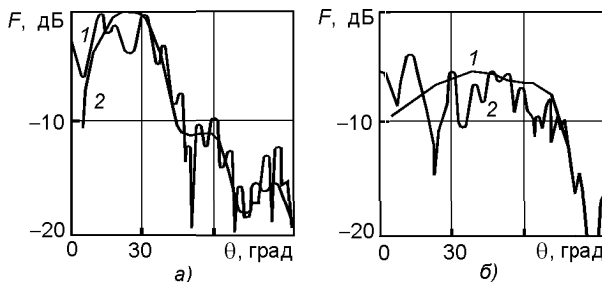


Рис. 4.9.15

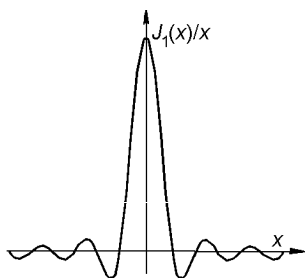


Рис. 4.9.16

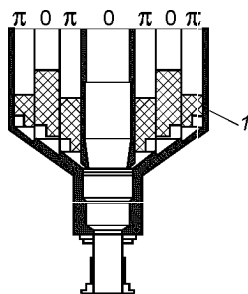


Рис. 4.9.17

жению уровня коэффициента отражения. Действительно, как показали экспериментальные исследования, проведенные на моделях, описанных выше, переход от схемы с плоским переотражателем к схеме, где используется конусная добавка, позволил снизить значение КСВН с 1,5 до 1,2.

Вариант 5. Варианты исполнения облучателей по этому варианту целесообразно предварить краткой информацией, касающейся структуры поля в окрестности фокальной точки параболоида, возбуждаемого плоской волной. На рис. 4.9.16 приведен график функции $J_1(x)/x$, которой подчиняется распределение поля в плоскости, проходящей через точку фокуса осесимметричного параболоида, возбуждаемого плоской волной с направления $\theta = 0^\circ$.

На рис. 4.9.17 показана схема облучателя, содержащего центральную секцию и три аксиально расположенных кольцевых секций [4.137]. Отметим, что с помощью диэлектрических включений в состав кольцевых секций можно добиться попеременно противофазного возбуждения раскрыва рупора, что условно показано на рисунке как $\pi|0|\pi|0|\pi|0|\pi$. Кроме того, с помощью специальных средств (см. ниже) можно добиться требуемого спадающего уровня возбуждения кольцевых секций. Такое синтезированное распределение на раскрыве облучателя будет достаточно близко совпадать с требуемым распределением $J_1(x)/x$. Отличие между сравниваемыми распределениями объясняется спецификой, обусловленной векторной структурой поля синтезируемого облучателя.

На рис. 4.9.18 приведено распределение вектора электрического поля \mathbf{E} в синтезируемом коаксиальном облучателе. На рис. 4.9.19 приведены графики, иллюстрирующие эффективность использования коаксиальных облучателей в зависимости от угла полураскрыва однозеркальной антенны. Кривая *A* соответствует одиночному облучателю, а кривые *B* — облучателю с дополнительными кольцами: 1 — с одним кольцом; 2 — с двумя кольцами; 3 — с тремя кольцами. Эти кривые получены расчетным путем. На этом же рисунке кружочками и крестиками приведены экспериментальные данные. Анализ приведенных данных показывает, что введение в состав облучателя одного дополнительного кольца повышает эффективность приблизительно на 10 %. Эффект от введения в состав облучателя второго и третьего колец дает существенно более

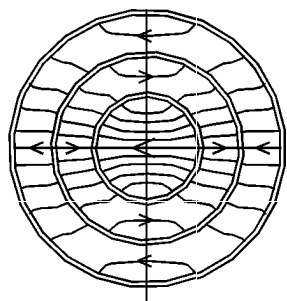


Рис. 4.9.18

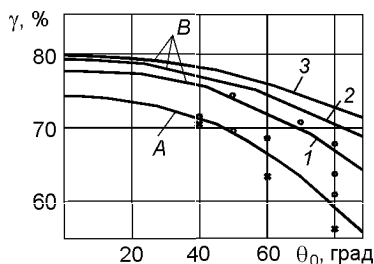


Рис. 4.9.19

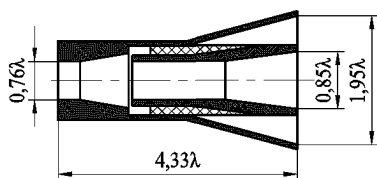


Рис. 4.9.20

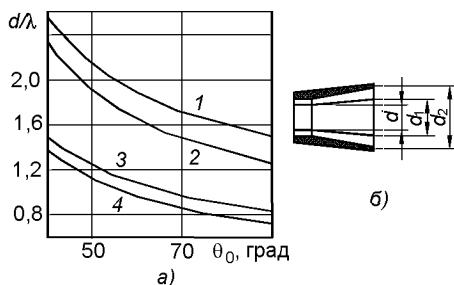


Рис. 4.9.21

низкую прибавку. На рис. 4.9.20 приведен облучатель, содержащий одну дополнительную кольцевую секцию. Размеры облучателя оптимизированы для работы с зеркалом, угол полураскрыва которого 70° .

На рис. 4.9.21,а приведены графики, полученные в результате теоретических (кривые 1 и 3) и экспериментальных (кривые 2 и 4) исследований, позволяющие оптимальным образом подобрать размеры облучателя, показанного на рис. 4.9.21,б. Кривые 3 и 4 соответствуют параметру d/λ , а кривые 1 и 2 — параметру $d_m = 0,5(d_1 + d_2)$. Изготовленный на основе этих данных рупор был подвергнут экспериментальным исследованиям, результаты которого приведены на рис. 4.9.22 (кривые 1 — амплитудные ДН, снятые по основной поляризации, сплошные кривые — плоскость E , пунктирные — плоскость H ; кривая 2 — фазовая ДН).

Имеется возможность улучшить результаты, достигаемые в процессе синтеза облучателя. Эта возможность связана с иным способом возбуждения излучающего раскрыва, что иллюстрируется на рис. 4.9.23. На рис. 4.9.23,а показаны структуры электрического поля двух мод возбуждения центральной части облучателя H_{11} и E_{11} , а также результирующая структура поля, рис. 4.9.23,б — структуры электрического поля двух мод возбуждения кольцевой части облучателя H_{11} и H_{12} , а также результирующая структура поля; рис. 4.9.23,в над знаком Σ показана результирующая структуры электрического поля облучателя.

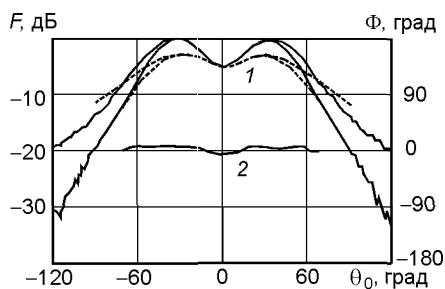


Рис. 4.9.22

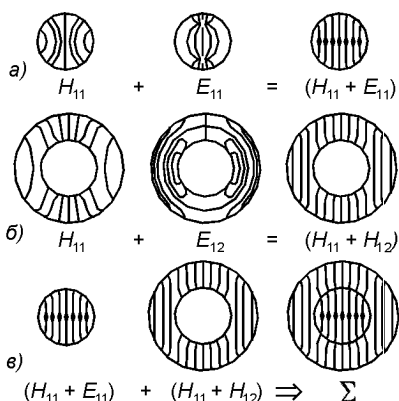


Рис. 4.9.23

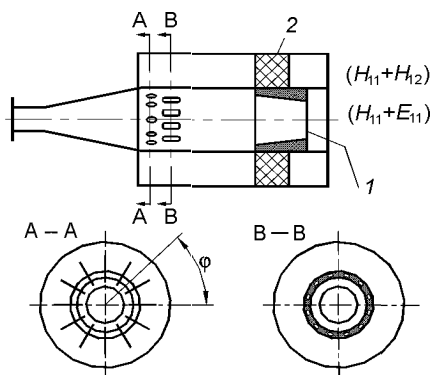


Рис. 4.9.24

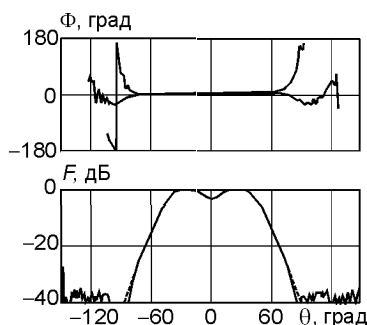


Рис. 4.9.25

На рис. 4.9.24 сверху показана схема облучателя, реализующего схему возбуждения, приведенную на рис. 4.9.23. Внизу показаны сечения облучателя по плоскостям А-А, где расположены 12 коротких стержней, обеспечивающих возбуждение моды H_{11} , и В-В, где расположено 12 продольных щелей, обеспечивающих возбуждение моды E_{11} . На рис. 4.9.25 приведены характеристики излучения такого облучателя (сверху — фазовая ДН, внизу — амплитудная ДН).

На рис. 4.9.26 показана несколько иная схема облучателя, когда в его центральной части существует единственная мода H_{11} , а в кольцевой части возбуждены две моды $H_{11} + H_{12}$. На рис. 4.9.27 приведены характеристики излучения такого облучателя: в верхней части рисунка приведена фазовая ДН, в нижней — амплитудная ДН.

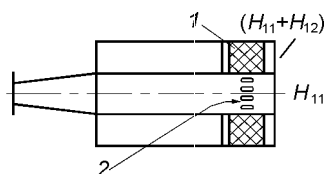


Рис. 4.9.26

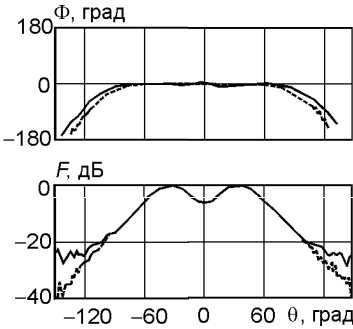


Рис. 4.9.27

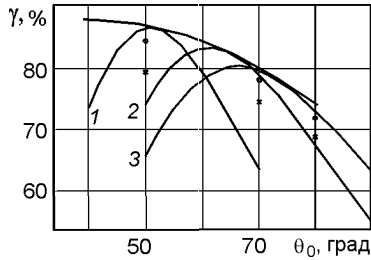


Рис. 4.9.28

Сравнительная эффективность всех трех исполнений облучателей, приведенных на рис. 4.9.20, 4.9.24 и 4.9.26 соответственно, иллюстрируется графиками на рис. 4.9.28. Из приведенных графиков видно, что для каждого исполнения облучателя имеется оптимальное значение угла полуоткрыва однозеркальной антенны, для которого данное исполнение подходит наилучшим образом.

Вариант 6. В табл. 4.9.2 приведены амплитудные распределения круглой апертуры и соответствующие им ДН. Предыдущий вариант построения облучателя реализовывал амплитудное распределение $A_2(\rho)$, которому соответствовала ДН в форме $F_2(\theta)$. В ряде случаев целесообразно иметь ДН с небольшим провалом в области центральных углов. Это позволяет «улучшить» апертурное распределение и, следовательно, несколько увеличить коэффициент использования поверхности. Идеальная форма секторной ДН направленности приведена в первой строке справа табл. 4.9.2. Этой диаграмме соответствует распределение $A_3(\rho)$. Ясно, что «бесконечное» по координате ρ распределение реализовано быть не может.

Ограниченному по координате ρ распределению соответствует диаграмма направленности в форме $F_4(\theta)$. В нижней части рис. 4.9.29 пока-

Таблица 4.9.2

ДН в дальней зоне	Амплитудное распределение	ДН в дальней зоне	Амплитудное распределение

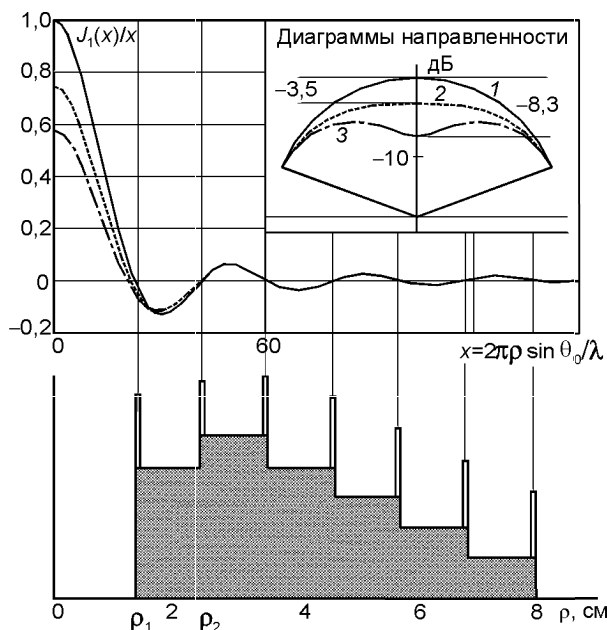


Рис. 4.9.29

зана схема секционированного облучателя. Границы секций совпадают с нулями функции $J_1(x)/x$: $x_1 = 3,85$; $x_2 = 7,01$; $x_3 = 10,18$; $x_4 = 13,3$; $x_5 = 16,5$. Для конкретного выполнения облучателя [1.138], предназначенного для работы на частоте 14,5 ГГц в составе антенны, основное зеркало которой имеет угол полуоткрытия 70° , координаты границ секций определяются следующим образом. Первый корень функции $J_1(x)$ равен $x_1 = 3,85$. Следовательно, имеем уравнение

$$2\pi\rho_1 \sin \theta/\lambda = 3,85. \quad (4.9.2)$$

Откуда следует, что $\rho_1 = 1,35$ см; $\rho_2 = 2,45$ см; $\rho_3 = 3,56$ см; $\rho_4 = 4,66$ см; $\rho_5 = 5,78$ см.

Надлежащее амплитудное возбуждение кольцевых секций можно провести с помощью специальных устройств связи, показанных в предыдущем разделе, а попеременно противофазовое распределение — размещением диэлектрических вставок в кольцевые секции. На рис. 4.9.30 показаны ДН облучателя: кривые 1 — ДН по основной поляризации (сплошные линии — расчетные ДН в плоскости E ; пунктирные — расчетные ДН в плоскости H ; крестики — экспериментальные ДН в плоскости E ; ромбики — экспериментальные ДН в плоскости H); кривые 2 — ДН по кроссполяризации в 45° -плоскости (точки — расчетные ДН; звездочки — экспериментальные ДН). Видно, что облучатель реализует планируемую ДН с провалом в области центральных углов и высокую степень осевой симметрии диаграммы.

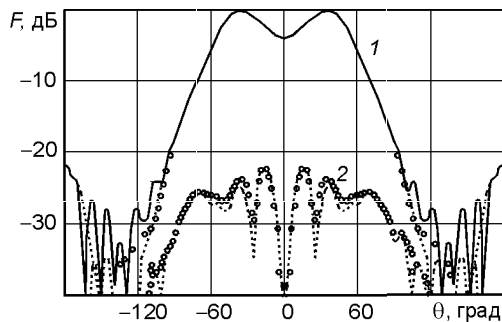


Рис. 4.9.30

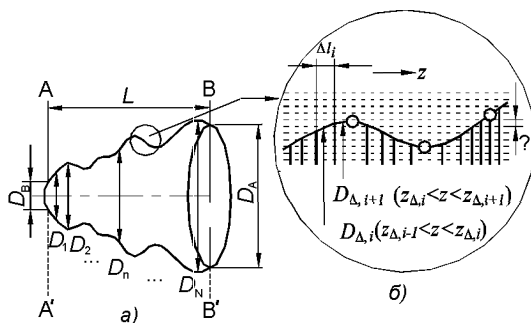


Рис. 4.9.31

Вариант 7. Принципиально новая схема облучателя рассмотрена в [4.139]. На рис. 4.9.31,а показана схема облучателя. Его отличие от ранее предыдущих схем «гладких» облучателей заключается в том, что его внутренняя полость выполнена по сложному профилю. Процедура расчета профиля внутренней поверхности проводилась представлением ее в виде набора ступенчатых поверхностей (рис. 4.9.31,б) и последующей аппроксимацией гладкой кривой. В качестве регулируемых функций были выбраны следующие критерии: минимальный продольный размер облучателя и минимальный уровень кроссполаризационного излучения.

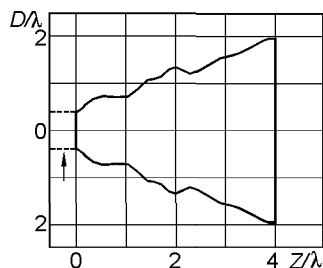


Рис. 4.9.32

В качестве примера на рис. 4.9.32 приведен профиль облучателя, оптимизирующий указанные параметры в 5%-ной полосе частот. Как и ранее, достигнутый эффект, связанный со снижением уровня кроссполаризационного излучения, обусловлен возбуждением в выходном раскрытии рупора дополнительной моды HE_{11} . Однако в рассматриваемом случае этот эффект достигается при минимальном продольном размере облучателя. В качестве иллюстра-

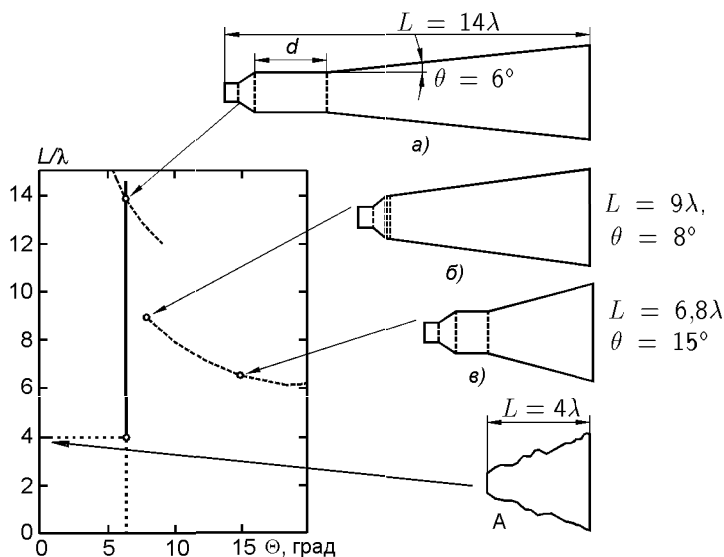


Рис. 4.9.33

ции к сказанному на рис. 4.9.33 приведены геометрические параметры сравниваемых рупоров. Рупор *a* обеспечивает указанные свойства в 3%-ной полосе частот, остальные — в 3,5%-ной полосе частот.

Следует отметить, что если оптимизировать только один параметр, а именно уровень кроссполяризационного излучения, то можно расширить частотный диапазон рассматриваемой схемы облучателей. Сказанное выше иллюстрируется графиками на рис. 4.9.34, где приведены зависимости уровня ХРД и КСВН от длины рупора соответственно. Уровень кроссполяризационного излучения ниже 35 дБ и уровень КСВН ниже 1,05 достигается в 5%-ной полосе для рупора *A* (см. рис. 4.9.33), в 10%-ной полосе для рупора *B* длиной $L = 4,7\lambda$ и в 5%-ной полосе для рупора *C* длиной $L = 5,4\lambda$.

Внешний вид облучателя показан на рис. 4.9.35. На рис. 4.9.36, *a, б, в* приведены результаты расчетов и экспериментов облучателя для диапазона 10 ГГц на основной поляризации в плоскости *E*, в плоскости *H*

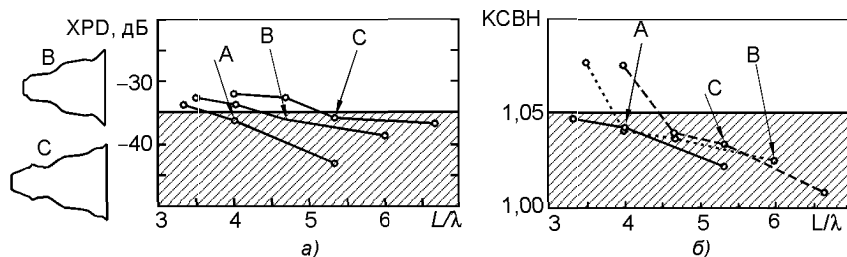


Рис. 4.9.34

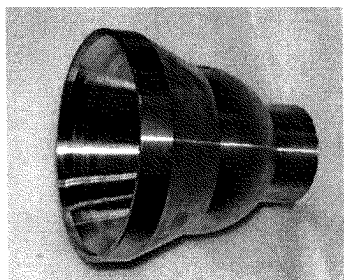


Рис. 4.9.35

и по кроссполаризации соответственно (сплошная кривая — расчетные данные; пунктирные — экспериментальные данные). На рис. 4.9.37 показана частотная зависимость ширины ДН облучателя (кривые 1 — по уровню -3 дБ; кривые 2 — по уровню -10 дБ, сплошная кривая — расчет для плоскости E ; пунктирная — расчет для плоскости H , кружки — экспериментальные данные для плоскости E , квадратики — для плоскости H). На рис. 4.9.38 показана частотная

зависимость уровня ХРД (сплошная кривая — расчетные данные; кружки — экспериментальные данные для $\phi < 0$; квадратики — для $\phi > 0$). На рис. 4.9.39 приведена зависимость КСВН (сплошная кривая — расчетные данные; пунктирная — экспериментальные данные).

Вариант 8. Еще одна принципиально новая схема облучателя рассмотрена в [4.140]. Здесь анализируется облучатель, внутренняя поверхность которого выполнена в виде набора ступенчатых поверхностей с монотонно увеличивающимися радиусами. На рис. 4.9.40 приведены профили обычного импедансного рупора (а) и нового исполнения рупора (б). Фотографии обоих вариантов исполнения рупоров приведены на рис. 4.9.41.

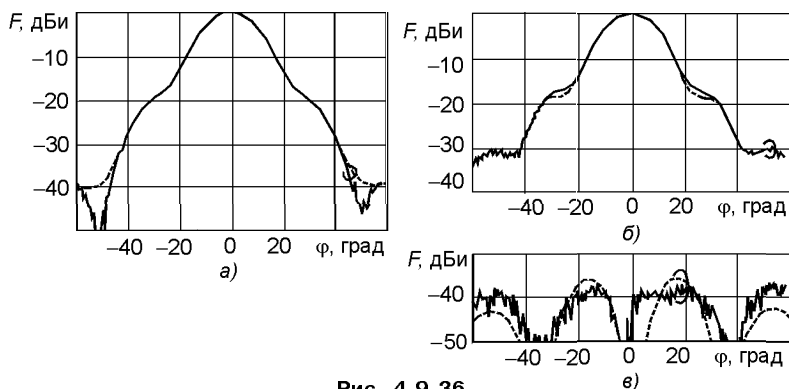


Рис. 4.9.36

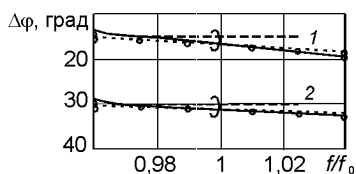


Рис. 4.9.37

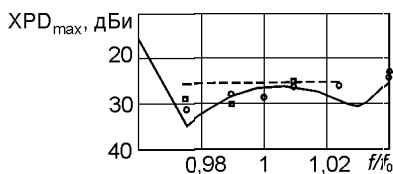


Рис. 4.9.38

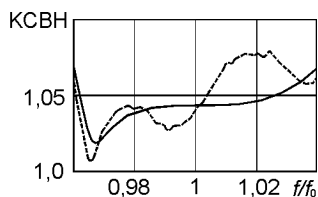


Рис. 4.9.39

Расчетные (сплошные линии) и экспериментальные (пунктирные линии) ДН рупора со ступенчатым выполнением внутренней поверхности для трех основных плоскостей приведены на рис. 4.9.42. Следует отметить, что ступенчатое выполнение внутреннего профиля рупора значительно упрощает конструкцию облучателя и тем самым значительно снижает его стоимость по сравнению с рупорами, внутренняя поверхность которых выполнена в виде импеданса.

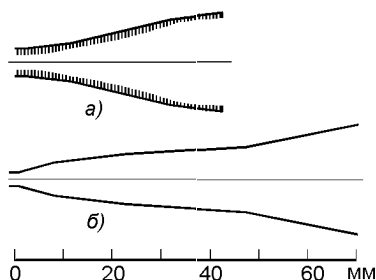


Рис. 4.9.40

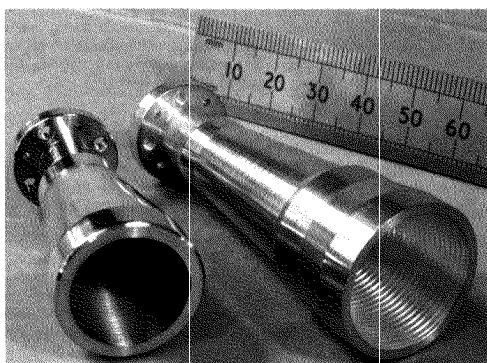


Рис. 4.9.41

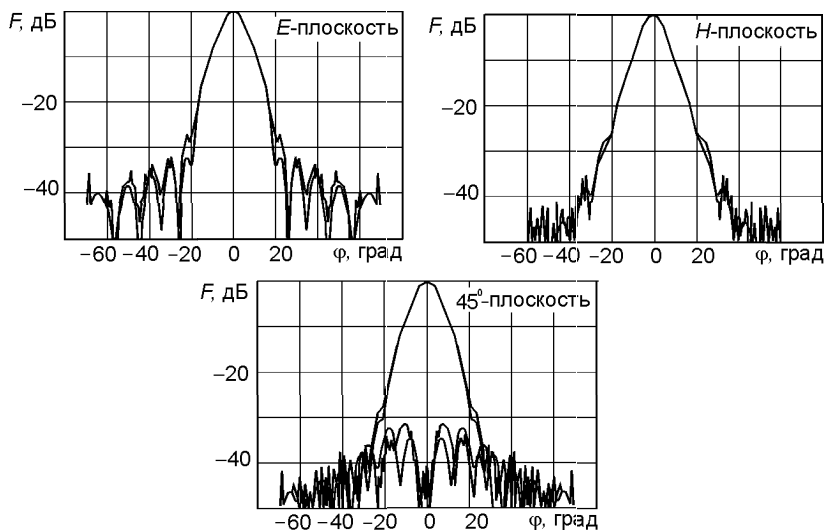


Рис. 4.9.42

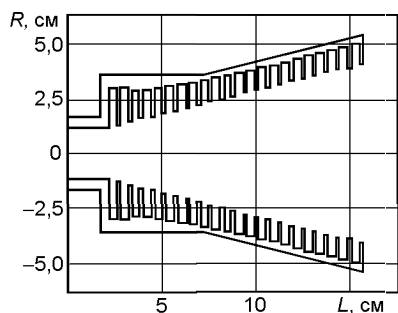


Рис. 4.9.43

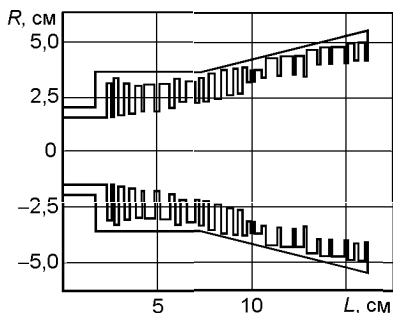


Рис. 4.9.44

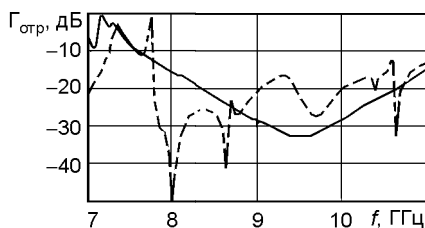


Рис. 4.9.45

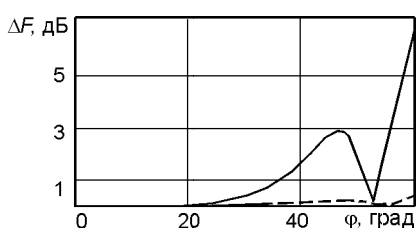


Рис. 4.9.46

Вариант 9. Ранее был рассмотрен обычный гофрированный рупор, сечение которого приведено на рис. 4.9.43. В [4.141] с использованием так называемого генетического алгоритма [4.142] были улучшены электрические параметры исходного рупора. Эти улучшения были реализованы за счет целенаправленного видоизменения конфигурации гофрированной поверхности. Рупор с видоизмененной конфигурацией гофрированной поверхности показан на рис. 4.9.44.

На рис. 4.9.45 приведены результаты расчета коэффициента отражения оригинального (сплошная кривая) и оптимизированного (пунктирная кривая) рупоров. Здесь оптимизации подвергалось улучшение согласования в диапазоне частот вблизи 8 ГГц. На рис. 4.9.46 приведена разность ΔF между ДН рупоров в двух ортогональных плоскостях в зависимости от полярной координаты φ (сплошная кривая — для исходного рупора; пунктирная — для оптимизированного). Видно, что различие между ДН оптимизированного рупора вплоть до углов $\varphi \leq 60^\circ$ не превышает 0,5 дБ.

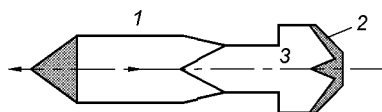


Рис. 4.9.47

Вариант 10. Схема облучателя по этому варианту приведена на рис. 4.9.47. Облучатель состоит из круглого волновода 1, контррефлектора сложной конфигурации 2 и диэлектрика 3, заполняющего пространство

частично внутри волновода и контррефлектора. Следует отметить, что эта схема облучателя, а точнее, облучающего устройства,

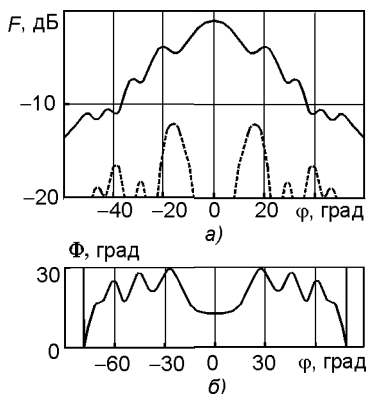


Рис. 4.9.48

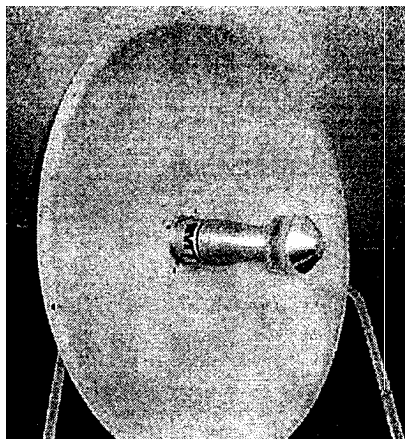


Рис. 4.9.51

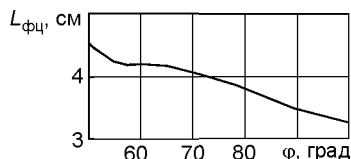


Рис. 4.9.49

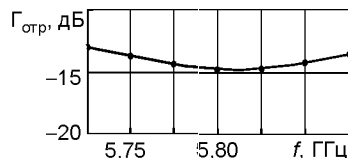


Рис. 4.9.50

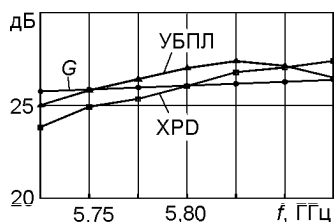


Рис. 4.9.52

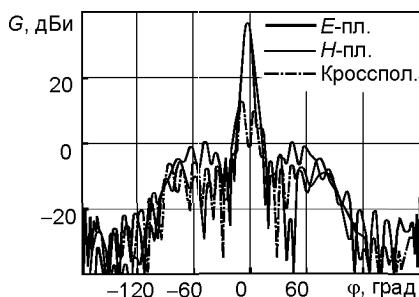


Рис. 4.9.53

частично похожа на варианты 3 и 4 исполнения облучателя, рассмотренные выше.

Результаты анализа электрических параметров облучающего устройства по данному варианту исполнения [4.142] представлены на рис. 4.9.48 (а — амплитудная ДН, б — фазовая ДН). На рис. 4.9.49 приведен график зависимости положения фазового центра облучателя в зависимости от полярного угла φ . Видно, что расстояние от раскрыва облучателя до его фазового центра $L_{\text{фц}}$ не является постоянной величиной, т.е. фазовый центр размыт. Это обстоятельство подтверждает результат по фазовой диаграмме, которая имеет заметное отклонение

от постоянной величины, причем это отклонение растет с ростом угла ϕ . На рис. 4.9.50 приведены данные о частотной зависимости коэффициента отражения.

Внешний вид осесимметричной антенны с облучающим устройством показан на рис. 4.9.51. Результаты измеренных параметров антенны, основной диаметр которой равен 45,8 см, приведены на рис. 4.9.52. На рисунке приведены частотные зависимости трех параметров: усиления G , ослабления уровня первого бокового лепестка УПБЛ и уровня ХРД внутри угловой зоны, соответствующей ослаблению ДН на -3 дБ. На рис. 4.9.53 приведены измеренные на частоте 5,75 ГГц ДН антенны, основной диаметр которой равен 61 см.

Список литературы к главе 4

- 4.1. Ямпольский В.Г., Фролов О.П. Оптимизация антенных систем линий связи. — М.: Радио и связь. 1991. — 272 с.
- 4.2. Ванштейн Л.А. Дифракция электромагнитных и звуковых волн на открытом конце волновода. — М.: Сов. радио, 1953.
- 4.3. Ямпольский В.Г. Электрические характеристики открытого конца круглого волновода как облучателя зеркальной антенны // Электросвязь. 1999. № 9.
- 4.4. James G.L., Greene K.J. Effect of wall thickness on radiation from circular waveguides // Electron. Lett. 1978. № 14. P. 90–91.
- 4.5. Hansen J.E., Shafai L. Crosspolarised radiation from waveguides and narrow-angle horns // Electron. Lett. 1977. № 13. P. 313–314.
- 4.6. Conforti E., Glarola A.J. Radiation from cone-shape flanged open-ended thin-wall circular waveguide // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1988. Vol. AP-36, № 3. P. 623–627.
- 4.7. Покрас А.М., Сомов А.М., Цуриков Г.Г. Антенны земных станций спутниковой связи. — М.: Радио и связь, 1985. — 288 с.
- 4.8. Knor C.M., Wiesenfarth H.J. On radiation from open-ended corrugated waveguide fed // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1972. Vol. AP-20, № 9. P. 644–648.
- 4.9. Clarricoats P.J.B., Saha P.K. Propagation and radiation behavior of corrugated // Proc. IEEE. 1971. Sept. Vol.118. P. 1167–1176.
- 4.10. Clarricoats P.J.B., Saha P.K. Theoretical analysis of cylindrical hybrid modes a corrugated horn // Electron. Lett. 1969. № 9. P. 187–189.
- 4.11. Narasimhan M.S., Govind K.R. Radiation characteristics of corrugated circular cylindrical waveguide horn excited in the TE_{11} mode // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1988. Vol. AP-36, № 8. P. 1147–1152.
- 4.12. Catedra M.F. A comparison between two kinds of equivalent currents to analyze conducting bodies with apertures using moment methods: application to horns with symmetry of revolution // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1987. Vol. AP-35, № 7. P. 782–789.
- 4.13. Shafai L. Broadening of primary feed patterns by small E-plane slots // Electron. Lett. 1977. № 13. P. 102–103.
- 4.14. Clarricoats P.J.B., Seng L.M. Propagation and radiation characteristics of corrugated horns // Electron. Lett. 1973. № 11. P. 7–9.
- 4.15. Clarricoats P.J.B., Seng L.M. Influence of horn length on radiation pattern of oblique-flare-angle corrugated horn // Electron. Lett. 1973. № 11. P. 15–16.
- 4.16. Miyata K., Suzuki M. Effects of choke-load position on radiation properties in double-choked small horn antennas // Electron. Lett. 1983. № 9. P. 325–330.
- 4.17. Cowan J.H. Dual-band reflector-feed element for frequency-reuse applications // Electron. Lett. 1973. № 25. P. 596–597.
- 4.18. Schelkunoff S.A., Friis H.T. Antennas: Theory and Practice. — New York: Wiley; London: Chapman and Hall, 1952.

- 4.19. **Nuang J., Ramhmat-Samii Y., Woo K.** A GTD study of pyramidal horns for offset reflector antennas application // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1983. Vol. AP-31, № 2. P. 305–309.
- 4.20. **Nye J.F.** Theory of directional pattern of pyramidal horn // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1997. Vol. AP-45, № 9. P. 1357–1365.
- 4.21. **Liu K., Balanis A., Birtcher C.R., Barber G.C.** Analysis of pyramidal horn antennas using moment methods // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1993. Vol. AP-41, № 10. P. 1379–1389.
- 4.22. **Кинбер Б.Е.** О дифракции на открытом конце секториального рупора // Радиотехника и электроника. 1962. Т. VII, № 10. С. 1749–1762.
- 4.23. **Sanyal S., Bhattacharyya A.K.** UAT analysis of E-plane near and far — field patterns of electromagnetic horn antennas // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1983. Vol. AP-31, № 5. P. 817–819.
- 4.24. **Yu.J.S., Rudduck R.C.** H — plane pattern of a pyramidal horn // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1969. Vol. AP-17, № 5. P. 651–652.
- 4.25. **Yu.J.S., Rudduck R.C., Petters L.** Comprehensive analysis for E-plane of horn antennas by edge diffraction theory // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1966. Vol. AP-14, № 2. P. 138–149.
- 4.26. **Russo P.M., Rudduck, Peters L.** A method for computing E-plane pattern of horn antennas // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1965. Vol. AP-13, № 2. P. 219–224.
- 4.27. **Bhattacharyya A.K., Rollins G.Z.** Accurate radiation and characteristics of horn antennas — a moment-method model // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1996. Vol. AP-44, № 4. P. 523–531.
- 4.28. **Muehldorf E.I.** The phase center of horn antennas // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1970. Vol. AP-18, № 6. P. 753–760.
- 4.29. **Ямпольский В.Г.** О фазовом центре рупорных антенн // В кн.: Антенны. Вып. 16. — М., 1972. С. 127–135.
- 4.30. **Jull E.V.** Reflection from the aperture of a long E-plane sectoral horn // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1972. Vol. AP-20, № 1. P. 62–68.
- 4.31. **Heedy D.J., Burnside W.D.** An aperture-matched compact range feed horn design // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1985. Vol. AP-33, № 11. P. 1249–1255.
- 4.32. **Love A.W.** The diagonal horn antenna // Microwave J. 1962. Vol. V. p. 117–122.
- 4.33. **Withington S., Murphy J.A.** Analysis of diagonal horn through Gaussian–Hermite modes // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1992. Vol. AP-40, № 2. P. 198–206.
- 4.34. **Odendaal J.W., Pistorius C.W.I.** E-plan analysis of a modified horn antenna with suppressed for-out sidelobe level // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1992. Vol. AP-40, № 6. P. 620–627.
- 4.35. **Ерухимович Ю.А., Кобрина Г.А.** Излучение несинфазной круглой апертуры // Сборник трудов НИИР. 1963. Т. 4, No 49. С. 129–136.
- 4.36. **Li T., Turrin R.H., Holmdel N.J.** Near-zone field of the conical horn // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1964. Vol. AP-12, № 6. P. 800–802.
- 4.37. **Hamid M.A.K.** Diffraction by a conical horn // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1968. Vol. AP-16, № 5. P. 520–528.
- 4.38. **Narasimhan M.S., Sheshadri M.S.** GTD analysis of the radiation patterns of conical horns // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1978. Vol. AP-26, № 6. P. 774–778.
- 4.39. **Тимофеева А.А.** Расчет направленных свойств рупорных антенн дифракционным методом // Труды НИИР. 1976. № 2. С. 7–12.
- 4.40. **Narasimhan M.S., Rao K.S.** GTD analysis of near-field patterns of conical and corrugated conical horns // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1979. Vol. AP-27, № 5. P. 705–708.
- 4.41. **Choung Y.H., Goudey K.R., Bryans L.G.** Theory and design of Ku-band TE_{21} coupler // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1982. Vol. MTT-30, № 11. P. 1862–1866.
- 4.42. **Choung Y.H.** Sum and tracing radiation patterns of a conical horn // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1984. Vol. AP-32, № 12. P. 1288–1291.
- 4.43. **Mac-Thomas B., Greene K.J.** A simple wide-angle horn for 4-GHz and 6-GHz bands // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1981. Vol. AP-29, № 5. P. 800–802.

- 4.44. Тимофеева А.А. Определение геометрических размеров рупорных облучателей с диаграммами направленности, близкими к оптимальным // Электросвязь. 1977. № 5. С. 28–33.
- 4.45. Ерухимович Ю.А., Тимофеева А.А. Комбинированные рупорные облучатели для зеркальных антенн // Труды НИИР. 1982. № 3. С. 16–20.
- 4.46. Shen T., Sun Z., Dou W. The hexagonal horn as an efficient Gaussian beam launcher // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1997. Vol. AP-45, № 7. P. 1173–1178.
- 4.47. Toyama N. Symmetrical crossed rectangular horn for a circularly polarized multiple-beam reflector antenna // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1983. Vol. AP-31, № 1. P. 202–206.
- 4.48. Cutler C.C. Horn radiator for spherical reflector. U.S. Patent 3 055 044.
- 4.49. Kay A.F. Wide-angle horn feed closely spaced to main reflector. U.S. Patent 3 216 018.
- 4.50. Kay A.F. Wide-angle horn feed closely spaced to main reflector. U.S. Patent 3 274 603.
- 4.51. Simmons A.J., Kay A.F. The scalar feed — a high performance feed for large paraboloidal reflectors // Inst. Elec. Eng. Conf. Pub. 21, 1966, June. P. 262.
- 4.52. Tomas B.M. A review of the developments of circular-aperture hybrid-mode corrugated horns // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1986. Vol. AP-34, № 7. P. 930–935.
- 4.53. Claricoats P.J.B., Oliver A.D. Corrugated horn for microwave antennas. — London: Peter Peregrines Ltd., 1984.
- 4.54. Mac-Thomas B. Design of corrugated horns // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1978. Vol. AP-26, № 2. P. 376–372.
- 4.55. Jeuken M.E.J., Lambrechtse C.W. Small corrugated conical-horn antenna with wide flare angle // Electron. Lett. 1969. № 20. P. 489–490.
- 4.56. Ohtera I., Ujiie H. Nomographs for phase centers of conical corrugated and TE_{11} mode horns // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1975. Vol. AP-23, № 6. P. 858–859.
- 4.57. Nagelberg E.R. Fresnel region phase centers of circular aperture antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1965. Vol. AP-13, № 3. p. 479–480.
- 4.58. Ujiie H. A consideration of the phase center of aperture antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1967. Vol. AP-15, № 3. P. 478–480.
- 4.59. Ohtera I., Ujiie H. Phase center of conical horn antennas // Trans. IECE. Japan. Feb. 1975. Vol. AP-58-B. P. 76–83.
- 4.60. Claricoats P.J. et al. Near-field radiation characteristics of corrugated horn // Electron. Lett. 1971. Aug. P. 446–448.
- 4.61. James G.L. Analysis and design of TE_{11} to HE_{11} corrugated cylindrical waveguide mode converters // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1981. Vol. MMT-29, № 10. P. 1059–1066.
- 4.62. James G.L., Thomas B.M. TE_{11} to HE_{11} cylindrical waveguide mode converters using ring-loaded slots // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1982. Vol. MMT-30, № 3. P. 278–285.
- 4.63. Da Silva L.C. A method of analysis of TE_{11} to HE_{11} mode converters // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1988. Vol. MMT-36, № 3. P. 480–488.
- 4.64. Thumm M., Jacobs A., Ayza M.S. Design of short high-power TE_{11} — HE_{11} mode converters in highly overmoded corrugated waveguides // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1991. Vol. MMT-39, № 2. P. 301–309.
- 4.65. Dragon C. Reflection, transmission and mode conversion a corrugated feed // Bell Syst. Tech. J. 1977. Vol. 56, № 6. P. 835–867.
- 4.66. Dragon C. Characteristics of a broadband microwave corrugated feed // Bell Syst. Tech. J. 1977. Vol. 56, № 6. P. 869–888.
- 4.67. Cooper D.N. Complex propagation coefficients and the step discontinuity in corrugated cylindrical waveguides // Electron. Lett. 1971. Vol. 7. P. 135–136.
- 4.68. Takeichi Y., Hashimoto T., Takeda F. The ring-loaded corrugated waveguide // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1971. Vol. MMT-19, № 6. P. 947–959.
- 4.69. Takeichi Y., Hashimoto T. Broadbanding of corrugated conical horns by means of the ring-loaded corrugated waveguide structure // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1976. Vol. AP-24, № 3. P. 786–792.

- 4.70. **James G.L.** TE₁₁ to HE₁₁ mode converters for small corrugated horns antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1982. Vol. AP-30, № 6. P. 1057–1062.
- 4.71. **MacA. Thomas B., James G.L., Greene K.J.** Design of wide-band corrugated horns for Cassegrain antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1986. Vol. AP-34, № 6. P. 750–757.
- 4.72. **Narasimhan M.S.** Corrugated conical horn as a space feed for phased-array illumination // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1974. Vol. AP-22, № 5. P. 720–722.
- 4.73. **Toral M.A. et al.** Measurements of very low-side conical horn antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1989. Vol. AP-37, № 2. P. 171–177.
- 4.74. **Claricoats P.J., Olver A.D., Chang S.L.** Attenuation in corrugated circular waveguides. Part 1 and 2 // Proc. Inst. Elec. Eng. 1975. Vol. 122, № 11. P. 1173–1186.
- 4.75. **Potter P.D.** A new horn antenna with suppressed sidelobes and equal beamwidths // Microwave J. 1963. Vol. VI, № 6. P. 71–78.
- 4.76. **Chu T.S., Legg W.E.** Gain of corrugated conical horns // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1982. Vol. AP-30, № 4. P. 698–703.
- 4.77. **Rao K.S.** A simple dual-band horn with low cross polarization // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1990. Vol. AP-38, № 6. P. 946–950.
- 4.78. **Vu T.B., Hien N.V.** A new type of high-performance monopulse feed // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1973. Vol. AP-21, № 6. P. 855–857.
- 4.79. **Fedi C. et al.** Profiled corrugated circular horns analysis and synthesis via and artificial neural network // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2001. Vol. AP-49, № 11. P. 1597–1602.
- 4.80. **Goldberg D.E.** Genetic algorithms un search. Optimization and machine learning. Reading. — MA: Addison-Wesley, 1989.
- 4.81. **Olver A.D., Xiang J.** Design of profiled corrugated horns // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1988. Vol. AP-36, № 7. P. 936–940.
- 4.82. **Thomas B.M., Greene K.J., James G.L.** A wide-band prime-focus horn for low-noise receiver application // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1990. Vol. AP-38, № 11. P. 1898–1900.
- 4.83. **Zhang X.** Design of conical corrugated feed horns for wide-band high-frequency application horns // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1993. Vol. MTT-41, № 8. P. 1263–1274.
- 4.84. **Terzuoli A.J. et al.** Shielding effectiveness of corrugations in corrugated horns // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1978. Vol. AP-26, № 5. P. 654–658.
- 4.85. **Abromov V.I.** Design of a two-mod horn with a fine dielectric tube // Telecom-mun. Radio Eng. 1980. Vol. 35, № 3. P. 103–105.
- 4.86. **Saton T.** Dielectric-loaded horn antenna // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1972. Vol. AP-20, № 2. P. 199–201.
- 4.87. **Rosenberg M.** Ring as mode-coupler in conical horn antenna. — Norwegian Inst. Technok., 1983.
- 4.88. **Kolettis N.J.** A wideband feed a dielectrically load hybrid mode conical horn // Proc. IEEE Symp. Antennas Propagation. 1970. Sept. p. 393–399.
- 4.89. **Lier E.** Cross polarization from dual mode horn antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1986. Vol. AP-34, № 1. P. 106–110.
- 4.90. **Skobelev S.P., Ku B.J., Shislov A.V., Ahn D.S.** Optimum geometry and performance of a dual-mode horn modification // IEEE Ant. Propag. Magazine. 2001 Vol. 43. № 1. P. 90–93.
- 4.91. **Bailey M.C.** The development of an L-band radiometer dual-mode horn // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1975. Vol. AP-23, № 3. P. 439–441.
- 4.92. **Rudge A.W., Agatia N.A.** New class of primary-feed antennas for user with offset parabolic-reflector antennas // Electron. Lett. 1975. № 24. P. 597–599.
- 4.93. **Frijters H.A., Jeuken M.E.J., Vokurka V.J.** Feeds for shaped beam satellite antennas // Proc. of National Radio Science Meeting, Boulder, Jan. 1978. P. 189.
- 4.94. **Worm S.C.J.** Compact dual-hybrid-mode feeds with low crosspolar radiation // Electron. Lett. 1979. № 23. P. 740–741.
- 4.95. **Minnett H.C., Tomas B.M.** A method of synthesizing radiation patterns with axial symmetry // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1966. Vol. AP-14, № 5. P. 654–656.

- 4.96. **Vu T.B., Vu Q.H.** Optimum feed for large radio-telescopes: experimental results // *Electron. Lett.* 1970. № 6. P. 159–160.
- 4.97. **Tomas B.M., Minnett H.C., Vu T.B.** Fields in the focal region of a spherical reflector // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1969. Vol. AP-17, № 4. P. 229–231.
- 4.98. **Davies W.S., Lipback G.W., Copeland P.R.** Bird-proof feed-horn windows for microwave radio system antennas // *Electron. Lett.* 1981. № 21. P. 777–779.
- 4.99. **Ямпольский В.Г., Фролов О.П.** Антенны и ЭМС. — М.: Радио и связь, 1983. — 272 с.
- 4.100. **Chinn G.C., Epp L.W., Hoppe D.J.** A hybrid finite-element method for axisymmetric waveguide-fed horn // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1996. Vol. AP-44, № 3. P. 280–286.
- 4.101. **Catedra M.F.** Analysis of revolution composed of conductors and dielectrics using only electric equivalent currents: application to small horns with dielectric core // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1986. Vol. AP-36, № 9. P. 1311–1313.
- 4.102. **Padman R.** Lenses for wideband corrugated conical horns // *Electron. Lett.* 1978. № 10. P. 311–312.
- 4.103. **Корнблит С.** СВЧ оптика. Оптические принципы в приложении к конструированию СВЧ антенн: Пер. с англ. под ред. О.П. Фролова. — М.: Связь, 1980. — 360 с.
- 4.104. **Clarricoats P.J.B., Saha P.K.** Radiation from wide-flare-angle scalar horns // *Electron. Lett.* 1969. № 5. P. 376–378.
- 4.105. **Clarricoats P.J.B., Saha P.K.** Radiation pattern of a lens-corrected conical scalar horn // *Electron. Lett.* 1969. № 23. p. 592–593.
- 4.106. **Martin A.G.** Radiation from dielectric sphere loaded horns // *Electron. Lett.* 1978. № 13. P. 17–18.
- 4.107. **Martin A.G.** Symmetrical low cross-polar radiation from a dielectric sphere loaded horn // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1979. Vol. AP-27, № 6. P. 862–863.
- 4.108. **Neelakantaswamy P.S., Banerjee D.K.** Radiation characteristics of a dielectric sphere-loaded corrugated pipe // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1975. Vol. AP-23, № 5. P. 728–730.
- 4.109. **Kildal P.S., Jakobsen K.R.** Scalar horn with shaped lens improves Cassegrain efficiency // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1984. Vol. AP-32, № 10. P. 1094–1100.
- 4.110. **Lee J.J.** Dielectric lens shaping and coma-correction zoning. Part 1: Analysis // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1983. Vol. AP-31, № 1. P. 211–216.
- 4.111. **Lier E.** A dielectric hybrid mode antenna feed: a simple alternative to the corrugated horn // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1986. Vol. AP-34, № 1. P. 21–29.
- 4.112. **King H.E., Wong J.L., Zamites C.J.** Shape-beam antennas for satellites // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1966. Vol. AP-14, № 5. P. 641–643.
- 4.113. **Neelakantaswamy P.S., Banerjee D.K.** Radiation characteristics of waveguide excited dielectric sphere backed by a metallic hemisphere // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1973. Vol. AP-21, № 3. P. 384–386.
- 4.114. **Chinn G.C., Epp L.W., Hoppe D.J.** A hybrid finite-element method for axisymmetric waveguide-fed horn // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1996. Vol. AP-44, № 3. P. 280–286.
- 4.115. **Ерухимович Ю.А., Тимофеева А.А.** Рупорные антенны с синтезируемым при помощи диэлектрика распределением в раскрытие // *Труды НИИР.* 1980. № 3. С. 5–9.
- 4.116. **Kumar A., Hockham G.A.** Dielectric-ring-loaded waveguide feed // *Electron. Lett.* 1977. № 15. P. 436–437.
- 4.117. **Ashton R., Baldwin R.** Rectangular horn with dielectric-slab insert // *Electron. Lett.* 1973. № 1. P. 26–27.
- 4.118. **Lier E., Schaugh-Pettersen T.** The strip-loaded hybrid-mode horn // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1987. Vol. AP-35, № 9. P. 1086–1089.
- 4.119. **Lier E.** Analysis of soft and hard strip-loaded horns using a circular model // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1990. Vol. AP-38, № 6. P. 783–793.
- 4.120. **Vokurka V.J.** Dual-frequency-band feed with partially-dielectric-loaded grooves // *Electron. Lett.* 1975. № 11. P. 376–378.

- 4.121. **Narasimnan M.S., Sheshadi M.S.** Propagation and radiation Characteristics of dielectric loaded corrugated dual-frequency circular waveguide horns feeds // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1979. Vol. AP-27, № 6. P. 858–860.
- 4.122. **Kumazawa H., Koyama M., Kataoka Y.** Wide-band communication satellite antenna using a multifrequency primary horn // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1975. Vol. AP-28, № 3. P. 404–407.
- 4.123. **Ghosh S., Adatia N., Watson B.K.** Hybrid-mode feed for multiband applications having a dual-depth corrugation boundary // Electron. Lett. 1982. № 20. P. 860–862.
- 4.124. **Oksanen M.I.** Variational analysis of dielectrically multidepth corrugated waveguides // IEEE Trans. Microwave Theor. Tech. 1989. Vol. MTT-37, № 1. P. 191–197.
- 4.125. **Morris G.** A broad-band constant beamwidth corrugated rectangular horn // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1982. Vol. AP-30, № 5. P. 966–974.
- 4.126. **Тимофеева А.А.** Неосесимметричные антенны для РРЛ. Часть 1. Неосесимметричные антенны с повышенной помехозащищенностью // Труды НИИР. 1980.
- 4.127. **Vokurka V.J.** Elliptical corrugated horn for broadcasting-satellite antennas // Electron. Lett. 1979. № 15. P. 652–654.
- 4.128. **Guy J.F.E., Ashton R.W.** Crosspolar performance of an elliptical corrugated-horn antennas // Electron. Lett. 1979. № 15. P. 400–402.
- 4.129. **Jeuken M.E.J., Thurlings L.F.G.** The corrugated elliptical horn antenna // IEEE Antennas and Propagat. Soc. Symp. 1975. P. 9–12.
- 4.130. **Lier E.** Broad-band elliptical-beamshape horns with low cross polarization // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1990. Vol. AP-38, № 6. P. 800–805.
- 4.131. **Lier E., Ramat-Samii Y., Rengarajan S.R.** Application of rectangular and elliptical declare feed horns to elliptical reflector antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1991. Vol. AP-39, № 11. P. 1592–1595.
- 4.132. **Rao T.C.** Radiation characteristics of a dielectric disk-loaded circular cylindrical waveguide // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1991. Vol. AP-39, № 9. P. 1430–1434.
- 4.133. **Lier E., Skyttemyr S.A.** A shape single reflector offset antenna with low cross-polarization fed by a lens horn // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1994. Vol. AP-42, № 4. P. 478–483.
- 4.134. **Yang J., Kildal P.S.** Calculation of ring-shaped phase centers of feeds for ring-focus paraboloids // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2000. Vol. AP-48, № 4. P. 524–528.
- 4.135. **Kildal P.S.** The hat feed: a dual-mode rear-radiating waveguide antenna having low cross polarization // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1987. Vol. AP-35, № 9. P. 1010–1016.
- 4.136. **James G.L., Malik D.P.S.** Towards the theoretical design of splash-plate feeds // Electron. Lett. 1975. № 24. P. 593–594.
- 4.137. **Koch G.** Coaxial feeds for high apertyre efficiency and low spillover of paraboloidal reflector antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1973. Vol. AP-21, № 2. P. 164–169.
- 4.138. **Brachar P.** Sectoral pattern synthesis with primary feeds // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1994. Vol. AP-42, № 4. P. 484–491.
- 4.139. **Deguchi H., Tsuji M., Shigesawa H.** Compact low-cross-polarization horn antennas with serpentine-shaped taper // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2004. Vol. AP-52, № 10. P. 2510–2516.
- 4.140. **Granet C., James G.L., Bolton R., Moorey G.** A smooth-walled spline-profile hors as an alternative to corrugated horn for wide band millimeter-wave applications // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2004. Vol. AP-52, № 3. P. 848–854.
- 4.141. **Jamnejad V., Hoorfar A.** Design of corrugated horn antennas by evolutionary optimization techniques // IEEE Ant. Wireless Prop. Letter. 2003. Vol. 3. P. 276–279.
- 4.142. **Weile D.S., Michielssen E.** Genetic algorithm optimization applied to electromagnetics: A review // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1997. Vol. AP-45, № 3. P. 343–353.
- 4.143. **Kishk A.A., Shafai L.** Small reflector antenna with low sidelodes // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2003. Vol. AP-51, № 10. P. 2907–2912.

Г л а в а 5

ВЛИЯНИЕ КОНСТРУКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ АНТЕНН НА ПАРАМЕТРЫ ИЗЛУЧЕНИЯ

Конкретная реализация антенных систем приводит к тому, что в электрической схеме антенны появляются элементы, которые выполняют иные (не электрические) функции, но присутствие которых необходимо для обеспечения работоспособности антенны. Здесь речь идет о конструктивных элементах, служащих для удержания облучающей системы антенны. Ясно, что эти элементы, размещенные непосредственно в области ближнего поля как облучателя антенны, так и антенны в целом, могут достаточно сильно влиять на характеристики излучения антенны. Кроме того, реальные профили основного рефлектора и контррефлектора могут в заметной степени отличаться от идеализированного начального варианта.

5.1. Влияние опор

Вначале несколько общих положений.

1. Опоры входят в состав осесимметричных антенн и служат для удержания контррефлектора в антеннах, выполненных по двухзеркальной схеме, или удержания облучающего устройства в антеннах, выполненных по однозеркальной схеме.

2. Присутствие опор в поле излучения антенны приводит к частичной деформации структуры этого поля, что, в свою очередь, может привести к следующим негативным последствиям: к снижению усиления антенны, к росту бокового и кроссполаризационного излучений.

3. Для схем, в которых основания опор крепятся у края основного рефлектора, влияние опорной конструкции на параметры излучения антенны *одноразовое* и сводится к рассеиванию плоской волны, отраженной от рефлектора, на элементах опорной конструкции. В нулевом приближении можно говорить об эффекте затенения раскрыва элементами конструкции опор, точнее, проекциями опор на излучающий раскрыв.

4. Для схем, в которых основания опор крепятся не у самого края основного рефлектора, влияние опорной конструкции на параметры излучения антенны *двухразовое*. Первое влияние обусловлено рассеиванием сферической волны, излученной облучателем (для однозеркальной схемы) или переизлученной контррефлектором (для двухзеркальной схемы), на элементах опорной конструкции. В нулевом приближении можно говорить об эффекте затенения рефлектора элементами

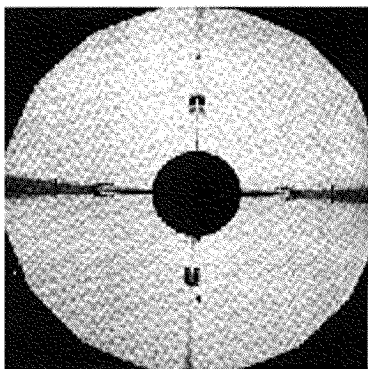


Рис. 5.1.1

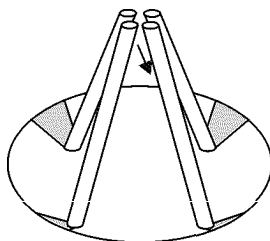


Рис. 5.1.2

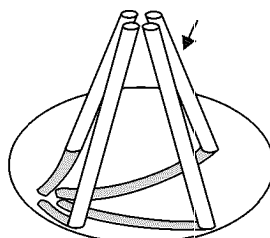


Рис. 5.1.3

конструкции опор, точнее, проекциями опор на рефлектор. Сказанное иллюстрируется рис. 5.1.1 и 5.1.2, на которых приведены зачерненные участки на рефлекторе, характеризующие эффект затенения опорами основного рефлектора.

Второе влияние сводится к рассеиванию плоской волны, отраженной от рефлектора, на элементах опорной конструкции. В нулевом приближении здесь, как и ранее (п. 2), можно говорить об эффекте затенения раскрыва элементами конструкции опор, точнее, проекциями опор на излучающий раскрыв.

5. При анализе работы зеркальной антенны в режиме «прием» конфигурация затеняющей области на рефлекторе претерпевает значительные изменения, что иллюстрируется рис. 5.1.3.

Теперь о подходах к оценке влияния исследуемого фактора.

Первый подход, о котором выше говорилось как о нулевом приближении, базируется на апертурном методе, когда влияние опор оценивается как вклад затененной области в апертурном распределении поля в раскрыве антенны. Результаты, полученные таким способом, достаточны для оценки потерь усиления и роста бокового излучения, но не позволяют оценить изменение поляризационной структуры излучаемого поля.

Второй подход основан на результатах строгого решения задачи дифракции плоской волны на цилиндрических телах различной конфигурации. Следует подчеркнуть, что такое решение является решением для модельной задачи, аппроксимирующей реальную ситуацию. Следует также отметить, что здесь наиболее просто можно получить результаты, относящиеся к ситуации, когда плоскость расположения опор

нормальна направлению распространению волны, отраженной от основного рефлектора. И, наконец, указанный подход позволяет оценить влияние опор не только на деформацию параметров излучения антенны по основной поляризации, но и изменение поляризационной структуры излучаемого поля.

Другие подходы, используемые ниже и базируемые на приближенных методах, позволяют получить результаты, оценивающие влияние рассматриваемого фактора на выходные параметры антенны.

5.1.1. Характеристики переизлучения цилиндрических конструкций, размещенных в поле плоской волны

5.1.1.1. Вторичное поле металлических опор круглого сечения

Обычно влияния опорной конструкции на электрические параметры антенны рассматривают методом скалярного кирхгофского приближения (теневая идеология). Такой подход надежен тогда, когда все характерные поперечные размеры затеняющих конструкций существенно больше длины волны. На практике это условие часто не выполняется. Так, поперечный размер t опор в зеркалах диаметром несколько метров не превышает обычно 50...100 мм, что в диапазоне 4 ГГц соответствует $t \approx \lambda$. Поэтому необходим более строгий учет вторичного поля опорных конструкций. Это особенно важно для направлений, сильно отличающихся от главного, так как здесь теневой подход вообще неприменим.

Начнем рассмотрение с металлических опор круглого сечения, наиболее часто применяемых на практике. Ограничимся случаем нормального падения первичного поля. Для опор круглого сечения анализ их направленных свойств возможен на базе классической задачи о дифракции плоской волны на круговом бесконечно протяженном цилиндре.

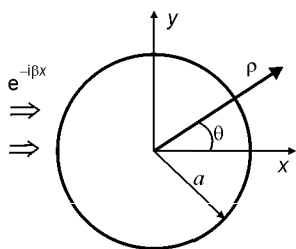


Рис. 5.1.4

Пусть на круговой цилиндр радиуса a падает вдоль оси x плоская волна $\exp(-i\beta x)$ (рис. 5.1.4). Тогда при $\rho > a$ вторичное поле цилиндра при любом его выполнении определяется равенством [5.1]

$$P = - \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_n (-i)^n \Gamma_n H_n^{(2)}(\beta \rho) \cos n\theta, \quad (5.1.1)$$

где Γ_n — коэффициенты разложения, определяемые материалом, из которого выполнен цилиндр, и ориентацией вектора \mathbf{E} падающей волны; $\varepsilon_n = 1$ при $n = 1$ и $\varepsilon_n = 2$ при $n > 1$. Если в первичном поле имеются компоненты E_z и H_y (в дальнейшем случай E), то $P = E_z$, если же имеются компоненты E_y и H_z (случай H), то $P = H_z$.

В дальней зоне ($\rho \rightarrow \infty$)

$$H_n^{(2)}(\beta\rho) = \frac{\sqrt{2}}{\pi\beta\rho} \exp\left(-i\beta\rho + i\frac{\pi}{4} + i\frac{\pi n}{2}\right), \quad (5.1.2)$$

и поэтому

$$P = -\sqrt{\frac{2}{\pi\beta\rho}} \exp\left(-i\beta\rho + i\frac{\pi}{4}\right) \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_n \Gamma_n \cos n\theta. \quad (5.1.3)$$

Принято сравнивать поле, рассеянное цилиндром, с полем в направлении $\theta = 0^\circ$ от металлической полоски шириной $2a$, ориентированной параллельно фронту падающей волны; причем поле полоски определяется по принципу Гюйгенса–Кирхгофа в скалярной форме, так как именно в этом приближении и анализируется обычно влияние опор (теневая идеология). В дальней зоне поле от полоски имеет вид

$$P_{\pi} = -\beta a \sqrt{\frac{2}{\pi\beta\rho}} \exp\left(-i\beta\rho + i\frac{\pi}{4}\right), \quad (5.1.4)$$

поэтому

$$F(\theta) = \frac{P}{P_{\pi}} = \frac{1}{z} \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_n \Gamma_n \cos n\theta, \quad (5.1.5)$$

где $z = \beta a$.

Отметим, что в англоязычной технической литературе указанное отношение имеет аббревиатуру IRE (induced field ratio) [5.2, 5.3]. Отметим также, что для случаев E и H

$$F_E(\theta) = \frac{1}{z} \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_n \frac{J_n(z)}{H_n^{(2)}(z)} \cos n\theta; \quad (5.1.6)$$

$$F_H(\theta) = \frac{1}{z} \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_n \frac{J'_n(z)}{H_n'^{(2)}(z)} \cos n\theta. \quad (5.1.7)$$

Два замечания относительно вычисления искомых параметров:

1) если параметр z не достаточно велик (скажем, тогда, когда $z < 8$, что соответствует толщине опоры не более $2,5\lambda$), то целесообразно при вычислениях пользоваться дробно-линейной аппроксимацией функцией Бесселя и Неймана [5.4];

2) если же электрическая толщина опоры велика, то следует применять асимптотические методы, основанные на преобразовании Ватсона [5.1].

На рис. 5.1.5,а приведена зависимость $F(0)$ — излучение вперед, характеризующее амплитуду вторичного поля опоры в секторе главного и первых боковых лепестков антенны, а на рис. 5.1.5,б — зависимость

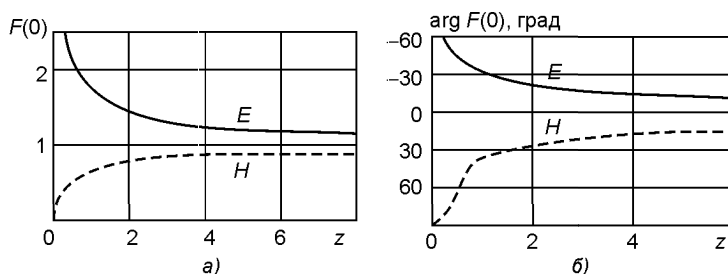


Рис. 5.1.5

$\arg F(0)$. Как видно, в случае E при малых z интенсивность рассеяния вперед значительно превышает «теневого эффект» от плоской пластины в скалярном кирхгофском приближении, а в случае H — положение противоположное. Только при больших z (практически при $z > 5 \dots 10$) рассеяние вперед может быть удовлетворительно описано с помощью теневой идеологии.

Уровень излучения вперед в наиболее интересном для практики интервале изменения $0,9 < z < 8$, что соответствует диаметру опоры $(0,3 \dots 2,5)\lambda$, может быть определен простыми формулами [5.5]:

$$F_E(0) = 1 + 0,724z^{-0,781}; \quad F_H(0) = 1/(1 + 0,559z^{-0,762}). \quad (5.1.8)$$

Эти формулы обеспечивают в указанном интервале изменения z точность не хуже одной-двух единиц в третьем знаке после запятой.

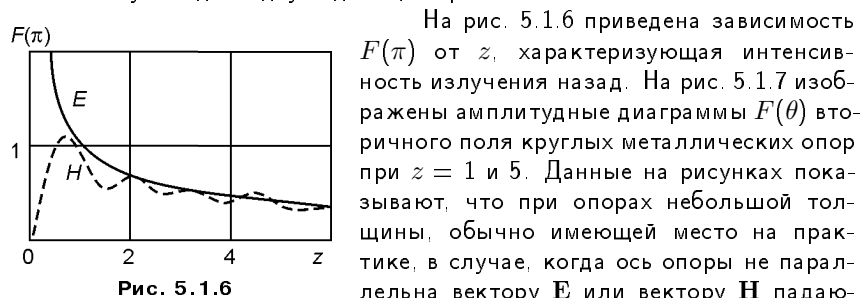


Рис. 5.1.6

На рис. 5.1.6 приведена зависимость $F(\pi)$ от z , характеризующая интенсивность излучения назад. На рис. 5.1.7 изображены амплитудные диаграммы $F(\theta)$ вторичного поля круглых металлических опор при $z = 1$ и 5. Данные на рисунках показывают, что при опорах небольшой толщины, обычно имеющей место на практике, в случае, когда ось опоры не параллельна вектору E или вектору H падающей волны, происходит сильная деполяризация проходящего поля. Сказанное имеет место и для круговой поляризации. В этом случае рассеянное поле, совпадающее по направлению вращения с падающим полем, определяется как

$$F(0)_{\text{оп}} = [F_E(0) + F_H(0)]/2, \quad (5.1.9)$$

а кроссполяризационная составляющая —

$$F(0)_{\text{кп}} = [F_E(0) - F_H(0)]/2. \quad (5.1.10)$$

На рис. 5.1.8 представлены зависимости $F(0)_{\text{оп}}$ и $F(0)_{\text{кп}}$. Как видно из графиков, опоры небольшой электрической толщины существенно ис-

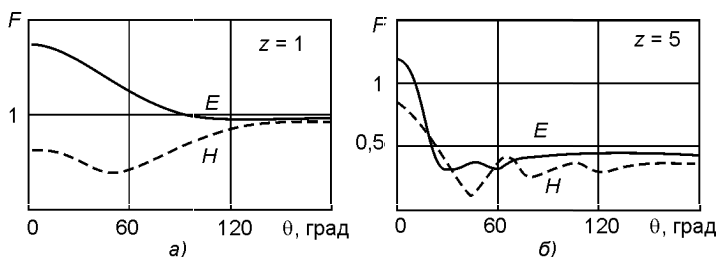


Рис. 5.1.7

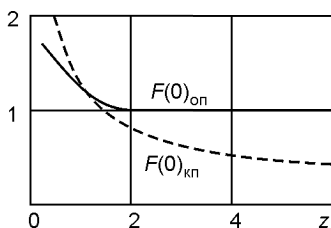


Рис. 5.1.8

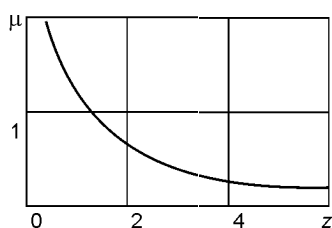


Рис. 5.1.9

кажут поляризационную структуру излученного антенной поля, причем кроссполяризационная составляющая весьма медленно убывает с ростом толщины опоры.

На рис. 5.1.9 приведена зависимость $\mu(z)$, характеризующая отношение мощностей полей разных направлений вращения, рассеянных круглой металлической опорой при падении на нее волны с круговой поляризацией.

Более полное представление о степени возмущения первичного поля цилиндрической опорой может быть получено определением суммарной мощности вторичного поля. Это позволяет, в частности, судить об уровне дальнего бокового излучения опорной конструкции. Результаты расчета отношения $\eta(z)$ мощности рассеяния опорой по сравнению к мощности рассеяния, определенной «теневым способом» [5, 8], приведены на рис. 5.1.10. Сравнив результаты, показанные на рис. 5.1.10 и 5.1.5, а, можно убедиться, что рассеяние вперед и интегральное рассеяние хорошо коррелированы. Другими словами, о степени возмущения первичного поля можно судить как по $F(0)$, так и по η .

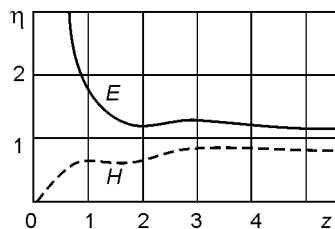


Рис. 5.1.10

5.1.1.2. Вторичное поле металлических опор эллиптического сечения

Продолжим рассмотрение влияния опор и перейдем к опорам эллиптического типа. Пусть на металлический эллиптический цилиндр

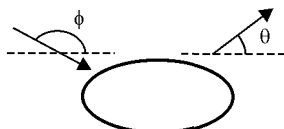


Рис. 5.1.11

(рис. 5.1.11) падает с направления ϕ плоская волна. Вторичное поле определяется известными соотношениями [5.6] в виде рядов из функций Матье. Подробные результаты расчетов приведены в [5.7]. Ниже приведены некоторые результаты расчетов.

На рис. 5.1.12 показаны диаграммы вторичного поля эллиптической опоры при $y = 1$, $z = 2$, где $y = \beta r_0$ — малая, а $z = \beta c_0$ — большая полуось эллипса. Параметром при расчетах служил угол падения $\phi = 0^\circ$; 45° и 90° . Расчеты проводились для случаев E и H (рис. 5.1.12, а и б соответственно), нормированных к полю от своей тени. На рис. 5.1.13 приведены аналогичные данные относительно практически плоской опоры (соотношение осей 1:20). Эти данные нормированы к z , т.е. к ширине пластины, так как при ϕ , близких к нулю, трудно говорить о теневом поле пластины.

На рис. 5.1.14, а показаны зависимости интенсивности рассеянного вперед поля ($\theta = \phi + \pi$) для эллиптической опоры ($y = 1$, $z = 2$) в зависимости от угла падения ϕ первичной волны для случаев E и H . На рис. 5.1.14, б приведены аналогичные зависимости для полосы (точнее, эллипса с $y = 0,02$ и $z = 2$). Данные на этих графиках нормированы к уровню поля, рассеянного вперед, от кругового цилиндра с $z = 2$.

Указанные результаты позволяют оценить и распределение вторичного поля в пространстве, и выигрыш, даваемый эллиптическими опорами по сравнению с круговыми. Так, замена круговой опоры ($z = 2$)

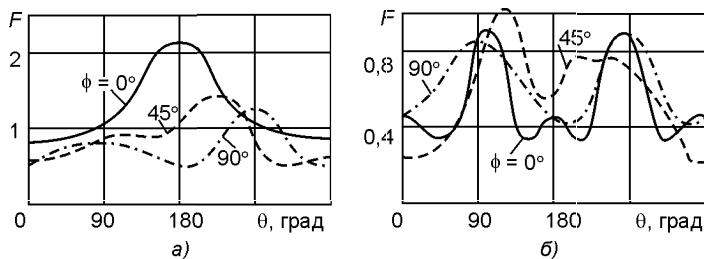


Рис. 5.1.12

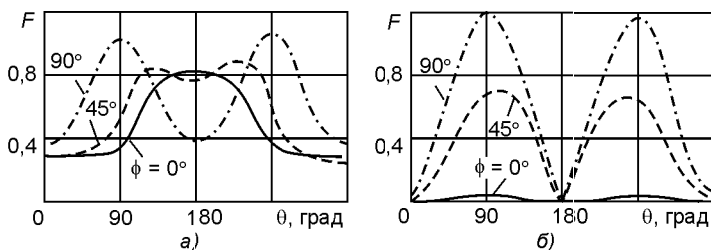


Рис. 5.1.13

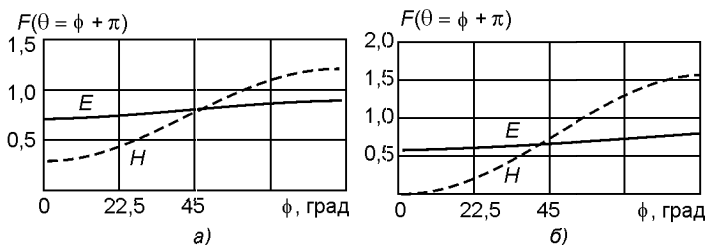


Рис. 5.1.14

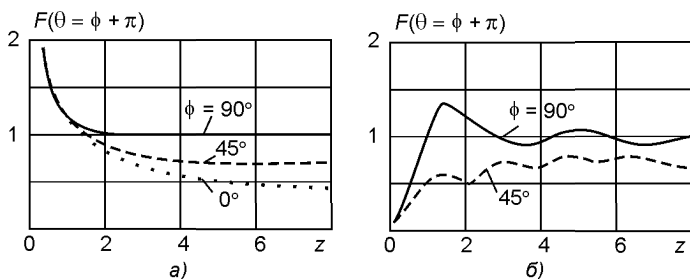


Рис. 5.1.15

на эллиптическую ($z = 2$, $y = 1$) уменьшает в случае E интенсивность рассеянного вперед поля примерно в 1,3 раза практически независимо от угла падения ϕ . Переход к плоской опоре в случае E обеспечивает уменьшение рассеяния примерно в 1,5 раза. В случае H соотношение рассеянных полей существенно зависит от угла падения ϕ . При ориентировке эллипса или полосы меньшей осью к источнику ($\phi = 0^\circ$) выигрыш велик и составляет около 3 раз в случае эллипса с соотношением осей 1:2 и около 30 раз в случае эллипса с соотношением осей 1:20 (практически полоса). При ориентировке эллипса большей осью к источнику ($\phi = 90^\circ$) имеет место некоторое увеличение рассеяния. Напомним, что сказанное относится к случаю $z = 2$.

На рис. 5.1.15, а и б приведены уровни рассеянных вперед полей в зависимости от z при $\phi = 0, 45, 90^\circ$ для полосы в случаях E и H соответственно. Все кривые нормированы к своей тени при $\phi = 90^\circ$, т.е. к z . Как видно из графиков, с ростом z уровни $F(\theta = \phi + \pi)$ сравнительно быстро стремятся к своим асимптотическим (теневым) значениям. Отметим, что в случае E кривые монотонны и существенно быстрее сходятся к пределу, чем в случае H . При $\phi = 0^\circ$ (первичная волна падает на полосу со стороны кромки) в случае H , естественно, вторичное поле равно нулю, а в случае E (см. точки на рис. 5.1.15, а) рассеянное вперед вторичное поле, нормированное к такому же полю, при $\phi = 90^\circ$ с ростом z неограниченно убывает. С хорошей степенью точности при $z > 0,5$ оно описывается формулой $F(\theta = \pi) = 8/7\sqrt{z}$. На рис. 5.1.16 показана зависимость уровня поля, рассеянного вперед и нормированного к своей

Таблица 5.1.1

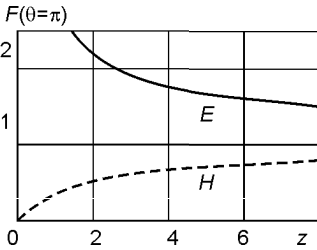


Рис. 5.1.16

Вид опоры	Потери усиления, дБ, при γ , град		
	11	32	51
<i>Горизонтальная ориентация</i>			
Круглая	0,56	0,30	0,25
Эллиптическая	0,51	0,29	0,25
Прямоугольная	0,58	0,32	0,28
<i>Вертикальная ориентация</i>			
Круглая	0,35	0,25	0,25
Эллиптическая	0,22	0,11	0,11
Прямоугольная	0,39	0,16	0,16

тени, для эллиптического цилиндра (соотношение осей 1:2) при падении первичной волны параллельно большей оси ($\phi = 0^\circ$). Как видно из графика, поле $F(\theta = \pi)$ сравнительно медленно стремится к единице.

Приведенные результаты позволяют оценить перспективность использования опор эллиптического сечения. Если заменить опору круглого сечения равнопрочной ей эллиптической опорой ($y = z/2$), например имеющей равный периметр или равную площадь поперечного сечения, и ориентировать эллиптическую опору меньшей осью к источнику, то реальное уменьшение вторичного поля ($\theta = \pi$) в случае *E* составит при $2 < z < 8$ в среднем около 10...20%. Поэтому, казалось бы, применение эллиптических опор вряд ли целесообразно. Однако, если рассматривать опорную конструкцию в целом, можно заметить, что в основном каждая опора должна обеспечить высокую деформативность лишь в направлении нормали к апертуре антенны, так как поперечная деформативность в основном обеспечивается жесткостью самой конструкции. Поэтому можно максимально упростить требования к поперечной деформативности опор и перейти к опорам почти плоской конструкции. В этом случае уменьшение рассеянного опорами поля может оказаться весьма существенным. Так, переход от круглых опор ($z = 2$) к эллиптическим ($z = 2$, $y = 0,5$, $\phi = 0$) позволяет уменьшить рассеянное вперед поле в случае *E* в 1,53 раза, а в случае *H* в 30 раз. Расчет интегрального коэффициента рассеяния показывает, что примерно такой же выигрыш сохраняется и в среднем по всем направлениям.

В заключение приведем данные экспериментального исследования влияния формы поперечного сечения опоры на электрические параметры антенны. Измерения проводились на двухзеркальной антенне с диаметром раскрыва 133λ и угловым раствором $2\psi_0 = 116^\circ$. Облучающая система жестко крепилась с помощью двух вертикальных опор. Испытуемые опоры устанавливались горизонтально под углом γ к фронту волны и фиксировалось уменьшение коэффициента усиления. Исследовались круглые опоры с диаметром $d = 1,94\lambda$, эллиптические с осями соответственно $2,91\lambda$ и $1,46\lambda$ и прямоугольные со сторонами $2,91\lambda$ и $1,46\lambda$. Эллиптические и прямоугольные опоры устанавливались малой осью или стороной к фронту волны.

В табл. 5.1.1 приведены потери усиления в децибелах при горизонтальной (случай E) и вертикальной (случай H) ориентаций вектора E в антенне. Данные, приведенные в таблице, подтверждают сделанный ранее вывод о том, что замена круглой опоры на эллиптическую или прямоугольную при постоянстве площади поперечного сечения выигрывает в случае E не дает, тогда как в случае H рассеяние заметно уменьшается.

5.1.1.3. Вторичное поле диэлектрической опоры круглого сечения

Современные диэлектрики с диэлектрической проницаемостью порядка трех и выше обладают прочностными характеристиками, ненамного уступающими прочностным характеристикам металлов. Кроме того, хорошие диэлектрики имеют небольшие омические потери. Появление диэлектрических материалов, которые, с одной стороны, имеют прекрасные механические свойства, а с другой — достаточно малые потери ($\operatorname{tg} \delta \approx 0,01 \dots 0,0001$), позволяет рассматривать их как возможный конструктив для изготовления опор.

Расчеты вторичного поля диэлектрических опор проводились по той же методике, что и металлических.

Так как использованная аппроксимация справедлива лишь для аргументов цилиндрических функций, меньших восьми, то исследованная область, естественно, ограничена неравенством $z\sqrt{\varepsilon} < 8$. Что касается числа членов в разложении для вторичного поля, то при $z < 4$ вполне достаточно ограничиться максимальным значением N около 6...8, так как скорость сходимости рядов определяется только диаметром цилиндра, а не параметрами материала, из которого он выполнен.

На рис. 5.1.17, а и б приведены амплитудные диаграммы рассеяния диэлектрического цилиндра при $z = 3$ и $\varepsilon = 2$ и 4 соответственно [5.5]. Как и ранее, диаграммы нормированы к теневому кирхгофовскому полю радионепрозрачной пластины шириной $2a$.

На рис. 5.1.18 приведены графики интенсивности излучения вперед для $z = 3$ в зависимости от диэлектрической проницаемости ε . Как видно из приведенных данных, при не очень малых ε интенсивность вторичного поля, рассеянного диэлектрическим цилиндром, как правило, примерно равна интенсивности вторичного поля металлического цилиндра (линии E_M и H_M). Однако при некоторых значениях

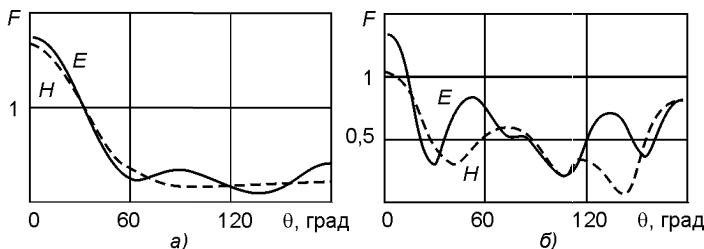


Рис. 5.1.17

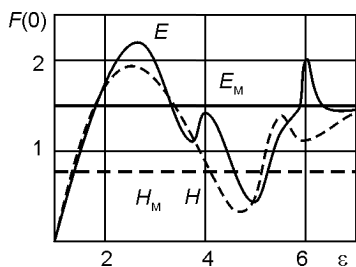


Рис. 5.1.18

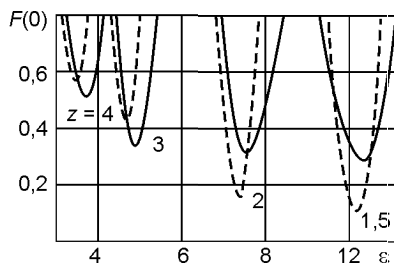


Рис. 5.1.19

ε интенсивность переизлучения вперед от диэлектрического цилиндра оказывается значительно меньшей, чем от металлического. Это позволяет увеличить радиопрозрачность поддерживающих облучающую систему опор, тем более, что резонансы просветления для случаев E и H весьма близки. Для доказательства сказанного на рис. 5.1.19 приведена зависимость $F(0)$ в секторах радиопрозрачности для $z = 1, 1.5, 2, 3$ и 4 . Эти кривые нормированы к уровню рассеяния вперед от металлического цилиндра такого же диаметра.

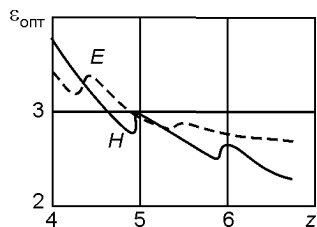


Рис. 5.1.20

Зависимость резонансных значений $\varepsilon_{\text{опт}}$, обеспечивающих максимальную радиопрозрачность, от электрической толщины опоры $z = \beta a$ (a — радиус опоры) приведена на рис. 5.1.20. Для каждого заданного z на рис. 5.1.20 приведены только значения ε , соответствующие первому резонансу. Резонансы более высоких порядков менее выгодны для использования, так как обеспечивают меньшую радиопрозрачность

и требуют применения диэлектриков со значительно более высокими значениями ε , что при прочих равных условиях приводит к увеличению омических потерь. Радиопрозрачность диэлектрических опор сохраняется и при использовании в антенной системе двух ортогональных поляризаций или круговой поляризации. Это хорошо видно из рис. 5.1.20, где оптимальные значения ε для случаев E и H практически совпадают.

Выигрыш от замены металлических опор на диэлектрические проиллюстрируем на следующем примере. Пусть поддерживающими облучающее устройство опорами затенено 5 % ее раскрыва, причем электрическая толщина опор соответствует $z = \beta a = 2$. Тогда потери усиления при использовании металлических опор составят примерно 0,44 дБ (потери на E -поляризации 0,58 дБ; потери на H -поляризации 0,30 дБ). Применение диэлектрических опор позволит при $z = 2$, $\varepsilon = 7,7$ (оптимальное среднее значение ε для обеих поляризаций) уменьшить потери до 0,16 дБ (при E -поляризации до 0,27 дБ; при H -поляризации до 0,04 дБ). Кроме того, существенно уменьшится искажение ДН в секторе ближнего бокового излучения (металлические опоры в рассматри-

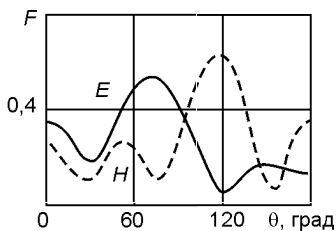


Рис. 5.1.21

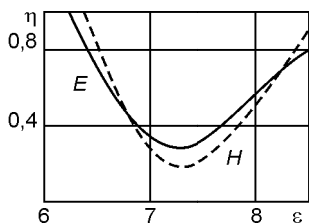


Рис. 5.1.22

ваемом примере рассеивают примерно в 4 раза больше мощности, чем диэлектрические); в частности, значительно улучшится поляризационная структура поля, так как переход в кроссполяризационное излучение по мощности уменьшится в несколько десятков раз.

На рис. 5.1.21 приведены амплитудные диаграммы $F(\theta)$ рассеянного диэлектрическими опорами поля для просветленного случая ($z = 2$, $\varepsilon = 7,37$). Отметим, что величина ε подобрана так, чтобы обеспечить одновременную радиопрозрачность для E и H случаев, а кривые нормированы к полю, рассеянному вперед, от металлического цилиндра такого же диаметра. Как видно, просветленная диэлектрическая опора обеспечивает существенное уменьшение излучения по сравнению с металлическими не только в направлении вперед, но и почти во всех других направлениях, что заметно уменьшает нежелательное влияние опорной конструкции на уровень дальнего бокового излучения.

Интерес представляет также уровень поля, рассеянного опорами в обратном направлении. В частности, этот уровень во многом определяет согласование антенны, если опоры расположены в плоскости раскрыва. Можно показать, что при определенных значениях диэлектрической проницаемости имеет место существенное уменьшение обратного излучения, причем оптимальное значение ε мало зависит от поляризации. Интересно отметить, что оптимальное значение диэлектрической проницаемости примерно одинаково как для рассеяния вперед, так и назад.

Сказанное хорошо иллюстрируется данными по интегральному рассеянию первичного поля. Коэффициент рассеяния диэлектрической опорой η , нормированный к коэффициенту рассеяния металлической опорой такого же сечения, позволяет определить интегральное просветление диэлектрической опоры по сравнению с металлической. На рис. 5.1.22 приведена зависимость $\eta(\varepsilon)$ для $z = 2$ в секторах просветления. Как видно, в этих секторах мощность вторичного поля диэлектрической опоры в 2,5...5 раз меньше, чем у металлической. Поэтому в режиме просветления диэлектрической опоры наряду с существенным уменьшением излучения вперед имеет место одновременное интегральное уменьшение вторичного поля, что позволяет обеспечить значительное уменьшение вредного влияния опорной конструкции как в секторе ближнего, так и дальнего бокового излучения.

Приведенные материалы свидетельствуют о том, что замена металлических опор на диэлектрические со специально подобранной диэлектрической проницаемостью ε достаточно перспективна и может заметно улучшить электрические параметры антенных систем, при этом особенно велик выигрыш в радиопрозрачности для опор небольшой толщины (диаметр около $\lambda/2$).

5.1.1.4. Вторичное поле металлодиэлектрической опоры

Рассмотрим возможность просветления металлических опор за счет покрытия их диэлектрическим слоем. В этом случае внутренний металлический цилиндр обеспечивает необходимую прочность и жесткость конструкции, а диэлектрическое покрытие предназначено в основном лишь для уменьшения рассеянного поля.

Опора представляет собой круговой металлический цилиндр радиусом b ($\beta b = y$), покрытый аксиальным слоем диэлектрика с внешним радиусом a ($\beta a = z$). Результаты, полученные в [5.5], показывают, что при разумном подборе толщины диэлектрического покрытия и диэлектрической проницаемости ε покрытия можно в несколько раз уменьшить поле рассеяния металлодиэлектрической опоры по сравнению с металлическим внутренним стержнем (диаметр $2b$). Сказанное справедливо для случая E . В случае H в области допустимых значений ($z\sqrt{\varepsilon} < 8$) эффект просветления практически не реализуется.

На рис. 5.1.23 сплошными линиями приведены диаграммы вторичного поля металлодиэлектрического цилиндра в режиме просветления для $y = 0,5$ ($z_{\text{опт}} = 1,206$; $\varepsilon_{\text{опт}} = 4$) и $y = 1,5$ ($z_{\text{опт}} = 2,277$; $\varepsilon_{\text{опт}} = 4$), нормированные к полю центрального металлического стержня в главном направлении, штриховой линией изображена диаграмма вторичного поля этого стержня [5.5]. Из рисунков видно, что просветление, даваемое металлодиэлектрической опорой, имеет место не только в секторе углов, близких к нулю, но и практически во всех других направлениях. Поэтому использование диэлектрического покрытия металлических опор позволяет существенно увеличить их радиопрозрачность. Сказанное справедливо только для случая, когда вектор E падающего поля параллелен оси цилиндра. В случае H увеличение радиопрозрачности не имеет места. Следует, однако, иметь в виду, что в случае H метал-

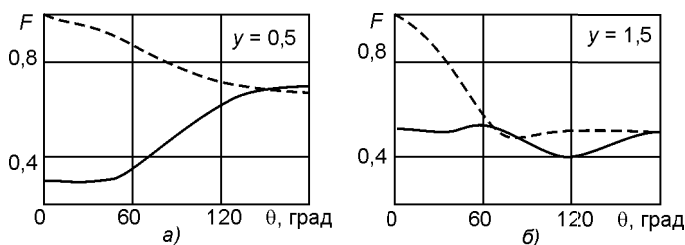


Рис. 5.1.23

лический цилиндр рассеивает первичное поле слабее, чем в случае E , поэтому вопрос просветления опоры наиболее важен именно в случае E .

5.1.1.5. Вторичное поле полой диэлектрической опоры

Дополнительные возможности просветления опорных конструкций могут быть реализованы при использовании полых диэлектрических конструкций. Подобные конструкции, как известно, обладают примерно такими же прочностными характеристиками, как и конструкции, выполненные из сплошных диэлектрических труб. Анализ, проведенный в [5.5], показывает, что этот вариант выполнения опор позволяет реализовать эффект просветления для E -поляризации.

5.1.1.6. Вторичное поле двухслойной диэлектрической опоры

В этом варианте исполнения опоры центральная часть цилиндра заполнена не воздухом, как в предыдущем случае, а диэлектриком с проницаемостью ϵ_1 ; проницаемость периферийной части ϵ_2 . В [5.5] показано, что наличие дополнительного параметра (диэлектрическая проницаемость ϵ_1), подлежащего оптимизации, позволит улучшить радиопрозрачность двухслойной диэлектрической опоры по сравнению с полый диэлектрической опорой, рассмотренной выше.

5.1.1.7. Вторичное поле металлических опор квадратного и треугольного сечений

Результаты расчета $F(0)$ для цилиндров с квадратным и треугольным поперечными сечениями приведены в [5.8]. На рис. 5.1.24,а приведены результаты расчета $F(0)$ для цилиндра с треугольным поперечным сечением. Параметром при расчете служил угол α . Сравни-

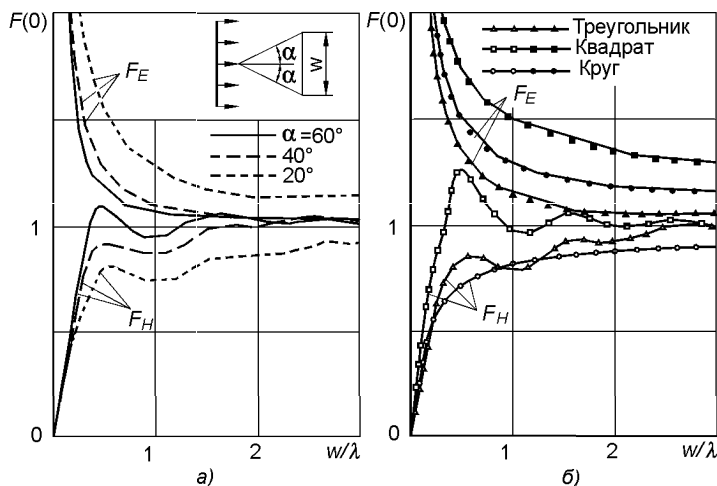


Рис. 5.1.24

тельные характеристики интенсивности рассеяния вперед $F(0)$ для трех типов цилиндров с различной формой поперечного сечения приведены на рис. 5.1.24, б.

5.1.1.8. Вторичное поле металлических цилиндров

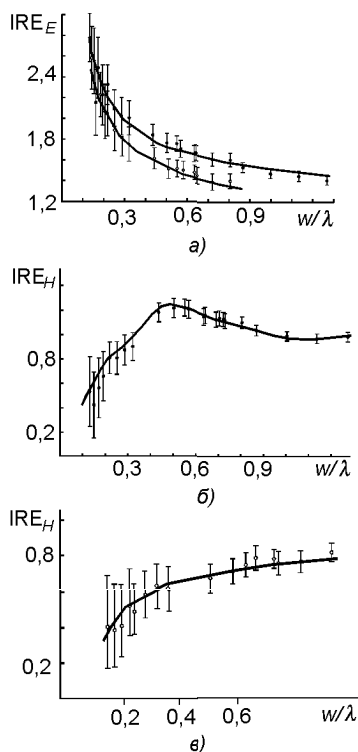


Рис. 5.1.25

В [5.2] приведены результаты экспериментальных исследований параметров рассеяния металлических цилиндров. Исследовались параметры рассеяния двух типов цилиндров: с круглым и квадратным поперечным сечением. Измерения проводились в диапазоне частот 2,6...3,8 ГГц. Длины цилиндров 6 м, а максимальный размер w их поперечного сечения варьировался в пределах 1,5...10 см. Результаты эксперимента — данные о зависимости $IFR_E(w/\lambda)$ для E -поляризации — приведены на рис. 5.1.25, а. Сплошные кривые — результаты расчетов: верхняя кривая — цилиндр с квадратным поперечным сечением; нижняя кривая — цилиндр с круглым поперечным сечением. На рис. 5.1.25, б и в приведены данные о зависимости $IFR_H(w/\lambda)$ для H -поляризации для цилиндров с квадратным и круглым поперечным сечением соответственно. Вертикальные отрезки, размещенные на сплошных кривых, показывают пределы экспериментально полученных данных. Видно, что результаты эксперимента достаточно

хорошо совпадают с расчетом (см. также п. 5.1.1.1).

5.1.2. Теневое поле наклонных опорных конструкций

Ранее поле радионепрозрачных опор рассматривалось в варианте, когда плоскость расположения опор параллельна фронту отраженного от зеркала поля. На практике же, особенно для неглубоких антенн, оси опоры составляют ненулевой угол γ с фронтом проходящей волны. Как будет видно из дальнейшего, использование для таких случаев результатов анализа для $\gamma = 0$ (проектирование опор на фронт волны) не обеспечивает необходимой точности.

Пусть опора длиной L размещена в плоскости xOz и составляет угол γ с осью x (рис. 5.1.26), а падающее поле распространяется

вдоль оси z . Для простоты будем считать, что антенна возбуждена равномерно, т.е. амплитуда плоской волны везде постоянна. Определим ДН вторичного поля опоры в некоторой плоскости $S-S$, проходящей через ось z и составляющей угол ϕ с осью x . Уравнение опоры в координатах (x, y, z) имеет вид

$$x \operatorname{tg} \gamma = z, \quad y = 0 \quad (5.1.11)$$

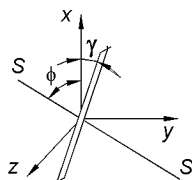


Рис. 5.1.26

а уравнение плоскости $S-S$ в этой же системе координат, выражено через азимутальный угол θ и радиус-вектор ρ , а именно

$$z_S = \rho \cos \theta, \quad x_S = \rho \sin \theta \sin \phi, \quad y_S = \rho \sin \theta \cos \phi.$$

Расстояние от текущей точки опоры до точки на плоскости $S-S$ с координатами (ρ, θ) в дальней зоне

$$R = \rho - x(\sin \theta \sin \phi + \cos \theta \operatorname{tg} \gamma). \quad (5.1.12)$$

Учитывая, что при падении плоской волны с фронтом, параллельным xOy , распределение фаз возбуждающего опоры поля имеет вид $\phi(x) = \beta x \operatorname{tg} \gamma$, получаем для ДН опоры в плоскости $S-S$

$$F(\theta) = \sin u/u, \quad (5.1.13)$$

где $u = \sin\{\beta L \sin(\theta/2)[\cos \gamma \sin \phi \cos(\theta/2) - \sin \gamma \sin(\theta/2)]\}$.

Выражение (5.1.13) позволяет определить вторичное поле наклонной к фронту волны опоры в любой точке пространства. Рассмотрим три наиболее характерных варианта.

Вариант 1. Опора перпендикулярна плоскости $S-S$, т.е. когда $\phi = 0$. Тогда

$$F(\theta) = \sin u_0/u_0, \quad (5.1.14)$$

где $u_0 = \sin(\beta L \sin \gamma) \sin(\theta/2)$.

Видно, что и в перпендикулярной оси опоры плоскости вторичное поле при $\gamma \neq 0$ обладает направленностью, определяемой бегущей вдоль оси z волной. В первом приближении можно считать, что влияние теневого поля опоры существенно только в пределах главного лепестка ее диаграммы, т.е. при $\theta < \theta_0$, где $\theta_0 = 2 \arcsin \sqrt{\lambda/L}$. Таким образом, чем больше протяженность опоры вдоль направления распространения (чем больше $l = L \sin \gamma$), тем в меньшем секторе углов ощущается влияние вторичного поля опоры.

На рис. 5.1.27 приведена зависимость θ_0 от l/λ . Как видно, во всех практических случаях вторичное поле опоры в плоскости, перпендикулярной ее оси, оказывает неблагоприятное влияние в широком

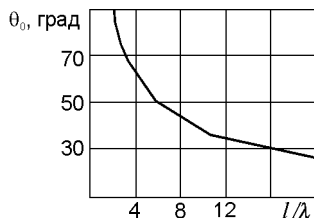


Рис. 5.1.27

секторе углов. Здесь, правда, следует иметь в виду, что при анализе не была учтена ширина опоры, учет которой, естественно, несколько снизил бы уровень вторичного поля при больших углах θ . Однако, так как на практике ширина опоры обычно не превышает одной сотой диаметра антенны, сделанные выше выводы в первом приближении можно считать достаточно точными.

Вариант 2. Опора нормальна плоскости $S-S$, т.е. $\phi = \pi/2$. Тогда

$$F(\theta) = \frac{\sin u_{\pi/2}}{u_{\pi/2}}, \quad (5.1.15)$$

где $u_{\pi/2} = \sin[\beta L \sin(\theta/2) \cos(\gamma + \theta/2)]$.

Так как в секторе ближнего бокового излучения $\cos \gamma \cos(\theta/2) \gg \sin \gamma \sin(\theta/2)$, получим

$$F(\theta) = \frac{\sin u_{\pi/2}}{u_{\pi/2}}, \quad (5.1.16)$$

где $u_{\pi/2} = \sin[(\beta L/2) \sin \theta \cos \gamma]$.

Из (5.1.16) видно, что паразитное поле в плоскости $S-S$ в этом случае сказывается только в секторе главного лепестка антенны, т.е. не изменяет практически уровень бокового излучения. Сказанное остается справедливым и тогда, когда угол ϕ не сильно отличается от $\pi/2$.

Вариант 3. Здесь $\phi = \pi/4$. Имеем

$$F(\theta) = \frac{\sin u_{\pi/4}}{u_{\pi/4}}, \quad (5.1.17)$$

где $u_{\pi/4} = \sin(2^{-1,5} \beta L \sin \theta \cos \gamma)$.

В этом варианте вторичное поле опоры, заметное при $\theta > \theta_0$, где θ_0 — первый нуль $F(\theta)$, также практически не сказывается на уровне бокового излучения.

Обычно требования к помехозащищенности антенны для различных систем радиосвязи неравнозначны для разных плоскостей $S-S$:

- в радиорелейной связи наименьший уровень бокового излучения необходимо обеспечить в горизонтальной плоскости (плоскости Земли), так как именно в этой плоскости (или, точнее, в пучке плоскостей, примыкающих к этой плоскости) наблюдается повышенный уровень помех;
- для наземных антенн спутниковой связи целесообразно обеспечить максимальную помехозащищенность в плоскости, с которой видна геостационарная орбита. Это позволит существенно ослабить помехи со стороны соседних, расположенных на геостационарной орбите, спутников.

С учетом сказанного основные рекомендации по построению системы опор в зеркальной антенне могут быть сформулированы следующим образом:

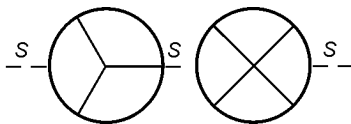


Рис. 5.1.28

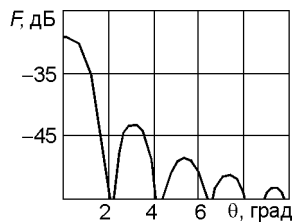


Рис. 5.1.29

- опоры облучающей системы целесообразно крепить к краю основного зеркала, а не где-то в середине его поверхности, как это часто делается. При этом отсутствует затенение зеркала по сферической волне (затенение на участке облучатель-зеркало), а кроме того, в связи с увеличением поперечного размера сужается ДН рассеянного опорой поля, что уменьшает угловой сектор, пораженный паразитным излучением;
- оси опор должны составлять как можно меньший угол с плоскостью, в которой необходимо обеспечить максимальную помехозащищенность. Вот почему следует отдать явное предпочтение четырехопорной конструкции по сравнению с трехопорной. Действительно, при четырех опорах (рис. 5.1.28) можно обеспечить для любой опоры угол $\phi = 45^\circ$ с выбранной плоскостью, в то время как при трехопорной системе максимальный угол ϕ нельзя выбрать меньшим 60° .

Для оптимальной с этой точки зрения четырехопорной системы ДН вторичного поля определится равенством

$$F(\theta) = \frac{\sin(u_1 + u_2)}{2(u_1 + u_2)} e^{iu_1} + \frac{\sin(u_1 - u_2)}{2(u_1 - u_2)} e^{-iu_1}, \quad (5.1.18)$$

где $u_1 = 2^{-1,5} \beta L \sin \theta \cos \gamma$; $u_2 = \beta L \sin^2(\theta/2) \sin \gamma$; L — длина каждой опоры.

На рис. 5.1.29 приведена ДН $F(\theta)$ для $L = 20\lambda$, $\gamma = 20^\circ$, что соответствует антенне с диаметром раскрытия, приблизительно равным $37,6\lambda$, и полным углом раствора $2\psi_0 = 140^\circ$. Диаграмма направленности приведена к уровню излучения антенны в главном направлении. Отметим, что в данном случае полуширина главного лепестка $\theta_0 = 1,86^\circ$, а потери усиления из-за затенения при ширине опор $0,5\lambda$ составляют 0,3 дБ. Как видно, вне сектора главного лепестка антенны паразитное поле опорной конструкции не превышает -43 дБ, что, естественно, не может сказаться на уровне бокового излучения.

Таким образом, при четырехопорной системе влияние паразитного поля опор на уровень бокового излучения в биссекториальной плоскости практически исключено. Сказанное остается справедливым во всяком случае для пучка плоскостей, составляющих угол $\pm 20^\circ$ с этой плоскостью.

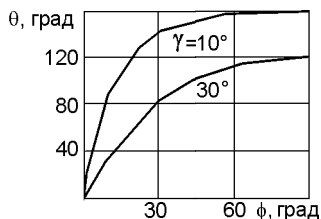


Рис. 5.1.30

В заключение следует заметить следующее. Из формулы (5.1.13) видно, что возбужденная полем антенны опора синфазно переизлучает в плоскости $S-S$ не только в главном направлении ($\theta^* = 0$), но и в направлении

$$\theta^* = 2 \arctg(\sin \phi \operatorname{ctg} \gamma). \quad (5.1.19)$$

На рис. 5.1.30 приведена зависимость $\theta(\phi)$ для $\gamma = 10$ и 30° . Как видно из рисунка, в плоскостях, составляющих с выбранной плоскостью $S-S$ небольшой угол, наблюдается интенсивное паразитное излучение в секторе дальних боковых лепестков антенны. Если же угол ϕ не мал, то это излучение попадает на зеркало антенны и сравнительно равномерно рассеивается им в пространстве. Сказанное дополнительно подчеркивает тот вывод, что помехозащищенность антенны в плоскости, перпендикулярной оси опоры и близких к ней, существенно ухудшается из-за влияния рассеянного на опорах поля. В биссекториальных и близких к ним плоскостях опоры практически не ухудшают направленные свойства антенны.

В случае весьма длиннофокусных зеркал, когда угол γ велик, интенсивное излучение под углом θ^* может ухудшать помехозащищенность даже в биссекториальной плоскости (см. рис. 5.1.16, $\gamma = 30^\circ$), однако помехозащищенность таких антенн и сама по себе невысока.

5.1.3. Конусы переизлучения наклонных опорных конструкций

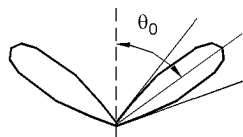


Рис. 5.1.31

Напомним, что ДН непрерывного линейного источника, возбужденного однородной по амплитуде волной, записывается в виде

$$F(u) = \sin u/u, \quad (5.1.20)$$

где $u = (\beta L/2)(\cos \theta - \chi)$, L — длина источника, $\beta = 2\pi/\lambda$, а χ — коэффициент замедления возбуждающей линейный источник волны. Диаграмма, определяемая формулой (5.1.20), представляет из себя осесимметричную конфигурацию в виде конуса, сечение которой приведено на рис. 5.1.31. Максимум излучения ориентирован под углом θ_0 , угловое положение которого определяется из равенства $\cos \theta - \chi = 0$.

На рис. 5.1.32 показана схема возбуждения опоры плоской волной. Для этой схемы коэффициент замедления линейного источника, которым является опора, равен $\chi = \cos \theta_c$. Поэтому можно считать, что рассеянное опорой поле представляет собой конус переизлучения, угол при вершине которого $\theta = \theta_c$. Добавим, что толщина «стенки» конуса переизлучения, определяемая по уровню -3 дБ как $\Delta \theta_c = 51^\circ \lambda/L$, обычно весьма мала.

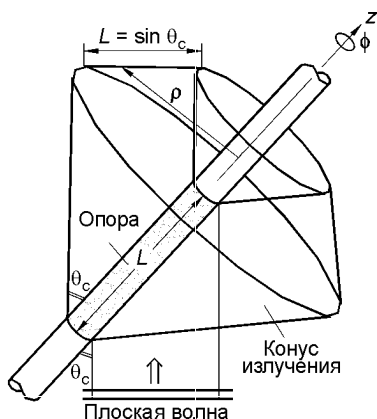


Рис. 5.1.32

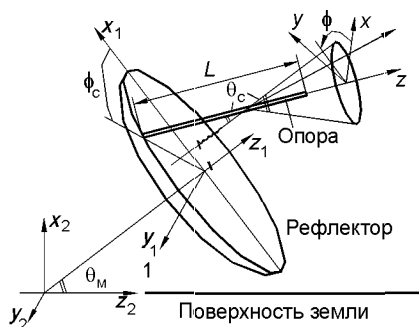


Рис. 5.1.33

На рис. 5.1.33 изображена антенна земной станции, максимум излучения которой ориентирован под углом места θ_m [5.9]. Антенна снабжена тремя опорными конструкциями, служащими для удержания облучающей системы (на рисунке показана только одна опора и соответствующей ей конус переизлучения). На рис. 5.1.34 показаны контуры сечения всех трех конусов пересечения, обусловленных воздействием всех трех опор, в системе координат U и V , характеризующей угломестную θ и азимутальную ϕ координату точки наблюдения следующим образом:

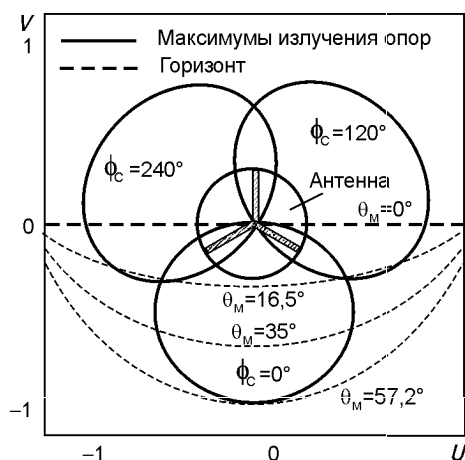


Рис. 5.1.34

$$U = \sin \theta \sin \phi, \quad V = \sin \theta \cos \phi. \quad (5.1.21)$$

На этом же рисунке пунктиром показано положение линии горизонта при четырех различных угломестных ориентациях максимума ДН антенны.

Теперь перейдем к оценке максимального уровня переизлученного опорой поля. Этот уровень целесообразно нормировать к максимальному уровню излучения антенны в целом. Если мощность, излучаемая антенной, $P_{\text{ант}}$, ее усиление $G_{\text{ант}}$, мощность переизлучения опоры $P_{\text{оп}}$, а ее усиление $G_{\text{оп}}$, то искомое отношение

$$\delta = P_{\text{оп}} G_{\text{оп}} / (P_{\text{ант}} G_{\text{ант}}). \quad (5.1.22)$$

Можно полагать, что мощность переизлучения опоры

$$P_{\text{оп}} \approx P_{\text{ант}}(S_{\text{оп}}/S_{\text{ант}}), \quad (5.1.23)$$

где $S_{\text{оп}} = La_{\text{эф}}$ — эффективная площадь переизлучения опоры, $a_{\text{эф}} = aF(0)$ — эффективный поперечный размер опоры.

Учитывая, что $G_{\text{ант}} = (\pi D/\lambda)^2 K_{\text{ин}}$, $G_{\text{оп}} = 4L/\lambda$ и $S_{\text{ант}} = \pi(D/2)^2$, а также соотношение (5.1.23), получим, что

$$\delta = 16L^2 \lambda a F(0) / (\pi^3 D^4 K_{\text{ин}}). \quad (5.1.24)$$

5.1.4. Экспериментальные данные

В этом разделе приведены экспериментальные данные, касающиеся оценки влияния полей, рассеянных опорами, на характеристики излучения антенн.

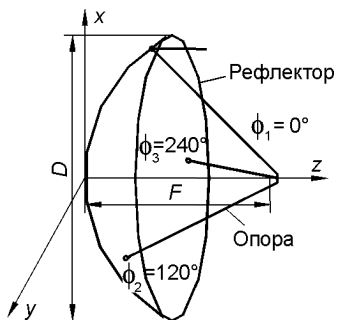


Рис. 5.1.35

Первая группа данных экспериментальных исследований. В [5.10] анализировалось влияние опор на характеристики излучения антенны с диаметром раскрыва $D = 10\lambda$ (рис. 5.1.35). Результаты измерения ДН антенны в E - и H -плоскости при различной толщине опор a приведены на рис. 5.1.36, а и б.

Результаты измерения ДН антенны в H -плоскости на кроссполяризации приведены на рис. 5.1.37. Из рис. 5.1.35, а видно, что с увеличением толщины опор происходит увеличение уровня боковых лепестков, соответствующих угловому направлению $\theta \approx 70^\circ$. Наибольший уровень лепестков достигает при использовании опор с толщиной $a = 0,1\lambda$. В этом случае его отношение к уровню излучения антенны в главном направлении $\delta \approx -33$ дБ. Расчетный уровень δ , определяемый формулой (5.1.23), равен -32 дБ.

Вторая группа экспериментальных данных, касающихся оценки уровня влияния поля рассеянного на опорах [5.11]. Эти данные относятся к антенне диаметром 34 м, работающей в диапазоне 4/6 ГГц.

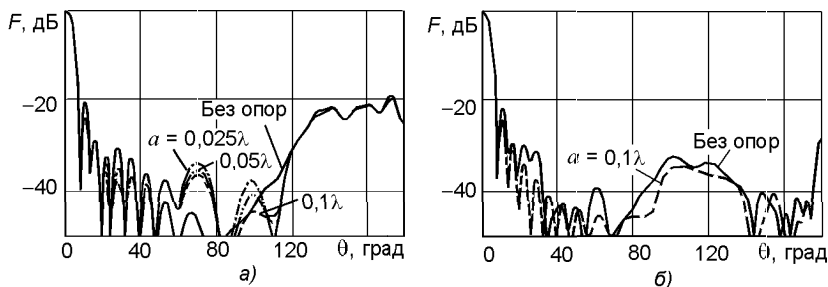


Рис. 5.1.36

Длина опор 10 м, а поперечный размер опоры 10 см. В [5.11] показано, что уровень бокового лепестка ДН, измеренной в диапазоне 6 ГГц и соответствующий максимальной интенсивности, рассеянного на опоре поля, примерно -70 дБ. Отметим, что расчетное значение δ , полученное с использованием формулы (5.1.23), дает уровень $\delta = -67,3$ дБ.

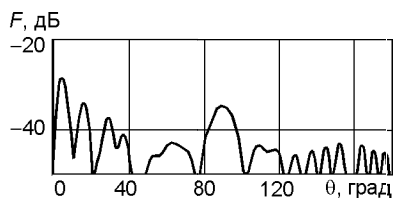


Рис. 5.1.37

Третья группа экспериментальных данных [5.12], полученных в результате исследования характеристик излучения 25-метрового радиотелескопа, установленного в радиоастрономической обсерватории Двингело [5.13]. На рис. 5.1.38 приведена картографическая проекция ДН

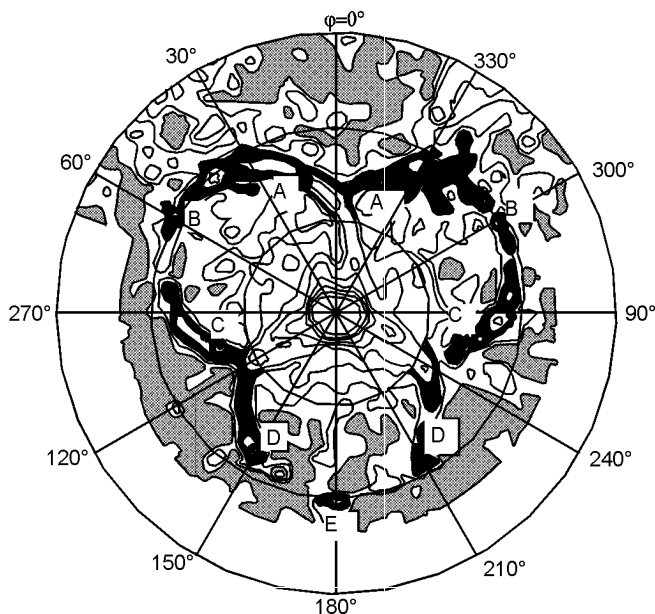


Рис. 5.1.38

Таблица 5.1.2

Точка	Расчетная интенсивность, дБ		Измеренная интенсивность, дБ
	левое вращение	правое вращение	
A	53	53	50
B	56	57	58
C	52	57	51
D	52	56	55
E	52	52	49

зеркальной антенны, контррефлектор которого поддерживается триадой опорных конструкций. На представленном графике угловое расстояние между соседними радиальными координатами $\Delta\theta = 30^\circ$. Данные получены на частоте 1415 МГц. Интенсивность диаграммы в характерных точках, лежащих на конусах переизлучения, приведена в табл. 5.1.2 [5.12].

5.1.5. Снижение влияния опорных конструкций

Существуют различные способы снижения негативного влияния опорных конструкций на характеристики излучения зеркальных антенн.

Способ 1 связан с разработкой опорных конструкций, обладающих частичной радиопрозрачностью. Различные варианты исполнения опорных конструкций, обладающие указанным свойством были рассмотрены выше (см. разд. 5.1.1).

Способ 2 связан с разработкой специальных профилей опорных конструкций, которые обеспечивают переизлучение рассеянной на них энергии по наиболее «безопасным» направлениям. В верхней части рис. 5.1.39 приведены четыре различных вида опорных конструкций, а в нижней — угловые области наибольшей интенсивности переизлучения.

В [5.11] приведены результаты исследования по использованию опорных конструкций подобного типа, используемых в антенне с диаметром раскрыва 34 м. Две проекции опорной конструкции показаны на рис. 5.1.40, где 1 — треугольное основание; 2 — пилообразная пластина; 3 — основание опоры, размещаемое на основном рефлекторе; 4 — основание опоры, к которой крепится контррефлектор. На рис. 5.1.41 приведены расчетные графики, характеризующие отношение уровней бокового излучения антенны к уровню бокового излучения, представленного формулой $G(\theta) = 29 - 25 \lg \theta$ и изображенной на графике штриховой линией, на частотах 6,215 и 4,185 ГГц.

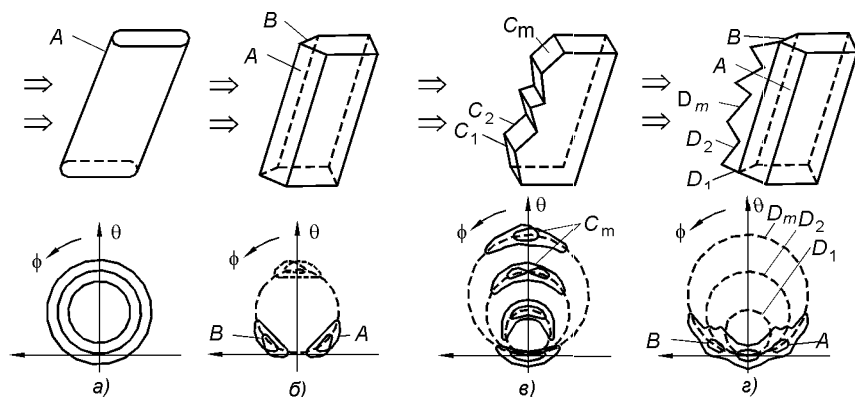


Рис. 5.1.39

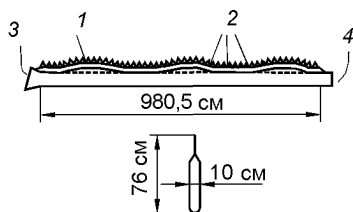


Рис. 5.1.40

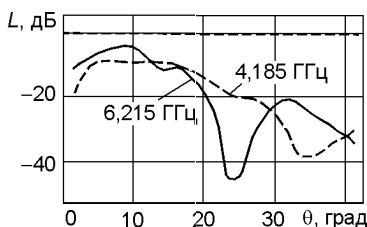


Рис. 5.1.41

Эффективность использования опорных конструкций рассматриваемого вида иллюстрируется экспериментальными данными, полученными на 34-метровой антенне в диапазоне 6 ГГц. На рис. 5.1.42 показаны экспериментальные ДН в азимутальной плоскости на основной поляризации для угла места $\theta = 0^\circ$ (а), а также в азимутальной плоскости на кроссполаризации для углов места $\theta = 0^\circ$ (б); 20° (в) и 30° (г), полученные при использовании обычных опорных конструкций. Черным указателем показана область бокового излучения, обусловленная дифракцией сферической волны от контррефлектора на опорах, а белым указателем — области бокового излучения, обусловленные дифракцией плоской волны от рефлектора на опорах.

На рис. 5.1.43 даны экспериментальные ДН в азимутальной плоскости на основной поляризации для угла места $\theta = 0^\circ$ (а), а также в азимутальной плоскости на кроссполаризации для углов места $\theta = 0^\circ$ (б); 20° (в) и 30° (г), полученные при использовании опорных конструкций, показанных на рис. 5.1.40.

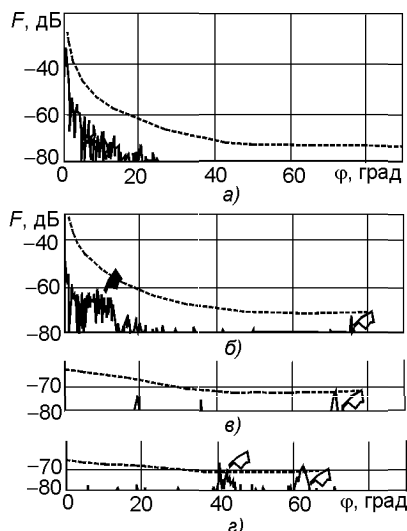


Рис. 5.1.42

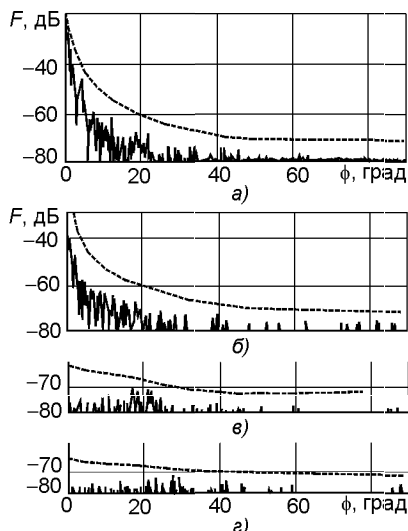


Рис. 5.1.43

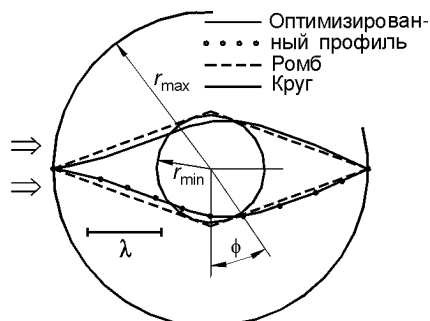


Рис. 5.1.44

На приведенных графиках пунктирной кривой нанесена нормировочная кривая $G(\theta) = 29 - 25 \lg \theta$. Анализ приведенных графиков свидетельствуют о том, что при использовании опорных конструкций обычной формы не удастся удовлетворить требованию по огибающей ДН при работе антенны с угловой ориентацией в вертикальной плоскости для $\theta = 20^\circ$ и 30° . Переход к опорам специальной формы позволяет решить эту проблему.

Способ 3 также связан с разработкой специальных профилей опор. Если во втором способе подбор профиля опор решает задачу по минимизации уровня бокового излучения, то здесь преследуется другая цель, а именно минимизация тепловой температуры антенны. Другими словами, профиль опор выбирается таким образом, чтобы минимизировать излучение в сторону поверхности земли. Такая задача, в частности, решается в [5.9]. На рис. 5.1.44 приведены некоторые профили опорных конструкций, позволяющие в определенной степени решить поставленную задачу. На рис. 5.1.45 приведены ДН в плоскости E (а) и в плоскости H (б), рассеянные на опорах поля (сплошная кривая — оптимальный профиль; штриховая линия — ромбический профиль; штрихпунктирная — прямоугольный профиль; пунктирная — профиль в виде круга). Задача подбора профиля решалась с целью минимизации излучения в секторе азимутальных углов в секторе, указанном на рис. 5.1.45.в. Видно, что для сектора азимутальных углов $200^\circ < \phi < 350^\circ$, соответствующих угловому направлению излучению антенны на поверхность Земли, при использовании опор со специальным профилем удастся резко снизить уровень излучения и тем самым уменьшить шумовую температуру антенны.

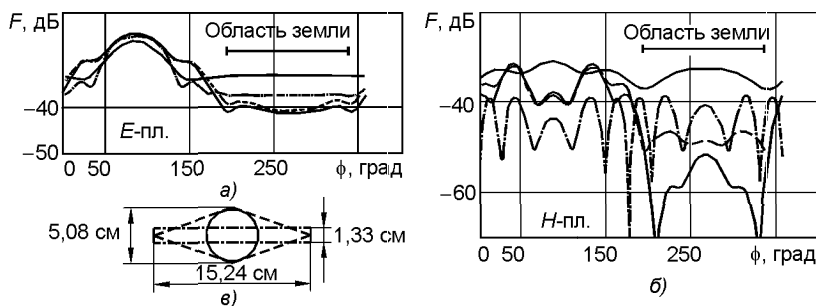


Рис. 5.1.45

5.2. Влияние продольного затенения апертуры антенны

Во многих случаях затеняющие раскрыв элементы имеют значительную продольную протяженность. В частности, это имеет место для приемных однозеркальных антенн земных станций, когда размещенное в раскрыве устройство состоит не только из собственно облучателя, но и содержит поляризационную систему, малозумящий усилитель, контрольное устройство, волноводные переходы с одного сечения на другое, фланцевые соединения и т.п. Длина таких продольных аксиальных неоднородностей может достигать 10λ и более. Возбужденная падающим полем продольная неоднородность становится источником вторичного излучения, которое, как и в случае поперечной неоднородности, уменьшает эффективность антенны и увеличивает уровень бокового излучения.

В связи с тем, что обычно продольная неоднородность плохо аппроксимируется модельными поверхностями, в частности, этому мешает наличие крепежных фланцев, перепадов сечений и т.п., целесообразно использовать приближенную методику, позволяющую свести аксиальное продольное затенение к эквивалентному аксиальному поперечному затенению, влияние которого на коэффициент усиления и направленные свойства антенны хорошо изучено.

Возбужденная полем отраженной от антенны волны продольная неоднородность представляет собой антенну бегущей волны, фазовая скорость которой равна скорости света, причем излучение этой антенны в главном направлении противофазно с излучением зеркальной антенны. Если поперечный размер продольной неоднородности невелик, коэффициент усиления и ДН возбужденного поля определяются равенствами

$$G = 4\lambda/L; \quad F(\theta) = \sin u/u, \quad (5.2.1)$$

где $u = \beta L \sin^2(\theta/2)$; L — длина неоднородности.

Поставим в соответствие такой неоднородности поперечную неоднородность в виде круга диаметром $d_{\text{ЭКВ}}$, коэффициент усиления которой равен $(\pi d_{\text{ЭКВ}}/\lambda)^2$. Приравнявая коэффициенты усиления, получаем

$$d_{\text{ЭКВ}} = (2/\pi)\sqrt{\lambda L}. \quad (5.2.2)$$

Таким образом, продольная тонкая неоднородность длиной L оказывает на коэффициент усиления и уровень первых боковых лепестков антенны приблизительно такое же влияние, как и круглая поперечная неоднородность диаметром $d_{\text{ЭКВ}}$. На рис. 5.2.1 приведена зависимость $d_{\text{ЭКВ}}/\lambda$ от L/λ . Как видно, даже в случае весьма протяженных продольных неоднородностей эквивалентный диаметр затенения не превышает $(2...3)\lambda$.

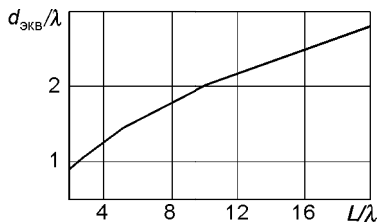


Рис. 5.2.1

Продольная неоднородность будет оказывать заметное влияние на уровень бокового излучения антенны в секторе углов $0 < \theta_0$, где θ_0 — первый ноль ДН. Отметим, что можно достаточно точно полагать, что при больших значениях L/λ возможно направление первого нуля $\theta_0 = \sqrt{2\lambda/L}$. Первый ноль ДН эквивалентной поперечной неоднородности соответствует $\theta_0^{\text{ЭКВ}} = \arcsin(1,22\lambda/d_{\text{ЭКВ}})$ или $\theta_0^{\text{ЭКВ}} \approx 1,22\lambda/d_{\text{ЭКВ}}$, что справедливо при больших значениях отношения $d_{\text{ЭКВ}}/\lambda$. Из сравнения θ_0 и $\theta_0^{\text{ЭКВ}}$ при условии (5.2.2) видно, что эти углы достаточно близки, точнее, $\theta_0 = 0,75\theta_0^{\text{ЭКВ}}$. Другими словами, введение эквивалентной поперечной неоднородности по (5.2.2) позволяет правильно оценить искажение направленных свойств зеркальной антенны не только в секторе направлений, близких к главному направлению, но и в секторе дальнего бокового излучения.

Изложенная методика точна лишь в случае сравнительно длинных и тонких продольных неоднородностей. В том случае, если неоднородность имеет заметный и продольный (L), и поперечный (d) размеры, ее ДН и коэффициент усиления определяются обоими этими размерами. В первом приближении можно считать, что при условии $L \gg \lambda$ и $d \gg \lambda$ ДН определяется формулой

$$F(\theta) = \cos^2(\theta/2) \Lambda_1(\pi d \sin \theta / \lambda) \frac{\sin[\pi L \sin^2(\theta/2)/\lambda]}{\pi L \sin^2(\theta/2)/\lambda}, \quad (5.2.3)$$

а коэффициент усиления такой антенны можно вычислить по общей формуле

$$G = \frac{1}{2} \int_0^\pi F(\theta) \sin \theta d\theta \quad (5.2.4)$$

и тем самым определить $d_{\text{ЭКВ}}$.

Для иллюстрации сказанного на рис. 5.2.2 приведена зависимость G от L/λ для случаев $d = \lambda$ и 2λ . Штриховой линией на этом графике изображена зависимость $G = 4L/\lambda$, справедливая для тонкой продольной неоднородности. Из графика видно, например, что в случае $d = 2\lambda$ и $L = 10\lambda$ коэффициент усиления $G = 74$, что соответствует эквивалентному поперечному затенению диаметром $d_{\text{ЭКВ}} = 2,75\lambda$. На рис. 5.2.3 приведена зависимость эквивалентного диаметра для двух рассмотренных случаев ($d = \lambda$ и 2λ) как функции L/λ .

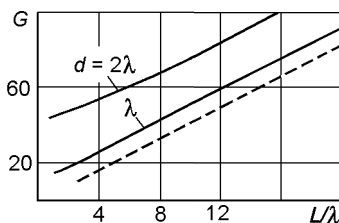


Рис. 5.2.2

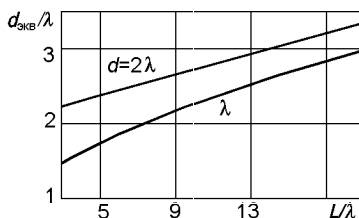


Рис. 5.2.3

5.3. Влияние погрешностей изготовления отражающих поверхностей

Любые погрешности выполнения отражающих поверхностей зеркальных антенн влияют на их характеристики излучения. Следует обратить внимание на следующие обстоятельства:

- под воздействием указанного фактора в худшую сторону изменяются все характеристики излучения антенн: снижается усиление, растут уровни бокового и кроссполаризационного излучений;
- погрешности реализации формы отражающих поверхностей могут носить статистический или детерминированный характер.

5.3.1. Влияние статистических погрешностей изготовления отражающих поверхностей

Напомним, что статистические погрешности выполнения отражающих поверхностей характеризуются двумя параметрами: среднеквадратичным отклонением реализуемой поверхности от расчетной и радиусом корреляции.

5.3.1.1. Влияние статистических погрешностей на усиление антенны

Влияние статистической погрешности на усиление антенн впервые рассматривались в работах Ruze [5.14, 5.15]. Анализ проводился для малых значений радиуса корреляции ρ ошибок, точнее, для случая, когда $\rho/D \rightarrow 0$, где D — линейный размер излучающей апертуры. Взаимосвязь реализуемого усиления G и усиления апертуры в отсутствие ошибок G_0 определяется формулой

$$G = G_0 \exp(-\sigma^2), \quad (5.3.1)$$

где $\sigma = 2\pi\varepsilon/\lambda$, ε — среднеквадратичная ошибка фазы.

Учет влияния радиуса корреляции проведен в [5.16]. Результаты расчета зависимости $G(\sigma)$ для различных значений ρ/D приведены на рис. 5.3.1.

Дальнейшее развитие этой проблематики и приложение ее к зеркальным антеннам можно найти в [5.17, 5.18]. На рис. 5.3.2 приведена

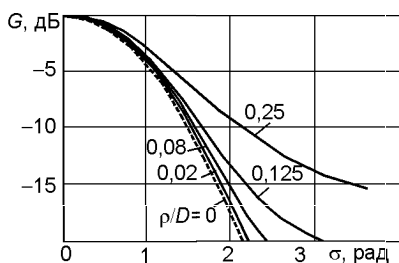


Рис. 5.3.1

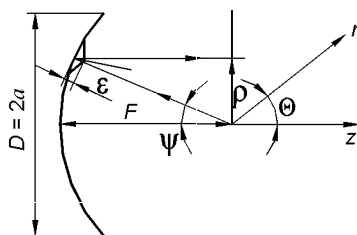


Рис. 5.3.2

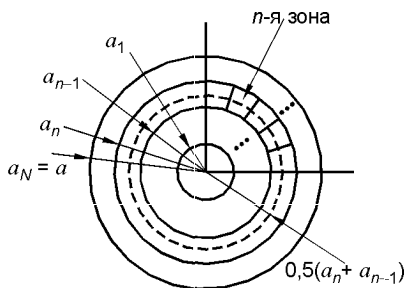


Рис. 5.3.3

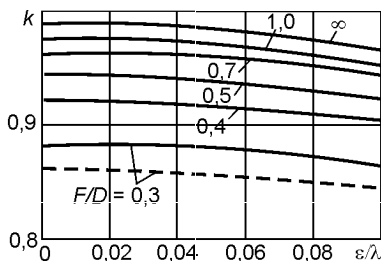


Рис. 5.3.4

схема зеркальной антенны, поясняющая влияние ошибок на точность изготовления отражающей поверхности.

Отклонение ε от идеальной поверхности приводит к фазовой погрешности $\sigma = (4\pi/\lambda)\varepsilon \cos \psi$. Анализ, проведенный относительно апертуры рефлектора, разбитого на N концентрических поверхностей (рис. 5.3.3), приводит к следующей формуле оценки потерь усиления антенны ΔG , дБ, из-за статистической погрешности выполнения профиля рефлектора антенны:

$$\Delta G = 10 \lg[\exp(-(4\pi k \varepsilon / \lambda)^2)], \quad (5.3.2)$$

которая при малых величинах ε/λ переходит в

$$\Delta G = -685,81(4\pi k \varepsilon / \lambda)^2, \quad (5.3.3)$$

где коэффициент k учитывает как отношение F/D для основного рефлектора антенны, так и характер амплитудного распределения. Графики для определения k приведены на рис. 5.3.4. Здесь сплошные кривые — случай облучения края апертуры по уровню -10 дБ, а пунктирная кривая соответствует однородному амплитудному распределению. В качестве параметра при расчетах было использовано отношение F/D .

Для двухзеркальных антенн необходимо учитывать погрешности выполнения обоих зеркал. Результирующая формула для расчета снижения усиления антенн выглядит следующим образом [5.19]:

$$G = G_0 \exp[-A_p(4\pi \varepsilon_p / \lambda)^2][1 - A_{кр}(4\pi \varepsilon_{кр} / \lambda)^2], \quad (5.3.4)$$

где ε_p и $\varepsilon_{кр}$ — среднеквадратичные значения отклонений Δn_p и $\Delta n_{кр}$ основного рефлектора и контррефлектора (рис. 5.3.5), а коэффициенты A_p и $A_{кр}$ определяются следующими формулами:

$$A_p = (1/u_0) \ln(1 + u_0); \quad (5.3.5)$$

$$A_{кр} = \frac{1}{u_0} \int_0^{u_0} \cos^2 \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} du, \quad (5.3.6)$$

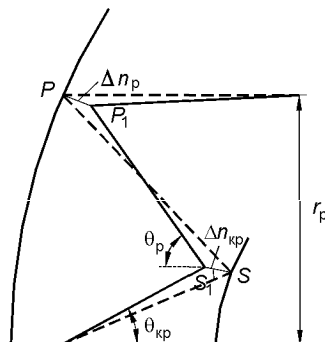


Рис. 5.3.5

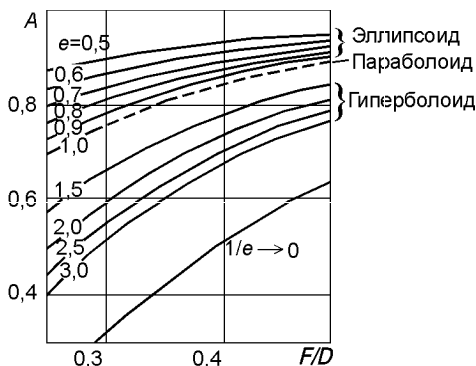


Рис. 5.3.6

где $u_0 = 1/(4F/D)^2$;

$$\theta_1 = \operatorname{arctg} \frac{-(1-e^2) \sin \theta_2}{2e(1+e \cos \theta_2) + (1-e^2) \cos \theta_2}; \quad \theta_2 = \operatorname{arctg} \frac{1-u_0}{1+u_0}.$$

Расчетные значения коэффициентов A приведены на рис. 5.3.6. Здесь в качестве параметра использовался эксцентриситет e отражающих поверхностей двухзеркальных антенн.

5.3.1.2. Влияние статистических погрешностей на уровень бокового излучения антенны

Оценку влияния статистических погрешностей в фазовом распределении на ДН апертурных антенн можно найти в [5.17, 5.18]. В частности, в [5.17] приведены расчетные средние ДН зеркальных антенн, полученные для амплитудного распределения

$$A(\rho) = B + C(1 - \rho/\rho_0)^p, \quad (5.3.7)$$

где $B + C = 1$, ρ_0 — радиус раскрытия.

На рис. 5.3.7 представлены средние ДН для антенны, характеризующейся отношением F/D , p и уровнем возбуждения края, равного 0 дБ (a , b , d) и -10 дБ ($б$, $г$), для различных величин ε/λ .

Отметим, что точность расчета средних ДН повышается с увеличением числа N парциальных концентрических зон, показанных на рис. 5.3.3. Эта зависимость иллюстрируется графиками средних ДН, приведенных на рис. 5.3.7,е.

Взаимосвязь потерь в усилении антенны и роста ее бокового излучения иллюстрируется рис. 5.3.8, где даны зависимости прироста уровня ΔF трех первых боковых лепестков (БЛ-1, БЛ-2 и БЛ-3), а также снижения усиления антенны ΔG от среднеквадратичной погрешности выполнения профиля отражающего зеркала антенны. Графики даны для антенн, характеризующихся следующими параметрами: $F/D = 0,7$; амплитудное распределение типа (5.3.7) при $p = 1$ (рис. 5.3.8,а) и $p = 2$

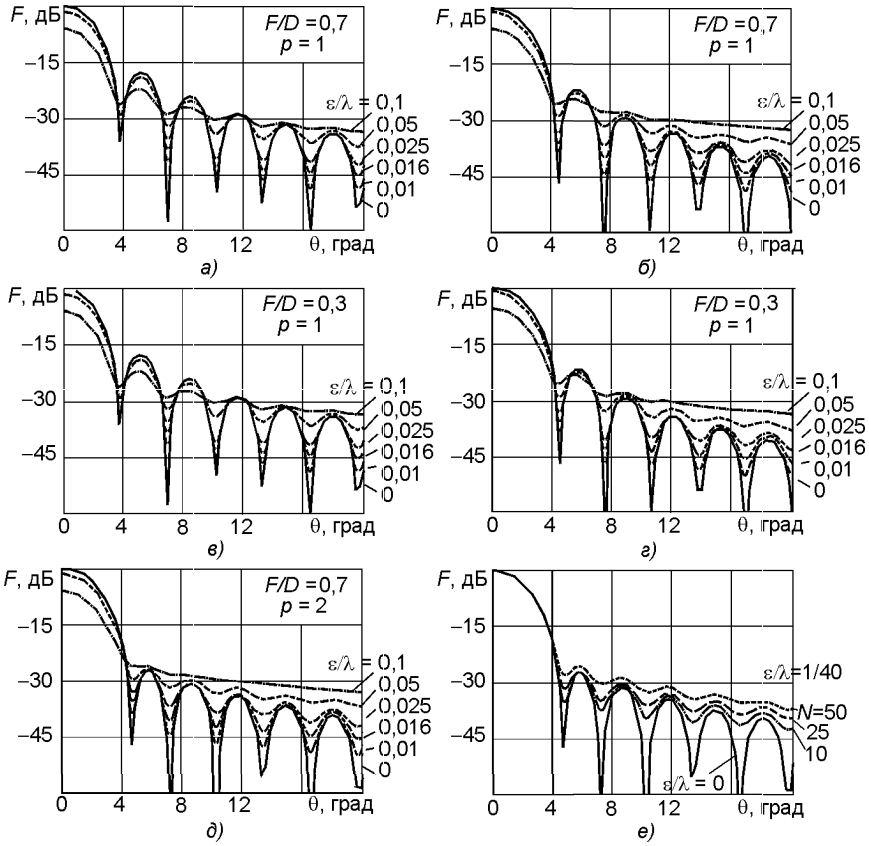


Рис. 5.3.7

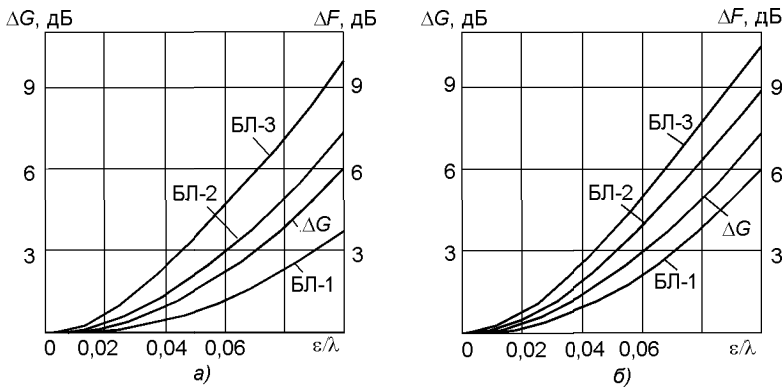


Рис. 5.3.8

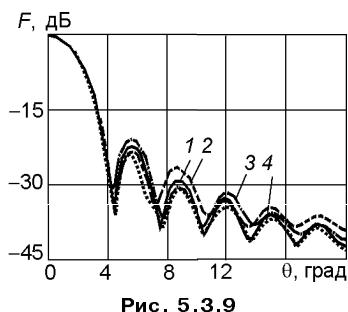


Рис. 5.3.9

Таблица 5.3.1

ДН	Зоны	% S	ε/λ	ΔG , дБ	k
1	$1 < n < 50$	100	0,025	-0,3321	0,880
2	$1 < n < 16$	10,24	0,05	-0,5038	1,084
	$17 < n < 50$	89,76	0,025		
3	$1 < n < 16$	10,24	0,025		
	$17 < n < 33$	33,32	0,05	-0,7538	1,326
	$34 < n < 50$	56,44	0,025		
4	$1 < n < 33$	43,56	0,025	-0,6956	1,274
	$34 < n < 50$	56,44	0,05		

S — площадь раскрыва.

(рис. 5.3.8,б), уровень облучения края -10 дБ; уровни трех первых лепестков ДН антенны в отсутствие погрешности в выполнении профиля отражающего зеркала составляют $-22,32$; $-29,35$ и $-33,83$ дБ соответственно (рис. 5.3.8,а) и $-27,06$; $-30,83$; $-33,85$ дБ соответственно (рис. 5.3.8,б).

Методика оценки потерь в усилении антенны и ее средних ДН, примененная в [5.17], позволяет рассчитывать указанные параметры антенны и для общего случая, когда погрешность выполнения профиля отражающего зеркала меняется вдоль его радиуса. Результаты расчета потерь усиления антенны и средние ДН антенны приведены в табл. 5.3.1 и на рис. 5.3.9.

Другие сведения по оценке формы средних значений ДН и уровня потерь в усилении антенн при неравномерных корреляционных интервалах можно найти в [5.20].

Следует отметить, что для чрезвычайно важных для практики случаев информация о влиянии погрешности изготовления отражателей антенны только о средней ДН явно не достаточно. Необходимо другая более полная информация об ожидаемом уровне бокового излучения антенн. Эту информацию можно получить, если перейти к вероятностным оценкам достижения бокового или иного уровня антенны при заданных статистических параметрах обработки поверхности отражателей антенны. Этой цели посвящена работа [5.21], в которой на базе модели антенны, приведенной на рис. 5.3.3, получены численные результаты данных вероятностных параметров. Оценки относятся к антенне со следующими параметрами: диаметр раскрыва $D = 100\lambda$; отношение $F/D = 0,7$; амплитудное распределение $A(r) = 0,3 + 0,7[1 - (2r/D)^2]$, уровень облучения края зеркала -10 дБ. Диаграмма направленности антенны, поверхность которой выполнена идеально, приведена на рис. 5.3.10. Из рисунка видно, что уровень первого бокового лепестка составляет $-22,3$ дБ.

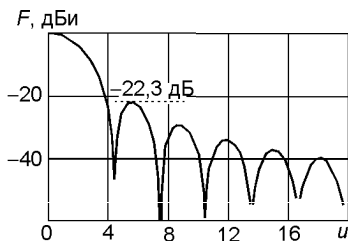


Рис. 5.3.10

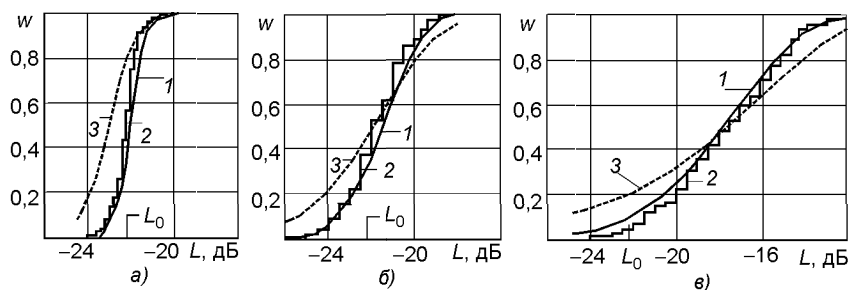


Рис. 5.3.11

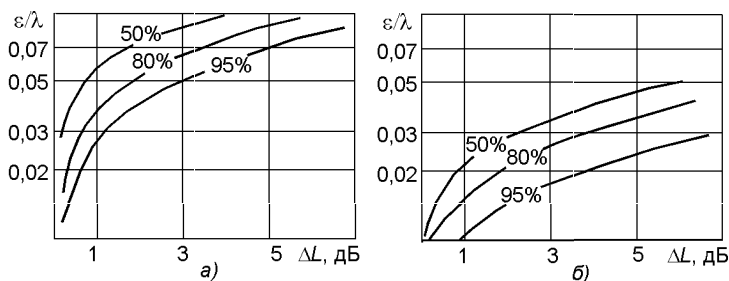


Рис. 5.3.12

Результаты расчетов вероятностной оценки изменения уровня первого бокового лепестка приведены на рис. 5.3.11, а–в для $\varepsilon/\lambda = 0,03$; 0,05 и 0,10 соответственно. Здесь кривая 1 — результаты по аналитическим зависимостям, приведенным в [5.21]; ступенчатая линия 2 — результаты расчета $w(L)$, выполненного по методу Монте-Карло; кривая 3 — вероятностные оценки наивысшего (не обязательно первого) бокового лепестка при указанных параметрах задачи.

Обработка результатов, приведенных выше, представлена на рис. 5.3.12, а. Эти графики позволяют оценить, на какую величину ΔL может возрасти уровень первого бокового лепестка с заданной вероятностью для детерминированного отношения ε/λ . Так, например, для относительной среднеквадратичной погрешности выполнения профиля отражающего зеркала $\varepsilon/\lambda = 0,05$ с вероятностью 50 % прирост уровня первого бокового лепестка может составить не менее 0,9 дБ, с вероятностью 80 % — 2,1 дБ, а с вероятностью 95 % — не менее 3,4 дБ.

Аналогичная вероятностная зависимость, связывающая ε/λ и ΔL , приведена на рис. 5.3.12, б. Здесь расчет выполнен для той же антенны. Отличие заключается в характере амплитудного распределения, при котором уровень возбуждения края раскрыва составил -20 дБ. В этом варианте уровень первого бокового лепестка антенны, поверхность которой выполнена идеально, составляет $-34,5$ дБ. При этом для относительной среднеквадратичной погрешности выполнения профиля отражающего зеркала $\varepsilon/\lambda = 0,03$ с вероятностью 50 % прирост

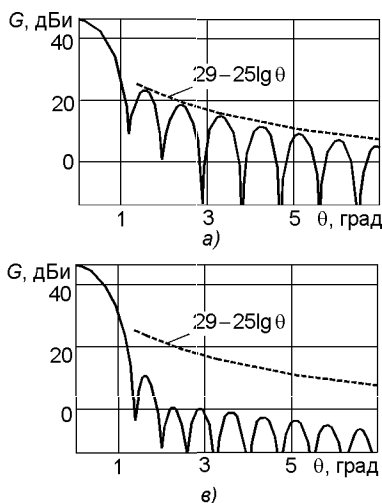


Рис. 5.3.13

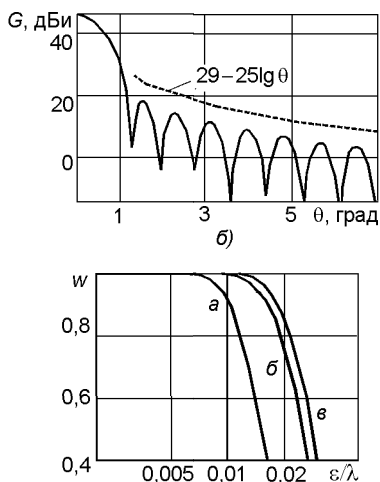


Рис. 5.3.14

уровня первого бокового лепестка может составить не менее 2,4 дБ, с вероятностью 80 % — 4,5 дБ, а с вероятностью 95 % — не менее 9 дБ.

Рассматриваемая здесь проблема имеет важное практическое приложение. Обратимся к серии ДН антенн, приведенных на рис. 5.3.13, с параметрами $F/D = 0,4$, амплитудным распределением типа (5.3.7) при $p = 2$ и различными значениями диаметра $D = 64\lambda$ (а), 68λ (б), 76λ (в) и уровня возбуждения на краю —6 дБ (а), —11 дБ (б) и —20 дБ (в). На этих рисунках пунктирной линией нанесена нормировочная кривая $G(\theta) = 29 - 25 \lg \theta$. Видно, что запас между реальной диаграммой и нормировочной кривой различен и увеличивается с уменьшением уровня возбуждения края зеркала. Очевидно, что из-за неравномерности выполнения профиля отражающего зеркала этот запас может быть исчерпан и, как следствие, антенна перестанет удовлетворять требованию $G(\theta) < 29 - 25 \lg \theta$.

Оценку допустимого уровня реализации профиля зеркала от расчетного для рассматриваемых вариантов исполнения антенн можно получить из рис. 5.3.14. Здесь приведены вероятностные оценки зависимости $w(\varepsilon/\lambda)$. Из графиков следует, что для варианта а необходимо выполнить самые жесткие требования, накладываемые на отношение ε/λ . Так, например, для удовлетворения требования $G(\theta) < 29 - 25 \lg \theta$ с вероятностью не хуже $w < 0,9$ отношение ε/λ должно быть не менее 0,01. Для вариантов б и в требования на отношение ε/λ более мягкое; так, например, для варианта в для удовлетворения этого же требования с вероятностью не хуже $w < 0,9$ отношение ε/λ должно быть не менее 0,02.

5.3.1.3. Влияние статистических погрешностей на кроссполяризационные параметры антенн

Оценка влияния статистических погрешностей при изготовлении поверхностей отражающих зеркал на кроссполяризационные параметры излучения антенн является важной проблемой. Ее практическая значимость сильно возросла в последние годы, что обусловлено переходом систем спутниковой связи на работу в режим поляризационного уплотнения.

Известно, что для осесимметричной антенны при соблюдении двух условий: идеального изготовления поверхности отражателя и осесимметричного возбуждения ее поверхности, кроссполяризационное излучение вдоль оси антенны равно нулю. Это обстоятельство обусловлено тем, что кроссполяризационное излучение четырех сегментов антенны вдоль оси взаимно компенсируют друг друга.

Сходная ситуация имеет место и для антенн типа офсет. Для этого типа антенн при выполнении трех условий: идеального изготовления поверхности отражателя; симметричного изготовления профиля рефлектора и симметричного возбуждения рефлектора, кроссполяризационное излучение вдоль оси антенны равно нулю.

Очевидно, что наличие случайных отклонений от формы идеального параболоида приводит к неполной компенсации излучения антенн вдоль направления оси. Дело в том, что в силу вероятностных процессов все парциальные случайные отклонения поверхности рефлектора на одном из сегментов антенны не могут быть повторены на других сегментах.

Количественные оценки по уровню XPD в направлении главного излучения осесимметричной антенны приведены в [5.22]. Согласно результатам этой работы уровень XPD, дБ, определяется следующей формулой:

$$XPD = 20 \lg \sqrt{\frac{\pi^3 \eta}{16(1-\eta)}} \frac{\exp(-\sigma^2)}{2c/D} \sigma E(m), \quad (5.3.8)$$

где η — так называемая поляризационная эффективность антенны, которая согласно [5.23] равна отношению мощности излучения антенны на основной поляризации к общей излученной мощности; D — диаметр рефлектора; c — пространственный радиус корреляции отклонения поверхности рефлектора от идеального параболоида; $E(m)$ — полный эллиптический интеграл второго рода; $m = \sqrt{2b/(a+b)}$; $a = 0,125(\sigma_x^{-2} + \sigma_y^{-2})$; $b = 0,125(\sigma_x^{-2} - \sigma_y^{-2})$.

Результаты расчетов зависимости XPD от ε/λ приведены на рис. 5.3.15, а и б для значений $2c/D = 0,345$ и $0,125$ соответственно. Параметром при расчетах использовалась величина η , которая принимала значения 90, 96, 99 и 99,5 %.

Другие данные, касающиеся зависимости $XPD(\varepsilon/\lambda)$, приведены на рис. 5.3.16 сплошными линиями и заимствованы из [5.24]. На этом же

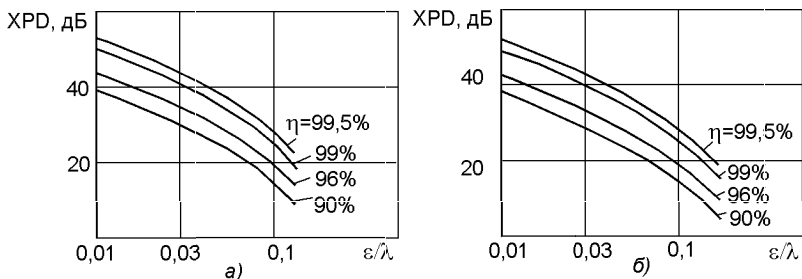


Рис. 5.3.15

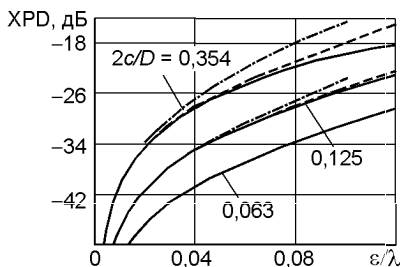


Рис. 5.3.16

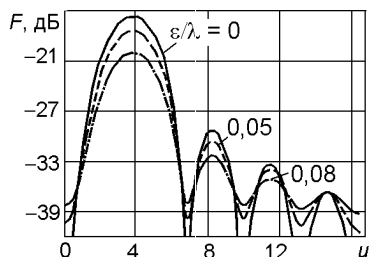


Рис. 5.3.17

рисунке штрихпунктирными линиями приведены зависимости согласно [5.22]; штриховыми линиями — зависимости согласно [5.25].

В [5.24] также приведены расчетные ДН $F(u)$, где $u = (\pi D/\lambda) \sin \theta$, по кроссполаризации осесимметричной антенны с $F/D = 0,25$, которая возбуждается электрическим вибратором. Эти ДН приведены на рис. 5.3.17 и соответствуют нормированному радиусу корреляции $2c/D = 0,031$.

5.3.2. Влияние регулярных погрешностей изготовления отражающих поверхностей

5.3.2.1. Методы вычисления регулярных погрешностей

На практике, кроме статистических погрешностей в выполнении отражающих поверхностей, нередко присутствуют и регулярные погрешности, которые приводят к регулярным фазовым погрешностям. Эти причины обусловлены различными факторами, некоторые из которых будут указаны ниже. Детерминированность погрешностей в значительной мере облегчает учет влияния этого фактора на параметры излучения антенн. В этом случае характеристики направленности могут быть определены прямыми вычислениями интеграла Кирхгоффа, в фазовой функции которого учтены регулярные фазовые ошибки. В ряде случаев с целью сокращения машинного времени, требуемого для вычисления указанного

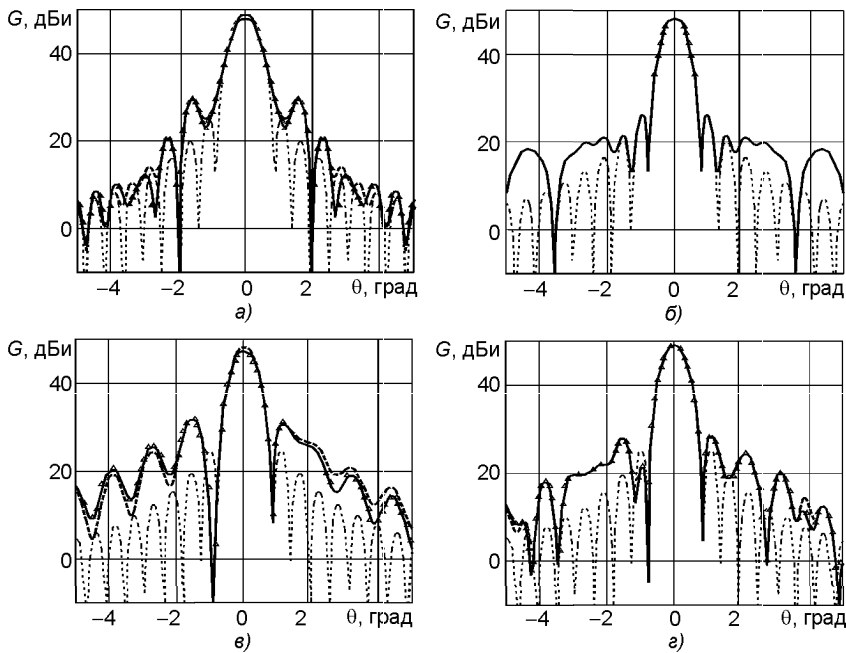


Рис. 5.3.18

интеграла, используют аппроксимационные процедуры. В качестве примера рассмотрим точность применения одной из них [5.26].

На рис. 5.3.18 приведены ДН антенны со следующими параметрами: $D = 100\lambda$; $F = 100\lambda$; диаграмма облучателя $F(\psi) = \cos^8 \psi$; уровень облучения края зеркала -9 дБ; пунктирные линии на графиках представляют ДН антенны без фазовых погрешностей; сплошные линии — ДН, полученные в результате прямого вычисления интеграла излучения; штриховые линии и треугольники — ДН, полученные в результате вычисления по аппроксимационным процедурам первого и второго порядка соответственно.

Фазовые погрешности, для которых рассчитывали диаграммы, соответствовали различным регулярным погрешностям поверхности рефлектора, заданными следующими функциями:

$$a — \varepsilon(\rho, \phi) = 0,05\lambda \sin \left[2\pi \left(\frac{\rho}{50\lambda} \right)^2 \right];$$

$$б — \varepsilon(\rho, \phi) = 0,05\lambda \cos \left[10\pi \left(\frac{\rho}{50\lambda} \right)^2 \right]; \quad в — \varepsilon(\rho, \phi) = 0,05\lambda \sin 5\phi;$$

$$г — \varepsilon(\rho, \phi) = 0,03\lambda \cos \left[4\pi \left(\frac{\rho}{50\lambda} \right)^2 \right] + 0,02\lambda \cos(5\phi) + \\ + 0,01\lambda \sin(3\phi) \sin \left[8\pi (\rho/50\lambda)^2 \right].$$

5.3.2.2. Характеристики направленности зеркальных антенн зонтичного типа

Фотография зеркальной антенны зонтичного типа показана на рис. 5.3.19. Схема зонтичной антенны показана на рис. 5.3.20: *а* — вид на раскрыт; *б* — вид на один из сегментов. Отражающая поверхность здесь составлена из 16 идентичных сегментов. Профили обоих ребер сегмента выполнены по параболе; отражающая поверхность между ребрами представляет собой часть поверхности параболического цилиндра.

Образованная таким образом отражающая поверхность антенны имеет периодическое по азимутальному углу переменное отклонение от поверхности параболоида, что иллюстрируется графиком на рис. 5.3.21. Ясно, что амплитуда указанного отклонения минимальна для областей, примыкающих к центру зеркала, и увеличивается по мере приближения к периферии. Максимальная фазовая ошибка Δ , обусловленная рассматриваемым фактором, зависит от диаметра раскрытия антенны D , его фокусного расстояния F , длины волны λ и числа сегментов N следующим образом:

$$\Delta = 8\pi \frac{D}{\lambda} \frac{\pi^2}{N^2} \frac{F/D}{1 + 16(F/d)^2}. \quad (5.3.9)$$

Результаты расчета характеристик излучения зонтичной антенны, приведенные в [5.27], показаны на рис. 5.3.22 (пунктирная линия — ДН антенны, у которой $F/D = 0,4$; $B = 100\lambda$; $N = 20$; поляриза-

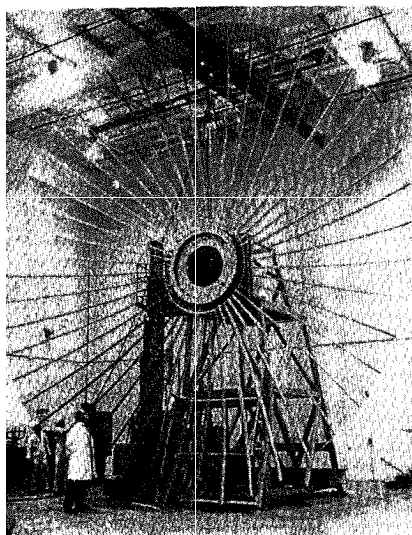


Рис. 5.3.19

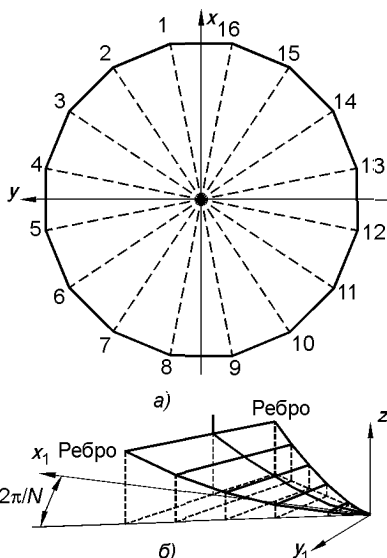


Рис. 5.3.20

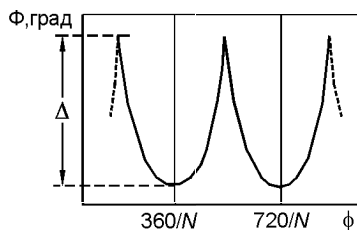


Рис. 5.3.21

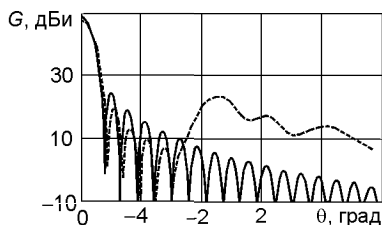


Рис. 5.3.22

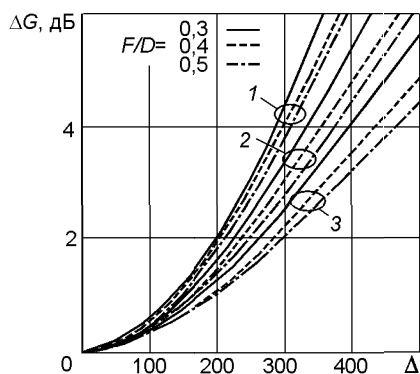


Рис. 5.3.23

ция излучения — правая круговая). Здесь же для сравнения сплошной кривой приведена ДН антенны с идентичными параметрами, у которой отражающая поверхность выполнена в виде части параболоида вращения. На рис. 5.3.23 приведена зависимость потерь усиления зонтичной антенны ΔG от максимальной фазовой ошибки Δ при равномерном амплитудном распределении (кривые 1) и при облучения края на уровне -10 и -20 дБ (кривые 2 и 3).

5.3.2.3. Влияние панельного выполнения отражающих поверхностей на характеристики излучения

Отражающая поверхность основного рефлектора выполняется, как правило, в виде набора панелей. Каждая из панелей имеет парциальную систему регулировки панели, обеспечивающую требуемое положение парциальной панели в пространстве. Выполнение профиля отражающего зеркала в виде набора панелей приводит к возникновению неоднородностей в виде щелей. Эти неоднородности, в свою очередь, обуславливают негативное воздействие на характеристики излучения антенны в целом.

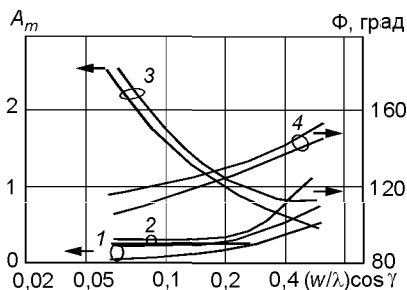


Рис. 5.3.24

Были проведены исследования полей переизлучения, обусловленных наличием щелей [5.28–5.31]. Результаты расчета амплитуды A_m и фазы Φ переизлученного щелью поля в зависимости от параметра $(w/\lambda) \cos \gamma$, где w — ширина щели, γ — угол падения волны на щель, приведены на рис. 5.3.24 [5.32]: (сплошные кривые — результаты расчета; штриховые кривые — ре-

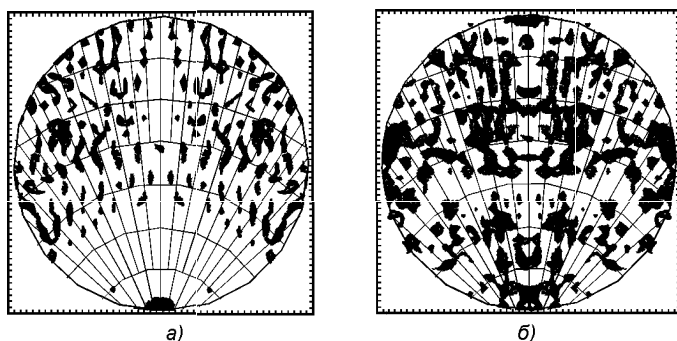


Рис. 5.3.25

зультаты эксперимента; кривые 1 и 3 соответствуют поляризации вектора \mathbf{E} поперек щели; кривые 2 и 4 — вдоль щели).

Анализ приведенных данных позволяет сформулировать два основных вывода:

1) как и следовало ожидать, при поляризации вектора \mathbf{E} поперек щели эффект влияния щели намного превосходит случай полярной ориентации вектора \mathbf{E} возбуждающего поля;

2) с увеличением размера электрической ширины щели интенсивность переизлученного поля, возбуждаемого падающим с вектором \mathbf{E} , ориентированным поперек щели, снижается, а ориентированного вдоль щели — возрастает.

Антенна типа офсет. Результаты экспериментального исследования, направленные на выяснение структуры и интенсивности полей переизлучения из-за эффекта панельного построения отражающего рефлектора типа офсет, приведены в [5.32]. Исследовалась однозеркальная антенна типа офсет, раскрыв которой представлял собой круг диаметром 20 м. Угол между осью параболоида и направлением из фокуса на нижнюю кромку зеркала $2,48^\circ$, а угол между осью параболоида и направлением на центр рефлектора 15° . Общее число щелей, образованных стыковкой отдельных панелей, составило 198. Средняя длина щелей 3 м, а средняя ширина 1,5 мм.

На рис. 5.3.25 приведены результаты расчета полей переизлучения, образованными щелевыми неоднородностями рассматриваемой антенны (а — для частоты 6 ГГц; б — для частоты 30 ГГц). Амплитуда возмущенных полей невелика и составляет около 0,075 дБ. Результаты расчета полей рассматриваемой антенны по кроссполяризации показали, что наличие щелей приводит к появлению дополнительного излучения на уровне -56 дБ относительно максимума излучения антенны на основной поляризации.

Осесимметричная антенна. Результаты исследований, направленных на выяснение степени влияния стыков панелей, из которых состоит рефлектор, на характеристики излучения антенн, приведены в

[5.33]. Расчеты проводились для однозеркальной осесимметричной антенны, характеризующейся следующими параметрами: $D = 20\lambda$; $F/D = 0,4$; облучатель типа Гюйгенса.

Характер неоднородностей, образованных вследствие построения рефлектора в виде набора панелей, приведен на рис. 5.3.26. Ширина неоднородностей $0,1\lambda$.

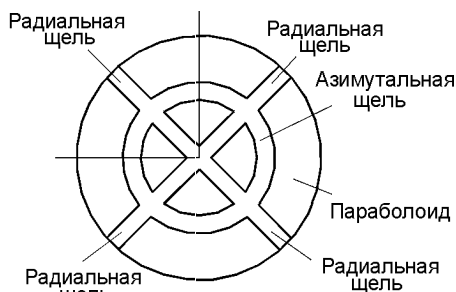


Рис. 5.3.26

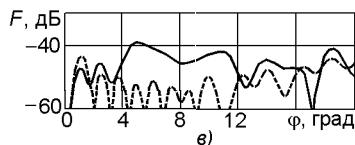
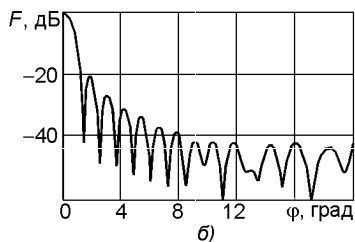
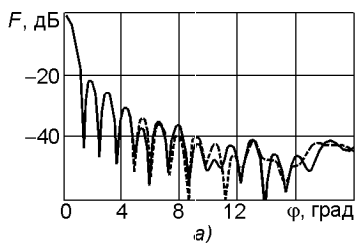


Рис. 5.3.27

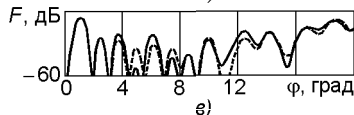
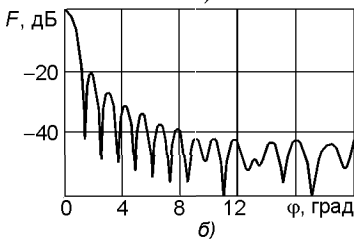
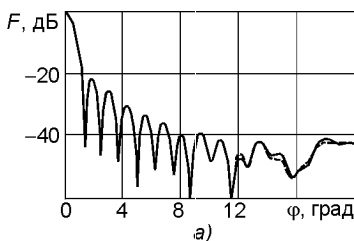


Рис. 5.3.28

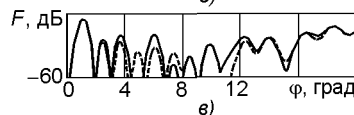
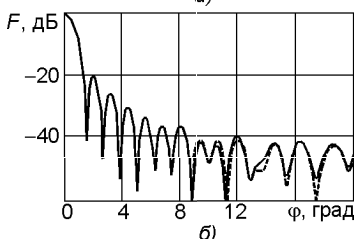
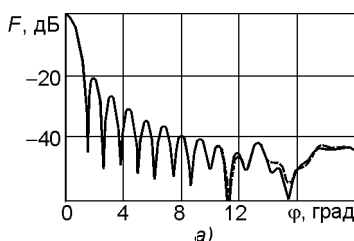


Рис. 5.3.29

Расчетные ДН антенны (штриховые кривые — антенна без неоднородностей; сплошные кривые — антенна с неоднородностями) приведены на рис. 5.3.27 (для неоднородностей в виде щелей), рис. 5.3.28 (для неоднородностей в виде полукруглых углублений) и рис. 5.3.29 (для неоднородностей в виде полукруглых наплывов). Здесь рисунки *а* и *б* соответствуют ДН на основной поляризации, рассчитанной в *E*- и *H*-плоскости соответственно; рисунки *в* — ДН на кроссполяризации, рассчитанной в 45° -плоскости.

5.3.3. Снижение влияния погрешностей выполнения отражающих поверхностей антенны на ее характеристики излучения

5.3.3.1. Методы снижения влияния погрешностей выполнения отражающих поверхностей антенны на ее характеристики излучения

Методы снижения влияния погрешностей выполнения отражающих поверхностей определяются двумя факторами: характером погрешностей и имеющимися в распоряжении возможностями коррекции геометрических параметров отражающих зеркал.

Рассмотрим несколько вариантов, иллюстрирующих предельные возможности нивелирования погрешностей отражающих зеркал.

Вариант 1 относится к однозеркальной осесимметричной антенне, облучатель которой имеет осесимметричную ДН и точечный фазовый центр. Погрешности выполнения рефлектора обладают осевой симметрией. Имеется только одна возможность коррекции, а именно изменение осевого расположения облучателя, т.е. требуется определить оптимальное положение фазового центра, при котором минимизируется влияние погрешностей.

Пусть поверхность рефлектора задана в виде двумерного набора координат в N точках, лежащих на поверхности рефлектора: $(x_1, z_1), (x_2, z_2), \dots, (x_n, z_n), \dots, (x_N, z_N)$. Для n -й точки разность расстояний Δz_n вдоль оси рефлектора между реальной координатой z_n и координатой $z'_n = x_n^2/4F_{\text{опт}}$, лежащей на поверхности аппроксимационного параболоида с искомым фокусным расстоянием $F_{\text{опт}}$,

$$\Delta z_n = z_n - x_n^2/4F_{\text{опт}}. \quad (5.3.10)$$

Известно, что условие минимизации суммы квадратичных отклонений $L = \sum_{n=1}^N (\Delta z_n)^2$ определяется из условия равенства производной от L по искомому параметру, т.е. из условия $dL/dF_{\text{опт}} = 0$. Нетрудно показать, что в данном случае искомым параметр $F_{\text{опт}}$ определяется соотношением

$$F_{\text{опт}} = \frac{1}{8} \sum_{n=1}^N x_n^4 \left(\sum_{n=1}^N z_n x_n^2 \right)^{-1}. \quad (5.3.11)$$

Вариант 2 относится также к однозеркальной антенне. Однако в этом случае распределение погрешностей в выполнении поверхности отражателя недетерминированы. Как и ранее, здесь имеется только одна возможность коррекции, а именно изменение расположения облучателя антенны.

В отличие от предыдущего варианта положение оптимального фазового центра отражателя не обязано находится на оси рефлектора. Точнее, здесь требуется нахождение всех трех координат, совокупность которых определяет положение оптимального фазового центра. Решение данной задачи получено в [5.34].

Вариант 3 относится к двухзеркальной антенне, у которой в погрешностях выполнения поверхностей преобладают детерминированные закономерности. Здесь даже при условии неизменности выполнения профилей обеих зеркал имеется весьма широкие возможности коррекции схемы антенны изменением положения контррефлектора относительно основного зеркала или изменением положения облучателя, характеризуемого тремя степенями свободы. В общем случае изменение положения контррефлектора характеризуется весьма широким набором степеней свободы:

- тремя степенями за счет изменения положения фазового центра контррефлектора;
- двумя степенями за счет изменения угловой ориентации оси контррефлектора;
- еще одной степенью за счет углового вращения контррефлектора вокруг его оси.

Варианты 4 и 5 относятся к зеркальным антеннам, у которых имеются возможности коррекции поверхности контррефлектора или обеих отражающих поверхностей, и более подробно рассмотрены ниже.

5.3.3.2. Компенсация погрешностей в выполнении основного рефлектора коррекцией поверхности контррефлектора

Проблема компенсации погрешностей в профиле основного рефлектора коррекцией профиля контррефлектора рассматривалась многими авторами [5.35–5.38]. Наиболее продуктивно эта проблема реализуется в тех ситуациях, когда уровень детерминированных ошибок в выполнении профиля основного рефлектора значительно превышает уровень ошибок, имеющих случайный статистически определенный характер. Так, например, в [5.39] анализировались причины, приводящие к появлению ошибок в профиле основного рефлектора 42-метрового радиотелескопа. Было установлено, что основной причиной появления этих ошибок являются гравитационные деформации. Деформации профиля изменяются с изменением угломестной ориентации антенны. При ориентации оси антенны в зенит среднеквадратичное отклонение профиля зеркала 0,8 мм. При ориентации

оси антенны вдоль горизонта «амплитуда» дополнительных деформаций 2,6 мм, а при ориентации оси антенны под углом 20° над горизонтом дополнительная деформация 1,7 мм. Дополнительная деформация профиля основного рефлектора антенны приводит к регулярной фазовой погрешности типа астигматизма, т.е. когда эквивалентные источники переизлучения от контррефлектора сферической волны имеют различные положения в двух перпендикулярных плоскостях.

Рассмотрим два варианта исполнения конструкции контррефлектора, которые позволяют скорректировать рассмотренный или иной вид детерминированной фазовой ошибки в переизлученной контррефлектором волне.

Вариант 1 исполнения контррефлектора подробно рассмотрен в [5.37]. Деформативность поверхности контррефлектора обусловлена выполнением поверхности контррефлектора, конструктивно нагруженной на алюминиево-фибергласовые сотовые конструкции, и четырьмя электромеханическими актуаторами, снабженными механизмами регулировки давления, управляемыми компьютерными программами.

Результаты эффективности введения такого механизма настройки иллюстрируются графиками, показанными на рис. 5.3.30 и 5.3.31. Здесь приведены картографические проекции измерения температуры, полученные при ориентации антенны радиотелескопа на два парциальных радиоисточника. Угловой масштаб приведен между графиками: одно деление составляет 1 угловую минуту. На рис. 5.3.30 приведены графики при ориентации антенны на радиоисточник W Нуа. Здесь контурные линии соединяет точки с равными температурами, и их отличие между собой приведено в геометрической прогрессии: 1, 2, 4, ... Графики температур представлены до (а) и после (б) принудительной деформации контррефлектора. Максимальная температура составила в первом случае 19,9 К, во втором — 40,0 К.

На рис. 5.3.31 приведены графики при ориентации антенны на радиоисточник Ore A. Графики температур представлены до (а) и после (б) принудительной деформации контррефлектора. Максимальная температура составила в первом случае 66 К, во втором — 149 К.

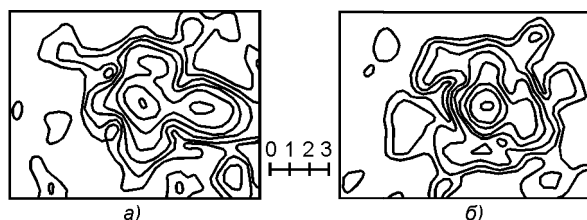


Рис. 5.3.30

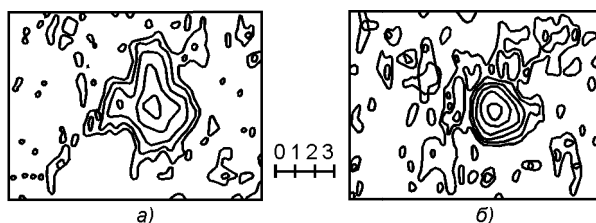


Рис. 5.3.31

Вариант 2 исполнения контррефлектора подробно рассмотрен в [5.39]. Поверхность контррефлектора выполняется из отдельных панелей, каждая из которых имеет возможность автономного регулирования. На рис. 5.3.32 приведены схемы исполнения контррефлектора, выполненного из 6, 18 и 48 панелей. Ниже приведены результаты, достигнутые при использовании контррефлектора диаметром 2 м с так называемой активной поверхностью в виде 48 парциальных панелей в антенне с диаметром 36,6 м. На

Рис. 5.3.32

рис. 5.3.33, а приведены эпюры распределения в раскрыве фазовых ошибок, точнее, ошибок в точности реализации профиля основного зеркала, обусловленных гравитационной деформацией, при ориентации оси антенны под углом 10° от направления в зенит. Контурные линии, соединяющие точки с равным отклонением, приведены с интервалом 50 мкм. В данной ситуации среднеквадратичное отклонение составило 140,9 мкм.

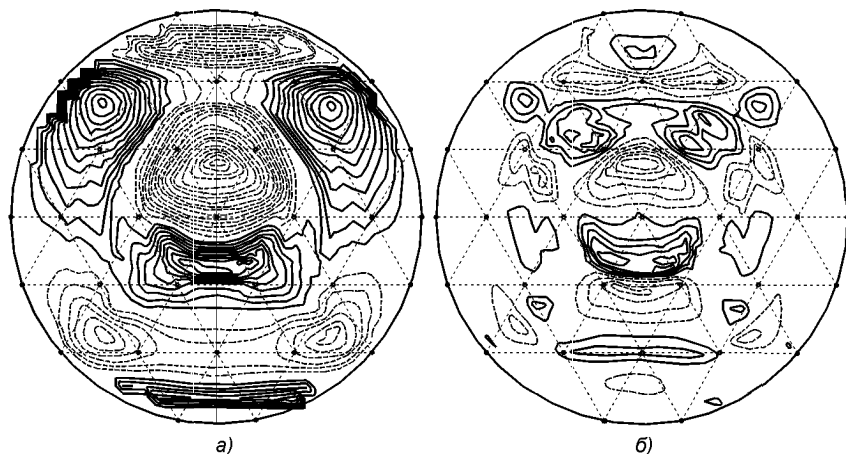


Рис. 5.3.33

Аналогичные результаты, полученные после оптимизации профиля контррефлектора, приведены на рис. 5.3.33, 6. Здесь среднеквадратичная ошибка результирующего отклонения снизилась в три раза и составила 46,7 мкм. Полученный результат позволяет значительно расширить возможность радиотелескопа, использующей данную конструкцию антенны, за счет увеличения предельного значения верхней границы частотного диапазона с 167 до 273 ГГц.

На рис. 5.3.34 приведены результаты расчета частотной зависимости потерь усиления антенны ΔG для некоторых способов реализации поверхности контррефлектора (сплошная линия — конструкция контррефлектора, не обладающей панельным выполнением профиля зеркала, остальные линии соответствуют конструкциям контррефлектора с панельным выполнением, что позволяет оптимальным образом корректировать профиль этого зеркала).

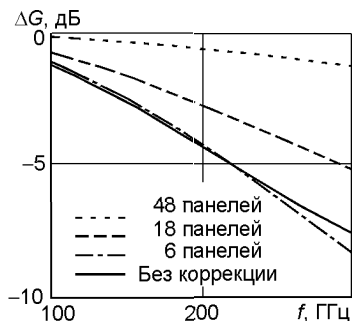


Рис. 5.3.34

5.3.3.3. Компенсация погрешностей коррекций поверхности основного зеркала

Идея создания активной поверхности основного зеркала, которая позволяла корректировать погрешности его выполнения из-за гравитационной деформации, ветровых нагрузок, неоднородного нагрева солнечным облучением и другими факторами, достаточно тривиальна. Однако из-за очевидных трудностей по ее технической реализации эта идея

только в самое последнее время получила практическое воплощение [5.40, 5.41]. На рис. 5.3.35 приведена фотография 32-метровой двухзеркальной антенны типа Кассегрейна, основное зеркало которой выполнено в виде активной

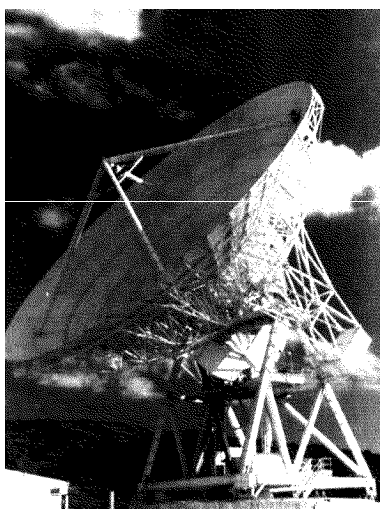


Рис. 5.3.35

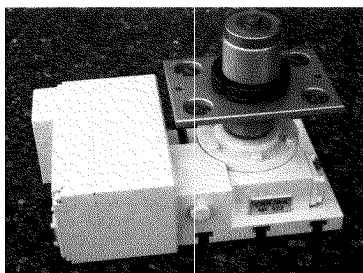


Рис. 5.3.36

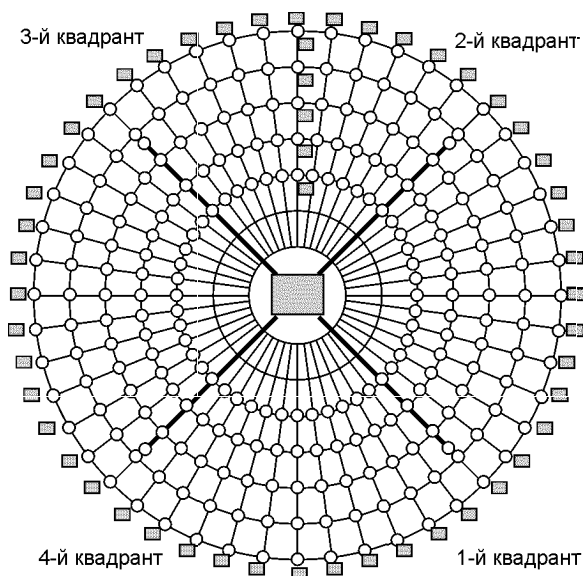


Рис. 5.3.37

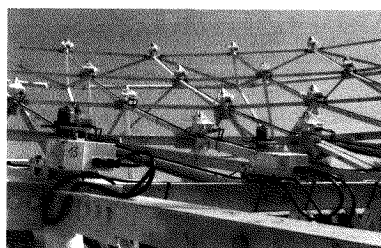


Рис. 5.3.38

поверхности. Регулировка поверхности антенны осуществлялась за счет актуаторов, внешний вид которых приведен на рис. 5.3.36. Схема размещения 244 актуаторов, спроецированная на раскрыв антенны, показана на рис. 5.3.37; ее реальная реализация — на рис. 5.3.38. Более подробную информацию, включающую способы автоматического управления положением панелей, можно найти в [5.41].

Ниже приведены результаты экспериментальных исследований, подтверждающие эффективность использования рассматриваемого решения. Эти результаты относятся к оценке изменения эффективности использования поверхности раскрыва зеркала. Результаты, полученные для частоты 22 ГГц, приведены на рис. 5.3.39: *а* — результаты измерения эффективности η , полученные для различных угломестных ϕ положений оси антенны при выключенной системе подстройки; *б* — аналогичная зависимость при включенной системе подстройки полотна основного рефлектора. На рис. 5.3.39, *в*, *г* приведены аналогичные зависимости $\eta(\phi)$, полученные для частоты 37 ГГц. Анализ данных, приведенных на этом рисунке, показывает высокую эффективность применения антенн с активными поверхностями.

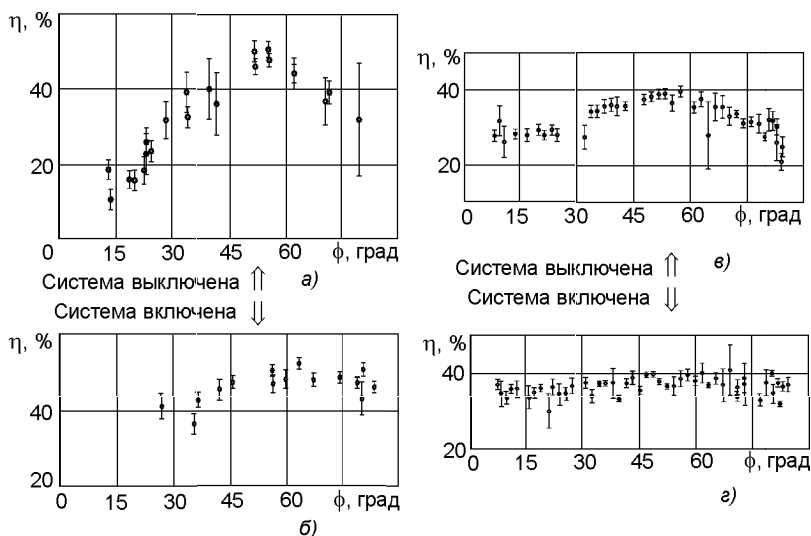


Рис. 5.3.39

Список литературы к главе 5

- 5.1. **Фельд Я.Н., Бененсон Л.С.** Рассеяние электромагнитных волн антеннами // Радиотехника и электроника. 1988. № 2. С. 225–246.
- 5.2. **Rusch W.V.T., Hansen J.A., Klein C.A., Mittra R.** Forward scattering from square cylinders in the resonance region with application to aperture blockage // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1976. Vol. AP-24, № 2. P. 182–189.
- 5.3. **Kildal P.S., Olsen E., Aas J.A.** Losses, sidelobe and cross polarization caused by feed-support struts in reflector antennas design curves // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1988. Vol. AP-36, № 2. P. 182–190.
- 5.4. **Справочник по специальным функциям** / Под ред. М. Абрамовича, Г. Стигана. — М.: Наука, 1979. — 830 с.
- 5.5. **Ямпольский В.Г., Фролов О.П.** Оптимизация антенных систем линий связи. — М.: Радио и связь, 1991. — 272 с.
- 5.6. **Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н.** Антенны УКВ. Т. 1. — М.: Связь, 1977. — 382 с.
- 5.7. **Пресс А.А., Цириков Г.Г., Ямпольский В.Г.** Влияние опор эллиптического типа на электрические характеристики зеркальных антенн // Труды НИИР. 1988. № 3. С. 64–72.
- 5.8. **Rusch W.V.T.** Forward scattering from cylinders of triangular cross section // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1978. Vol. AP-26, № 6. P. 849–850.
- 5.9. **Moreira F.J.S., Prata A., Thorburn M.A.** Minimization of plane-wave scattering contribution of inverted-Y strut tripods to the noise temperature of reflector antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1996. Vol. AP-44, № 4. P. 492–499.
- 5.10. **Jenn D.C., Rusch W.V.T.** An E-field integral equation solution for the radiation from reflector antennas with struts // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1989. Vol. AP-37, № 6. P. 683–689.
- 5.11. **Saton T., Endo S., Matsunaka N. et al.** Sidelobe level reduction by improvement of strut shape // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1984. Vol. AP-32, № 7. P. 698–705.
- 5.12. **Rusch W.V.T., Sorensen O., Baars J.W.M.** Radiation cones from feed-support struts of symmetric paraboloidal antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1982. Vol. AP-30, № 4. P. 786–790.

- 5.13. **Hartsuijker A.P., Baars J.W.M., Drenth S., Gelato-Volders L.** Interometric measurement at 1415 MHz of radiation pattern of paraboloidal antenna at Dwingeloo radio observatory // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1972. Vol. AP-20, № 2. P. 166–176.
- 5.14. **Ruze J.** The effect of aperture errors on the antenna radiation pattern // *Suppl. Nuovo Cimento.* 1952. Vol. 9, № 3. P. 364–380.
- 5.15. **Ruze J.** Antenna tolerance theory. A review // *Proc. IEEE.* 1966. Vol. 54, № 4. P. 633–640.
- 5.16. **Vu The Bao B.E.** Influence of correlation interval and illumination taper in antenna tolerance theory // *Proc. Inst. Elec. Eng.* 1969. Vol. 166, № 2. P. 195–202.
- 5.17. **Rahmat-Sami Y.** An efficient computational method for characterizing the effects of random surface errors on the average power pattern of reflectors observatory // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1983. Vol. AP-31, № 1. P. 92–98.
- 5.18. **Шифрин Я.С.** Вопросы статистической теории антенн. — М.: Сов. радио, 1970. — 384 с.
- 5.19. **Rusch W.V.T., Wohlleben R.** Surface tolerance loss for dual-reflector antennas // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1982. Vol. AP-30, № 4. P. 784–785.
- 5.20. **Vu The Bao B.E.** Nonconstant correlation interval in antenna tolerance theory // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1970. Vol. AP-18, № 1. P. 118–119.
- 5.21. **Ling H., Lo Y.T., Rahmat-Sami Y.** Reflector sidelobe degradation due to random surface errors // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1986. Vol. AP-34, № 2. P. 164–172.
- 5.22. **Ghobrial S.I.** Axial cross polarization in antennas with surface imperfections // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1980. Vol. AP-28, № 5. P. 610–616.
- 5.23. **Dijk J.** The polarization losses of off-set paraboloidal antennas // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1974. Vol. AP-22, № 4. P. 513–520.
- 5.24. **Vissers J.M.M., Herren M.H.A.J., Maanders E.J.** Crosspolarisation properties of reflector antennas with random surface errors // *Electr. Let.* 1983. Vol. 19, № 2. P. 50–51.
- 5.25. **Ghobrial S.I.** Gain and crosspolarisation of reflector antennas with surface errors // *IEEE Int. Confer. on antennas and propagation, London, 1978, Confer/Rep. Pt. 1.* P. 235–256.
- 5.26. **Smith W.T., Bastian R.J.** An approximation of the radiation integral for distorted reflector antennas using surface-error decomposition // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1997. Vol. AP-45, № 1. P. 5–10.
- 5.27. **Rush W.V.T., Wanselow R.D.** Boresight-gain and gore-related of an Umbrella reflector // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1982. Vol. AP-30, № 1. P. 153–157.
- 5.28. **Herman M.I., Volakis J.L.** High frequency scattering by a resistive and extensions to conductive and impedance strips // *Radio Sci.* 1987. Vol. 22, № 3. P. 335–349.
- 5.29. **Senior T.B.A., Volakia J.L.** Scattering by gaps and cracks // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1989. Vol. AP-37, № 6. P. 744–750.
- 5.30. **Kabalan K.Y., Harrington R.F., Auda H.A., Mautz J.R.** Characteristic modes for slots in conducting plane, TE case // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1987. Vol. AP-35, № 2. P. 162–168.
- 5.31. **Kabalan K.Y., Harrington R.F., Auda H.A., Mautz J.R.** Characteristic modes for slots in conducting plane, TM case // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1987. Vol. AP-35, № 3. P. 331–335.
- 5.32. **Shavit R., Smolski A.P., Cook C.J.** The interpanel gap scattering effect in a compact range // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1991. Vol. AP-39, № 4. P. 480–484.
- 5.33. **Shore R.A., Yaghjian A.D.** Application of incremental length diffraction coefficients to calculate the pattern effects of rim and surface cracks of reflector antenna // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1993. Vol. AP-41, № 1. P. 1–11.
- 5.34. **Наденеко Б.С., Фролов О.П.** Определение эквивалентных параметров деформированных зеркальных антенн // *Электросвязь.* 1970. № 2. С. 20–26.
- 5.35. **Coles P.R., Parker E.D.** Reflector surface error compensation in Cassegrain antennas // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1975. Vol. AP-23, № 3. P. 323–328.
- 5.36. **Hoerner S.** The design of correcting secondary reflectors // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1976. Vol. AP-24, № 3. P. 336–340.
- 5.37. **Hoerner S., Wong W.Y.** Improved efficiency with a mechanically deformable subreflector // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1979. Vol. AP-27, № 5. P. 720–723.

- 5.38. **Langley R.J., Parker R.A.** Wave scattering from error-compensating secondary reflector // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1979. Vol. AP-27, № 4. P. 527–530.
- 5.39. **Larson P.S., Yen J.L.** A piecewise deformable subreflector for compensation of Cassegrain main reflector errors // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1988. Vol. AP-36, № 10. P. 1343–1350.
- 5.40. **Orfei A.** An active surface for large reflector antennas // IEEE Magazine. Antennas Propagat. 2004. Vol. 46, № 4. P. 11–19.
- 5.41. **Bolli P., Grueff G.** Correcting secondary mirror surface errors in a Cassegrain Radiotelescope using an «active» primary mirror // Electr. Lett. 2003. Vol. 39, № 6. P. 416–417.

Глава 6

АНТЕННО-ВОЛНОВОДНЫЕ ТРАКТЫ

Прежде всего сформулируем основные требования к антенно-волноводному тракту (АВТ), который должен обеспечить:

- канализацию энергии с выходного каскада усилителя мощности на вход облучателя. Передача энергии должна происходить с минимальными потерями и минимальным уровнем попутных потоков, образующихся в результате переотражения сигналов в передающем АВТ;
- канализацию энергии приемного сигнала с выхода облучателя на вход приемника. Передача энергии должна происходить при минимальном уровне омических потерь внутри приемного АВТ;
- нормируемое качество работы приемных устройств при подаче максимальной суммарной мощности передатчиков ЗС;
- нормируемое качество работы антенной системы на линейных и круговых поляризациях;
- регулировку углового положения плоскости поляризации при работе в режиме линейной поляризации;
- сложение для каналов передачи и разделение сигналов для каналов приема на ортогональных поляризациях.
- выполнение указанных выше требований при изменении углового положения антенны в пределах, предусмотренных в технических требованиях, и обусловленных, в первую очередь, требованиями на систему наведения.

В зависимости от компоновки оборудования станции, типа антенны и числа передатчиков могут быть использованы различные схемы волноводных трактов и различные технические решения его отдельных компонентов. Ниже приведена информация об основных составляющих АВТ.

6.1. Волноводы

6.1.1. Вводные сведения

В качестве основных элементов фидерных трактов в основном используют волноводы трех основных типов, разнящихся между собой профилем поперечного сечения:

- прямоугольные, которые по основным конструктивным признакам подразделяются на:

- жесткие, практически не допускающие изгибов. Как правило, прямоугольные волноводные секции используются только в качестве составных элементов внутренних фидерных трактов;
 - гибкие, допускающие изгибы в обеих ортогональных плоскостях. Длина секции гибких прямоугольных волноводов, как правило, невелика, а сами гибкие волноводы используются в виде вставок, позволяющих решать проблемы сопряжения неподвижных элементов трактов с подвижными;
 - эллиптические, которые позволяют изгибать волновод в обеих ортогональных плоскостях, правда, далеко не в таких пределах, как гибкие прямоугольные волноводы. Эллиптические волноводы используются в качестве основной компоненты протяженных трактов, которые имеют место, например, для соединения выходных каскадов передатчиков, установленных на значительном удалении от антенны;
 - круглые, используемые в основном как основной конструктивный элемент для поляризаторов, комбайнеров и т.п. или как соединительный элемент облучателя антенны с волноводным трактом.
- В этом разделе рассмотрены вопросы, относящиеся к стратегии выбора волноводного тракта.

6.1.1.1. Оценка качества построения длинных трактов при использовании секционных волноводов

Длинные волноводные тракты можно построить или с использованием эллиптических полужестких волноводов, или в виде набора из нескольких секций волноводов.

Для принятия осознанного решения по данному вопросу целесообразно ознакомиться как с положительными, так и отрицательными возможными последствиями принятого решения. С этой целью отметим некоторые особенности, которые вытекают из схемы построения протяженных трактов в виде набора секций из волноводов. Еще конкретнее, оценим коэффициент отражения такого тракта. Для этого полагаем, что:

- число N таких секций в волноводном тракте достаточно велико. В самом деле, при длине секции 4 м число секций может превышать $N > 15$ и более;
- каждое соединение представляет собой неоднородность, вызывающую появление отраженной волны.

Рассмотрим два различных варианта формирования протяженного волноводного тракта.

Вариант 1 характеризуется тем, что длины всех волноводных секций одинаковы. В этом случае, если принять равными все парциальные коэффициенты отражения p_0 , то входной коэффициент отражения можно найти из выражения

$$p_{\Sigma} = p_0 \sum_{n=1}^N \exp(-2\gamma L_n), \quad (6.1.1)$$

где L_n — длина части волноводного тракта до n -го стыка; $\gamma = \alpha + i\beta$ — постоянная распространения волны в волноводе.

Суммируя геометрическую прогрессию, получаем

$$p_{\Sigma} = p_0 \frac{1 - \exp(-2\alpha NL) \exp(-i2\beta NL)}{1 - \exp(-2\alpha L) \exp(-i2\beta L)}, \quad (6.1.2)$$

где L — длина одиночной секции.

Анализ выражения (6.1.2) показывает, что:

- максимальное значение p_{Σ} получается при $\beta L = \pi m$, т.е. при длине секции, кратной половине длины волны в волноводе. В этом случае

$$p_{\Sigma} = p_0 \exp[-\alpha L(N-1)] \operatorname{sh}(\alpha LN) / \operatorname{sh}(\alpha L);$$

- при достаточно большом числе секций и сравнительно небольшом погонном затухании, когда $\operatorname{sh}(\alpha LN) / \operatorname{sh}(\alpha L) \approx 1$, соотношение (6.1.2) упрощается и принимает вид

$$p_{\Sigma} = N p_0;$$

- сложение коэффициентов отражения от стыков повторяется через интервалы частот Δf , определяемые формулой

$$\Delta f = f(\lambda/2L) \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{\text{кр}})^2}, \quad (6.1.3)$$

где $\lambda_{\text{кр}}$ — критическая длина волны.

Вариант 2. Здесь длины всех волноводных секций различны. Тогда при достаточно большом числе секций результирующий коэффициент отражения является случайной величиной, подчиняющейся распределению Релея. Наиболее вероятное значение p_{Σ} в данном случае определяется формулой

$$p_{\Sigma} = p_0 \sqrt{N[1 - \exp(-4\alpha L)]/8\alpha L}, \quad (6.1.4)$$

которая при малом погонном затухании переходит в

$$p_{\Sigma} = p_0 \sqrt{N/2}. \quad (6.1.5)$$

Сделаем два замечания:

- из сравнения соотношений (6.1.3) и (6.1.5) следует, что для тракта, составленного из неоднородных по длине секций, ожидаемый коэффициент отражения будет в $\sqrt{2N}$ раз меньше по сравнению с максимальным значением отражения тракта, составленного из однородных по длине секций;
- из-за технологических условий производства получение большого набора секций затруднительно. Поэтому на практике $N \leq 5 \dots 7$. В этой ситуации максимальное значение коэффициента отражения тракта будет иметь среднее значение между двумя вышерассмотренными предельными ситуациями.

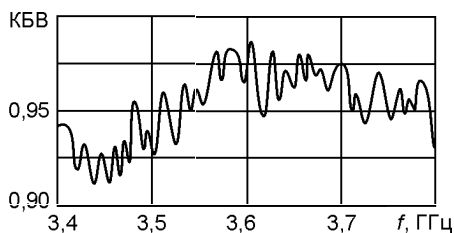


Рис. 6.1.1

В качестве иллюстрации на рис. 6.1.1 приведена экспериментальная зависимость КСВ от частоты фидерного тракта, состоящего из 12 секций круглого волновода диаметром 70 мм (длины секций выполнены в интервале 4,5...5,0 м).

Положительные и отрицательные стороны построения протяженных трактов в виде непрерывной нитки эллиптического волновода можно найти в разд. 6.1.3.

6.1.1.2. Вклад омических потерь приемного тракта в шумовую температуру антенны

Напомним, что общая шумовая температура антенны состоит из двух компонент, т.е.

$$T_{\text{ша}} = T_1 + T_2, \quad (6.1.6)$$

первая из которых определяет внешние шумы, принимаемые антенной, а вторая T_2 напрямую зависит от величины омических (тепловых) потерь как самой антенны, так и ее приемного тракта.

Если η_a — коэффициент полезного действия приемного тракта, то

$$T_{\text{ша}} = T_1 \eta_a + T_0 (1 - \eta_a), \quad (6.1.7)$$

где $T_0 = 290$ К — физическая температура приемного тракта.

Как уже указывалось ранее (см. гл. 1) наибольший вклад в шумовую температуру антенны, обусловленный омическими потерями, вносят потери приемного тракта. Все компоненты тракта (волновод, поляризатор, комбайнер) приносят заметный вклад.

Комбайнер представляет собой сложное устройство (см. ниже), в состав которого входят элементы, которым свойственно заметное затухание. Следует подчеркнуть, что при усложнении схемы комбайнера, например при переходе от двухпортового комбайнера к четырехпортовому, заметен прирост омических потерь. Аналогичный эффект происходит при переходе от более низкого частотного диапазона к более высокочастотному. Иллюстрацией к сказанному служит табл. 6.1.1, в которой приведены данные о потерях в облучателе антенны диаметром 8,1 м производства фирмы Vertex.

Отметим, что в таблице переход от значений потерь, заданных в децибелльной мере, т.е. в виде $\alpha_{\text{дБ}}$, к шумовой температуре $T_{\text{шум}}$, заданной

Таблица 6.1.1

Диапазон частот	Потери, дБ (шумовая температура, К)	
	2-портовый комбайнер	4-портовый комбайнер
С-диапазон	–	0,25 (16,2)
Ки-диапазон	0,4 (25,5)	0,55 (34,5)

в градусах Кельвина, происходил по формуле

$$T_{\text{шум}} = 290(1 - 10^{-0,1\alpha}), \quad (6.1.8.1)$$

а приближенный, но достаточно точный пересчет для малых потерь — по следующей простой формуле:

$$T_{\text{шум}} [\text{К}] = 63\alpha_{\text{дБ}}. \quad (6.1.8.2)$$

6.1.1.3. О многомодовом режиме работы волноводных трактов

Еще одной проблемой, важной при выборе оптимальной стратегии построения АВТ, является оценка влияния многомодового режима работы волноводов на параметры работы антенной системы в целом. Несколько забегаю вперед, обратимся к рис. 6.1.2, 6.1.5 и 6.1.11, на которых приведены структуры распределения полей **E** и **H** в круглых, прямоугольных и эллиптических волноводах соответственно. Основными типами колебаний в этих волноводах являются моды H_{11} , H_{10} и cH_{11} соответственно. Эти структуры поля, переходя в структуру поля на выходе облучателя, обеспечивают надлежащий уровень всех выходных параметров антенны в целом. Если при проектировании волноводных трактов допустить неправильный выбор геометрических размеров волноводов и если в этих трактах наличествуют реальные источники возбуждения иных типов колебаний, то вероятно, что часть энергии в волноводах будет распространяться в виде высших мод. Так как поляризационная структура высших мод отличается от структуры основного типа колебания, то наличие в выходном раскрытии облучателя поляризационных структур, соответствующих возникшим в волноводе высшим типам, приведет к изменению выходных параметров антенны в целом.

Следует отметить, что указанный механизм в первую очередь коснется поляризационной структуры поля в области главного лепестка, а точнее, приведет к росту излучения по кроссполяризации. В качестве примера обратимся к варианту волновода круглого сечения. Второй по очереди модой, которая может иметь статус распространяющейся волны, является мода E_{01} . Для этой моды структура поля **E** является полностью осесимметричной (от центра волновода по нормали к его внутренней поверхности). Эта структура поля в раскрытии облучателя возбудит схожую структуру поля в апертуре антенны, что приведет, в свою очередь, к появлению дополнительной компоненты излучения в виде конусной воронки со структурой поля **E**, направление вектора **E** в которой монотонно изменяется при изменении полярного угла.

6.1.2. Круглые волноводы

В волноводе круглого сечения (радиусом a) могут распространяться как электрические волны типа E (ТМ), так и магнитные типа H (ТЕ). Структура полей E (сплошные линии) и H (штриховые линии) нескольких типов волн показана на рис. 6.1.2.

Различают две скорости распространения в волноводе круглого сечения:

фазовую

$$v_{\phi} = c / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{\text{кр}})^2}, \quad (6.1.9.1)$$

групповую

$$v_{\text{гр}} = c \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{\text{кр}})^2}, \quad (6.1.9.2)$$

где c — скорость распространения электромагнитной энергии в свободном пространстве.

Критическая длина волны $\lambda_{\text{кр}}$ определяется типом волны в волноводе (модой). Значения критических длин волн в волноводе круглого сечения для волн типа E_{nm} и H_{nm} приведены в табл. 6.1.2.

Из анализа данных, приведенных в табл. 6.1.2, следует, что:

- наибольшую критическую длину волны в волноводе круглого сечения (или самую низкую критическую частоту) имеет магнитная волна H_{11} ($\lambda_{\text{кр}} = 3,42a$);
- распространение электромагнитной энергии в волноводе круглого сечения возможно, если его радиус не менее

$$a_{\text{min}} = 0,293\lambda; \quad (6.1.10)$$

- волна H_{11} является основным типом волны в волноводе круглого сечения;
- из электрических волн наиболее низкую частоту имеет волна типа E_{01} ($\lambda_{\text{кр}} = 2,61a$).

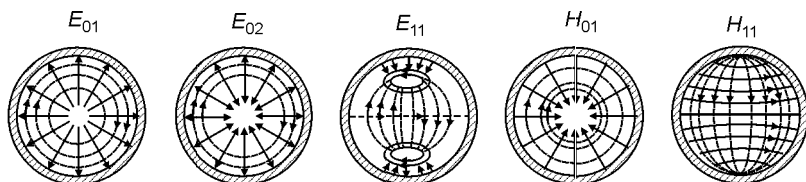


Рис. 6.1.2

Таблица 6.1.2

m	E_{nm}			H_{nm}		
	$n = 0$	$n = 1$	$n = 2$	$n = 0$	$n = 1$	$n = 2$
1	$2,61a$	$1,64a$	$1,22a$	$1,64a$	$3,42a$	$2,06a$
2	$1,14a$	$0,895a$	$0,745a$	$0,895a$	$1,18a$	$0,935a$
3	$0,725a$	$0,62a$	$0,54a$	$0,62a$	$0,736a$	$0,63a$

Таблица 6.1.3

Порядок волны	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Тип волны	H_{11}	E_{01}	H_{21}	$E_{11}; H_{01}$	H_{31}	E_{21}	H_{41}	H_{12}	E_{02}
$\lambda_{кр}$	3,42a	2,61a	2,06a	1,64a	1,5a	1,22a	1,182a	1,18a	1,14a

Таблица 6.1.4

f , МГц	3400	3650	3900	5670	5920	6170	7900	8150	8400
α , дБ/100 м	1,45	1,28	1,18	0,89	0,88	0,87	0,84	0,84	0,84

Последовательность, с которой волны высших типов могут возникать в круглом волноводе по мере увеличения частоты или радиуса волновода a , приведена в табл. 6.1.3.

Погонное затухание для основной волны H_{11} , дБ/100 м, в волноводе, выполненном из меди и заполненном воздухом, определяется формулой [6.1]

$$\alpha = \frac{1,91}{a} \sqrt{\frac{f}{1 - (\lambda/3,41a)^2}} \left[0,416 + \left(\frac{\lambda}{3,41a} \right)^2 \right], \quad (6.1.11)$$

где a и λ в см; частота f в ГГц.

В табл. 6.1.4 приведены значения погонного затухания круглого медного волновода диаметром $2a = 70$ мм.

В заключение этого раздела отметим, что один из факторов, обуславливающий ухудшение эксплуатационных характеристик фидерного тракта из круглых волноводов, состоит в том, что реально используемые диаметры волноводов определяют многомодовый режим. Чтобы убедиться, что это действительно так, обратимся к рис. 6.1.3 и 6.1.4, на которых приведены графики, характеризующие затухание в круглом волноводе для волн типа H_{11} и E_{01} соответственно. Из графика, приведенного на рис. 6.1.3, видно, что приемлемое значение затухания для волн типа H_{11} соответствует отношению $\lambda/2a < 1,25$. Но, как это следует из рис. 6.1.4, уже при $\lambda/2a < 1,306$ в круглом волноводе возможно существование второй моды — волны типа E_{01} . Эту информацию надо

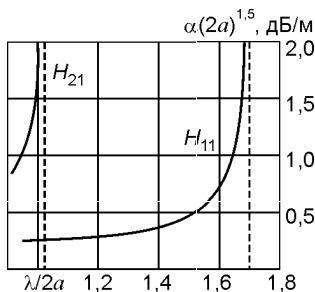


Рис. 6.1.3

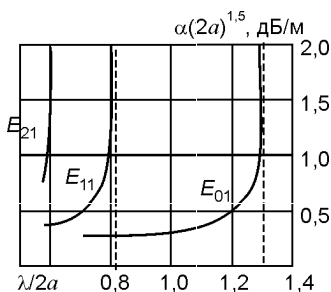


Рис. 6.1.4

иметь в виду при конструировании кругого фидерного тракта, соединяющего основной фидерный тракт с облучателем двухзеркальной антенны, основное зеркало которой выполнено длиннофокусным.

6.1.3. Прямоугольные волноводы

В волноводе прямоугольного сечения (внутренний размер по широкой стенке a , внутренний размер по узкой стенке b) могут распространяться как электрические волны типа E (ТМ), так и магнитные типа H (ТЕ). Структура полей H и E нескольких типов волн показана на рис. 6.1.5. На каждом рисунке указана критическая длина волны $\lambda_{кр}$ данной моды. Сравнивая значения $\lambda_{кр}$, нетрудно установить порядок возникновения высших мод при изменении частоты для каждого конкретного волновода, характеризуемого размерами a и b .

Основной тип волны прямоугольного волновода — мода H_{01} . Для того чтобы в волноводе распространялся только этот единственный тип волны, необходимо выполнить следующие условия:

$$a < \lambda < 2a, \quad \lambda > 2b. \quad (6.1.12)$$

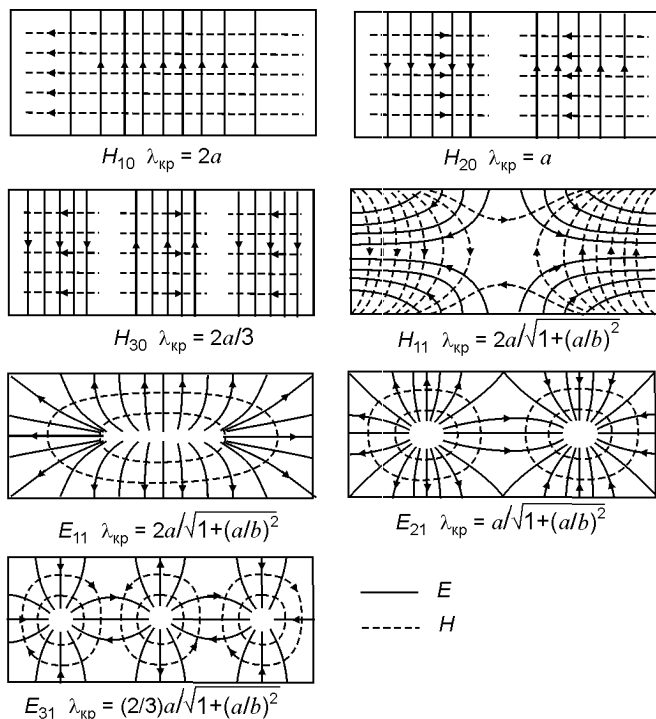


Рис. 6.1.5

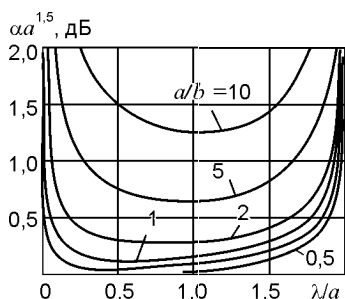


Рис. 6.1.6

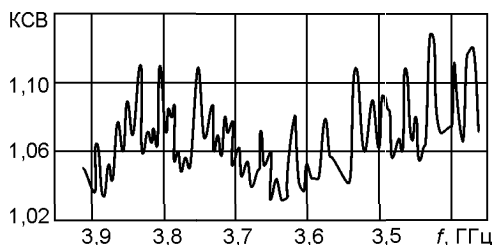


Рис. 6.1.7

Из этих условий следует, что:

- больший размер прямоугольного волновода должен составлять по крайней мере половину длины волны;
- для того чтобы исключить первую из волн высшего порядка, необходимо этот размер сделать меньше длины волны наименьшей из передаваемых волн.

Учитывая вышеизложенное, принимают отношение сторон b/a для прямоугольного волновода примерно равным 1:2.

Для прямоугольного волновода, выполненного из меди, погонное затухание, дБ/м, определяется формулой

$$\alpha = 0,044 \frac{1 + (2b/a)(\lambda/2a)^2}{\sqrt{\lambda b [1 - (\lambda/2a)^2]}}. \quad (6.1.13)$$

На рис. 6.1.6 приведены зависимости погонного затухания в прямоугольном волноводе от соотношения $\lambda/2a$ при различных значениях параметра a/b . Из приведенных данных видно, что с уменьшением отношения a/b погонное затухание уменьшается, кроме того, при заданных размерах сечения волновода имеется оптимальная длина волны, на которой затухание в волноводе получается наименьшим.

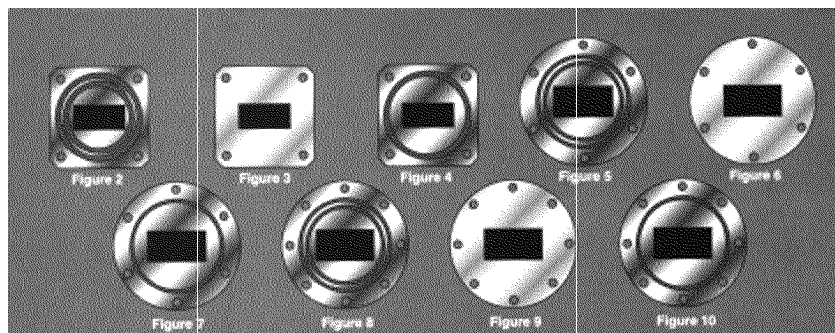


Рис. 6.1.8

Параметры фидерных трактов, составленных из секций прямоугольных волноводов, определяются так же, как и параметры тракта, составленного из секций круглого волновода. В качестве иллюстрации на рис. 6.1.7 приведена экспериментальная зависимость КСВ фидерного тракта длиной 97 м, составленного из волноводных секций прямоугольного сечения одинаковой длины, равной 3 м.

Волноводные секции соединяются между собой с помощью фланцев. Следует отметить, что волноводные фланцы имеют достаточно большое число исполнений, часть из которых приведена на рис. 6.1.8.

6.1.4. Эллиптические волноводы

Наибольшее распространение в качестве основы фидерного волноводного тракта получили эллиптические волноводы. Напомним, что основные причины заключаются в следующем:

- фидерные тракты из волноводов круглого или прямоугольного сечений являются секционными. Секционное выполнение тракта приводит к заметным ухудшениям параметров, а также вызывает значительные сложности при монтаже фидерных трактов;
- эллиптические волноводы не имеют указанных недостатков, а при использовании эллиптических волноводов с гофрированной поверхностью, что обеспечивает им достаточную гибкость, значительно упрощается их монтаж и эксплуатация;
- эллиптическая форма поперечного сечения позволяет сохранить положение плоскости поляризации в волноводе независимо от трассировки;
- отсутствие стыков улучшает электрические параметры фидера.

Внешний вид трех гофрированных волноводов, отличающихся размерами эллиптического сечения, показан на рис. 6.1.9. На рис. 6.1.10 приведены размеры эллипса. Эксцентриситет эллипса

$$e = \sqrt{1 - (b/a)^2}. \quad (6.1.14)$$

На рис. 6.1.10 сплошными линиями показано распределение вектора \mathbf{E} для основной волны, которая имеет наименьшую критическую длину волны и которая определена как четная поперечно-электрическая волна cH_{11} .

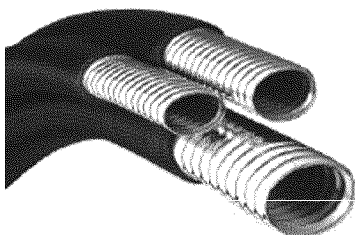


Рис. 6.1.9

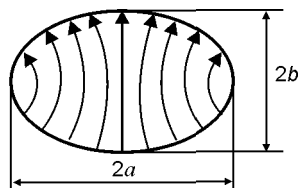


Рис. 6.1.10

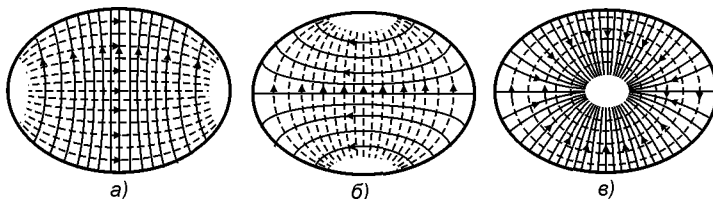


Рис. 6.1.11

Таблица 6.1.5

e	p_1	p_2	p_3
0,66	0,3763	0,66361	0,8709
0,70	0,4244	0,7872	1,0455
0,74	0,4756	0,9845	1,2654
0,78	0,5300	1,3344	1,5535
0,82	0,5977	1,6344	1,9530
0,86	0,6487	2,2253	2,5557

На рис. 6.1.11 приведена структура электрических E (сплошные линии) и магнитных H (штриховые линии) полей для трех первых мод в эллиптическом волноводе: cH_{11} (а), sH_{11} (б) и cE_{01} (в).

Критическая длина волны определяется соотношением

$$\lambda_{кр} = \pi a e / \sqrt{p_{m,n}}, \quad (6.1.15)$$

где параметр $p_{m,n}$ является корнем функции Маттье [6.2].

В табл. 6.1.5 приведены значения корней p_1 , p_2 и p_3 для волн cH_{11} , sH_{11} и cE_{01} соответственно.

На рис. 6.1.12 приведены расчетные значения погонного затухания в эллиптическом волноводе для основной волны cH_{11} для значений эксцентриситета $e = 0,66 \dots 0,84$. Как видно из серии кривых, характеризующих затухание в эллиптическом медном волноводе на волне cH_{11} , при заданных размерах сечения волновода имеется оптимальная длина волны, при которой затухание получается наименьшим. Отметим, что при $e = 0$ эллиптическое сечение преобразуется в круговое. Следовательно, нижняя кривая определяет зависимость коэффициента затухания для круглого волновода.

Анализ данных, приведенных на рис. 6.1.12, приводит к еще одному интересному следствию. Учитывая, что для всех эллиптических волноводов, предназначенных для работы в различных частотных диапазонах, отношение $\lambda/2a$ остается практически неизменным, также практически неизменным остается параметр

$$\alpha(2a)^{1,5} \approx 0,25, \quad (6.1.16)$$

и, следовательно,

$$\alpha \lambda^{1,5} \approx \text{const}. \quad (6.1.17)$$

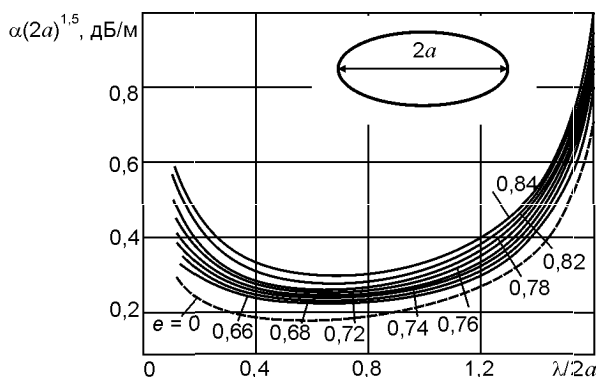


Рис. 6.1.12

Из сказанного вытекает, что:

- погонное затухание эллиптических волноводов, определенное в децибельной мере, увеличивается с ростом частоты примерно как $f^{1,5}$;
- параметры двух эллиптических волноводов $2a$ и α связаны между собой соотношением

$$\alpha_1 = \alpha_2 (a_2/a_1)^{1,5}. \quad (6.1.18)$$

Справедливость последнего равенства проверим, используя данные из спецификации трех эллиптических волноводов производства компании RFS:

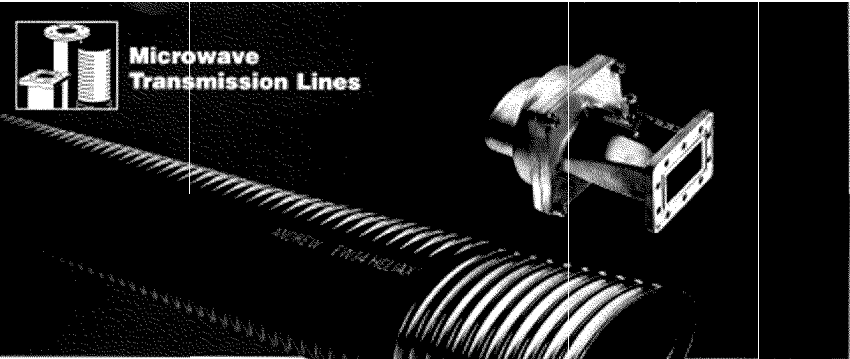
- волновод типа $E\ 38\ Cu2Y$ ($2a_1 = 84$ мм; для частоты 4 ГГц $\alpha_1 = 2,2$ дБ/100 м);
- волновод типа $E\ 78\ Cu2Y$ ($2a_2 = 45$ мм; для частоты 8 ГГц $\alpha_2 = 5,7$ дБ/100 м);
- волновод типа $E\ 185\ Cu2Y$ ($2a_3 = 21$ мм; для частоты 18 ГГц $\alpha_3 = 19,5$ дБ/100 м);

Для двух первых волноводов равенство (6.1.18) приобретает вид $2,2 \approx 2,23$, а для двух последних $5,7 \approx 6,15$.

Теперь об основных характеристиках эллиптических гофрированных волноводов, которые входят в спецификации на эти изделия.

Электрические характеристики:

- рабочий диапазон частот (operating frequency);
- минимальная частота для волны типа cH_{11} (H_{C11} mode cutoff frequency);
- погонное затухание (attenuation);
- коэффициент отражения (reflection factor). Здесь обычно определяют две величины: максимальное значение коэффициента отражения и коэффициент отражения, соответствующий 50 (80) % общего числа пиков;
- пропускная мощность (average power);
- групповая скорость распространения (group velocity of propagation).



Characteristics

Type Numbers	
Premium Waveguide	EW34
Standard Waveguide	EW34
Electrical	
Max. Frequency Range, GHz*	3.1-4.2
±TE ₁₁ Mode Cutoff Frequency, GHz	2.376
Group Delay at 3.95 GHz, ns/100 ft (ns/100 m)	127 (417)
Peak Power Rating at 3.95 GHz, kW	306
Mechanical	
Minimum Bending Radii, without rebending, in (mm)	
E Plane	17 (432)
H Plane	47 (1194)
Minimum Bending Radii, with rebending, inches (mm)	
E Plane	17 (432)
H Plane	47 (1194)
Maximum Twist, degrees/foot (m)	0.3 (1.5)
Dimensions over Jacket, in (mm)	3.31 x 1.90 (84.1 x 48.3)
Weight, pounds per foot (kg/m)	1.13 (1.68)

* Actual usable range is limited by the connecting rectangular waveguide

Attenuation, Average Power, Group Velocity

Frequency GHz	Attenuation dB/100 ft (dB/30 m)	Average Power Rating, kW	Group Velocity of Propagation, %
3.10	0.81 (2.67)	12.34	64.2
3.20	0.78 (2.55)	12.90	67.0
3.30	0.75 (2.46)	13.39	69.4
3.40	0.73 (2.38)	13.81	71.5
3.50	0.71 (2.32)	14.18	73.4
3.64	0.70 (2.30)	14.31	74.13
3.80	0.68 (2.27)	14.51	75.1
3.70	0.68 (2.23)	14.79	76.7
3.80	0.67 (2.19)	15.03	78.0
3.90	0.66 (2.16)	15.25	79.3
4.00	0.65 (2.13)	15.43	80.4
4.10	0.64 (2.11)	15.60	81.5
4.20	0.64 (2.09)	15.75	82.5

Types
EWP34 and EW34

Connectors – Flange dimensions on pages 235-236.

Type No.	L in (mm)	W in (mm)	A in (mm)	Weight lb (kg)
134DE, 134DET, 134 DEP, 134 DENT, 134 DEMP	6.8 (174)	4.3 (109)	4.3 (109)	8.0 (3.6)

Connector Material: Brass

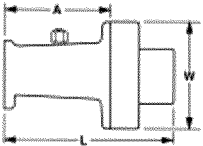


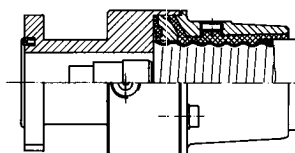
Рис. 6.1.13

Механические характеристики:

- минимальные радиусы изгиба в *E*- и *H*-плоскостях (minimum bending radius, *E*-, *H*-plane);
- максимальный угол изгиба, град/м (maximum twist);
- максимальное рабочее давление (maximum operating pressure).

В качестве примеров, иллюстрирующих реальные спецификации на эллиптические волноводы, на рис. 6.1.13 и 6.1.14 приведены специфика-

FLEXWELL Waveguides E 100 Cu 2Y, E 105 Cu 2Y and E 130 Cu 2Y



Construction

Waveguide: Elliptical corrugated copper tube
Jacket: Black polyethylene over a layer of polyment
Outer dimensions, approx.

Mechanical properties

Weight, approx. (kg/m)
Minimum bending radius E plane (mm)
H plane (mm)
Minimum drum core diameter (mm)
Maximum operating pressure (test pressure) (bar)
Maximum pulling length per hoisting stocking during installation (m)
Recommended clamp spacing normal (m)
at critical areas and bends (m)
Recommended temperature range during installation

Electrical properties

Operating frequency (GHz)
Attenuation in dB/100 m at
(Reference temperature 20°C)
8,5 GHz
9,0 GHz
9,5 GHz
10,0 GHz
10,7 GHz
11,0 GHz
11,7 GHz
12,2 GHz
12,4 GHz
13,0 GHz
13,25 GHz
Reflection factor
8,5–10,0 GHz
10,7–11,7 GHz
10,95–12,75 GHz
12,2–13,25 GHz

E 100 Cu 2Y	E 105 Cu 2Y	E 130 Cu 2Y
34 x 24	33 x 21	29 x 19
0,6	0,6	0,4
200	150	150
400	300	300
1200	1000	1000
0,5 (1,0)	0,5 (1,0)	0,5 (1,0)
100	100	100
0,6	0,6	0,6
0,4	0,4	0,4
– 20° to + 60°C	– 20° to + 60°C	– 20° to + 60°C
8,5 – 10,0	10,7 – 11,7	10,95 – 13,25
10,4		
9,5		
8,9		
8,4		
	9,2	
	9,1	12,2
	8,9	11,8
		11,4
		11,3
		11,2
		11,2
r_{80} r_{max}	r_{80} r_{max}	r_{80} r_{max}
0,03 0,05	0,02 0,03	0,03 0,04
		0,03 0,04

r_{80} = 80 % peak value, r_{max} = absolute peak value; for explanation see page 75 – 76

The reflection factor includes the terminations and is held over their frequency band **without matching**.

Рис. 6.1.14

ции на эллиптический волновод типа EWP34 производства корпорации Andrew и на эллиптические волноводы типа E100 Cu2Y, E105 Cu2Y и E130 Cu2Y производства компании RFS соответственно.

Приведем краткую информацию о фланцевых разъемах для эллиптических волноводов. Отметим, что:

- существует достаточно большое разнообразие в конструкциях фланцевых разъемов;
- как правило, указанные разъемы имеют выходное сечение прямоугольной формы, что значительно упрощает соединение эллиптического волновода с прямоугольными волноводами, с помощью которых осуществляется внутренняя разводка;

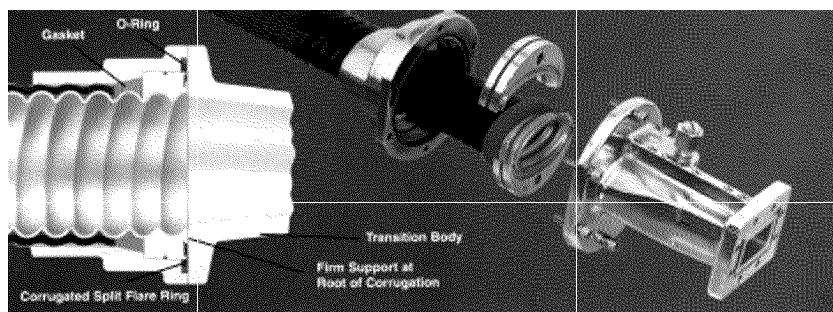


Рис. 6.1.15

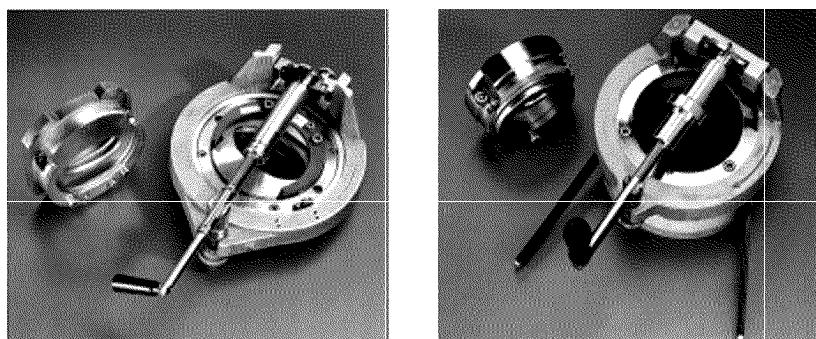


Рис. 6.1.16

- зачастую разъемы имеют настроечные элементы, что позволяет оперативно решать процедуру настройки волноводов со встроенными элементами тракта.

Один из вариантов схемы фланцевого разъема, которая в определенной степени иллюстрирует процедуру монтажа, приведен на рис. 6.1.15. Как правило, эллиптические волноводы, поставляемые заводом-производителем, уже имеют на одном конце фланцевый разъем. На втором конце эллиптического волновода фланцевый разъем устанавливают непосредственно в процессе выполнения монтажных работ. Для облегчения работ по установке разъема в полевых условиях фирмы-производители поставляют специальные приспособления. Внешний вид двух типов таких приспособлений приведен на рис. 6.1.16.

В заключение этого раздела можно сформулировать основные выводы, касающиеся выбора построения волноводных трактов:

- тракты приема и передачи необходимо выполнять отдельными;
- приемный тракт целесообразно выполнять на базе прямоугольных волноводов. Необходимо таким образом проектировать АВТ в целом, чтобы минимизировать длину приемного тракта. При необходимости в состав приемного тракта следует включать секции гибких прямоугольных волноводов;

- передающий тракт целесообразно выполнять на базе полугибких волноводов, например, таких, как эллиптические волноводы;
- конкретный выбор типа волновода обязательно должен учитывать возможности работы волновода в одномодовом режиме.

6.2. Поляризаторы

Прежде всего, сформулируем основные требования к поляризаторам, входящим в состав АВТ:

- поляризатор в рабочей полосе частот должен обеспечить круговую поляризацию;
- эллиптичность «круговой» поляризации не должна быть хуже значений, определенных исходя из норм по допустимому уровню эллиптичности на антенную систему в целом;
- поляризатор в рабочей полосе частот должен обеспечить выполнение требований по согласованию. Эти частные требования определяются исходя из норм на допустимый уровень по согласованию на АВТ в целом.

6.2.1. Поляризаторы на базе прямоугольных волноводов

Вариант 1. Основным элементом поляризатора является квадратный волновод, два диаметрально противоположных угла которого срезаны так, как показано на рис. 6.2.1. Линейную поляризацию E_1 или E_2 можно разложить на две ортогональные поляризации: $E_{\text{пар}}$ (E_{\parallel}) и $E_{\text{пер}}$ (E_{\perp}). Нетрудно сообразить, что фазовые скорости для компонент E_{\parallel} и E_{\perp} различны. Поэтому при прохождении волны первоначальная линейная поляризация E_1 или E_2 трансформируется в эллиптическую. Также нетрудно сообразить, что при прохождении волны вдоль определенного отрезка L , когда фазовый сдвиг, обусловленный различием в фазовых скоростях, достигнет 90° , первоначальная линейная поляризация трансформируется в круговую.

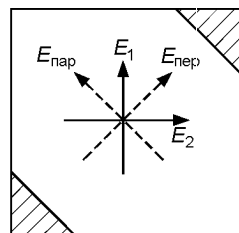


Рис. 6.2.1

В результате проведенного анализа [6.3] установлено, что для квадратного волновода со стороной a и высотой среза b длины волн для компонент поля, параллельных и перпендикулярных сторонам среза, соответственно равны:

$$\lambda_{\parallel} = 2a[1 - (b/a)^2(1 + \mu)^2], \quad (6.2.1)$$

$$\lambda_{\perp} = 2a[1 + (b/a)^2(1 - \mu)(0,5 + \mu)], \quad (6.2.2)$$

где

$$\mu = \sin(\sqrt{2\pi b/a})/\sqrt{2\pi b/a}. \quad (6.2.3)$$

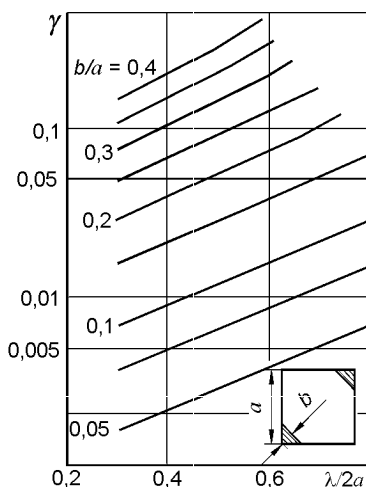


Рис. 6.2.2

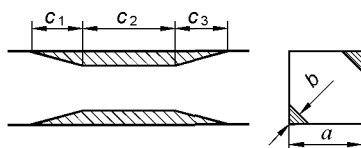


Рис. 6.2.3

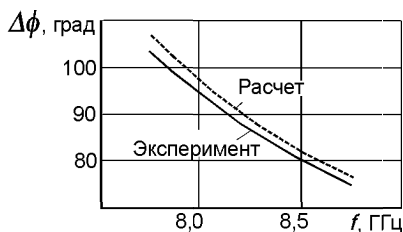


Рис. 6.2.4

Результаты расчетов зависимости $\gamma(\lambda/2a)$, где $\gamma = (\Delta\phi/2\pi)(\lambda/L)$ приведены на рис. 6.2.2. Здесь параметром служит отношение b/a .

Результаты расчетов сравнивались с экспериментальными данными. Эксперимент проводился на модели поляризатора (рис. 6.2.3), для которого $a = 25,14$ мм; $b = 3,8$ мм; $L = c_1 + c_2 + c_3$, где $c_1 = c_3 = 42$ мм; $c_2 = 79,1$ мм. Отметим, что первая и третья секции выполнены со скосом, что необходимо для обеспечения лучшего согласования. Результаты сравнения приведены на графиках рис. 6.2.4. Анализ приведенных результатов показывают, что данные расчетов вполне прилично совпадают с данными эксперимента. Вместе с тем приведенные данные показывают, что данный вариант исполнения поляризатора не обладает существенной широкополосностью.

Вариант 2. Схема поляризатора приведена на рис. 6.2.5: 1 — прямоугольный волновод; 2 — переход от прямоугольного сечения к квадратному; 3 — основная секция, выполненная в виде отрезка квадратного волновода, на двух противоположных стенках которого установлены прямоугольные диафрагмы (рис. 6.2.6). В связи с тем, что структура поля секции 2 такова, что вектор \mathbf{E} ориентирован по диагонали, возбуждение секции 3 осуществляется именно этим вектором. Этот вектор, в свою очередь, можно представить как геометрическую сумму двух векторов, параллельных двум стенкам квадратного волновода, одна из которых гладкая, а в «состав» второй входят прямоугольные диафрагмы. Данное обстоятельство приводит к различию фазовых скоростей распространения двух указанных компонент поля. Результаты анализа таких устройств [6.4] приведены на рис. 6.2.7: верхние графики — зависимости КСВ от параметра $2a/\lambda$ (линиями показаны результаты расчета двумя различными методами, а кружками — результаты эксперимента); ниж-

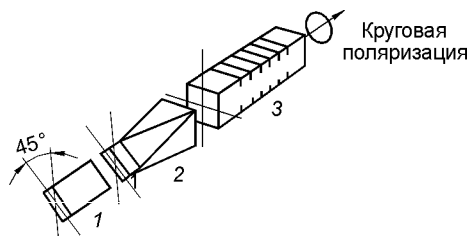


Рис. 6.2.5

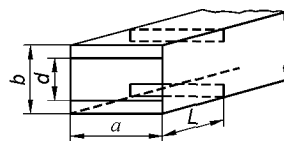


Рис. 6.2.6

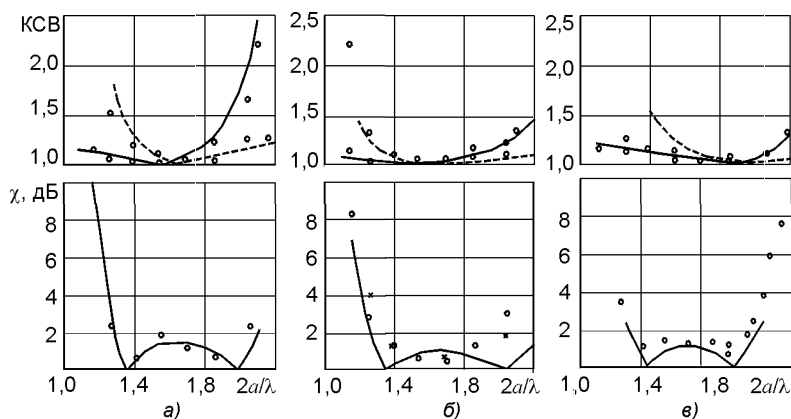


Рис. 6.2.7

ние графики — результаты зависимости аксиального отношения от того же параметра (кривые — расчет, кружочки — эксперимент). Результаты расчетов и эксперимента выполнены для трех типов исполнения основной секции поляризатора, отличающихся между собой геометрическими параметрами:

- а — $L/b = 0,4$; $d/b = 0,7$; $b/a = 1$; число диафрагм — 5;
- б — $L/b = 0,4$; $d/b = 0,8$; $b/a = 1$; число диафрагм — 11;
- в — $L/b = 0,3$; $d/b = 0,726$; $b/a = 1$; число диафрагм — 6.

Результаты анализа приведенных данных, а также другие результаты из [6.4] позволяют сделать вывод о том, что максимальная широкополосность реализуется при выполнении условия $a/b = 1$, т.е. для волновода квадратного сечения, расстояние между диафрагмами подчиняется условию $L = 0,4b$.

На рис. 6.2.8 приведена схема выполнения основной секции поляризатора. Эта схема содержит пять прямоугольных диафрагм. Высоты диафрагм выполнены переменными, снижающимися к краям устройства. Это позволяет значительно улучшить согласование схемы.

Вариант 3. Принципиальное отличие в исполнении данного варианта поляризатора [6.5] от предыдущего заключается в том, что здесь все

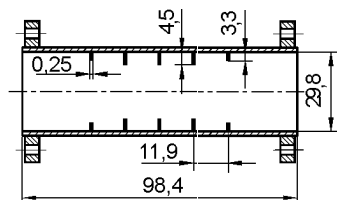


Рис. 6.2.8

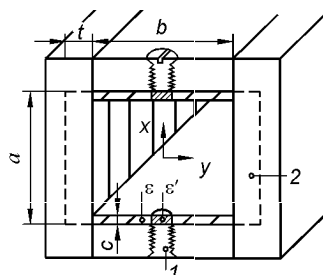


Рис. 6.2.9

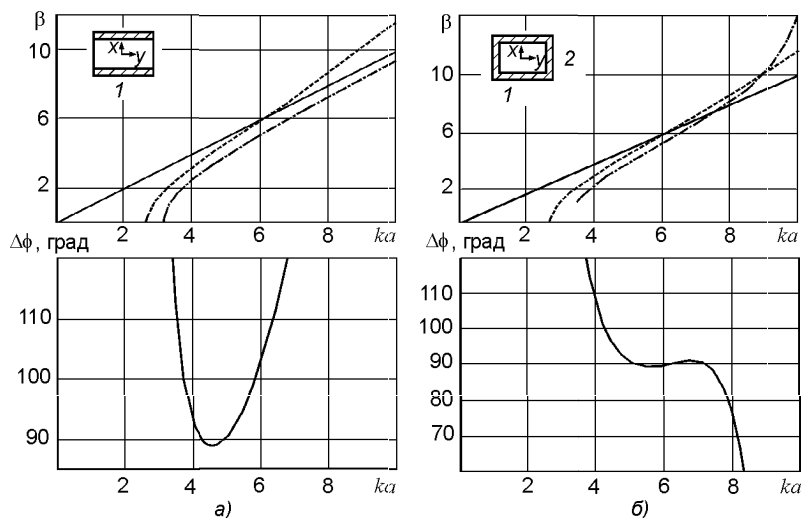


Рис. 6.2.10

внутренние стенки волновода выполнены особым образом. На рис. 6.2.9 приведена схема выполнения секции поляризатора, у которого внутренние поверхности волновода, параллельные оси x , выполнены со встроенными прямоугольными диафрагмами, а перпендикулярные оси x — с дополнительным покрытием слоем диэлектрика толщины c .

Различия в конструкции основной секции поляризатора приводит к различиям в электрических параметрах сравниваемых устройств, что проиллюстрировано графиками на рис. 6.2.10: a — частотные зависимости дисперсии β для схемы по варианту 1 и фазового сдвига $\Delta\phi$ для схемы по варианту 1; b — аналогичные зависимости для схемы по варианту 2.

Сравнение графиков показывает, что выполнение основной секции поляризатора по схеме 2 дает значительно лучшие результаты по широкополосности. В качестве подтверждения сказанному на рис. 6.2.11 приведены экспериментальные данные по частотной зависимости для

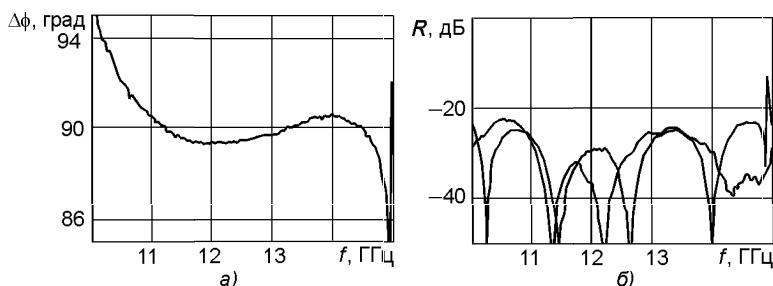


Рис. 6.2.11

двух основных выходных параметров поляризатора: фазового сдвига на выходе поляризатора (а) и коэффициента отражения (б).

Из приведенных данных следует, что фазовый сдвиг в пределах $90^\circ \pm 0,7^\circ$ выдерживается в полосе частот 10,95...14,5 ГГц. Коэффициент отражения в той же самой полосе частот не превышает -24 дБ. Отметим, что потери в поляризаторе, обусловленные применением диэлектрика с $\text{tg } \delta < 5 \cdot 10^{-4}$, не превышают 0,06 дБ. Длина поляризатора равна 85 мм.

Вариант 4. Другой принцип построения поляризатора описан в [6.6, 6.7]. Эти поляризаторы в англоязычной технической литературе называют *serptum polarizer* — поляризатор с использованием перегородки. Одна из возможных схем такого поляризатора приведена на рис. 6.2.12. Поляризатор построен на базе прямоугольного волновода со сторонами a и b . Входные порты 3 и 4 возбуждаются волнами типа H_{01} , равными по амплитуде, но разными на 180° по фазе. Во внутренней полости прямоугольного волновода расположена перегородка, выполненная так, что при углублении в волновод скачкообразно уменьшается как ее толщина, так и ее высота. Электродинамический анализ подобных устройств показывает, что уже после первого скачка в размерах перегородки внутри волновода помимо горизонтальной поляризации вектора \mathbf{E} появляется и его вертикальная компонента. При специальном выполнении профиля перегородки на ее выходе можно получить компоненты 1 и 2 вектора \mathbf{E} ортогональные, равные по амплитуде и сдвинутые по фазе на 90° , т.е. круговую поляризацию вектора \mathbf{E} .

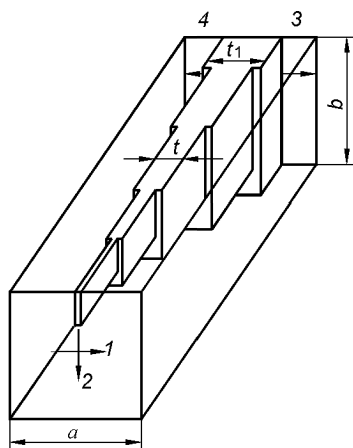


Рис. 6.2.12

На рис. 6.2.13, а и б приведены частотные характеристики поляризатора, выполненного для диапазона частот 16...19 ГГц и С-диапазона

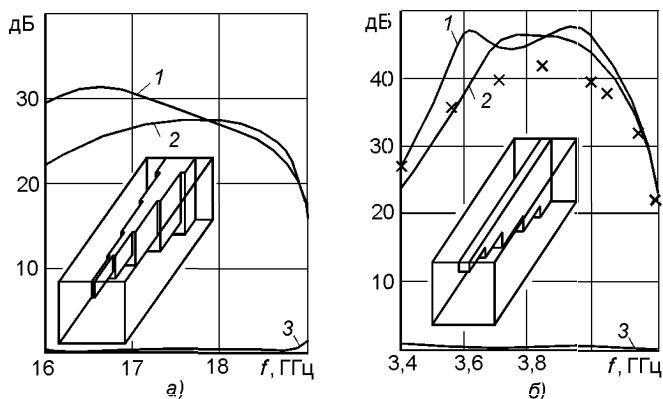


Рис. 6.2.13

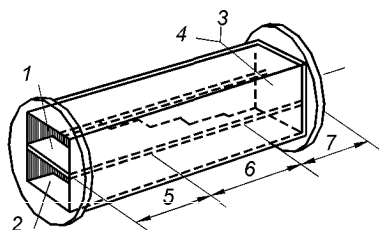


Рис. 6.2.14

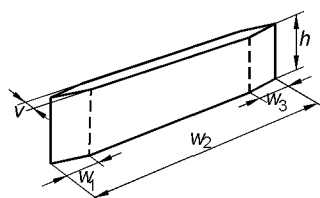


Рис. 6.2.15

соответственно. Размеры прямоугольного волновода: $a = b = 10,67$ мм (рис. 6.2.13, а) и $a = b = 48,26$ мм с перегородкой постоянной толщины (рис. 6.2.13, б). На графиках кривая 1 — коэффициент отражения, к значению которого, естественно, следует приставить знак «минус»; кривая 2 — развязка между входными портами; кривая 3 — аксиальное отношение.

Вариант 5. Еще одна схема исполнения поляризатора типа septum приведена на рис. 6.2.14. В состав поляризатора включена диэлектрическая пластина, геометрия которой приведена на рис. 6.2.15. Назначение пластины — коррекция фазового сдвига, необходимого для реализации круговой поляризации с минимальным значением аксиального отношения.

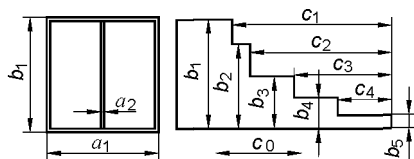


Рис. 6.2.16

В [6.8] приведены результаты экспериментальной проверки поляризатора данного типа. Геометрия волновода и перегородки приведены на рис. 6.2.16: $b_1 = 0,626\lambda$; $a_1 = 0,6268\lambda$; $a_2 = 0,014\lambda$; $b_2 = 0,491\lambda$; $b_3 = 0,301\lambda$; $b_4 = 0,178\lambda$; $b_5 = 0,080\lambda$; $c_1 =$

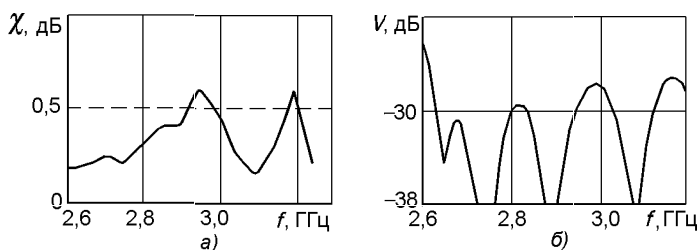


Рис. 6.2.17

$= 0,961\lambda$; $c_2 = 0,860\lambda$; $c_3 = 0,597\lambda$; $c_4 = 0,338\lambda$; $w_1 = 0,0614\lambda$; $w_2 = 0,737\lambda$; $w_3 = 0,0614\lambda$; $v = 0,0307\lambda$; $h = 0,628\lambda$; $\varepsilon = 2,1$, где λ — средняя длина волны. Результаты экспериментальных исследований для значений КСВ $< 1,2$ для обоих портов 1 и 2 приведены на рис. 6.2.17: а — частотная зависимость аксиального отношения; б — частотная зависимость развязки между выходами поляризатора.

6.2.2. Поляризаторы на базе круглых волноводов

На рис. 6.2.18 приведены четыре схемы исполнения поляризатора на базе круглого волновода [6.9]. Отметим два обстоятельства. Первое — все эти схемы роднит общий принцип их работы, а именно фазовые скорости в плоскости расположения встроенных неоднородностей и в перпендикулярной ей плоскости различны. Именно это и позволяет получить необходимый фазовый сдвиг при выполнении условия: плоскость линейной поляризации на входе поляризатора повернута на конечный угол относительно плоскости размещения встроенных неоднородностей. Второе — все приведенные схемы различаются способом выполнения встроенных неоднородностей.

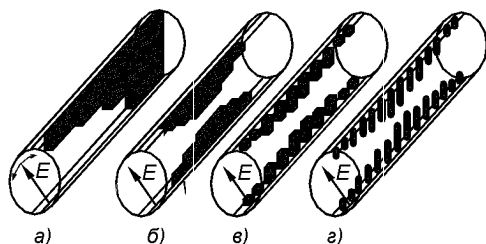


Рис. 6.2.18

Вариант 1. Схема исполнения на рис. 6.2.18, а называется septum polarizer. В схеме встроенная неоднородность выполнена в виде четырехсекционной металлической пластины, высота которой скачком увеличивается от секции к секции, причем высота последней секции равна диаметру волновода. Отметим, что данная конструкция не обладает осевой симметрией. Качество достигнутых результатов иллюстрируется

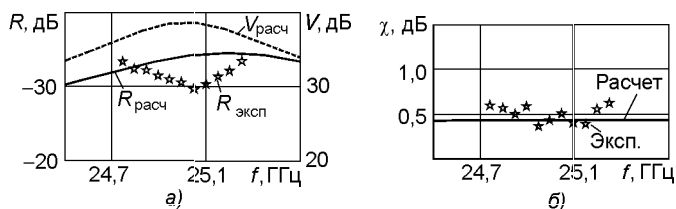


Рис. 6.2.19

графиками, приведенными на рис. 6.2.19: *а* — расчетные и экспериментальные частотные зависимости коэффициента отражения R и развязки V четырехсекционного поляризатора в диапазоне 25 ГГц; *б* — результаты расчета и эксперимента аксиального отношения поляризатора в том же частотном диапазоне. Из приведенных данных следует, что в диапазоне 24,5...25,5 ГГц коэффициент отражения не превышает -30 дБ, а аксиальное отношение $\chi < 0,5$ дБ.

Вариант 2. Схема поляризатора приведена на рис. 6.2.18,б. Здесь встроенная неоднородность выполнена в виде двух металлических пластин, высоты которых скачком вначале увеличиваются, а потом уменьшаются. Данная конструкция обладает свойствами осесимметрии. Поэтому следует ожидать более высоких результатов по сравнению с предыдущей конструкцией поляризатора. На рис. 6.2.20,а приведены графики частотных зависимостей R и V ; на рис. 6.2.20,б — график частотной зависимости χ . Из приведенных данных следует, что отражение ниже уровня -25 дБ и аксиальное отношение ниже уровня $0,3$ дБ реализуется в полосе частот 23,2...25,7 ГГц.

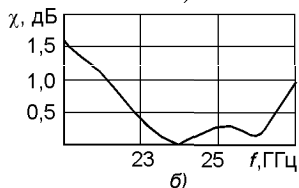
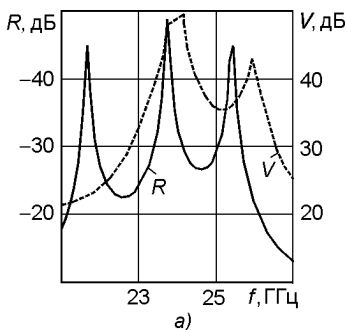


Рис. 6.2.20

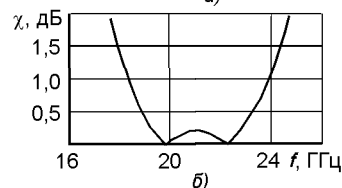
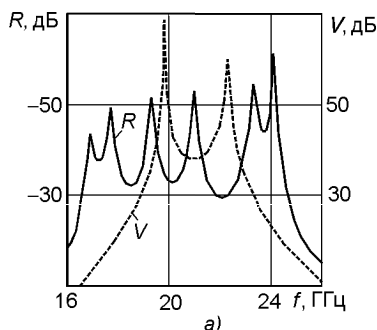


Рис. 6.2.21

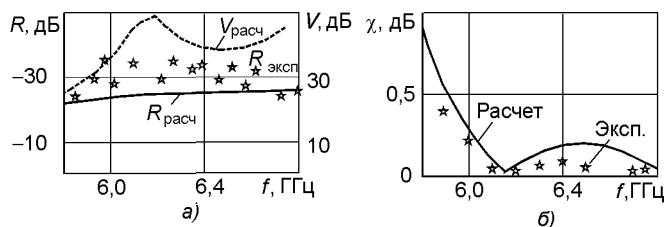


Рис. 6.2.22

Вариант 3. Схема, приведенная на рис. 6.2.18, в, позволяет получить результаты, показанные на рис. 6.2.21. Из анализа приведенных данных, что в полосе частот 23,2...25,7 ГГц удастся получить согласование на уровне $R < -25$ дБ и аксиальное отношение на уровне $\chi < 0,3$ дБ.

Вариант 4. В схеме, показанной на рис. 6.2.18, г, неоднородности выполнены в виде набора стержней, размещенных на противоположных стенках и высоты которых симметрично увеличиваются от концов поляризатора к его центру. Достигнутые для данной конструкции поляризатора электрические параметры приведены на рис. 6.2.22. Из этих данных следует, что в диапазоне частот 6,0...6,8 ГГц коэффициент отражения ниже -25 дБ, аксиальное отношение ниже 0,25 дБ.

Вариант 5. Здесь в качестве неоднородности используется диэлектрическая пластина, у которой для обеспечения лучшего согласования с двух концов имеются скосы (рис. 6.2.23).

Вариант 6. Здесь различие между фазовыми скоростями для ортогональных мод достигается симметричной деформацией противоположных стенок волновода. Пример такой конструкции поляризатора приведен на рис. 6.2.24.

Вариант 7. В схеме поляризатора [6.10], показанного на рис. 6.2.25, а неоднородность выполнена в виде набора пазов 2, последовательно расположенных на одной стороне круглого волновода. При поляризации вектора E , показанной на позиции 1, различие фазовых скоростей нормальной и параллельной компонент поля E будет максимальным.

Вариант 8. Эта схема отличается от предыдущей тем, что пазовые структуры расположены на диаметрально противоположных сторонах волновода (рис. 6.2.25, б). Электрические параметры двух последних

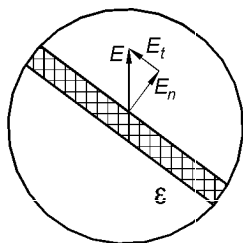


Рис. 6.2.23

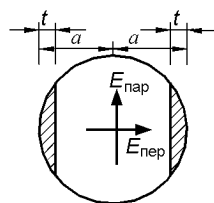


Рис. 6.2.24

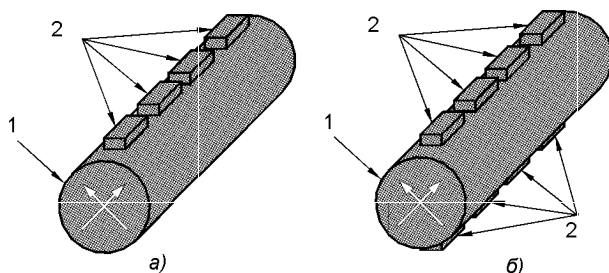


Рис. 6.2.25

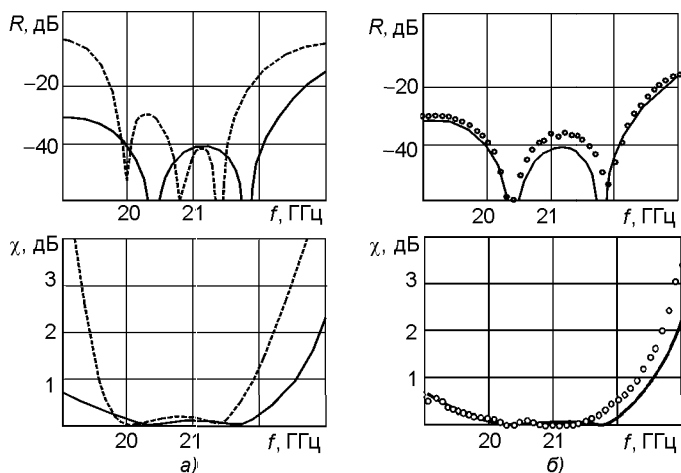


Рис. 6.2.26

вариантов поляризаторов приведены на рис. 6.2.26: а — частотная зависимость коэффициента отражения и аксиального отношения для несимметричной схемы поляризатора (пунктирная линия) и симметричной схемы (сплошные кривые); б — результаты расчета параметров, реализуемых симметричной схемой поляризатора (сплошные кривые) и эксперимента (кружочки). Как и следовало ожидать, симметричная схема реализует более качественные параметры. Видно, что в диапазоне частот 19,5...22,5 ГГц коэффициент отражения $R < -30$ дБ, а $\chi < 0,5$ дБ.

6.3. Комбайнеры

Термин «комбайнер» появился сравнительно недавно и означает соединение двух или более устройств. Чаще всего такими устройствами являются устройства для совмещения сигналов различных частот (сигналов передачи и приема) или совмещения (разделения) сигналов одинаковых или разных частот, разнящихся по поляризации.

Можно провести следующую классификацию конструктивного выполнения комбайнера:

- как правило, комбайнер выполняется в виде отдельного блока, который напрямую или через дополнительные элементы АВТ соединяется с выходом рупорного облучателя антенны;
- иногда конструктивно комбайнер непосредственно входит в состав рупорного облучателя антенны.

Выходами комбайнера являются порты каналов приема и передачи. По числу портов комбайнеры обычно разделяются на двухпортовые, что, как правило, характерно для антенн приема-передающих ЗС, не использующих поляризационное уплотнение, и четырехпортовые, что, как правило, характерно для антенн приема-передающей ЗС, работающей в режиме поляризационного уплотнения.

Следует обратить внимание на следующие обстоятельства:

- приведенная классификация соответствует наиболее часто встречающемуся на практике варианту использования антенн для ЗССС, когда они работают только в одном частотном диапазоне: С или Ku;
- в противном случае, т.е. когда антенна предназначена для работы в совмещенных частотных диапазонах, число портов увеличивается;
- увеличение числа портов возможно и тогда, когда происходит целенаправленная селекция по частоте каналов передачи или, что значительно реже, каналов приема;
- приемные порты соединяются с помощью коротких трактов со входами МШУ, а передающие — с волноводными трактами каналов передачи.

6.3.1. Поляризационные селекторы

Основной принцип построения поляризационного селектора сводится к следующему: поляризационный селектор построен на базе отрезков круглого волновода и использует для своего функционирования их свойства. Для этого во внутренней полости волноводов размещаются дополнительные элементы, которые являются прозрачными для одной поляризации, и представляют собой элемент короткого замыкания для ортогональной поляризации.

Схема такого устройства приведена на рис. 6.3.1. На порт A подается сигнал с поляризацией E_1 , а на порт B — сигнал с поляризацией E_2 . Во внутренней полости круглого волновода 1, примыкающего к порту A , установлена плоская металлическая пластина 2. Сигнал с поляризацией E_1 , которая перпендикулярна пластине 2, «свободно проходит» пластину и попадает на выходной порт C . Для сигнала с порта B поляризация поля в

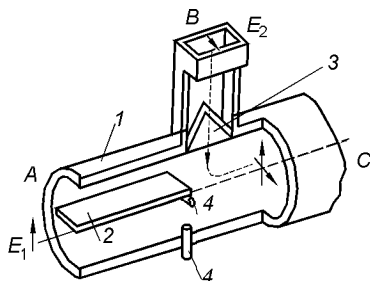


Рис. 6.3.1

круглом волноводе параллельна пластине 2. При надлежащем выборе диаметра волновода его часть, в состав в который входит пластина 2, является запердельным для сигнала с поляризацией E_2 . Поэтому сигнал с поляризацией E_2 распространяется только в сторону к порту C . Таким образом на выходе порта C реализуются два сигнала с ортогональными поляризациями. Добавим, что в состав конструкции поляризационного селектора входят подстроечные элементы, необходимые для достижения надлежащего согласования. Здесь такими элементами являются пластина 3 и регулировочные винты 4.

В [6.1] приведены данные относительно уровня реализуемых параметров поляризационного селектора: коэффициент отражения со стороны порта B 1,5...2,0 %; коэффициент отражения со стороны порта C 1,0 %; развязка между портами B и C 35...40 дБ; затухание 0,1 дБ.

6.3.2. Волноводные тройники

Одной из составных частей комбайнера являются волноводный тройник, основное предназначение которого — разделение энергии, распространяющейся в волноводе, на две части. Ниже приведены два варианта волноводных тройников, делящих энергии на две равные части.

Вариант 1. Схема приведена на рис. 6.3.2. Здесь сопряжение волноводного порта 1 с волноводом происходит по широкой стенке последнего. Отметим, что начальные фазы распространяющихся влево и вправо от порта 1 волн отличаются на 180° .

Вариант 2. Здесь сопряжение волноводного порта 1 с волноводом происходит по узкой стенке последнего (рис. 6.3.3). Отметим, что начальные фазы распространяющихся влево и вправо от порта 1 волн равны. Отметим также, что для устранения отраженной волны в схему тройника вводят индуктивный штырь. Наилучшие результаты по согласованию получаются, если расстояние $t = \lambda/4$.

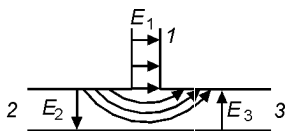


Рис. 6.3.2

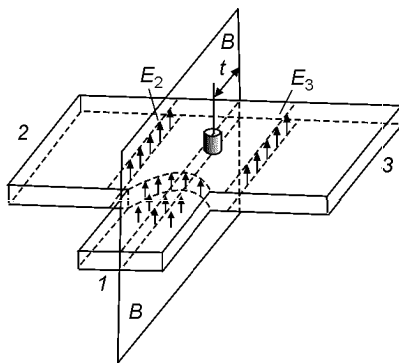


Рис. 6.3.3

6.3.3. Выполнение комбайнера в виде отдельного блока

Вариант 1. Схема комбайнера приведена на рис. 6.3.4. Комбайнер выполнен на базе круглого волновода. Часть волновода, примыкающая к закороченной стенке, разделена перегородкой. Перегородка выполнена в виде ступенчатой пластины. Нетрудно сообразить, что эта часть устройства во многом повторяет поляризаторы типа *septum*, рассмотренные выше. В отличие от предыдущих схем здесь возбуждение распространяющихся мод в полукруглых волноводах осуществляется через элементы 1 и 2. Конструкции этих возбуждателей может быть различной, в том числе и в виде коаксиально-волноводного перехода.

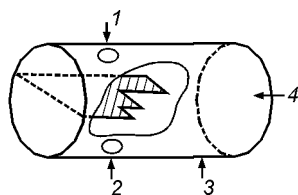


Рис. 6.3.4

Такая конструкция позволяет получить на выходе 4 две линейных ортогональных поляризации. Путем целенаправленного подбора параметров перегородки можно осуществить 90° -ный сдвиг между линейными поляризациями и тем самым реализовать круговую поляризацию.

Более полную информацию о данной конструкции можно найти в [6.11]. Здесь же ограничимся представлением одного из выходного параметра комбайнера. На рис. 6.3.5 показаны экспериментальные данные о частотной зависимости коаксиального отношения комбайнера. Приведенная серия кривых получена при различной угловой ориентации нагрузки. Из приведенных данных следует, что в частотном диапазоне 5,7...6,4 ГГц аксиальное отношение не превышает 0,14 дБ.

Вариант 2 выполнения комбайнера в виде отдельного блока приведен на рис. 6.3.6. На вход 1 комбайнера, соединенного с рупорным облучателем, поступают сигналы двух частот f_1 и f_2 , причем $f_1 < f_2$. Диаметр отрезка круглого волновода 4 выбран таким, чтобы сигналы обеих частот свободно распространялись. Диаметр отрезка круглого волновода 6 выбран таким, что он является запредельным для частоты f_1 и допускает свободное распространение частоты f_2 .

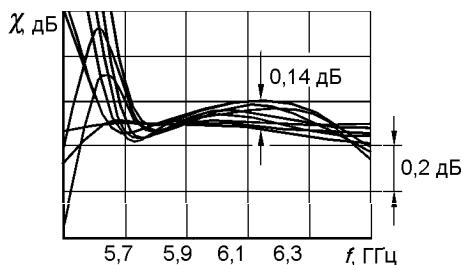


Рис. 6.3.5

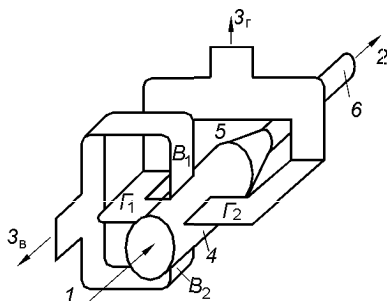


Рис. 6.3.6

Конусный переход 5 служит для согласования отрезков волновода 4 и 6 на частоте f_2 .

В состав комбайнера также входят устройства для трансформации энергии частоты f_1 из волноводного отрезка 4 в порты $3_{\text{в}}$ и $3_{\text{г}}$, что и позволяет разделить сигналы частоты f_1 на два сигнала, различающихся ортогональными поляризациями. Отметим, что используемая здесь симметричная схема разделения сигналов по поляризациям обеспечивает достаточно высокие электрические параметры устройства.

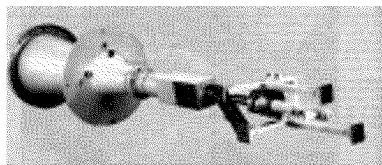


Рис. 6.3.7

Если есть необходимость разделения по поляризациям сигналов частоты f_2 , то схема комбайнера усложняется, так как в отрезок волновода 6 вводится устройство разделения, аналогичное для отрезка волновода 4, а в концевой части волновода 6 устанавливается поглощающая нагрузка.

Внешний вид комбайнера, который позволяет разделить сигналы частоты f_2 по поляризациям, приведен на рис. 6.3.7.

6.3.4. Выполнение комбайнера в виде устройств, совмещенных с рупорным облучателем

Зачастую комбайнер выполнен в виде устройства, конструктивно связанного с рупорным облучателем антенны. Пример такого комбинированного устройства, приведенного в [6.12], показан на рис. 6.3.8. Антенна и, следовательно, рупорный облучатель должны обеспечить работу в трех различных частотных диапазонах: L (1,6 ГГц), C (5 ГГц) и Ka (22 ГГц). Порты облучателя, которые реализуют указанный режим работы, обозначены на рис. 6.3.6 цифрами 1 (L), 2 (C) и 3 (Ka). Их функциональное назначение: порт 3 (Ka) представляет собой выход круглого волновода, диаметр которого обеспечивает одномодовый режим работы для частоты 22 ГГц; порты 1 (L) и 2 (C) конструктивно выполнены на расширяющейся части рупорного облучателя по симметричной схеме, что позволяет реализовать режим работы на ортогональных поляризациях, и расположены в той части рупора, диаметр которого является запредельным для частоты портов, лежащих справа.

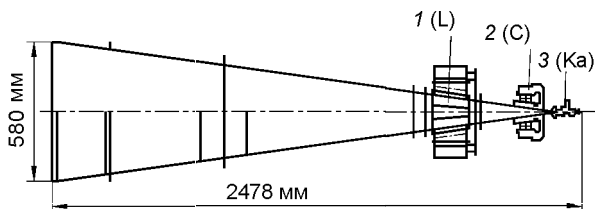


Рис. 6.3.8

Конструктивное выполнение порта приведено на рис. 6.3.9: 1 — коаксиально-волноводный переход; 2 — щелевое соединение; 3 — полосовой режекторный фильтр; 4 — соединительная коаксиальная линия; 5 — ответвитель для H_{11} моды.

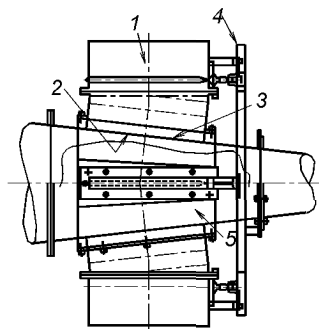


Рис. 6.3.9

Конструктивное выполнение полосового режекторного фильтра показано на рис. 6.3.10: 1 и 2 — полосовые режекторные фильтры, которые предназначены для запрета проникновения в порт 1 (L) энергии сигналов диапазонов С и Ка; 3 — щелевой ответвитель.

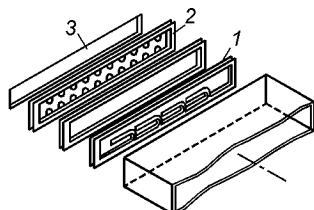


Рис. 6.3.10

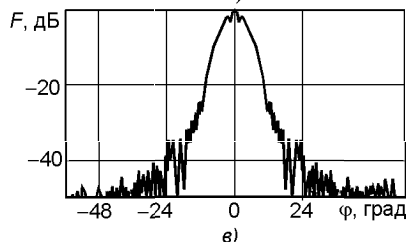
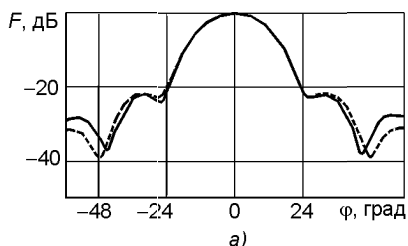
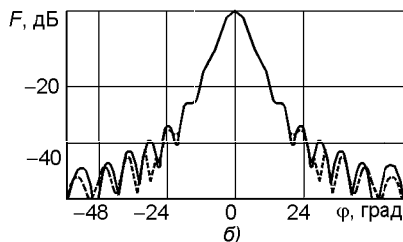


Рис. 6.3.11

Отметим, что результирующая эффективность антенны, зеркало (диаметром 10 м) которой имеет зонтичную конструкцию, составляет около 40 % для частоты 1,6 ГГц, что обусловлено в основном значительным уровнем утечки за контррефлектор; примерно 50 % для частоты 4,8 ГГц; около 35 % для частоты 22 ГГц, что обусловлено значительной периодической фазовой погрешностью отражающего зеркала.

6.3.5. Развязка между портами передачи и приема

Совмещение сигналов передачи и приема в одном устройстве вызывает появление одной серьезной проблемы, обусловленной значитель-

ным перепадом в уровнях этих сигналов. Если не принимать дополнительных мер, то прохождение сигнала от передатчика на вход приемного устройства (точнее, на вход МШУ) может привести к прямому поражению работы МШУ. Практически единственное средство защиты от данного негативного эффекта — установка в тракт приема фильтра, осуществляющего значительное подавление частот передатчика. Как показывает практика, развязка между портами передачи и портами приема на частотах передачи зависит от мощности передатчика и должна составлять примерно 85...100 дБ.

Значительно менее жесткие по уровню требования накладываются на развязку между портами приема или между портами передачи. Для данной ситуации, как показывает практика, развязки на уровне примерно 35...40 дБ достаточно для обеспечения работы антенны в режиме кроссполяризационного уплотнения.

6.3.6. Кроссполяризационная развязка

Следует отметить, что существует два основных механизма появления деполаризации сигнала в комбайнере, обусловленные:

- возбуждением в комбайнере высших мод колебаний, поляризационная окраска которых содержит составляющую вектора \mathbf{E} , ортогональную вектору \mathbf{E} основной моды. В частности, такой эффект заметно проявляется при использовании несимметричной схемы совмещения сигналов;
- деполаризацией сигнала, возникающей при двойном отражении: сначала от входа рупорного облучателя, а потом от выхода комбайнера. Снижение отрицательного воздействия этого механизма можно достичь за счет улучшения согласования комбайнера с рупорным облучателем.

Вновь подчеркнем, что недостаточный уровень кроссполяризационной развязки комбайнера может сыграть отрицательную роль при работе антенны в режиме поляризационного уплотнения. Чтобы избежать указанного негативного эффекта, уровень XPD самого комбайнера должен быть не хуже 40 дБ.

6.3.7. Комбайнеры для двухканальных совмещенных облучателей коаксиального типа

Ранее в гл. 4, где рассматривались облучатели для зеркальных антенн, был пропущен вариант их исполнения в виде двухканального совмещенного облучателя коаксиального типа. Этот пробел восполняется ниже, а облучатель такого типа рассматривается в самом близком контексте с основной проблематикой данного раздела.

На рис. 6.3.12 приведена схема анализируемого облучателя. Устройство состоит из внутреннего облучателя, который выполнен на базе круглого волновода с диаметром d и имеет входной порт 1 и излучающий

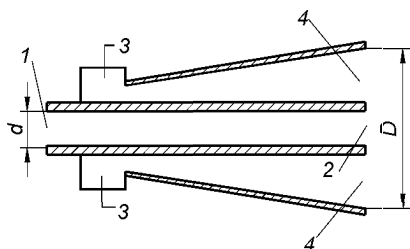


Рис. 6.3.12

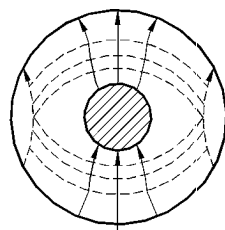


Рис. 6.3.13

раскрыв 2, внешнего облучателя с внешним диаметром D и внутренним d , имеющего входные порты 3 и излучающий раскрыв 4 в виде кольца.

Напомним, что для данной коаксиальной структуры низшая распространяющаяся H -мода соответствует одной азимутальной вариации поля в отсутствие вариации в радиальном направлении. Структура этой моды показана на рис. 6.3.13. Напомним также, что ее распространение прекращается, когда длина средней окружности становится близкой к длине волны. Для внешнего облучателя, приведенного на рис. 6.3.12,

$$\lambda_{кр} = 0,5\pi(d_1 + d_2), \quad (6.3.1)$$

где d_1 — внешний диаметр внутреннего волновода, а d_2 — внутренний диаметр внешнего рупорного облучателя на выходе возбуждающих секций 3.

Так как характеристики излучения внутреннего излучателя достаточно подробно рассмотрены ранее, остановимся на параметрах излучения внешнего коаксиального облучателя. Вначале о характеристиках излучения облучателя на базе открытого конца коаксиальной линии. Отметим, что этот облучатель может иметь различные конструктивные решения. Два наиболее часто встречающихся исполнения приведены ниже.

Вариант 1 характеризуется тем, что стенки коаксиального облучателя выполнены гладкими. Возможная схема построения такого облучателя приведена на рис. 6.3.14. В [6.13] проведен анализ характеристик излучения рассматриваемого облучателя и даны результаты экспериментальных исследований.

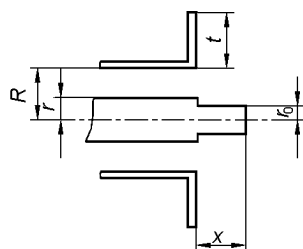


Рис. 6.3.14

На рис. 6.3.15 показана частотная зависимость коэффициента отражения (сплошная кривая — экспериментальные данные, пунктирная — расчетные данные) облучателя со следующими геометрическими размерами: $r/R = 0,278$; $R = 27$ мм. Следует отметить, что в состав облучателя введены специальные подстроечные винты, расположенные вблизи излучающего раскрыва.

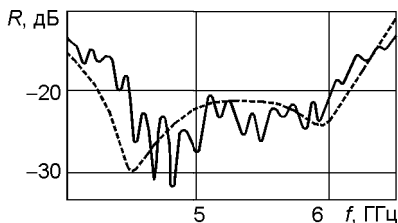


Рис. 6.3.15

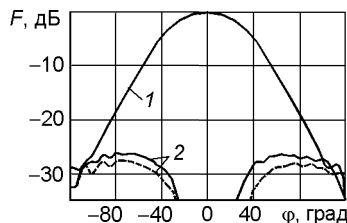


Рис. 6.3.16

На рис. 6.3.16 показаны ДН облучателя, измеренные в 45° -плоскости (кривая 1 — ДН на основной поляризации; кривые 2 — ДН по кроссполяризации). Геометрические размеры облучателя указаны выше. Высота фланца $t = 19$ мм. Диаграммы измерялись на частоте 5 ГГц. Измерения показали, что в диапазоне 4,5 ... 5,5 ГГц уровни пиков диаграмм по кроссполяризации не превышали -20 дБ.

Другие вариации исполнения гладких коаксиальных излучателей рассмотрены в [6.14].

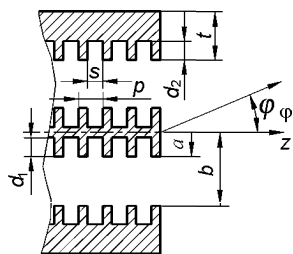


Рис. 6.3.17

Вариант 2 характеризуется тем, что стенки коаксиального облучателя выполнены гофрированными гладкими. Возможная схема построения такого облучателя приведена на рис. 6.3.17. В [6.15] проведен анализ характеристик излучения рассматриваемого облучателя и даны результаты расчетов основных параметров излучения.

На рис. 6.3.18 приведены расчетные параметры, характеризующие характеристики диаграммы излучения облучателя: a — зависимость полуширины ДН по уровню -12 дБ от нормированного радиуса $x = 2\pi a/\lambda$. В качестве параметра использовалось значение $w = 2\pi(b-a)/\lambda$; b — зависимость уровня первого бокового лепестка от нормированного радиуса x .

На рис. 6.3.19 приведены графики, характеризующие частотную зависимость максимального уровня излучения по кроссполяризации. Здесь f_0 — средняя частота, для которой уровень излучения по кроссполяризации минимален, а f — текущее значение частоты. Расчеты проводились для трех значений параметра w и четырех значений параметра x ($x = 0$ — сплошная жирная кривая; $x = 3$ — сплошная кривая; $x = 5$ — штрих-пунктирная кривая; $x = 10$ — пунктирная кривая). Отметим, что приведенные результаты получены для основной гибридной волны.

Теперь непосредственно о характеристиках реальных совмещенных коаксиальных облучателей.

Исполнение 1. В [6.16] приведена информация о радиотелескопе, зеркало которого имеет диаметр 64 м. Этот радиотелескоп работает в

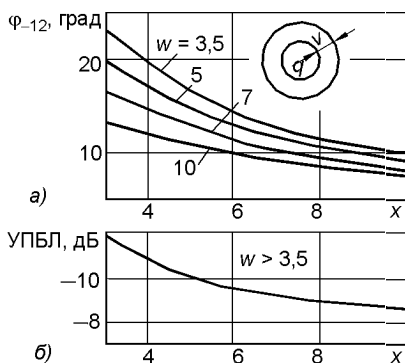


Рис. 6.3.18

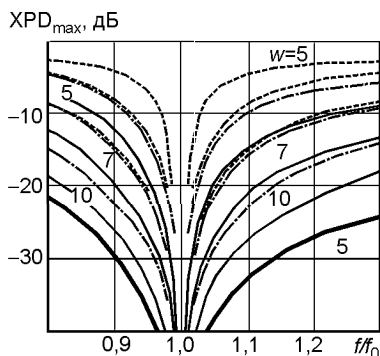


Рис. 6.3.19

двух диапазонах частот: 648...712 МГц и 2,6...3,6 ГГц. Схема облучателя показана на рис. 6.3.20: 1 — внутренний облучатель в виде открытого конца гладкого круглого волновода, предназначенного для работы в высокочастотном диапазоне; 2 — внешний коаксиальный облучатель, предназначенный для работы в низкочастотном диапазоне частот; 3 — элементы для улучшения согласования внешнего облучателя; 4 — дроссельные канавки.

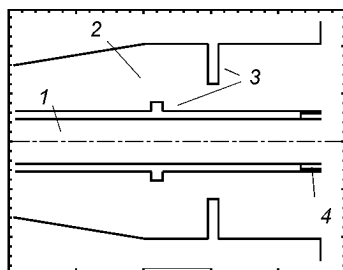


Рис. 6.3.20

Диаграммы направленности облучателя приведены на рис. 6.3.21, а и б для частот 680 МГц и 3,0 ГГц соответственно (верхние кривые — ДН в E -, H - и 45° -плоскостях на основной поляризации; нижняя кривая — ДН на кроссполаризации).

Конструктивное исполнение возбуждающих секций для низкочастотного диапазона показано на рис. 6.3.22 (слева — продольный разрез облучателя; справа — поперечный разрез облучателя в районе расположения возбуждателей низкочастотного диапазона). Из приве-

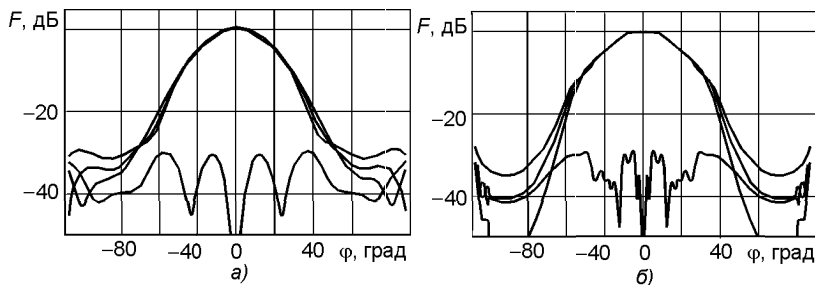


Рис. 6.3.21

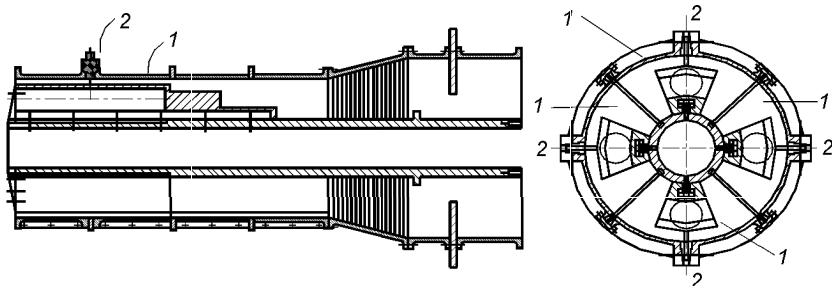


Рис. 6.3.22

денных рисунков видно, что возбудитель низкочастотного диапазона состоит из четырех секций 1, каждая из которых выполнена в виде коаксиально-волноводного перехода 2. Внешний вид облучателя приведен на рис. 6.3.23.

Исполнение 2. Другая схема совмещенного коаксиального облучателя показана на рис. 6.3.24. Это устройство состоит из внутреннего облучателя 1, выполненного в виде диэлектрического стержня предназначенного для работы в высокочастотной части диапазона; внешнего облучателя 2, выполненного в виде гофрированного рупора, в центральной части которого расположен диэлектрический стержень, предназначенный для работы в низкочастотной части диапазона; возбудителя 3 для высокочастотной части диапазона и возбудителей 4 для низкочастотной части диапазона.

Подробную информацию о характеристиках излучения такого облучателя и его модификации можно найти в [6.17]. Здесь ограничимся только сведениями о реализуемых диаграммах направленности. На рис. 6.3.25 приведены ДН внешнего облучателя (а — одиночного гофрированного рупора; б — гофрированного рупора с диэлектрическим стержнем) и внутреннего облучателя (в). Здесь верхние кривые — ДН по основной поляризации, нижние — ДН по кроссполаризации.

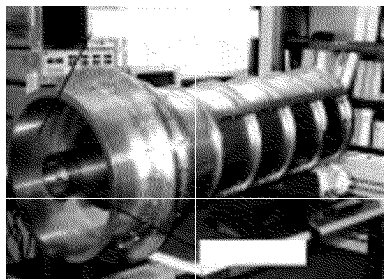


Рис. 6.3.23

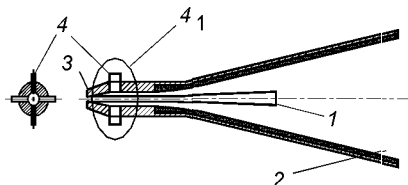


Рис. 6.3.24

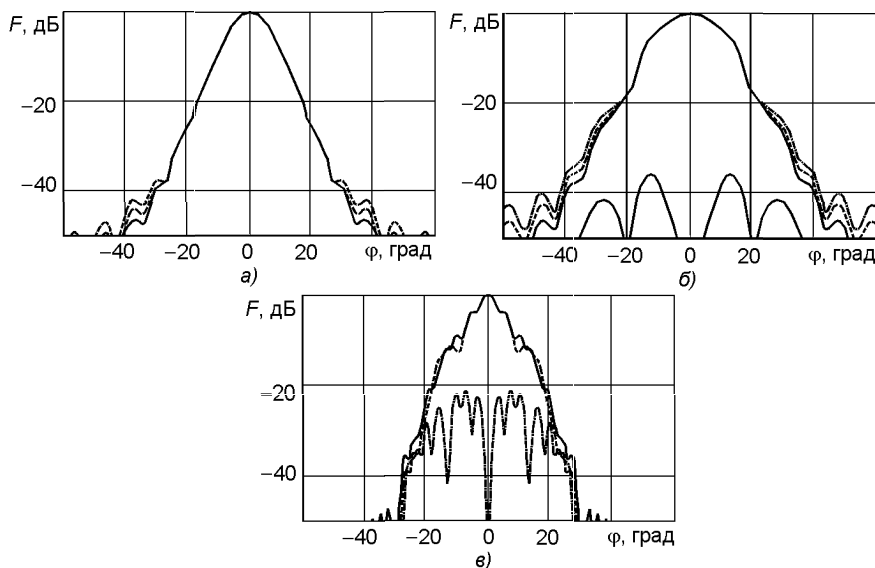


Рис. 6.3.25

6.4. Дегидраторы

6.4.1. Назначение и принципы действия дегидраторов

Экспериментально установлено, что наличие влаги в фидерных трактах приводит к значительному ухудшению их эксплуатационных параметров: возрастают потери и ухудшается согласование. Вытеснение из фидера влажного воздуха и его замещение сухим, как показывает практика, является очень эффективным способом поддержания на надлежащем уровне эксплуатационных параметров фидерных трактов.

Устройства, с помощью которых решается эта задача, называются дегидраторами (dehydrators). Основные части дегидратора: компрессор, назначение которого — создание избыточного давления с целью циркуляции воздушного потока внутри фидера, и агрегат по осушке влажного воздуха, поступающего из фидера.

Используются различные физические принципы, на которых базируется работа агрегатов по осушке воздуха. Одним из наиболее распространенных принципов является адсорбция влаги специальными химическими составами (наиболее часто применяют силикагель). Дегидраторы, использующие этот принцип, содержат съемные осушительные камеры с силикагелем, которые нужно обновлять по мере их насыщения влагой. Отработанные камеры подлежат регенерации принудительной осушкой. Существуют дегидраторы, работающие на другом принципе. Так, дегидраторы, выпускаемые корпорацией Andrew, используют

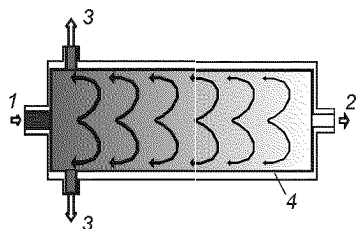


Рис. 6.4.1

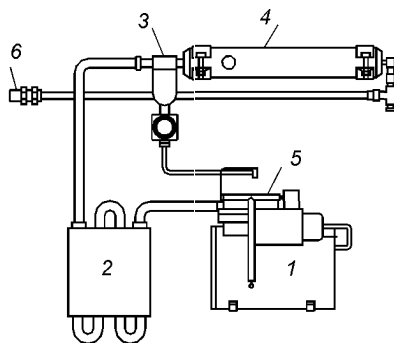


Рис. 6.4.2

специальные фильтры, чувствительность которых позволяет различать чуть ли не на молекулярном уровне влагу и воздух. Схема такого фильтра приведена на рис. 6.4.1.

Влажный воздух, вытесняемый под давлением из фидера, подается на вход 1 и проходит через каскад мембранных фильтров 4. По мере прохождения воздуха через фильтры его насыщение влагой уменьшается. Осушенный воздух через выход 2 вновь поступает в фидер, а выделенная влага удаляется через отверстия 3.

Схема дегидрататора приведена на рис. 6.4.2. Под действием избыточного давления, создаваемого компрессором 1, воздух поступает в теплообменник 2 и далее через фильтр 3, который препятствует прохождению сравнительно больших вкраплений в воздух (например, пыли) на вход основного фильтра 4. Осушенный воздух через разъем 6 подается в фидерный тракт, а выделенная влага накапливается в специальном сосуде 5.

Как правило, в конструкцию дегидрататоров включены ряд блоков, выполняющих измерение текущих значений параметров дегидрататора, сигнализацию аварийного состояния и регулировку основных параметров.

6.4.2. Типовые требования к дегидрататорам

К параметрам дегидрататоров для АВТ относятся:

- производительность;
- максимальное давление на выходе;
- минимальное давление на выходе;
- температура точки росы осушенного воздуха;
- потребляемая мощность.

Производительность дегидрататора P_d , л/мин, определяет объем осушаемого дегидрататором воздуха за 1 мин. Этот параметр не нормируется и определяется для конкретного типа дегидрататора ТУ.

Максимальное давление на выходе дегидрататора P_{\max} , кПа, определяет максимальное давление в АВТ. Этот параметр не нормируется и

определяется для конкретного типа дегидрататора ТУ. Выбор дегидрататора по этому параметру для конкретного АВТ проводится по формуле

$$P_{\max} < F_{\text{пр}} / (2 \dots 3) S, \quad (6.4.1)$$

где $F_{\text{пр}}$ — предельная нагрузка, кг, на элементы АВТ, при которой может произойти механическое разрушение элемента тракта из-за избыточного давления внутри тракта; S — площадь данного элемента, см².

Наиболее слабыми с указанной точки зрения элементами АВТ являются герметические радиопрозрачные вставки в тракте (например, радиопрозрачное укрытие облучателя антенны).

Минимальное давление на выходе дегидрататора P_{\min} , кПа, определяет минимальное давление в АВТ, при достижении которого дегидрататор включается. Выбор этого параметра осуществляется из условия

$$P_{\min} > P_{\text{вн max}}, \quad (6.4.2)$$

где $P_{\text{вн max}}$ — максимальное внешнее атмосферное давление. Этот параметр не нормируется и определяется для конкретного типа дегидрататора ТУ.

Температура точки росы осушенного воздуха $T_{\text{тр}}$, °С, определяет максимальную влажность осушаемого дегидрататором воздуха. Норма на этот параметр дегидрататора задается условием

$$T_{\text{тр}} < -40 \text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (6.4.3)$$

Допускается 10%-ное снижение этой нормы для дегидрататоров с производительностью менее 10 л/мин.

Отметим, что допускается равноправная замена этого показателя на показатель влажности воздуха на выходе Вл, г/м³:

$$\text{Вл} < 0,1 \text{ г/м}^3. \quad (6.4.4)$$

Потребляемая мощность $P_{\text{потр}}$, Вт, определяет максимальную потребляемую мощность во время работы дегидрататора. Этот параметр не нормируется и определяется для конкретного типа дегидрататора ТУ.

Уровень промышленных помех и радиопомех. Дегидрататоры, в состав которых входят электрические приборы, должны обеспечивать допустимый уровень промышленных помех.

Уровень промышленных помех, создаваемых оборудованием, должен соответствовать следующим нормам [5.2]:

- квазипиковые значения несимметричного напряжения помех на зажимах внешних цепей электропитания аппаратуры не должны превышать значений, приведенных табл. 6.4.1;
- среднее значение несимметричного напряжения помех на зажимах внешних цепей аппаратуры не должно превышать 40 дБмкВ в полосе частот 30...100 МГц;

Таблица 6.4.1

Полоса частот, МГц	Помехи во внешних цепях, дБ относительно 1 мкВт	Радиопомехи, дБ относительно 1 мкВ/м
От 0,009 до 0,15	$90 - 28,9 \lg(f/0,01)$	$60 - 20,4 \lg(f/0,01)$
Свыше 0,15 до 0,5	$66 - 22,97 \lg(f/0,15)$	$37 - 7,39 \lg(f/0,15)$
Свыше 0,5 до 6	$54 - 12,97 \lg(f/0,5)$	То же
Свыше 6 до 30	40	—
Свыше 30 до 100	48	$36 - 21 \lg(f/30)$
Свыше 100 до 1000	—	$25 + 20 \lg(f/100)$

- квазипиковые значения напряженности поля радиопомех не должны превышать значений, приведенных в табл. 6.4.1.

Требования к конструкции дегидраторов. Конструкция дегидратора должна обеспечить:

- наличие регистрационных устройств, информирующих пользователя о текущих значениях основных параметров дегидратора;
- наличие устройств, информирующих пользователя об аварийной ситуации в работе дегидратора;
- возможность оперативного регулирования уровней P_{\min} и P_{\max} (относится к дегидраторам с производительностью $P_d > 10$ л/мин);
- возможность подсоединения к нему устройств, обеспечивающих возможность работы дегидратора на отдельные АВТ;
- удобный доступ к элементам, которые при эксплуатации требуют особого контроля или замены.

6.4.3. Взаимосвязь параметров дегидратора с параметрами волноводного тракта

Приведем основные положения, устанавливающие взаимосвязь параметров дегидратора с параметрами АВТ. Эти положения позволяют оптимизировать выбор дегидратора для конкретного тракта.

Перечислим параметры АВТ, которые следует учитывать при выборе конкретного типа дегидратора.

Общий внутренний объем АВТ V , л. В качестве примера приведем данные о внутренних объемах некоторых эллиптических гофрированных волноводах производства корпорации Andrew:

- волновод типа EW34 (диапазон 3,6...4,26 ГГц) — 232 л/100 м;
- волновод типа EW63 (диапазон 6,4...7,12 ГГц) — 85 л/100 м.

Коэффициент утечки тракта ψ , 1/мин, определяет герметичность сборки фидерного тракта. Величина ψ зависит от конкретной конструкции тракта, точнее, от конкретного числа, конфигурации и размера микрощелей, обусловленных неидеальной герметизацией стыков соединительных фланцев между отдельными элементами тракта, степени герметичности радиопрозрачных укрытий тракта, например радиопрозрачного укрытия облучателя антенны, и т.п. Следует особо отметить, что нормы на этот параметр до настоящего времени не существует, а это отрицательно сказывается на качестве монтажа фидерных трактов.

Предельное допустимое давление внутри АВТ $P_{\text{пр}}$, кПа, указывается в спецификациях на антенны. Обычно максимальное давление на облучатель не должно превышать 20...40 кПа.

Минимальное давление внутри АВТ $P_{\text{мин тр}}$, кПа, не должно быть ниже максимального внешнего атмосферного давления. В противном случае возможно принудительное проникновение влаги в фидер из окружающего пространства.

Напомним, что параметрами дегидрататора, которые следует выбирать для конкретного АВТ, являются:

- производительность Π_d , л/мин;
- максимальное давление P_{max} на выходе, кПа;
- минимальное давление P_{min} на выходе, кПа.

Введем параметры, определяющие качество работы системы, состоящей из АВТ и дегидрататора:

- время τ работы, мин;
- время T между окончанием и началом работы, мин;
- коэффициент скважности работы $\chi = T/\tau$.

Определим взаимосвязь между параметрами дегидрататора и АВТ. Эту взаимосвязь можно установить из следующих соображений.

1. Изменение давления воздуха внутри АВТ от начального уровня P_0 до текущего значения P за время t можно охарактеризовать приближенной формулой

$$P(t) \approx P_0 \exp(-\psi t), \quad (6.4.5)$$

где ψ — коэффициент утечки. Следовательно, временной интервал, мин, во время которого давление внутри АВТ уменьшается от P_{max} до P_{min} , согласно (6.4.5)

$$T = \ln(P_{\text{max}}/P_{\text{min}})/\psi. \quad (6.4.6)$$

2. Объем воздуха δV , необходимый для увеличения давления от P_{min} до P_{max} внутри АВТ объемом V , определяется формулой

$$\delta V = V(P_{\text{max}} - P_{\text{min}})/103. \quad (6.4.7)$$

3. Временной интервал, мин, за который дегидрататор с производительностью Π_d может осуществить указанное выше изменение давления,

$$\tau = \delta V / \Pi_d, \quad (6.4.8)$$

или

$$\tau = V(P_{\text{max}} - P_{\text{min}})/(103\Pi_d). \quad (6.4.9)$$

4. Пользуясь (6.4.7) и (6.4.9), можно определить коэффициент скважности работы дегидрататора

$$\chi = \frac{103\Pi_d \ln(P_{\text{max}}/P_{\text{min}})}{V\psi(P_{\text{max}} - P_{\text{min}})}. \quad (6.4.10)$$

Выражение (6.4.10) — основное условие, связывающее параметры дегидрататора (P_d , P_{\max} и P_{\min}), параметры АВТ (V и ψ) и параметр системы χ .

6.4.4. Конструктивное оформление дегидрататоров

В зависимости от схемы и выходных параметров дегидрататоры имеют различное конструктивное оформление. В качестве иллюстрации на рис. 6.4.3–6.4.7 приведены варианты исполнения дегидрататоров.

На рис. 6.4.3 показан дегидрататор, содержащий съемную осушительную камеру с силикагелем, которую нужно обновлять по мере их насыщения влагой (тип 40525А производства корпорации Andrew).

На рис. 6.4.4 дегидрататор показан совместно с монитором (1 — дегидрататор; 2 — счетчик времени работы дегидрататора; 3 — индикатор

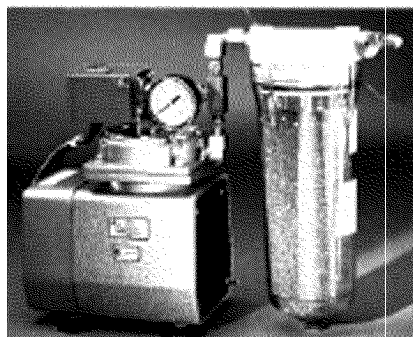


Рис. 6.4.3

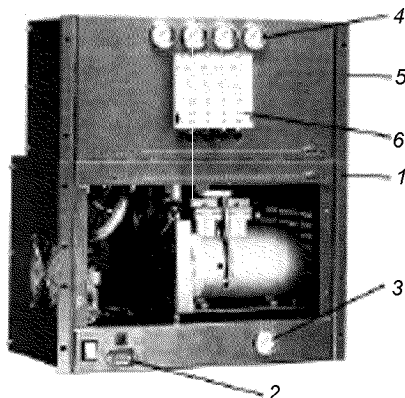


Рис. 6.4.4

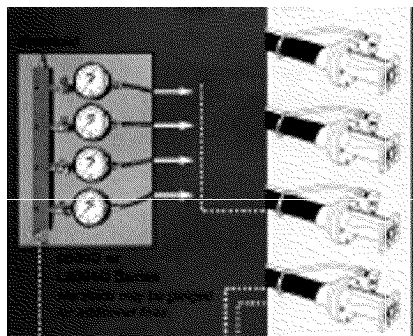


Рис. 6.4.5

Рис. 6.4.6

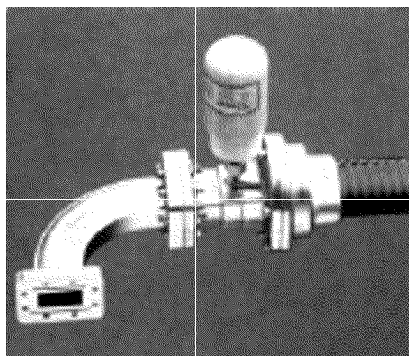


Рис. 6.4.7

давления на выходе дегидрататора; 4 — линейный монитор; 5 — измеритель воздушного потока; 6 — измерители давления на линейных выходах). Дегидратор имеет четыре линейных выхода (тип MT300 и монитор типа ML-4A-001 производства корпорации Andrew). Его использование целесообразно в случае, когда на станции имеется четыре отдельных фидера.

Схема соединения дегидрататора с фидерами приведена на рис. 6.4.5; на рис. 6.4.6 и 6.4.7 показан внешний вид статических осушителей типа SD-001 и SD-002 производства корпорации Andrew.

Список литературы к главе 6

Модель А.М.

Справочник

Levy R.

Lier E., Schaug-Pettersen T.

Simmon A.J.

Alberrtsen N.C., Skov-Madsen P.

Bornemann J., Labay V.A.

Chen M.H., Tsandoulas G.N.

Bornemann J., Amary S., Uher J., Vahldieck R.

Yoneda N., Miyazaki M., Matsumura H., Yamato M.

- 6.11. **Behe R., Brachet P.** Compact duplexer-polarizer with semicircular waveguide // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1991. Vol. AP-39, № 8. P. 1222–1224.
- 6.12. **Takano T., Miure M., Natori M. et al.** Deployable antenna with 10-m maximum diameter for space use // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2004. Vol. AP-52, № 1. P. 2–11.
- 6.13. **Bird T.S., James G.L., Skinner S.J.** Input mismatch of TE_{11} mode coaxial waveguide feeds // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1986. Vol. AP-34, № 8. P. 1030–1033.
- 6.14. **Bird T.S.** TE_{11} mode excitation of flanged circular coaxial waveguides with extended center conductor // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1987. Vol. AP-35, № 12. P. 1358–1366.
- 6.15. **James G.L.** Propagation and radiation properties corrugated cylindrical coaxial waveguides // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1983. Vol. AP-31, № 3. P. 477–483.
- 6.16. **Granet C. et al.** The designing, manufacturing and testing of a dual-band feed system for the Parkes radio telescope // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2005. Vol. 47, № 3. P. 13–19.
- 6.17. **James G.L., Clark P.R., Green K.J.** Diplexing feed assemblies for application to dual-reflector antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2003. Vol. AP-51, № 5. P. 1024–1029.

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН ДЛЯ ЗССС

Целесообразно предварить изложение методов измерения параметров антенн двумя замечаниями:

- изложенный материал базируется как на традиционных методах измерения параметров антенн, так и на специфических методах, присущих только этому виду связи и обусловленных наличием бортового ретранслятора;
- в материал главы включены выдержки из реальных протоколов измерения параметров антенн, которые приводятся на языке оригинала; необходимые пояснения даны по тексту главы.

7.1. Измерение диаграмм направленности антенн для ЗССС

Измерение ДН проводится с различными целями и на различных этапах разработки, производства и эксплуатации антенн для ЗССС:

- цель измерений диаграмм на этапе разработки — экспериментальная проверка основных технических решений, анализ полученных результатов и введение необходимых корректив в технические решения;
- цель измерений диаграмм на этапе настройки — определение соответствия полученного результата планируемому, а при несоответствии — получение информации о целенаправленном изменении взаимного пространственного положения основных узлов антенны (основного зеркала, контррефлектора и облучателя) для достижения необходимого конечного результата настройки антенны для ЗССС.

Измерения ДН антенн для ЗССС проводятся также при различных приемо-сдаточных испытаниях, таких, как:

- периодические испытания на заводе-изготовителе с целью контроля состояния технологического процесса производства антенн;
- сертификационные испытания с целью проверки соответствия (или несоответствия) полученных результатов техническим требованиям по данному параметру, установленному национальными регламентами;

- испытания на этапе ввода ЗССС в эксплуатацию той или иной системы спутниковой связи для проверки соответствия требованиям по данному параметру, установленному владельцем данной системы спутниковой связи.

Для двух последних пунктов программа измерения ДН обычно состоит из измерений следующих параметров антенн для ЗССС:

- ДН антенн для ЗССС с целью установления соответствия или несоответствия требованиям на огибающую ДН;
- ДН на основной и ортогональной поляризациях в пределах главного лепестка для установления соответствия или несоответствия требованиям на уровень кроссполяризационной развязки, что особенно важно при использовании антенн в системах, работающих с поляризационным уплотнением;
- ДН на основной поляризации в пределах главного лепестка для определения ширины ДН, что необходимо в том случае, если используется методика определения усиления антенны измеренной ДН (см. ниже).

7.1.1. Факторы, влияющие на точность измерения ДН

Первый фактор обусловлен тем, что кроме измеряемого сигнала может присутствовать какой-либо сторонний сигнал. Так, при измерении ДН на антенном полигоне сигнал U_{Σ} состоит из полезного сигнала $U(\theta)$, принимаемого испытываемой антенной и, следовательно, являющегося функцией угловой ориентации антенны, и сигнала $U_{\text{пом}}$, обусловленного переотражениями сигнала от вспомогательной антенны и объектов на трассе измерения (отражение от земли сторонних предметов и пр.):

$$U_{\Sigma} = U(\theta) + U_{\text{пом}}. \quad (7.1.1)$$

Следует принять во внимание два обстоятельства:

- сигналы $U(\theta)$ и $U_{\text{пом}}$ когерентны и, следовательно, соотношение (7.1.1) необходимо рассматривать как сложение двух векторов с произвольными фазами. Поэтому экстремальные значения результирующего сигнала U_{Σ} определяются выражением

$$U_{\Sigma} = U(\theta) \pm U_{\text{пом}}; \quad (7.1.2)$$

- в силу того, что сигнал $U(\theta)$ при измерении изменяется в очень больших пределах, напрямую характеризуя ДН испытываемой антенны, а уровень сигнала $U_{\text{пом}}$ при измерении остается практически неизменным, очевидно, что точность измерения ДН ухудшается с уменьшением уровня измеряемой ДН.

Приведем пример, поясняющий сказанное. Пусть для углового направления $\theta = 0^\circ$, соответствующего главному направлению ДН, уровень $U_{\text{пом}} = 0,001U(0)$. Тогда для угловых направлений, соответствующих

измерению ДН на уровнях $-10, 20, 30, 40$ и 50 дБ, погрешность измерения ДН составит соответственно $0,3; 1; 3; 10$ и 30% .

Практически аналогичный эффект имеет место и при измерении ДН с помощью ретранслятора, установленного на ИСЗ. Отличие в том, что измеряемый сигнал, зависящий от формы ДН, и сигнал/помеха некогерентны между собой. Поэтому вместо (7.1.1) необходимо использовать операцию сложения по мощностям

$$P_{\Sigma} = P(\theta) + P_{\text{пом.}} \quad (7.1.3)$$

Вторая группа факторов включает:

- фактор временной нестабильности уровня стороннего источника, участвующего в измерении, будь-то уровень сигнала с ретранслятора или сигнала со вспомогательной антенны, входящей в состав оборудования антенного полигона;
- нестабильность параметров измерительного приемного оборудования;
- погрешности с фиксацией угловой координаты испытываемой антенны.

Третий фактор обусловлен неравномерностью амплитудно-фазового распределения поля в месте расположения апертуры испытываемой антенны, которая мала при использовании методики измерения ДН с помощью ИСЗ и которая может дать существенную погрешность при измерении на антенном полигоне. Последнее обстоятельство требует более детального рассмотрения.

Итак, формальное представление для ДН антенн апертурного типа имеет вид

$$F(\theta, \phi) = \int A(x, y) \exp[i\gamma(x, y, \theta, \phi)] dx dy, \quad (7.1.4)$$

где интеграл берется по всей поверхности $S(x, y)$ апертуры антенны, а $\gamma(x, y, \theta, \phi)$ — функция, учитывающая разность хода между точкой наблюдения ($R \rightarrow \infty, \theta, \phi$) и текущей точкой интегрирования (x, y) .

Если в месте расположения испытываемой антенны неравномерность амплитудного распределения имеет зависимость $a(x, y)$, то вместо ДН в виде (7.1.4) будет измерена диаграмма вида

$$F_a(\theta, \phi) = \int A(x, y) a(x, y) \exp[i\gamma(x, y, \theta, \phi)] dx dy. \quad (7.1.5)$$

Если в месте расположения испытываемой антенны неравномерность фазового распределения имеет зависимость $\psi(x, y)$, то вместо ДН в виде (7.1.4) будет измерена диаграмма вида

$$F_{\psi}(\theta, \phi) = \int A(x, y) \exp\{i[\gamma(x, y, \theta, \phi) + \psi(x, y)]\} dx dy. \quad (7.1.6)$$

Наиболее характерный случай появления достаточно существенной с точки зрения деформации функции $F_\psi(\theta, \phi)$ из-за фазовой ошибки $\psi(x, y)$ является размещение источника излучения, по которому производится измерение ДН, на конечном расстоянии от испытываемой антенны. Если расстояние между испытываемой и вспомогательной антеннами равно R , то фазовая функция имеет вид

$$\psi(x, y) = \frac{\pi(x^2 + y^2)}{\lambda R}, \quad (7.1.7)$$

где λ — длина волны.

Физическая интерпретация данного соотношения очень проста, а именно *при сравнительно малом расстоянии R необходимо учитывать фактор сферичности волны от вспомогательного источника излучения*. Естественно, что с увеличением расстояния R разность между сферичностью волны и плоским фронтом, необходимым для проведения «честного» измерения ДН антенны, нивелируется.

Для того чтобы наглядно представить себе влияние анализируемого фактора на изменение формы ДН, следует обратиться к табл. 7.1.1, в которой приведены результаты расчета $F(u)$, где $u = D \sin \theta / \lambda$, круглого раскрыва с амплитудным распределением $A(x, y) = \text{const}$. Эти данные соответствуют условию, что максимальная квадратичная фазовая ошибка на краю раскрыва, определяемая как

$$\psi_{\max}(r = D/2) = \frac{\pi D^2}{4\lambda R}, \quad (7.1.8)$$

составляет 0, 90, 180 и 360°.

Отметим, что соображения по регламентации минимально допустимого расстояния R_{\min} , при котором допускается проведение измерения ДН, обычно совпадает с аналогичным требованием на тот же параметр при измерении усиления антенны.

Таблица 7.1.1

u	$F(u)$ при ψ_{\max}				u	$F(u)$ при ψ_{\max}			
	0°	90°	180°	360°		0°	90°	180°	360°
0,0	1,00	1,00	1,00	0,00	1,6	−0,13	0,19	0,35	0,88
0,1	0,99	0,98	0,97	0,01	1,8	−0,11	0,15	0,30	0,83
0,2	0,98	0,95	0,94	0,03	2,0	−0,06	0,10	0,20	0,83
0,3	0,96	0,90	0,90	0,08	2,4	0,04	0,10	0,15	0,83
0,4	0,88	0,85	0,82	0,20	2,8	0,06	0,07	0,13	0,60
0,5	0,71	0,75	0,75	0,28	3,2	0,01	0,02	0,06	0,50
0,6	0,61	0,65	0,65	0,45	3,6	−0,06	0,05	0,09	0,48
0,7	0,50	0,53	0,60	0,60	4,0	−0,02	0,04	0,05	0,30
0,8	0,38	0,40	0,48	0,77	4,4	—	—	0,04	0,28
0,9	0,29	0,30	0,45	0,88	4,8	—	—	0,04	0,25
1,0	0,18	0,23	0,43	0,93	5,2	—	—	0,02	0,16
1,2	0,01	0,18	0,42	1,00	5,6	—	—	0,04	0,18
1,4	−0,10	0,20	0,40	0,96	6,0			0,20	0,10

7.1.2. Методики измерения ДН

Перейдем к изложению методов измерения ДН антенн для ЗССС. Несмотря на внешние отличия различных методов измерения ДН можно отметить и общие элементы этих измерений, с перечня которых и начнем. Необходимо:

- радиотехническое оборудование, представляющее собой в самом упрощенном виде приемник и передатчик, разнесенные в пространстве;
- оборудование, позволяющее изменять угловую ориентацию испытываемой антенны в пространстве;
- контрольно-измерительное оборудование, позволяющее фиксировать как изменяющиеся угловые координаты испытываемой антенны, так и синхронное изменение состояния какого-либо электрического параметра, характеризующего ДН;
- специальное оборудование для управления поляризационной структурой электромагнитного поля.

Для отчетливого понимания дальнейшего надо иметь в виду одно обстоятельство. В теории антенн доказывается так называемый принцип взаимности, который в несколько упрощенной форме, наиболее нужной для рассматриваемых целей, звучит так: *ДН приемной антенны совпадает с ДН этой же антенны в режиме передачи, если приемник подключен к тем же зажимам, к которым подключается передатчик*. Добавим, что сказанное справедливо для одной и той же частоты электромагнитного колебания.

Отсюда следует, что измерение ДН антенны для ЗССС можно проводить при использовании испытываемой антенны, как приемной, так и передающей. Здесь важно уяснить себе и не путаться в дальнейшем: *при использовании методик измерения антенны для ЗССС в режиме приема или в режиме передачи на частотах приема получим ДН антенны для ЗССС в режиме приема, а на частотах передачи — ДН антенны для ЗССС в режиме передачи*.

7.1.2.1. Измерение ДН на антенном полигоне

Поясним сказанное выше на примере методики измерения ДН антенн для ЗССС на антенном полигоне (подробное описание обустройства антенного полигона приведено в п. 7.3). С этой целью изложим основные моменты методики измерения антенны для ЗССС в режиме приема.

Диаграмма направленности $F(\theta)$ антенны измеряется непрерывной фиксацией уровней U_i сигнала, принимаемого испытываемой антенной от вспомогательного передающего комплекса, при ее вращении на угол θ_i с помощью специального поворотного устройства (если антенна не снабжена собственным поворотным устройством, что свойственно антеннам с малым раскрытием) или с помощью собственного опорно-поворотного устройства.

Уровень боковых лепестков определяется как

$$F(\theta_i) = 20 \lg(U_i/U_0), \quad (7.1.9)$$

где U_0 — уровень сигнала, принимаемого испытываемой антенной с направления главного излучения $\theta = 0^\circ$.

Вспомогательный передающий комплекс (ВПК), включающий опорно-поворотное устройство, генератор, частотомер, вспомогательную антенну и устройство изменения состояния поляризации (направления вращения при режиме работы антенны на круговой поляризации или направления ориентации линейной поляризации при режиме работы на линейной поляризации), устанавливается на расстоянии, превышающем расстояние дальней зоны R_0 для испытываемой антенны:

$$R_0 > 2D^2/\lambda, \quad (7.1.10)$$

где D — диаметр антенны; λ — длина волны.

Измерения на основной поляризации проводятся при совпадающих (кополярных) поляризациях испытываемой и вспомогательной антенн, а измерения по кроссполяризации — при ортогональных поляризациях испытываемой и вспомогательной антенн.

Процедура измерения ДН заключается в следующем.

1. На генераторе ВПК устанавливают необходимую для измерения частоту. Контроль установки частоты осуществляют с помощью частотомера.

2. Ко входу соответствующего тракта испытываемой антенны подключают измерительный приемник, выход которого соединяют с устройством регистрации уровня сигнала.

3. Изменением направления главного излучения как передающей антенны с помощью опорно-поворотного устройства ВПК, так и испытываемой антенны с помощью опорно-поворотного устройства, на котором она установлена, достигают максимального уровня U_0 принимаемого сигнала;

4. Равномерно вращают опорно-поворотное устройство, на котором установлена испытываемая антенна в азимутальной плоскости, и регистрируют одновременно как текущие уровни U_i сигнала, принимаемого антенной с боковых направлений, так и значения углового положения антенны θ_i .

Снятие ДН испытываемой антенны на кроссполяризации можно осуществить двумя способами:

- изменением поляризации излучения передающей антенны на ВПК на ортогональную, не трогая поляризацию испытываемой антенны;
- изменением поляризации испытываемой антенны на ортогональную, не трогая поляризацию антенны ВПК.

И вновь еще раз подчеркнем, что с помощью этой методики можно измерить ДН антенны для ЗССС как в режиме передачи (если при испытаниях использовать частотный диапазон передачи), так и в режиме приема (если при испытаниях использовать частотный диапазон приема).

Применение методики измерения ДН той же самой антенны, но уже в качестве передающей, потребует незначительного изменения методики, которое сводится к следующему: оборудование вспомогательного и испытываемого комплекса меняются местами, т.е. передающее оборудование подключается к испытываемой антенне, а приемное — к антенне ВПК. Все остальные операции остаются прежними. В этом случае изменение текущего значения уровня принимаемого сигнала U_i контролируется на аппаратуре ВПК, а информация о текущем значении углового положения антенны θ_i на основном (в данном случае передающем) комплексе. И, наконец, еще раз подчеркнем, что и при этой методике можно измерить ДН антенны для ЗССС в режиме передачи (если при испытаниях использовать частотный диапазон передачи) и в режиме приема (если при испытаниях использовать частотный диапазон приема).

7.1.2.2. Особенности измерения ДН по кроссполяризации

После изложения основных принципов измерения ДН на антенном полигоне следует остановиться на одной более частной проблеме проведения таких испытаний, связанных с измерением ДН по кроссполяризации. Без потери общности остановимся на рассмотрении вопроса на примере испытания антенн для ЗССС с использованием линейных поляризаций электромагнитного поля.

Итак, при измерении *ДН антенны по кроссполяризации* на передающем и приемном комплексах антенного полигона устанавливают ортогональные поляризации. Практически это достигается изменением поляризационной структуры излучающего поля с целью получения минимально возможного уровня приема сигнала U_{\min} с главного направления излучения антенны. Добавим, что отношение указанного уровня к уровню U_{\max} , соответствующему максимальному уровню сигнала, принимаемого антенной с того же главного направления при совпадающих поляризациях, т.е. отношение $\eta = U_{\max}/U_{\min}$, является мерой определения развязки по кроссполяризации на оси антенны.

Однако следует иметь в виду, что измеренная таким образом величина η может дать не совсем верную информацию о реальной развязке по кроссполяризации. Мы фиксируем на сказанное особое внимание читателя в связи с тем обстоятельством, что для систем связи с поляризационным уплотнением, где требование на уровень кроссполяризационной развязки чрезвычайно высоки, экспериментальное определение точного значения кроссполяризационной развязки крайне важно.

Внимательно анализируем процесс излучения и приема сигнала на трассе антенного полигона при измерениях ДН на кроссполяризации. Передающая антенна вспомогательного комплекса излучает в направлении испытываемой антенны поле, поляризационная структура которого содержит две компоненты: основную (условно положим — горизонтальную) амплитудой U_{Γ} и кроссполяризационную (условно — вертикальную) амплитудой $U_{\text{В}}$ в μ раз меньшую U_{Γ} .

В связи с тем что положение фазовых центров передающей антенны по основной и кроссполяризации не совпадают, в общем виде результирующая поляризационная структура поля излучения представляет собой эллипс. Предельные значения конфигурации данного эллипса зависят от разности хода, обусловленного различием в положении фазовых центров:

- первое предельное значение — линейная поляризация, наклоненная на угол $\alpha = \mu$ относительно линии горизонта;
- второе предельное значение — эллипс с ориентацией большой оси вдоль линии горизонта, а малой вертикально, и с отношением полуосей эллипса, равным μ .

Полагаем, что указанная волна не изменяет своей поляризационной структуры на трассе распространения антенного полигона и принимается испытываемой антенной как с порта вертикальной поляризации, так и с порта горизонтальной поляризации.

Для того чтобы определить реальную развязку по кроссполяризации испытываемой антенны, следует напомнить основные соотношения, связывающие передачу и прием эллиптически поляризованных волн. Согласно [7.1], если на антенну падает эллиптически поляризованная волна с отношением малой оси эллипса к большой r_1 и большой осью, параллельной оси x , и если приемная антенна при передаче создает эллиптически поляризованную волну с отношением малой оси эллипса к большой r_2 и большой осью эллипса, ориентированной под углом δ к оси x , то коэффициент эффективности приема η определяется соотношением

$$\eta = \frac{(1 + r_1^2)(1 + r_2^2) + (1 - r_1^2)(1 - r_2^2) \cos 2\delta \pm 4r_1r_2}{2(1 + r_1^2)(1 + r_2^2)}. \quad (7.1.11)$$

Справедливость данного представления легко уяснить на следующем примере. При $r_1 = r_2 = r = 1$, т.е. для чисто круговой поляризации, из (7.1.11) следует, что при знаке «+», соответствующем идентичному направлению вращения круговых поляризаций, коэффициент $\eta = 1$; при знаке «минус», соответствующем противоположному направлению вращения круговых поляризаций, коэффициент $\eta = 0$.

Теперь проведем экспресс-анализ соотношения (7.1.11).

1. Анализ соотношения (7.1.11) показывает, что при линейной поляризации падающего поля, т.е. когда $r_1 = 0$, из (7.1.11) следует, что

$$\eta = \frac{(1 + r_2^2) + (1 - r_2^2) \cos 2\delta}{2(1 + r_2^2)} \quad (7.1.12)$$

и при $\delta = 0^\circ$

$$\eta(\delta = 0^\circ) = 1/(1 + r_2^2), \quad (7.1.13)$$

а при $\delta = 90^\circ$

$$\eta(\delta = 90^\circ) = r_2^2/(1 + r_2^2). \quad (7.1.14)$$

Откуда искомая величина

$$r_2 = \sqrt{\eta(\delta = 90^\circ)/\eta(\delta = 0^\circ)}. \quad (7.1.15)$$

2. Анализ соотношения (7.1.11) также показывает, что при идентичных по форме (при $r_1 = r_2 = r$) и идентичных по направлению вращения (знак «+» в формуле (7.1.11) эллиптических поляризациях имеем

$$\eta = \frac{(1 + r^2)^2 + (1 - r^2)^2 \cos 2\delta + 4r^2}{2(1 + r^2)^2}. \quad (7.1.16)$$

Поэтому

$$\eta(\delta = 0^\circ) = 1; \quad (7.1.17)$$

$$\eta(\delta = 90^\circ) = 4r^2/(1 + r^2)^2. \quad (7.1.18)$$

Следовательно,

$$\sqrt{\frac{\eta(\delta = 90^\circ)}{\eta(\delta = 0^\circ)}} = \frac{2r}{1 + r^2}. \quad (7.1.19)$$

Откуда искомая величина

$$r \approx 0,5 \sqrt{\frac{\eta(\delta = 90^\circ)}{\eta(\delta = 0^\circ)}}. \quad (7.1.20)$$

3. Анализ соотношения (7.1.11) показывает, что при произвольном и априори неизвестном значении r_1 , даже зная величину $\eta(\delta = 90^\circ)/\eta(\delta = 0^\circ)$, невозможно определить искомую величину r_2 .

Отметим, что искомая величина r_2 является решением уравнения

$$\frac{\eta(\delta = 90^\circ)}{\eta(\delta = 0^\circ)} = \frac{(1 + r_1^2)(1 + r_2^2) - (1 - r_1^2)(1 - r_2^2) \pm 4r_1r_2}{(1 + r_1^2)(1 + r_2^2) + (1 - r_1^2)(1 - r_2^2) \pm 4r_1r_2}, \quad (7.1.21)$$

которое может быть решено только при известных значениях как r_1 , так и $\eta(\delta = 90^\circ)/\eta(\delta = 0^\circ)$.

Проведенный анализ позволяет сформулировать важные практические выводы:

- обычно используемая методика определения кроссполяризационной развязки r_2 вычислением ее как отношения уровней сигналов, принимаемых с ортогональных по поляризациям портов, не вполне корректна;
- для получения достоверных результатов по оценке величины r_2 можно использовать результаты проведенного анализа с использованием соотношений (7.1.12)–(7.1.21). Основное условие — знание величины r_1 , т.е. поляризационной характеристики антенны, используемой на вспомогательном передающем комплексе;
- также необходимо, чтобы указанная величина r_1 была меньше (желательно на порядок и более) априорной величины r_2 .

Укажем, что можно сравнительно просто получить аналогичные результаты по методике определения кроссполяризационной развязки антенн для ЗССС, использующих круговые поляризации. В качестве примера приведем формулу для определения искомого параметра r_2 при условии, что $r_1 = 1$, т.е. на передачу используется антенна, реализующая чисто круговую поляризацию. При этих условиях из соотношения (7.1.11) легко получить значения $\eta(+)$ и $\eta(-)$, которые соответствуют значениям коэффициента η при совпадении и не совпадении направления вращения поляризации испытываемой антенны относительно направления вращения поляризации передающей антенны. В результате уравнение относительно r_2 имеет вид

$$(1 + r_1^2)^2 [\eta(-)/\eta(+)] = (1 - r_1^2)^2. \quad (7.1.22)$$

В завершение следует упомянуть еще об одном факторе, приводящем к появлению ошибки. Речь идет о том, что волна на участке от вспомогательной антенны до испытываемой не должна подвергаться деполяризационному воздействию. Укажем на ряд причин, приводящих к деполяризации волны:

- наличие на трассе каких-либо отражающих или затеняющих предметов, протяженные плоскости или грани которых могут явиться источниками дифракционной волны с поляризационной структурой, отличной от поляризации поля вспомогательной антенны;
- наибольшая опасность такого рода грозит со стороны переотражающих предметов, имеющих решетчатую структуру (например, как сами линии электропередачи, так и их установочные мачты и др.);
- ошибку в измерение могут вносить радиопрозрачные укрытия (РПУ) антенн, особенно в том случае, когда каркас РПУ имеет металлическое исполнение.

7.1.2.3. Методика измерения ДН (в режиме приема) антенны для ЗССС с помощью бортового ретранслятора

Эта методика, по сути дела, совпадает с методикой измерения ДН антенны в режиме приема на антенном полигоне. Отличие заключается в том, что в процессе измерения ДН задействована не специальная измерительная аппаратура, а собственная аппаратура ЗС. Поэтому здесь остановимся только на двух аспектах данного метода.

Во-первых, речь пойдет о способе обработки экспериментально снятой ДН по бортовому ретранслятору. На рис. 7.1.1 приведен пример ДН, снятой таким методом. В данном случае динамический диапазон измерения ДН не превышает 25 дБ и ограничен снизу уровнем шумов измерительной схемы, в который существенный вклад вносят и собственные шумы испытываемой антенны. Отметим, что данное обстоятельство не только ограничивает динамический диапазон измерения ДН, но и вносит искажение в реальный уровень измеряемой ДН. Ясно, что наибольшая погрешность вносится в регистрацию уровня сравнительно дальних

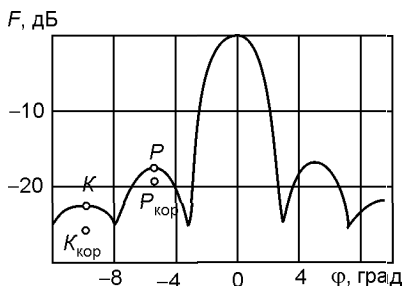


Рис. 7.1.1

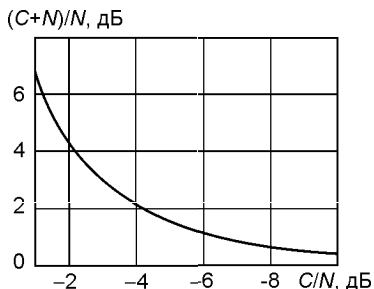


Рис. 7.1.2

боковых лепестков, когда уровень мощности принимаемого со спутника сигнала уже соизмерим с уровнем шумов схемы. Укажем, что существует методика коррекции результатов, полученных данным методом. Коррекция базируется на том, что измеряемый сигнал, зависящий от формы ДН, и сигнал/помеха некогерентны между собой, кроме того, результирующий уровень сигналов определяется посредством операции сложения по мощности [см. (7.1.3)].

Как на практике провести коррекцию? Для этого используется корректирующая кривая, приведенная на рис. 7.1.2. Здесь на вертикальной оси отложены значения параметра $(C+N)/N$, указывающего в децибельной мере превышение текущего уровня измеренной ДН над уровнем шумов. Так, для точки P на ДН, показанной на рис. 7.1.1, этот уровень составляет 7 дБ, а для точки K — всего 2 дБ. На горизонтальной оси графика рис. 7.1.2 приведено значение (в децибельной мере) корректирующего фактора. Продолжая рассмотрения приведенного примера ДН, укажем, что значения корректирующего фактора составит для точки P $-0,95$ дБ, а для точки K — $-4,35$ дБ. С учетом этих обстоятельств реальные значения ДН в точках P и K соответствуют точкам $P_{кор}$ и $K_{кор}$, показанным на ДН рис. 7.1.1.

Во-вторых, причина появления ошибок измерения ДН, свойственной данной методике измерения, в основном проявляется при измерении ДН по кроссполаризации и обусловлена тем, что на трассе распространения борт — земная станция может осуществляться деполяризация электромагнитной волны.

7.1.2.4. Методика измерения ДН (в режиме передачи) антенны для ЗССС с помощью бортового ретранслятора

Названная методика коренным образом отличается от методики измерения ДН в режиме передачи на антенном полигоне. Здесь при измерениях задействованы две земные станции и полностью один ретранслятор, т.е. как и приемная, так и передающая части ретранслятора. Схема измерения в данном случае такова. Антенна первой ЗС работает в режиме передачи и в процессе измерения целенаправленно меняет ориен-

тацию ДН относительно ретранслятора на ИСЗ. Принятый сигнал переизлучается ретранслятором и принимается антенной второй ЗС.

Данной методике, кроме ошибок, присущих методике измерения приемных ДН антенны для ЗССС с помощью ретранслятора, рассмотренных выше, присущи и другие источники ошибок измерения. Укажем на два основных источника появления дополнительных погрешностей:

- наличие дополнительной трассы распространения ретранслятор — вторая ЗССС,
- нелинейность результирующей амплитудной характеристики ретранслятора от приемной части ретранслятора до его передатчика.

В тех ситуациях, когда нет возможности привлечь для измерения ДН (в режиме передачи) дополнительную земную станцию, можно воспользоваться только одной станцией. Порядок действия в рассматриваемой ситуации таков:

1) используя только приемное оборудование ЗССС, по «чужому» сигналу с ретранслятора измеряют ДН испытуемой в режиме приема $F_{\text{пр}}(\theta)$;

2) используя передающее и приемное оборудование ЗССС, по «собственному» сигналу с ретранслятора измеряют результирующую ДН испытуемой антенны — $F_{\Sigma}(\theta)$;

3) так как при измерении по п. 2 результирующая ДН

$$F_{\Sigma}(\theta) = F_{\text{пр}}(\theta)F_{\text{пер}}(\theta), \quad (7.1.23)$$

то искомая ДН антенны в режиме передачи

$$F_{\text{пер}}(\theta) = F_{\Sigma}(\theta)/F_{\text{пр}}(\theta); \quad (7.1.24)$$

4) переходя к логарифмической мере, из (7.1.24) получаем

$$F_{\text{пер}}(\theta) = F_{\Sigma}(\theta) - F_{\text{пр}}(\theta) \text{ [дБ]}. \quad (7.1.25)$$

7.1.2.5. Измерение ДН на антенном полигоне коллиматорного типа

Напомним, что основное требование, налагаемое при испытаниях на обычном антенном полигоне на расстояние R между испытуемой антенной и вспомогательной антенной, заключается в том, что этот параметр должен соответствовать критерию дальней зоны, т.е. удовлетворять требованию

$$R \geq 2D^2/\lambda, \quad (7.1.26)$$

где D — диаметр испытуемой антенны; λ — длина волны.

Условие (7.1.26) есть не что иное, как требование на допустимое отклонение δ сферической волны, излученной сторонним источником в окрестности испытуемой антенны, от плоской волны. Нетрудно сообразить, что для выполнения указанного требования необходимо иметь в распоряжении достаточно протяженную трассу. Так, для измерения антенны диаметром 4 м в диапазоне 4 ГГц требуется, чтобы $R \geq 430$ м.

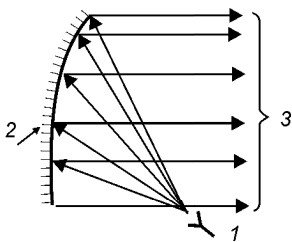


Рис. 7.1.3

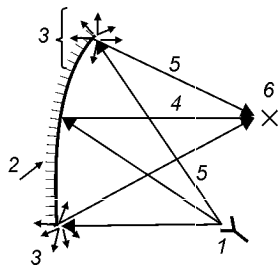


Рис. 7.1.4

Кроме того, налагаются жесткие требования на профиль трассы полигона и ограничения на присутствие в окрестности полигона каких-либо объектов, вызывающих отраженные волны, и пр.

В силу указанных причин возникло естественное желание резко сократить длину антенного полигона. Это возможно, если принять во внимание уже рассмотренное ранее обстоятельство, а именно *поле в непосредственной близости от раскрыва зеркальной антенны имеет квазиплоский характер*.

На рис. 7.1.3 приведена *первая схема полигона коллиматорного типа*. Основой этого полигона является однозеркальная антенна типа офсет, состоящая из облучателя 1 и неосесимметричного рефлектора 2.

Поле в раскрыве антенны (рис. 7.1.4) определяется методом геометрической теории дифракции (ГТД) через суперпозицию прямых лучей 4, образованных после излучения и отражения, и дифракционных лучей первого порядка 5, образованных в результате дифракции поля облучателя на краях рефлектора 3.

Результирующее поле имеет интерференционный характер, флуктуации которого определяют вклад дифракционных лучей. В качестве иллюстрации на рис. 7.1.5 приведено распределение поля $A(x)$ в фокальной плоскости зеркала размером 7,2 м (24 фута) на частоте 1 ГГц. Распределение рассчитано двумя методами: методом ГТД и методом моментов (ММ) (кривые практически сливаются). Расчеты показывают, что для данного исполнения коллиматора погрешность в амплитудном распределении составляет 3 дБ, что является недопустимо большой величиной.

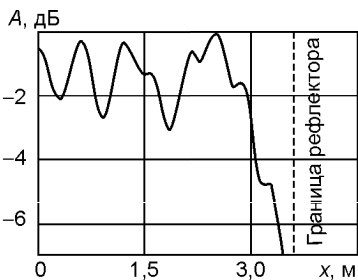


Рис. 7.1.5

Снижение влияния краев зеркала и, следовательно, уменьшение уровня осцилляции можно достичь различными способами [7.2].

Способ 1. Его реализация показана на рис. 7.1.6. Закругление краев 3 рефлектора 2 приводит к образованию отраженных волн 5, направленных в сторону от основного потока излучения 4. Эффективность такого

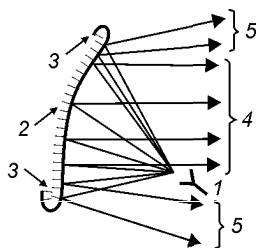


Рис. 7.1.6

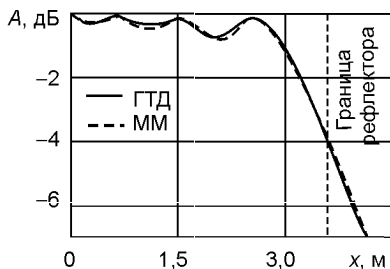


Рис. 7.1.7

приема иллюстрируется на рис. 7.1.7 графиком распределения поля $A(x)$ в фокальной плоскости рефлектора. Видно, что для данного исполнения коллиматора флуктуации в амплитудном распределении уменьшились и составляют всего 0,7 дБ.

Способ 2. Его реализация показана на рис. 7.1.8. Здесь контур края рефлектора обработан специальным образом, при котором максимум поля излучения дифракционных лучей ориентирован вне зоны проведения испытаний [7.3].

Способ 3 по сути дела сочетание двух первых способов (рис. 7.1.9). Здесь верхний край 1 рефлектора продлен и закруглен по эллиптической форме 3. Нижний край 2 рефлектора также продлен, а боковые кромок рефлектора изрезаны по специальному профилю. Эффективность использования такого способа иллюстрируется графиками распределения амплитуды $A(x)$ и фазы $\phi(x)$ поля в окрестности измерения, которые приведены на рис. 7.1.10, а и б соответственно.

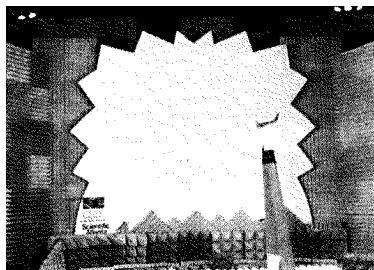


Рис. 7.1.8

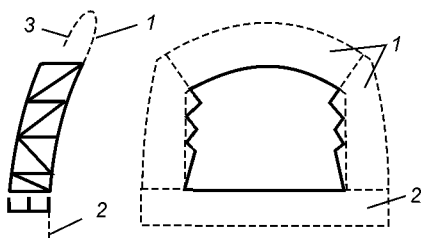
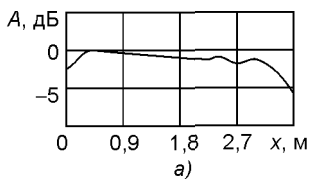
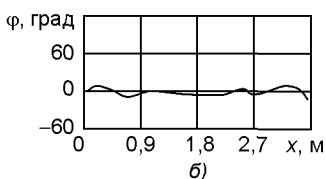


Рис. 7.1.9



а)



б)

Рис. 7.1.10

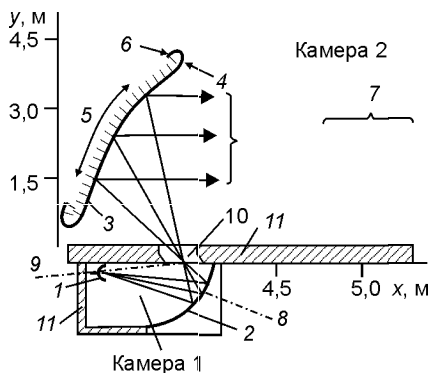


Рис. 7.1.11

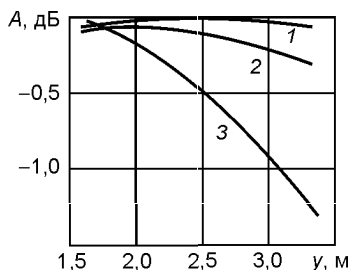


Рис. 7.1.12

На рис. 7.1.11 приведена вторая схема полигона коллиматорного типа. Основой этого полигона является двухзеркальная антенна типа офсет [7.4]. В этом случае компактный антенный полигон состоит из двух камер: камеры 1, в которой расположены облучатель 1 и контррефлектор 2 (в данном случае эллиптической формы), и камеры 2, в которой расположен неосесимметричный рефлектор 3 и где в области 7 возможно измерение характеристик излучения испытываемых антенн. Позиция 8 — ось облучателя, а 9 — ось эллипсоида 2. Рефлектор за границей рабочей области 5 имеет гладкое сопряжение 4 с закругленными краями 6. Камеры 1 и 2 соединены между собой отверстием 10, которое размещено в области фокальных точек основного рефлектора и контррефлектора.

Вся поверхность камеры 1 и рабочая поверхность камеры 2 покрыты радиопоглощающим материалом 11.

Сравнительная эффективность данного исполнения полигона при различном исполнении контррефлектора приведена на графиках рис. 7.1.12. Для данной реализации полигона приведены амплитудные распределения $A(y)$ в пределах рабочей области рефлектора. Кривые 1 и 2 соответствуют двухзеркальной схеме реализации полигона, при этом оси эллипсоидов находятся под углами $\beta = 7,5^\circ$ и 0° к горизонтальной оси, а углы между направлениями из фазового центра облучателя на фокус системы и центр эллиптического контррефлектора равны 20° и 17° . Кривая 3 соответствует однозеркальной схеме реализации полигона.

Резкое уменьшение флуктуации поля в области размещения испытываемого объекта, наблюдаемое при переходе от однозеркальной схемы к двухзеркальной, объясняется еще одним обстоятельством. Раздельное двухкамерное исполнение второй схемы с рациональным использованием радиопоглощающего материала практически ликвидирует негативное действие дифракционных лучей первого порядка.

Схема на рис. 7.1.13 отличается от схемы рис. 7.1.11 двумя факторами: нераздельным выполнением схемы полигона и отсутствием ра-

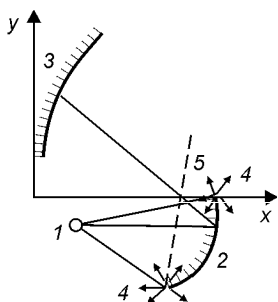


Рис. 7.1.13

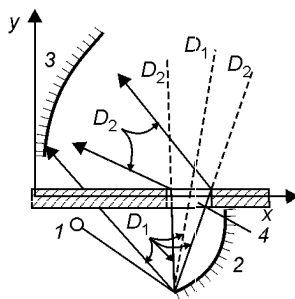
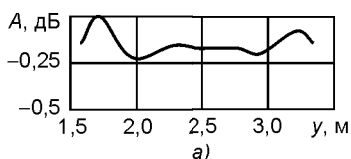
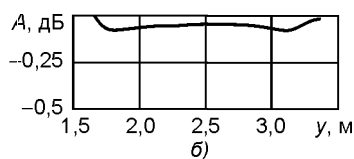


Рис. 7.1.14



а)



б)

Рис. 7.1.15

диопоглощающего материала. Это приводит к тому, что дифракционные лучи первого порядка, образованные в результате дифракции поля облучателя на краях контррефлектора, свободно попадают на основной рефлектор, отражаются от него и могут негативно воздействовать на поле в зоне испытания.

Для схемы на рис. 7.1.14 характерно то, что на основной рефлектор помимо регулярной сферической волны от контррефлектора попадают только дифракционные лучи второго порядка, т.е. лучи, образованные в результате двойной дифракции и интенсивность которых достаточно мала. На рисунке D_1 — дифракционные лучи первого порядка, которые образованы в результате одиночной дифракции, а D_2 — дифракционные лучи второго порядка.

Принятыми мерами удастся значительно снизить флюктуации поля $A(y)$ в зоне установки испытуемого объекта, о чем свидетельствуют данные, приведенные на рис. 7.1.15, а и б, на которых приведены распределения полей на частотах 3 и 6 ГГц соответственно.

В заключение этого раздела приведем несколько замечаний.

1. Собственно измерение характеристик излучения антенн на рассмотренных компактных полигонах принципиально ничем не отличается от аналогичных испытаний на обычном полигоне, где исследуемая антенна установлена в дальней зоне.

2. Наиболее важными и взаимосвязанными вопросами, возникающими при испытании антенн на компактном полигоне, являются выбор предельных размеров антенн, которые могут быть испытаны на данном конкретном полигоне, и оценка ошибки, возникающей при измерении ДН антенны и ее усиления.

3. Информацию по проведению на компактных антенных полигонах прецизионных измерений кроссполаризационных характеристик антенн можно найти в [7.5].

4. Другую полезную информацию по затронутым выше вопросам можно найти в [7.6–7.9].

5. Любопытно происхождение термина *коллиматор*. В «Словаре иностранных слов» сказано: *Коллиматор (collimare — искаженное лат. Collineare — направлять по прямой линии) — оптическая система для получения пучка параллельных лучей; применяется в спектральных и измерительных оптических приборах разного назначения.*

7.2. Измерение усиления антенн для ЗССС

Усиление измеряют с различными целями и на различных этапах разработки, производства и эксплуатации антенн для ЗССС:

- на этапе разработки с целью экспериментальной проверки основных технических решений, анализа полученных результатов и на основе последнего введения необходимых корректив в технические решения;
- на этапе настройки антенн при введении их в эксплуатацию с целью определения соответствия полученного результата к планируемому, а в случае несоответствия — получения информации о целенаправленном изменении взаимного пространственного положения основных узлов антенны (основного зеркала, контррефлектора и облучателя), необходимого для конечного результата настройки антенны для ЗССС.

Измерения ДН антенн для ЗССС проводят также при различных приемо-сдаточных испытаниях, таких, как:

- периодические испытания на заводе-изготовителе для контроля состояния технологического процесса производства антенн;
- сертификационные испытания для проверки соответствия (или несоответствия) полученных результатов техническим требованиям по данному параметру, установленному национальными регламентами;
- испытания на этапе ввода ЗССС в эксплуатацию той или иной системы спутниковой связи для проверки соответствия требованиям по данному параметру, установленному владельцем данной системы спутниковой связи.

7.2.1. Измерение усиления на антенном полигоне

Перейдем к непосредственному изложению методик измерения усиления антенн. Начнем с *методик измерения усиления антенн для ЗССС на антенном полигоне*. Возможны по крайней мере три различных метода измерения усиления антенны при ее испытаниях на антенном полигоне.

7.2.1.1. Метод компарирования

При методе компарирования испытываемая антенна работает в режиме приема (отметим, что измерения могут проводиться как на частотах приема, так и на частотах передачи) сигнала U_a от вспомогательного антенного комплекса. Одновременно сигнал $U_{эТ}$ принимается и на эталонную антенну, т.е. на вспомогательную антенну с известным усилением $G_{эТ}$, дБи. Если затухания трактов испытываемой и эталонной антенн до общего входа измерительной схемы составляют α_a и $\alpha_{эТ}$, дБ, соответственно, то усиление испытываемой антенны G_a , дБи, определяется по формуле

$$G_a = G_{эТ} + 20 \lg(U_a/U_{эТ}) - (\alpha_{эТ} - \alpha_a). \quad (7.2.1)$$

В несколько иной вариации тот же метод выглядит следующим образом. В тракт испытываемой антенны вводится прецизионный переменный аттенюатор. Тогда в процессе измерения с помощью указанного аттенюатора выравнивают уровни сигналов $U_a = U_{эТ}$ и фиксируют показание аттенюатора $\alpha_{атТ}$, дБ. В этом случае вместо (7.2.1) следует пользоваться формулой

$$G_a = G_{эТ} + \alpha_{атТ} + \alpha_a - \alpha_{эТ}. \quad (7.2.2)$$

Специфические моменты измерения и оценки точности использования этой методики будут подробно изложены в разд. 7.3, посвященном описанию антенных полигонов.

7.2.1.2. Первый метод определения усиления антенны по ДН, измеренной на антенном полигоне

Для понимания данного способа следует напомнить прямое математическое представление усиления антенны через ее характеристику излучения в виде ДН. Если антенна не имеет потерь, а $F(\theta, \phi)$ — ее ДН, где угол θ отсчитывается от направления главного излучения и изменяется в пределах $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$, а угол ϕ — в ортогональной плоскости и изменяется в пределах $0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$, то усиление определяется по формуле

$$G_a = 4\pi \left\{ \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^\pi [F(\theta, \phi)]^2 \sin \theta d\theta \right\}^{-1}. \quad (7.2.3)$$

Если же принять, что диаграмма имеет круговую симметрию относительно оси $\theta = 0^\circ$, т.е. не зависит от ϕ , то соотношение (7.2.3) переходит в

$$G_a = 2 \left\{ \int_0^\pi [F(\theta)]^2 \sin \theta d\theta \right\}^{-1}. \quad (7.2.4)$$

На практике полная информация о ДН $F(\theta, \phi)$ отсутствует, а частичная представлена в виде серии диаграмм $F_1(\theta), F_2(\theta), F_3(\theta), \dots, F_n(\theta)$, где каждая из парциальных ДН соответствует угловой координате ϕ_1 ,

$\phi_2, \phi_3, \dots, \phi_n$. Обычно имеются в наличии две ДН $F_1(\theta)$ и $F_2(\theta)$, соответствующие двум ортогональным значениям ϕ_1 и ϕ_2 , например $\phi_1 = 0^\circ$ и $\phi_2 = 90^\circ$. Тогда усиление антенны G_a может быть определено как среднеарифметическое, т.е.

$$G_a = \{G_a[F_1(\theta)] + G_a[F_2(\theta)]\}/2, \quad (7.2.5)$$

или среднегеометрическое, т.е.

$$G_a = \sqrt{G_a[F_1(\theta)]G_a[F_2(\theta)]}, \quad (7.2.6)$$

где для рассматриваемого случая, т.е. для антенн ЗССС, $F_1(\theta)$ и $F_2(\theta)$ — ДН антенны в азимутальной и вертикальной плоскостях.

Следует иметь в виду, что отличие между результатами, полученными по формулам (7.2.5) и (7.2.6) при достаточной схожести диаграмм $F_1(\theta)$ и $F_2(\theta)$ не бывает значительным. Если же отличие между обоими результатами значительно, то это свидетельствует о том, что различие в виде диаграмм $F_1(\theta)$ и $F_2(\theta)$ существенно, а это обстоятельство, в свою очередь, говорит о том, что данный метод для определения усиления антенны в этой ситуации просто непригоден.

Несмотря на то что прямое вычисление интеграла, входящего в соотношение (7.2.4) и определяющего усиление антенны, в настоящее время не вызывает особых проблем, стоит обратиться и к приближенным способам вычисления усиления антенн, заключающихся в приближенном способе оценки интеграла в (7.2.4).

Сначала напомним [7.10], что вместо представления ДН и последующего интегрирования в полярной системе координат (θ, ϕ) можно представить ДН в форме, удовлетворяющей условиям разделения координат

$$F = F_1(\xi)F_2(\psi), \quad (7.2.7)$$

где $F_1(\xi)$ представляет собой ДН в горизонтальной плоскости, а $F_2(\psi)$ — в вертикальной. Тогда вместо (7.2.3) можно записать

$$G_a = 4\pi/I, \quad (7.2.8)$$

где

$$I = I_1 I_2, \quad (7.2.9)$$

$$I_1 = \int_{-\pi}^{\pi} F_1^2(\xi) d\xi, \quad I_2 = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} F_2^2(\psi) \cos \psi d\psi. \quad (7.2.10)$$

Оба интеграла легко вычислить графически. Для направленных антенн чаще всего достаточно провести интегрирование по главному лепестку ДН. Если обе площади I_1 и I_2 преобразовать согласно рис. 7.2.1 в прямоугольники высотой 1 и шириной $2\xi_1$ или соответственно $2\psi_1$, то $I_1 = 2\xi_1$ и $I_2 = 2\psi_1$, и для усиления получаем

$$G_a = 4\pi/I_1 I_2 = 4\pi/2\xi_1 2\psi_1, \quad (7.2.11a)$$

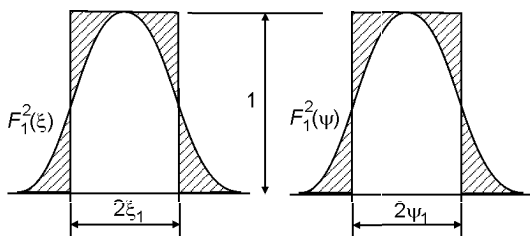


Рис. 7.2.1

или

$$G_a = 43000/2\xi_1 2\psi_1, \quad (7.2.116)$$

если углы $2\xi_1$ и $2\psi_1$ заданы в градусной мере. Здесь $(2\xi_1 2\psi_1)$ представляет собой телесный угол, в котором сконцентрировано все излучение. Так как значения $2\xi_{0,5}$ и $2\psi_{0,5}$ ширины диаграмм по половинному уровню практически всегда меньше введенного угла, справедливо также, что

$$G_a < 4\pi/2\xi_{0,5} 2\psi_{0,5}. \quad (7.2.12)$$

Теперь перейдем к приближенному расчету усиления антенны для ЗССС по диаграмме направленности. Здесь, кроме излучения, сосредоточенного в главном лепестке, необходимо учитывать также излучение вне его. Дело в том, что боковое излучение здесь приходится на большой телесный угол, значительно превышающий телесный угол излучения, соответствующий главному лепестку ДН.

Чтобы оценить влияние бокового излучения на усиление, предположим, что интенсивность излучения вне главного лепестка равномерно распределена по всем направлениям. Пусть H — часть сферы K единичного радиуса, которая соответствует главному лепестку, а F_n^2 — относительная интенсивность излучения вне главного лепестка, которая, как мы предположили, считается постоянной. Тогда

$$I = \int_K F^2 dk = I_H + \int_{K \setminus H} F_n^2 dk = I_H + F_n^2(4\pi - H), \quad (7.2.13)$$

где I_H — интеграл без учета бокового излучения. Если во втором члене суммы (7.2.13) пренебречь H по сравнению с 4π , что практически не дает какой-либо погрешности для рассматриваемого класса остронаправленных антенн, то для приближенного расчета усиления с учетом бокового излучения получим

$$G = G_H/(1 + G_H F_n^2), \quad (7.2.14)$$

где

$$G_H = 4\pi/I_H \quad (7.2.15)$$

представляет собой усиление, определенное с учетом лишь главного лепестка.

Приведем один простой пример. Пусть $G_H = 10^5$ и $F_n^2 = 10^{-5}$ (среднее ослабление бокового излучения относительно основного составляет 50 дБ), т.е. $F_n^2 = 0$ дБи. Тогда

$$G = G_H/2, \quad (7.2.16a)$$

т.е. усиление оказывается в два раза (на 3 дБ) меньше, чем при учете одного основного лепестка.

Пусть $G_H = 10^5$ и $F_n^2 = 10^{-6}$ (среднее ослабление бокового излучения относительно основного составляет 60 дБ), т.е. $F_n^2 = -10$ дБи. Тогда

$$G = G_H/1,1, \quad (7.2.16b)$$

т.е. усиление оказывается в 1,1 раза (на 0,4 дБ) меньше, чем при учете одного основного лепестка. Эти примеры наглядно демонстрируют, каким образом боковое излучение может в значительных пределах влиять на усиление антенны.

Проведенное рассмотрение однозначно указывает на важность оценки энергии, содержащейся в главном лепестке. Для того чтобы получить указанные оценки для некоторых наиболее характерных типов амплитудного распределения, от которого, как известно, и зависит форма главного лепестка, проведем небольшой анализ. Распределение нормированной мощности в конусе углов $u = \pi d \sin \theta / \lambda < U$ для круглого раскрыва диаметром d , который значительно превышает длину волны λ , задается равенством

$$p(u) = \int_0^u u F^2(u) du / \int_0^\infty u F^2(u) du. \quad (7.2.17)$$

Для двух видов ДН, соответствующих наиболее характерным типам амплитудного распределения, интеграл (7.2.17) вычисляется в замкнутом виде.

Для *равномерного распределения круглой апертуры* $F(u) = \Lambda_1(u)$, и из (7.2.17) следует, что

$$p(u) = 1 - J_0^2(u) - J_1^2(u). \quad (7.2.18)$$

При $u \gg 1$ эта формула упрощается и принимает вид

$$p(u) = 1 - 2/\pi u. \quad (7.2.19)$$

График функции $p(u)$ приведен на рис. 7.2.2 сплошной линией. Из этого графика следует, что в главном лепестке по уровню -3 дБ заключено 47 % излученной мощности, а по нулевому уровню — 84 %. В первых трех боковых лепестках сосредоточено 7,2; 2,8 и 1,4 % мощности соответственно.

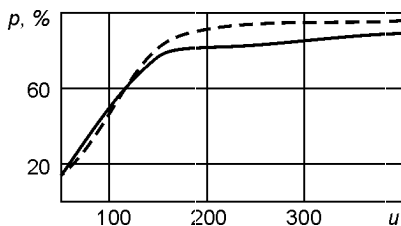


Рис. 7.2.2

Для параболического распределения на пьедестале круглой апертуры вида $f(r) = 1 - (1 - \Delta)r^2$ ДН имеет вид

$$F(u) = \frac{2}{1 + \Delta} [\Delta \Lambda_1(u) + 0,5(1 - \Delta) \Lambda_2(u)]. \quad (7.2.20)$$

Из (7.2.17) следует, что

$$p(u) = \frac{3}{1 + \Delta + \Delta^2} \left\{ \Delta^2 [1 - J_0^2(u) - J_1^2(u)] + \Delta(1 - \Delta) [1 - \Lambda_1(u)] + \right. \\ \left. + \frac{1 - \Delta^2}{3} \left[1 - \Lambda_1^2(u) - \frac{1}{16} u^2 \Lambda_2^2(u) \right] \right\}. \quad (7.2.21)$$

График функции $p(u)$ при $\Delta = 0,316$ (или -10 дБ) приведен на рис. 7.2.2 пунктиром. Для пьедестала $\Delta = 0,316$, что достаточно характерно для практических реализаций антенн, в главном лепестке по уровню -3 дБ заключено 53 % излученной мощности, а по нулевому уровню — 95,5 %. В первых трех боковых лепестках сосредоточено 2,3; 0,8 и 0,4 % мощности соответственно.

Если приведенные выше примеры носили несколько теоретический оттенок, то нижеизложенное имеет прямое практическое приложение. Речь пойдет об оценке нормированного уровня мощности антенны для ЗССС, огибающая бокового излучения, дБи, которого удовлетворяет известным требованиям:

$$G(\theta) \leq \begin{cases} 29 - 25 \log \theta & \text{для } 1^\circ \leq \theta \leq 48^\circ; \\ -10 & \text{для } 48^\circ \leq \theta \leq 180^\circ. \end{cases} \quad (7.2.22)$$

При переходе от децибельной к «разовой» мере оценки усиления относительно усиления изотропного излучателя имеем

$$G(\theta) \leq \begin{cases} 10^{2,9} \theta^{-2,5} & \text{для } 1^\circ \leq \theta \leq 48^\circ; \\ 0,1 & \text{для } 48^\circ \leq \theta \leq 180^\circ, \end{cases} \quad (7.2.23)$$

где угол θ задается в градусной мере. При переходе к радианной мере имеем

$$G(\theta) \leq \begin{cases} 0,032 \theta^{-2,5} & \text{для } 0,0056\pi \leq \theta \leq 0,267\pi; \\ 0,1 & \text{для } 0,267\pi \leq \theta \leq \pi. \end{cases} \quad (7.2.24)$$

Напомним, что согласно (7.2.17) распределение нормированной мощности в конусе углов $u = \pi d \sin \theta / \lambda < U$ для круглого раскрыва диаметром d , который значительно превышает длину волны λ , задается равенством

$$p(u) = \int_0^u u F^2(u) du / \int_0^\infty u F^2(u) du,$$

или, переходя к угловой мере θ ,

$$\begin{aligned} p(\theta) &= \int_0^{\theta_1} F^2(\theta) \sin \theta d\theta / \int_0^{\pi} F^2(\theta) \sin \theta d\theta = \\ &= \int_0^{\pi} F^2(\theta) \sin \theta d\theta - \int_{\theta_1}^{\pi} F^2(\theta) \sin \theta d\theta / \int_0^{\pi} F^2(\theta) \sin \theta d\theta = \\ &= 1 - \int_{\theta_1}^{\pi} F^2(\theta) \sin \theta d\theta / \int_0^{\pi} F^2(\theta) \sin \theta d\theta, \end{aligned} \quad (7.2.25)$$

где θ_1 — угловая граница конуса, внутри которого ищется нормированное распределение мощности излучения.

Соотношение (7.2.25) можно записать следующим образом:

$$p(\theta) = 1 - \Delta p(\theta), \quad (7.2.26)$$

где $\Delta p(\theta)$ — доля мощности излучения вне указанного конуса. Учитывая, что

$$G_0 = 2 / \int_0^{\pi} F^2(\theta) \sin \theta d\theta$$

есть ничто иное, как усиление антенны в направлении $\theta = 0^\circ$, а $F^2(\theta) = G(\theta)/G_0$,

$$\Delta p(\theta) = \frac{1}{2} \int_{\theta_1}^{\pi} G(\theta) \sin \theta d\theta. \quad (7.2.27)$$

Подставляя в (7.2.26) значение $G(\theta)$ из (7.2.24), получаем после преобразований

$$\Delta p(\theta) = \Delta p_1(\theta) + \Delta p_2(\theta), \quad (7.2.28)$$

где

$$\Delta p_1(\theta) = 0,016 \int_{\theta_1}^{\theta_2} \theta^{-2,5} \sin \theta d\theta; \quad (7.2.28a)$$

$$\Delta p_2(\theta) = 0,05 \int_{\theta_2}^{\pi} \sin \theta d\theta. \quad (7.2.28b)$$

Учитывая, что $\theta_1 = 1^\circ = 0,0175$ рад, а $\theta_2 = 48^\circ = 0,84$ рад, а также заменяя в первом интеграле $\sin \theta \approx \theta$, получаем, что $\Delta p_1(\theta) = 6,46 \%$, а $\Delta p_2(\theta) = 8,3 \%$. Следовательно, мощность излучения вне конуса с углом раскрытия 1° для антенн для ЗССС, удовлетворяющих рекомендации по усилению антенны в направлении бокового излучения по формуле (7.2.2), не превышает $14,8 \%$ общей мощности излучения антенны.

7.2.1.3. Второй метод определения усиления антенны по измеренной ДН

Метод рекомендован национальным стандартом США [7.11]. Приведем основные положения этой методики.

1. Измеряют ДН антенны для ЗССС в двух ортогональных плоскостях, угловые координаты которых θ и ϕ . Указанные диаграммы измеряют на основной поляризации и в сравнительно небольших угловых областях, охватывающих основной и два-три соседних лепестка.

2. При помощи измеренных ДН определяют их ширину на уровне -3 и -10 дБ, т.е. соответственно четыре параметра ДН: θ_3 дБ и ϕ_3 дБ, θ_{10} дБ и ϕ_{10} дБ;

3. Измеряют потери облучающей системы $\eta_{об}$.

4. Определяют среднеквадратичное отклонение реального профиля рефлектора от теоретического σ .

5. Рассчитывают усиление антенны по формуле

$$G_S = G - \eta_{об} - \eta_{\sigma}, \quad (7.2.29)$$

где

$$G = 10 \lg[(G_3 + G_{10})/2]; \quad (7.2.30)$$

$$G_3 = \frac{31000}{\theta_3 \text{ дБ} \phi_3 \text{ дБ}}; \quad G_{10} = \frac{91000}{\theta_{10} \text{ дБ} \phi_{10} \text{ дБ}}; \quad (7.2.31)$$

$$\eta_{\sigma} = 10 \lg \left[\exp \left(\frac{4\pi\varepsilon}{\lambda} \right)^2 \right] \text{ или } \eta_{\sigma} = 685,81 \left(\frac{\varepsilon}{\lambda} \right)^2, \text{ дБ.} \quad (7.2.32)$$

Заметим, если ε задано в сантиметрах, а вместо длины волны задана частота f в гигагерцах, то

$$\eta_{\sigma} = 0,763066321 f^2 \varepsilon^2. \quad (7.2.33)$$

И, наконец, если ε задано в дюймах, а вместо длины волны задана частота f в гигагерцах, то

$$\eta_{\sigma} = 4,922998677 f^2 \varepsilon^2. \quad (7.2.34)$$

На рис. 7.2.3 приведен типовой протокол (на языке оригинала) измерения усиления осесимметричной антенны диаметром 7,0 м на частоте 3,7814 ГГц:

- первый абзац протокола определяет угловые меры ДН во временном масштабе (точнее, в секундах);
- второй абзац протокола — данные по скоростям углового перемещения антенны по азимуту и углу места;
- третий абзац — пересчет от временной меры к угловой, используя данные по скоростям перемещения углового положения антенны в азимутальной и угломестной плоскостях;
- далее — непосредственный расчет усиления антенны по полученным экспериментальным данным:
 - для азимутальной плоскости имеем $\theta_3 \text{ дБ} = 0,699^\circ$ и $\theta_{10} \text{ дБ} = 1,186^\circ$;
 - для угломестной плоскости $\phi_3 \text{ дБ} = 0,693^\circ$ и $\phi_{10} \text{ дБ} = 1,177^\circ$;

Antenna Gain Worksheet. Beamwidth Method			
Beamwidths (in seconds, from gain patterns)			
3 dβ beamwidth (in seconds)	Azimuth:	<u>7.133</u>	Elevation: <u>7.627</u>
10 dβ beamwidth (in seconds)	Azimuth:	<u>12.109</u>	Elevation: <u>12.943</u>
Slew Rate (measured while taking gain patterns)			
	Azimuth:	<u>0.098</u>	(corrected) Elevation: <u>0.091</u>
Beamwidths (in degrees) = Slew Rate * Beamwidths (in seconds)			
3 dβ beamwidth (in degrees):	Azimuth:	$0.098 * 7.133 = 0.699$ corrected	
	Elevation:	$0.098 * 12.100 = 1.186$	
10 dβ beamwidth (in degrees):	Azimuth:	$0.098 * 12.100 = 1.186$ corrected	
	Elevation:	$0.091 * 12.983 = 1.177$	
Measured Antenna Gain = $10 \text{ Log } [(G_3 + G_{10})/2] - \text{Loss}_{\text{feed}} - \text{Loss}_{\text{RMS}}$			
$G_3 = [31.000 / (\theta_{3d\beta} * \theta_{3d\beta})]$	$= [31.000 / (0.699 * 0.693)]$	$= 63995.8$	
$G_{10} = [91.000 / (\theta_{3d\beta} * \theta_{3d\beta})]$	$= [91.000 / (1.186 * 1.177)]$	$= 65189.9$	
$\text{Loss}_{\text{feed}} =$	<u>0.15</u>	dβ	
$\text{Loss}_{\text{RMS}} = 4.92 * (\text{frequency in GHz})^2 * (\text{RMS in inches})^2$			
	$= 4.92 * 3.7814^2 * 0.02^2$	$= 0.03$ dβ	
Measured Antenna Gain =			
	$10 \text{ Log } [(63995.8 + 65189.9)/2] - 0.15 - 0.03$	$= 47.92$ dBi.	
Specified Gain = $\text{Gain}_{\text{midband}} + 20 \text{ Log}(\text{frequency}_{\text{upband}} / \text{frequency}_{\text{midband}})$.			
Specified Gain = $47.38 + 20 \text{ Log} (3.781 / 3.781)$			
$= 47.38$ dBi.			

Рис. 7.2.3

- проведенные вычисления по формуле (7.2.29) дают $G_{\text{эксп}} = 47,92$ дБи.

Отметим, что усиление в соответствии со спецификацией $G_{\text{спец}} = 47,38$ дБи. Укажем, что оценки зависимости падения усиления антенны от погрешности выполнения профиля можно найти в [7.12], а также в гл. 5.

Следует отметить, что измерения усиления антенн для ЗССС американскими фирмами-изготовителями, а также измерения антенн для ЗССС при допуске в спутниковые системы, владельцами которых являются организации, расположенные в США, как правило, осуществляются именно таким методом с одним непринципиальным уточнением: измерения проводятся не только на антенных полигонах, но и на трассах спутниковой связи.

7.2.2. Измерение усиления антенн с помощью бортового ретранслятора

7.2.2.1. Методика определения усиления антенны по измеренной ДН с использованием бортового ретранслятора

Эта методика принципиально не отличается от предыдущей. Однако есть некоторые тонкости, на которых следует остановиться. Угловое положение ДН испытываемой антенны измеряют при помощи опорно-передвижного устройства, входящего в состав антенной системы ЗССС.

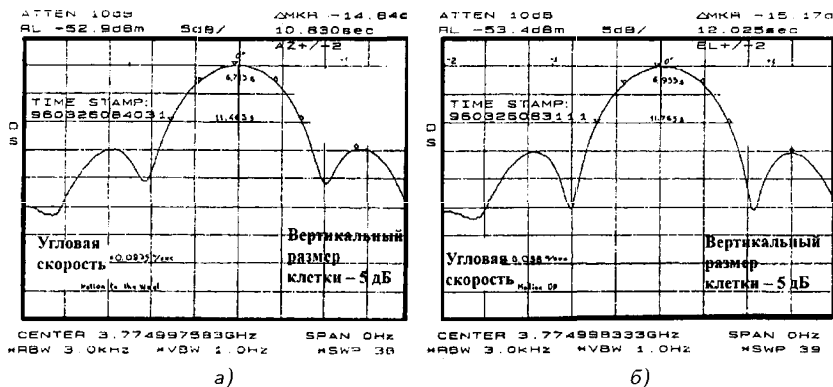


Рис. 7.2.4

Поэтому при измерении получают график изменения уровня сигнала, пропорционального ДН во времени, а уже затем, зная скорость перемещения ДН, получают угловые параметры, характеризующие ДН. В качестве иллюстрации на рис. 7.2.4, а и б приведены реальные графики изменения уровня сигнала при сканировании антенны радиусом 7,2 м в направлении бортового ретранслятора (а — азимутальная плоскость, б — угломестная), измеренного на частоте 3,775 ГГц.

Из данных, приведенных на рис. 7.2.4, а, следует, что ширина ДН по уровню -3 дБ составляет 6,713 с, а по уровню -10 дБ — 11,463 с. Переход от временной меры к градусной легко осуществить, зная угловую скорость перемещения антенны, которая в данном случае равна 0,0935 град/с. Из данных, приведенных на рис. 7.2.4, б, следует, что временные ширины ДН по уровням -3 дБ и -10 дБ составляют соответственно 6,955 и 11,765 с, а угловая скорость перемещения диаграммы — 0,098 град/с. Отметим, что на верхних горизонтальных осях обеих графиков нанесены угловые меры отсчета. Дальнейшая процедура вычисления усиления аналогична той, что приведена выше.

7.2.2.2. Методика определения усиления антенны компарированием уровней двух сигналов

По этой методике сравнивают уровни двух сигналов: первый из которых принимается антенной от бортового ретранслятора, а второй — от источника с эталонным уровнем сигнала.

В основе этой методики лежат следующие соображения.

На выходе МШУ измеряются уровни мощности двух различных сигналов:

- мощность первого сигнала, принимаемого антенной от ИСЗ,

$$P_a = P(\text{ЭИИМ})_{\text{ИСЗ}} + \alpha_{\text{расп}} + \beta_{\text{ИСЗ}} + \chi_{\text{атм}} + G_a, \quad (7.2.35)$$

где $P(\text{ЭИИМ})_{\text{ИСЗ}}$ — эффективно изотропно излучаемая мощность ретранслятором, дБВт, $\alpha_{\text{расп}}$ — потери распространения сигнала на

трассе ИСЗ — ЗССС, дБ; $\beta_{\text{ИСЗ}}$ — потери, обусловленные неравномерностью ДН ретранслятора, дБ; $\chi_{\text{атм}}$ — потери из-за затухания сигнала в атмосфере, дБ;

- мощность второго сигнала, подаваемого от генератора эталонных сигналов на вход соединительного фидера,

$$P_a = P_{\text{эг}} + \alpha_{\text{ф}}, \quad (7.2.36)$$

где $P_{\text{эг}}$ — мощность генератора эталонных сигналов, дБВт; $\alpha_{\text{ф}}$ — затухание в фидере.

Приравнивая (7.2.38) и (7.2.39), получаем следующее соотношение для усиления антенны:

$$G_a = (P_{\text{эг}} + \alpha_{\text{ф}}) - [P(\text{ЭИИМ})_{\text{ИСЗ}} + \alpha_{\text{расп}} + \beta_{\text{ИСЗ}} + \chi_{\text{атм}} + G_a]. \quad (7.2.37)$$

В заключение данного раздела целесообразно поместить информацию об оценке погрешности того или иного метода измерения усиления антенны. Эта информация почерпнута из национального стандарта США по антеннам ЗССС [7.11]. Из этого документа следует, что среднеквадратичная ошибка равна:

- 1,09 дБ при использовании методики компарирования сигнала, принимаемого антенной ЗССС, и сигнала от источника эталонных сигналов;
- 0,44 дБ при использовании методики компарирования сигналов, принимаемых антенной ЗССС и эталонной антенной;
- 0,55 дБ при использовании методики расчета усиления по ширине основного лепестка ДН.

7.3. Антенные полигоны

Ранее уже частично была приведена информация об антенных полигонах, на которых проводят измерения параметров антенн для ЗССС. Однако целесообразно выделить все основные группы вопросов, связанных с тематикой антенных полигонов, в один раздел.

7.3.1. Минимально допустимая длина трассы антенных полигонов

Первая группа вопросов, определяющих точность проведения измерений, связана с определением минимального расстояния между исследуемой и вспомогательной антеннами. Этот вопрос является ключевым при измерении ДН и определении усиления антенн для ЗССС. Напомним, что ДН по своему определению является характеристикой, не зависящей от расстояния. Поэтому это понятие справедливо лишь для очень больших расстояний (строго говоря, для бесконечно больших). Важно получение достоверной информации о минимально допустимом расстоянии R_{min} , при котором можно проводить измерение ДН или определять усиление антенны с приемлемой и контролируемой погрешностью.

Рассмотрим вопрос о взаимосвязи параметра R_{\min} и ошибки определения усиления ΔG .

Модель исследования — круглый раскрыв диаметром D с равномерным амплитудным и синфазным распределением. Поле, создаваемое таким раскрывом в точке с координатами (R, θ, φ) , определяется двумерным интегралом вида

$$E(R, \theta, \phi) = \iint \exp\left(i \frac{2\pi}{\lambda}\right) \sqrt{R^2 - 2\rho R \sin \theta \cos(\phi - \varphi) + \rho^2} \rho d\rho d\phi, \quad (7.3.1)$$

где ρ и φ — текущие координаты точки интегрирования по круглому раскрыву. Выражение, определяющее фазовый множитель из (7.3.1), можно разложить по степеням ρ/R . Имеем

$$R_1 = R \left\{ 1 - \frac{\rho}{R} \sin \theta \cos(\phi - \varphi) + \frac{1}{2} \left(\frac{\rho}{R} \right)^2 [1 - \sin^2 \theta \cos^2(\phi - \varphi)] + \dots \right\}. \quad (7.3.2)$$

Для направления главного излучения, т.е. при $\theta = 0$, подставляя (7.3.2) в (7.3.1), получаем

$$E^*(R, \theta, \phi) = \iint \exp\left(i \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\rho^2}{2R}\right) \rho d\rho d\phi. \quad (7.3.3)$$

Если $R \rightarrow \infty$, то

$$E_0(R, \theta, \phi) = \iint \rho d\rho d\phi = 2\pi \frac{\rho^2}{2} \Big|_0^{D/2} = \frac{\pi D^2}{4}. \quad (7.3.4)$$

Таким образом, ошибка в величине E , определенной на конечном расстоянии, относительно величины E_0 , определенной при $R \rightarrow \infty$,

$$\varepsilon = 1 - |E^*/E_0|. \quad (7.3.5)$$

Если от оценки полей перейти к оценке по мощности, то

$$\varepsilon_y = 1 - |E^*/E_0|^2 \quad (7.3.6)$$

и, следовательно,

$$\varepsilon_y = 1 - \frac{\sin^2(\pi D^2/4\lambda R)}{\pi D^2/4\lambda R}. \quad (7.3.7)$$

Результаты расчета зависимости ε_y от параметра $\alpha = D/\sqrt{2\lambda R}$ сведены в табл. 7.3.1.

Таблица 7.3.1

α	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
$\varepsilon_y, \%$	0,7	2,0	5,0	10,0	18,0	30,0

Пользуясь данными таблицы, можно решить две задачи:

1) определить искомый параметр R_{\min} для заданных значений D и λ , при котором обеспечивается точность определения ε_y . Так, если требуется обеспечить $\varepsilon_y = 2\%$, то $\alpha = 0,4$. Следовательно,

$$R_{\min}(\varepsilon_y = 2\%) = 3,125D^2/\lambda; \quad (7.3.8)$$

2) оценить точность определения усиления при измерении на расстоянии R_{\min} , задаваемое более привычной формулой $R_{\min} = 2D^2/\lambda$. Нетрудно установить, что в этом случае $\varepsilon_y = 5\%$.

В заключение напомним, что эти данные получены при условии равномерного амплитудного распределения по раскрыву антенны. Для того чтобы распространить эти данные на реальные антенны, амплитудное распределение которых имеет спадающий к краю характер, можно поступить обычным образом, а именно заменить реальный диаметр антенны D на эффективный диаметр $D_{\text{эфф}}$, который определяется по формуле

$$D_{\text{эфф}} = 2 \int_0^{D/2} f(r) dr. \quad (7.3.9)$$

Другой метод определения R_{\min} базируется на удовлетворении требования минимального значения квадратичного слагаемого в соотношении (7.3.2). Обычно ставится условие, чтобы

$$\lambda/16 \geq 0,5\rho^2/R. \quad (7.3.10)$$

Это условие означает, что квадратичная фазовая ошибка на краю раскрыва не должна превышать $\pi/16 = 22,5^\circ$. Так как максимальная фазовая ошибка имеет место на границе раскрыва, т.е. при $\rho = D/2$, формула для R_{\min} имеет обычный вид $R_{\min} = 2D^2/\lambda$.

Некоторые числовые данные относительно R_{\min} , которые требуется реализовать в зависимости от диаметра антенны D и частотного диапазона, в котором работает данная антенна, приведены в табл. 7.3.2.

Из приведенных данных видно, что для антенн с большими диаметрами раскрыва требуются значительные величины R_{\min} , что далеко не всегда можно реализовать на практике. Поэтому ясно, что актуальна проблема снижения величины R_{\min} . Кратко об одной такой возможности говорится ниже.

Таблица 7.3.2

Диаметр антенны D , м	R_{\min} , м			
	Диапазон С		Диапазон Ку	
	прием	передача	прием	передача
2,0	112	176	336	386
4,0	448	685	1344	1545
6,0	1008	1542	3030	3478
8,0	1792	2741	5376	6182
10,0	2800	4284	8400	9660

Основная идея уменьшения расстояния между вспомогательной и испытываемой антеннами заключается во введении фазовых предискажений в апертурное распределение испытываемой антенны с целью компенсации фазовых искажений, обусловленных конечностью расстояния между обеими антеннами. Практически для однозеркальной антенны это сводится к смещению облучателя из фокуса вдоль оси в направлении от зеркала. Указанным смещением облучателя удастся сфокусировать излучение антенны на конечное расстояние. Существуют различные методики расчета необходимого смещения облучателя. Воспользуемся одной из них. Нетрудно показать, что поле на оси $\theta = 0$ при смещенном вдоль оси на расстояние Δ облучателе на расстоянии R определяется интегралом вида

$$E(R) = \int_0^{D/2} \exp \left[-i \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{\rho^2}{2R} - \frac{2\Delta\rho^2}{4F^2 + \rho^2} \right) \right] \rho d\rho, \quad (7.3.11)$$

где F — фокусное расстояние зеркала.

Анализ подинтегральной фазовой функции свидетельствует о том, что полной компенсации фазы для произвольного значения ρ добиться нельзя. Можно потребовать компенсации фазы для двух крайних значений ρ , а именно $\rho = 0$ и $\rho = D/2$. Из условия равенства нулю фазовой функции интеграла (7.3.11) при $\rho = D/2$ следует, что искомое смещение

$$\Delta = (F^2 + D^2/16)/R. \quad (7.3.12)$$

Дальнейшее изложение такого подхода можно найти в [7.13].

7.3.2. Факторы, снижающие точность измерения на антенных полигонах

Вторая группа вопросов, связанная с точностью измерений на антенных полигонах, обусловлена влиянием профиля трассы, сторонних предметов и других объектов, вызывающих эффекты переотражения сигналов.

7.3.2.1. Влияние переотражающих предметов

Рассмотрим два основных варианта данной ситуации.

Вариант 1. Рассмотрим влияние одиночных объектов (далее — переотражателей), расположенных на антенном полигоне или вблизи него. Предположим, что переотражатель расположен относительно испытываемой антенны таким образом, чтобы направленность антенны A_0 при расчетах можно было не учитывать.

Плотность потока мощности, создаваемая антенной A_0 на испытываемой антенне $A_{ис}$,

$$p_{0-ис} = P_0 G_0 / (4\pi R_{0-ис}^2). \quad (7.3.13)$$

Плотность потока мощности, создаваемая антенной A_0 на переотражателе,

$$p_{0-п} = P_0 G_0 / (4\pi R_{0-п}^2). \quad (7.3.14)$$

Мощность, перехватываемая переотражателем площадью $S_{п}$,

$$P_{п} = p_{0-п} S_{п}. \quad (7.3.15)$$

Плотность потока мощности, создаваемая переотражателем на испытываемой антенне,

$$p_{п-ис} = p_{п} G_{п} / (4\pi R_{п-ис}^2), \quad (7.3.16)$$

где $G_{п}$ — усиление переотражателя в направлении на испытываемую антенну.

Образум отношение

$$\tau = p_{п-ис} / p_{0-ис}, \quad (7.3.17)$$

характеризующее отношение плотностей мощностей переотраженного и прямого полей, действующих на испытываемую антенну. Подставляя в (7.3.17) ранее вычисленные параметры, имеем

$$\tau = S_{п} G_{п} R_{0-ис}^2 / (4\pi R_{0-п}^2 R_{п-ис}^2). \quad (7.3.18)$$

Если площадь переотражателя достаточно мала и справедливо соотношение $G_{п} = 4\pi S_{п} / \lambda^2$, то (7.3.18) переходит в

$$\tau = S_{п}^2 R_{0-ис}^2 / (\lambda^2 R_{0-п}^2 R_{п-ис}^2). \quad (7.3.19)$$

И, наконец, если предположить, что существует приближенное равенство между всеми расстояниями, т.е. $R_{0-ис} \approx R_{0-п} \approx R_{п-ис} \approx R$, а $S = b^2$, то

$$\tau = b^4 / (\lambda R)^2. \quad (7.3.20)$$

Отметим, что $r_{фр} = \sqrt{\lambda R}$ — есть не что иное, как радиус первой зоны Френеля, отсчитываемый для расстояния $R_{0-ис}$ между источником и испытываемой антенной. Отметим так же, что τ характеризует отношение мощности $P(\theta = \theta_{п})$, принимаемой испытываемой антенной с направления $\theta = \theta_{п}$, ориентированного на переизлучатель, к мощности $P(\theta = 0)$, принимаемой антенной с направления главного излучения $\theta = 0^\circ$. Поэтому τ может быть использована для определения погрешности измерения ДН испытываемой антенны для направления $\theta = \theta_{п}$. В самом деле, если $F_{идеал}(\theta = \theta_{п})$ — уровень нормированной ДН, измеренный в отсутствии переотражателя испытываемой антенны, то уровень нормированной ДН, измеренный в присутствии переотражателя испытываемой антенны

$$F_{реал}(\theta = \theta_{п}) = F_{идеал}(\theta = \theta_{п}) + \sqrt{\tau}. \quad (7.3.21)$$

Следует заметить, что из-за когерентности прямого и переотраженного сигналов и неопределенности фазовых соотношений между ними, сложение, указанное в (7.3.21), следует понимать как геометрическое. Поэтому предельные уровни $F_{\text{реал}}(\theta = \theta_{\text{п}})$ будут определяться соотношением

$$F_{\text{реал}}(\theta = \theta_{\text{п}}) = F_{\text{идеал}}(\theta = \theta_{\text{п}}) \pm \sqrt{\tau}. \quad (7.3.22)$$

Учитывая выражение (7.3.20), можно полагать, что вклад переотражения в (7.3.22) равен отношению площади переотражателя $S_{\text{п}}$ к площади первой зоны Френеля. А если вспомнить, что $R = R_{\text{мин}} = 2D^2/\lambda$, то

$$\sqrt{\tau} = S_{\text{п}}/2D^2, \quad (7.3.23)$$

т.е. вклад переотражения в (7.3.22) будет примерно равен отношению площади переотражателя $S_{\text{п}}$ к площади раскрыва испытываемой антенны.

Вариант 2 учитывает влияние множества переотражателей, которое соответствует более реальной ситуации. Пусть имеются N переотражателей с площадями $S_1, S_2, S_3, \dots, S_N$. Их суммарное влияние можно вновь оценивать с использованием соотношения (7.3.23). Однако в этом случае под $S_{\text{п}}$ следует понимать следующее представление:

$$S_{\text{п}} = S_{\text{п}}^* = \sqrt{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 + \dots + S_N^2}. \quad (7.3.24)$$

Отметим, что другие характеристики величины $S_{\text{п}}^*$ подчиняются закону Релея.

7.3.2.2. Влияние профиля трассы

Перейдем к оценке влияния отражения от земли. Предположим, что имеется идеальная плоская трасса, коэффициент отражения от которой $\Gamma_{\text{отр}} = 1$. На рис. 7.3.1 изображена такая трасса измерения, на которой A_0 — вспомогательная антенна, расположенная на высоте H_0 ; $A_{\text{ис}}$ — испытываемая антенна, расположенная на высоте $H_{\text{ис}}$. Как известно, влияние идеально проводящей плоскости может быть заменено действием дополнительной антенны $A_{0\text{доп}}$, представляющей собой зеркальное отражение A_0 .

Если $F(\psi)$ — ДН антенны A_0 в вертикальной плоскости, то степень влияния отраженной волны будет характеризоваться произведением $F = F(\psi)F_{\text{ис}}(\theta_1, \phi_1)$, где (θ_1, ϕ_1) — текущие координаты ориентации направления главного излучения антенны $A_{\text{ис}}$ относительно направления на антенну $A_{0\text{доп}}$.

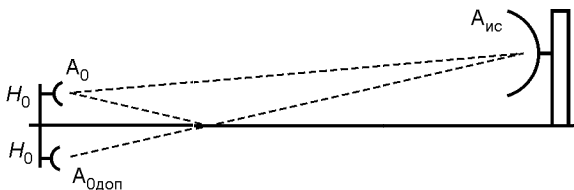


Рис. 7.3.1

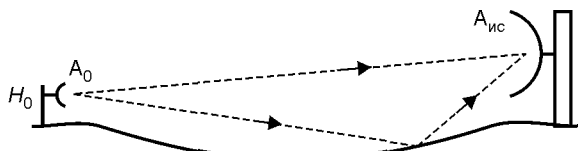


Рис. 7.3.2

Очевидно, что наибольшее влияние отраженной волны на измерение ДН испытываемой антенны будет в вертикальной плоскости, а самая большая ошибка будет соответствовать угломестному направлению на антенну $A_{0\text{доп}}$. В случае реальной, так называемой шероховатой отражающей поверхности эффект отраженной волны уменьшается. Это объясняется тем, что отдельные участки подстилающей поверхности антенного полигона имеют случайную фазу отражения и отраженные волны уже не синфазно складываются в направлении на испытываемую антенну.

Существуют несколько способов снижения эффекта отражения от подстилающей поверхности полигона.

Первый способ заключается в рациональном выборе трассы полигона таким образом, чтобы минимизировать влияние отраженной от подстилающей поверхности волны в окрестность местоположения испытываемой антенны. Пример такого рода профиля трасс приведен на рис. 7.3.2.

Второй способ применяется в том случае, если не удастся выбрать практически безэховый профиль трассы, и заключается в резком разnose по высоте вспомогательной и испытываемой антенн (рис. 7.3.3). В этой ситуации отраженная волна приходит под большим углом на испытываемую антенну, что в силу ее направленных свойств уменьшает величину помехи. Оригинальный способ практической реализации этой идеи, не требующий значительных расходов, связан с размещением активных радиоустройств на вершине мачты или башни, реализован на антенном полигоне фирмы Vertex, где применена перископическая схема вспомогательной антенны (рис. 7.3.4).

Третий способ. Здесь снижения отражения на трассе антенного полигона достигается использованием специальных дифракционных экранов. Известен достаточно широкий класс подобного рода устройств [7.14], применение которых обеспечивает сильное ослабление уровня сигнала. Пример использования подобного рода устройства показан на рис. 7.3.5.

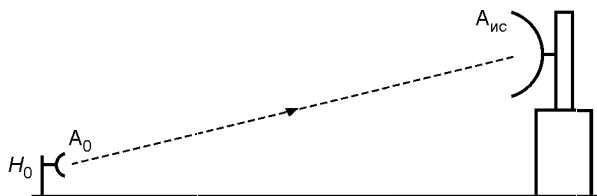


Рис. 7.3.3

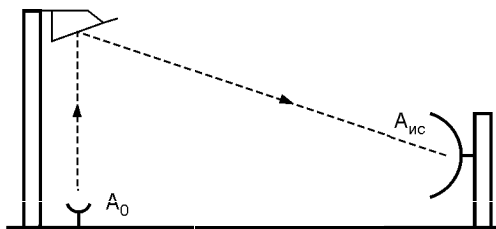


Рис. 7.3.4

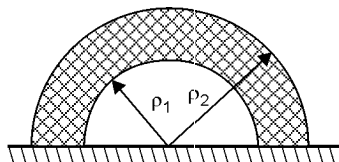


Рис. 7.3.5

Внутренний радиус данного устройства $\rho_1 = 0,577\rho_{\text{Фр}}$, а внешний $\rho_2 = 0,816\rho_{\text{Фр}}$, где $\rho_{\text{Фр}}$ — радиус первой зоны Френеля, равный

$$\rho_{\text{Фр}} = \sqrt{\lambda R}. \quad (7.3.25)$$

7.4. Измерение добротности антенны для ЗССС

Добротность G/T измеряют с различными целями и на различных этапах разработки, производства и эксплуатации антенн для ЗССС. Методики измерения добротности антенны можно условно разбить на две группы: первая группа построена на раздельных измерениях как усиления антенны в режиме приема G , так и шумовой температуры антенны T_a ; вторая группа позволяет сразу определять искомый параметр G/T .

7.4.1. Методика измерения шумовой температуры антенны

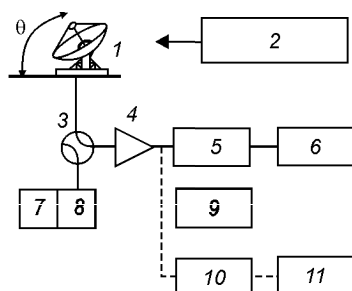


Рис. 7.4.1

Данная методика базируется на методе компарирования искомого уровня мощности теплового (шумового) сигнала с антенны и известного уровня мощности теплового сигнала, вырабатываемого специальным устройством, называемым горячей нагрузкой (hot load). Схема измерения приведена на рис. 7.4.1, где 1 — испытуемая антенна; 2 — устройство контроля положения антенны; 3 — волноводный переключатель; 4 — МШУ; 5 — смеситель; 6 — измеритель шума; 7 — термометр; 8 — горячая нагрузка; 9 — локальный генератор; 10 — специальный фильтр; 11 — измеритель мощности.

Алгоритм измерения заключается в следующем.

1. Измеряют и фиксируют температуру $T_{г.н.}$.
2. Ориентируют максимум ДН испытуемой антенны под углом θ .

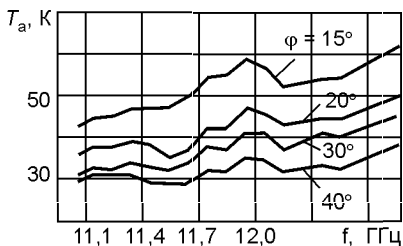


Рис. 7.4.2

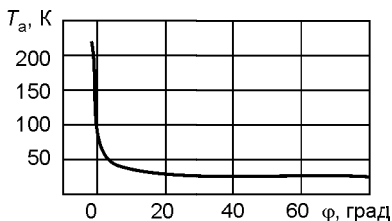


Рис. 7.4.3

3. Соединяют с помощью волноводного переключателя горячую нагрузку со входом МШУ. Шумовая температура $T_{\text{МШУ}}$ известна.

4. С помощью прецизионного аттенюатора шумового измерительного приемника устанавливают на дисплее какой-либо фиксированный уровень $U_{\text{и}}$, фиксируют показание аттенюатора $P_{\text{г.н}}$.

5. Переключают вход МШУ к выходу испытуемой антенны.

6. Повторяют процедуру по п. 5 и фиксируют показание $P_{\text{с}}$.

7. Определяют так называемый антенный системный y -фактор

$$P_{\text{г.н}} - P_{\text{с}} = y_{\text{с}} = 10 \lg \frac{T_{\text{МШУ}} + T_{\text{г.н}}}{T_{\text{с}}} = 10 \lg \frac{T_{\text{МШУ}} + T_{\text{г.н}}}{T_{\text{МШУ}} + T_{\text{а}}}. \quad (7.4.1)$$

8. Определяют шумовую температуру антенны

$$T_{\text{а}} = (T_{\text{МШУ}} + T_{\text{г.н}})/y_{\text{с}}^* - T_{\text{МШУ}}, \quad (7.4.2)$$

где

$$y_{\text{с}}^* = 10^{y_{\text{с}}/10}. \quad (7.4.3)$$

Значения всех температур задаются в градусах Кельвина. Для повышения точности, как и всегда, повторяют измерения n раз и результаты измерения усредняют. Отметим также, что в спецификациях на антенну для ЗССС дается значение $T_{\text{а}}$, измеренное в условиях ясного неба.

В качестве примера приведем результаты измерения шумовой температуры некоторых антенн. На рис. 7.4.2 приведены результаты измерения шумовой температуры антенны типа офсет фирмы Prodelin с диаметром раскрытия 2,4 м в Ku-диапазоне для четырех значений угла возвышения антенны: 15, 20, 30 и 45°. На рис. 7.4.3 даны результаты измерения шумовой температуры двухзеркальной антенны фирмы Scientific Atlanta с диаметром раскрытия 7 м в Ku-диапазоне. Эти данные особенно интересны тем, что начальный угол возвышения антенны отрицательный и составляет -1° . На рис. 7.4.4 приведены результаты измерения добротности G/T 4,5-метровой антенны фирмы Vertex в C-диапазоне.

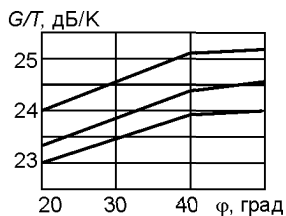


Рис. 7.4.4

7.4.2. Методики измерения добротности с помощью бортового ретранслятора

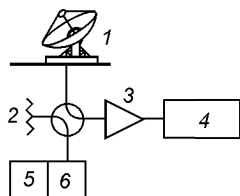


Рис. 7.4.5

Перейдем к изложению методики измерения G/T при помощи ретранслятора на ИСЗ. Идея этого метода достаточно проста и заключается в следующем. Схема измерений приведена на рис. 7.4.5, где 1 — испытываемая антенна; 2 — нагрузка; 3 — МШУ; 4 — спектроанализатор; 5 — термометр; 6 — горячая нагрузка. Считается известной мощность P_a , дБВт, принимаемая антенной для ЗССС от ретранслятора ИСЗ, которая

определяется расчетным путем:

$$P_a = P_{DL}G, \quad (7.4.4),$$

где P_{DL} — мощность (Downlink power), принимаемая внизу линии ретранслятор — Земля на изотропную антенну, G — усиление антенны для ЗССС.

Соотношение (7.4.4) может быть представлено в развернутой форме, а именно

$$P_a = P(\text{ЭИИМ})_{\text{ИСЗ}} + \alpha_{\text{расп}} + \beta_{\text{ИСЗ}} + \chi_{\text{атм}} + G_a, \quad (7.4.5)$$

где $P(\text{ЭИИМ})_{\text{ИСЗ}}$ — эффективно изотропно излучаемая мощность ретранслятора, дБВт; $\alpha_{\text{расп}}$ — потери распространения сигнала на трассе ИСЗ — ЗССС, дБ; $\beta_{\text{ИСЗ}}$ — потери, обусловленные неравномерностью ДН ретранслятора, дБ; $\chi_{\text{атм}}$ — потери из-за затухания сигнала в атмосфере, дБ.

При помощи спектра-анализатора измеряется отношение C/N , дБ, т.е. отношение уровня несущей к среднему уровню шума. Используя известное выражение [7.8]

$$C/N = P_{DL}G/[kT(\Delta f)K], \quad (7.4.6)$$

можно получить следующую формулу для определения искомого соотношения G/T :

$$G/T = C/N + 10 \lg k + 10 \lg \Delta f - P_{DL} + K, \quad (7.4.7)$$

где C/N — отношение несущая/шум, дБ; $k = 1,38044 \cdot 10^{-23}$ — постоянная Больцмана, Вт/Гц·град; Δf — полоса пропускания, Гц; K — корректирующий фактор спектр-анализатора при шумовых измерениях, дБ.

7.4.3. Методики измерения добротности с помощью радиозвезд

7.4.3.1. Основные положения

Кратко остановимся на методике измерения G/T с помощью радиозвезд. Сразу оговоримся, что этот метод более сложен в своей практической реализации, хотя внешне он во многом схож с предыдущим

методом. Используется схема измерения, приведенная на рис. 7.4.1. Последующий алгоритм действий таков:

- *первая группа шагов* — настраивают максимум ДН испытуемой антенны на одну из известных радиозвезд, соединяют выход антенны с входом МШУ, шумовая температура которого $T_{\text{МШУ}}$, подстраивают положение антенны по критерию максимума среднего уровня шумового сигнала на дисплее приемника шумового сигнала, фиксируют этот уровень и значение показания аттенюатора $P_{\text{ЗВ}}$, дБ;
- *вторая группа шагов* — отводят максимум ДН от радиозвезды в сторону не менее чем 10 ширин ДН по уровню 3 дБ, повторяют все прежние операции, затем, изменяя состояние аттенюатора, добиваются отображения на дисплее прежнего уровня, фиксируют новое состояние аттенюатора $P_{\text{Н}}$;
- *третья группа шагов* — переключают вход МШУ на выход «горячей нагрузки» с известной шумовой температурой $T_{\text{Г.Н}}$ и, проводя аналогичную процедуру, фиксируют третье состояние аттенюатора $P_{\text{Г.Н}}$.

На этом собственно измерения закончены, и для определения искомой величины G/T необходимо провести определенные расчетные операции:

- используя данные, полученные во второй и третьей группах измерений, можно, привлекая ранее изложенную методику измерения шумовой температуры антенны, определить как шумовую температуру антенны $T_{\text{а}}$, так и шумовую температуру системы $T_{\text{с}} = T_{\text{а}} + T_{\text{МШУ}}$;
- используя с определенной коррекцией ранее изложенную методику измерения G/T с помощью ретранслятора на ИСЗ, также можно определить искомую величину G . Под коррекцией здесь понимается следующее. Если в указанной методике плотность потока мощности от источника излучения (в ранее указанном случае — ретрансляторе ИСЗ) определялась расчетным путем, то для данного варианта, т.е. радиозвезды, она считается известной на основании результатов ранее проведенных радиоастрономических наблюдений.

Опуская промежуточные операции, приведем формулу для $G/T_{\text{с}}$:

$$G/T_{\text{с}} = 8\pi k Y_{\text{с}} / (\lambda^2 S_0), \quad (7.4.8)$$

где $k = 1,38044 \cdot 10^{-23}$ — постоянная Больцмана, Вт/Гц·град; λ — длина волны, м; S_0 — спектральная плотность мощности излучения радиозвезды, Вт·м⁻²Гц⁻¹;

$$Y_{\text{с}} = 10^t; \quad t = 0,1(P_{\text{ЗВ}} - P_{\text{Н}}), \text{ дБ}. \quad (7.4.9)$$

Таблица 7.4.1

Спектральная плотность	Радиоисточник		
	Кассиопея-А	Таурис-А	Cygnus-A
$S_0(4)$ на частоте 4 ГГц	$1067 \cdot 10^{-26}$	$679 \cdot 10^{-26}$	$483 \cdot 10^{-26}$
$S_0(f)$ на частоте f ГГц	$S_0(4)(f/4)^{-0,792}$	$S_0(4)(f/4)^{-0,287}$	$S_0(4)(f/4)^{-1,199}$

Значения параметра S_0 для трех наиболее известных небесных радиоисточников [7.16] приведены в табл. 7.4.1.

7.4.3.1. Корректирующие множители

В расчетную формулу (7.4.8) необходимо вводить корректирующие множители.

Первый корректирующий множитель $\alpha(\theta)$ учитывает потери при прохождении радиоизлучения через атмосферу. Согласно [7.18]

$$\alpha(\theta) = A / \sin \theta, \quad (7.4.10)$$

где θ — угломестная координата радиоисточника; A — потери при вертикальном прохождении радиоизлучения через атмосферу, дБ. Зависимость A от параметров трассы распространения приведены в [7.17].

Второй корректирующий множитель K [7.17] учитывает так называемый эффект углового расширения радиозвезды. Этот эффект сказывается, если испытывается антенна с очень узкой ДН. Значения множителя K , дБ, для трех радиозвезд приведены ниже:

для Кассиопеи-А

$$K = 10 \lg(1 - 0,41025\chi^{-1} + 8,006850\chi^{-2} - 10,673775\chi^{-3} + 41,662351\chi^{-4});$$

для Cygnus-A

$$K = 10 \lg(1 - 0,000170476\chi^{-1} + 2,21137421\chi^{-2} - 1,5820456\chi^{-3} + 5,8273713\chi^{-4});$$

для Таурис-А:

$$K = 10 \lg(1 - 0,00897619\chi^{-1} + 6,9082142\chi^{-2} - 0,115748\chi^{-3} + 16,778570\chi^{-4}),$$

где χ — половина ширины ДН, мин.

Третий корректирующий множитель ΔS необходимо учитывать только при измерениях по Кассиопее-А. Этот множитель, дБ, учитывает временное изменение спектральной плотности мощности излучения этого источника:

$$\Delta S = n(0,042 - 0,0126 \lg f), \quad (7.4.11)$$

где n — число лет, прошедших с начала так называемого нулевого года, $n = 0$ отсчитывается с января 1965 г.; f — частота, ГГц.

Четвертый множитель относится только к Таурис-А. Радиоизлучение от этого источника оказывается эллиптически поляризованным. Поэтому необходимо проводить два измерения на двух ортогональных поляризациях.

Окончательная формула для определения добротности антенны, дБ, для ЗССС по радиозвезде принимает вид

$$G/T = (-214,597)_{\text{дБ}} - (S_0)_{\text{дБ}} - (\lambda_m^2)_{\text{дБ}} + [Y_c]_{\text{дБ}} + [K]_{\text{дБ}} + [\alpha(\theta)]_{\text{дБ}} + [\Delta S]_{\text{дБ}}. \quad (7.4.12)$$

Тем, кто желает более подробно ознакомиться с методами измерения по небесным радиоисточникам, можно рекомендовать литературу [7.18, 7.19].

В заключение этого раздела вновь целесообразно поместить информацию об оценке погрешности того или иного метода измерения шумовой температуры или добротности антенны. Эта информация почерпнута из национального стандарта США по антеннам ЗССС [7.11]. Из этого документа следует, что среднеквадратичная ошибка равна:

- 5,6 К при использовании методики измерения шумовой температуры антенны для ЗССС;
- 1,17 дБ при использовании методики измерения G/T антенны для ЗССС с помощью ретранслятора;
- 0,47 дБ при использовании методики измерения G/T антенны для ЗССС с помощью радиозвезд.

7.5. Измерение параметров облучающих устройств

Как показывает опыт известных фирм по производству антенн для ЗССС, на этапе разработки антенн и выпуска оборудования для этих антенн осуществляется постоянный контроль оборудования. В частности, для облучающих антенн для ЗССС контролируются следующие параметры:

- КСВ (коэффициент отражения);
- развязка между портами облучающего устройства;
- амплитудная ДН по основной поляризации;
- амплитудная ДН по кроссполяризации;
- развязка по поляризации;
- аксиальное отношение;
- потери.

7.5.1. Измерение КСВ, или коэффициента отражения

Измерение КСВ, или коэффициента отражения (в западных спецификациях — Return Loss), проводится стандартными методами с помощью рефлектометра. Не останавливаясь на методике измерения, подробное изложение которой можно найти в инструкции по применению рефлектометров, рассмотрим два аспекта измерения, связанных с повышением точности измерения.

7.5.1.1. Стандартный метод повышения точности измерений

Измерение КСВ происходит при излучении рупорного облучателя в открытое пространство. Наличие какого-либо стороннего предмета приводит к образованию переотраженной волны, которая воспримется

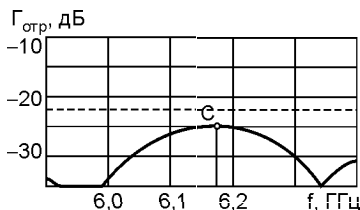


Рис. 7.5.1

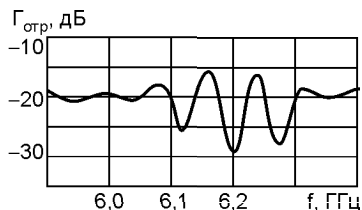


Рис. 7.5.2

рупором и может привести к достаточно серьезной погрешности измерения. Чтобы избежать подобной неприятности, обычно перед раскрывом облучателя помещают радиопоглощающий материал, образуя тем самым безэховую миникамеру.

В качестве примера приведем экспериментальный график изменения коэффициента отражения облучающей системы в диапазоне 5,85...6,42 ГГц (рис. 7.5.1). На этом графике пунктирная линия соответствует коэффициенту отражения $RL_{\text{доп}} = -22$ дБ. Максимальное отражение, соответствующее точке С ($f = 6,17$ ГГц), равно $-25,43$ дБ. Измерение проводилось при использовании упомянутой безэховой миникамеры.

Влияние окружающего пространства (в данном случае коэффициент отражения измеряли в помещении цеха) демонстрируется графиком, приведенном на рис. 7.5.2. Здесь приведены результаты измерения коэффициента отражения того же облучающего устройства в том же частотном диапазоне. Отличие условий измерения от первоначальных заключается в том, что были устранены радиопоглощающие материалы.

Сравнение графиков рис. 7.5.2 и 7.5.1 позволяет получить информацию об отражающих свойствах пространства по второму эксперименту. Первый вывод достаточно тривиален — максимальный коэффициент отражения от стен помещения 10 %. Второй вывод — расстояние между раскрывом облучателя и отражающей поверхностью $L \approx 2$ м. Этот вывод базируется на следующих умозаключениях.

Минимальной частоте измерения f_{\min} (в данном случае 5,9 ГГц) соответствует длина волны λ_{\max} (в данном случае 5,08 см), а максимальной частоте f_{\max} (6,4 ГГц) — длина волны λ_{\min} (4,68 см). Для частоты f_{\min} на расстоянии L откладывается $N_1 = 2L/\lambda_{\max}$ длин волн, а для f_{\max} — $N_2 = 2L/\lambda_{\min}$ длин волн, поэтому разность

$$\Delta N = N_2 - N_1 = 2L[(\lambda_{\max} - \lambda_{\min})/(\lambda_{\max} \lambda_{\min})]. \quad (7.5.1)$$

Следовательно, частотный период осцилляции коэффициента отражения

$$\Delta f = (f_{\max} - f_{\min})/\Delta N. \quad (7.5.2)$$

Откуда искомое расстояние

$$L = 0,5 \Delta N \lambda_{\max} \lambda_{\min} / (\lambda_{\max} - \lambda_{\min}). \quad (7.5.3)$$

Для анализируемого нами графика на рис. 7.5.2 период осцилляции $\Delta f = 0,075$ ГГц. Следовательно, $\Delta N = 6,5$ и $L \approx 2$ м.

7.5.1.2. Методика измерения малых отражений

Изложенное выше в определенной мере могло явиться толчком к разработанной проф. В.Г. Ямпольским методики [7.21], с помощью которой можно существенно повысить точность измерения малых коэффициентов отражения. Для этого измеряемый объект следует подключать к измерителю через длинный отрезок волновода, длина которого по крайней мере в 2...3 раза больше электрической длины измеряемого объекта. Для обеспечения высокой точности измерения необходимо также, чтобы дополнительная линия была идеально согласована с измеряемым объектом и не вносила бы распределенных отражений.

Схема измерения приведена на рис. 7.5.3, где 1 — рефлектометр; 2 — волноводный переход; 3 — дополнительный волновод длиной L ; 4 — измеряемый объект; 5 — неоднородность.

Суммарный коэффициент отражения на входе рефлектометра

$$\Gamma_{\Sigma} = \Gamma_c + \Gamma_o \exp(i2\gamma L), \quad (7.5.4)$$

где Γ_c и Γ_o — коэффициенты отражения от измерительной схемы и объекта соответственно; γ — постоянная распространения в волноводе 3.

При изменении частоты суммарный коэффициент отражения Γ_{Σ} изменяется от $\Gamma_{\Sigma \max} = |\Gamma_c| + |\Gamma_o|$ до $\Gamma_{\Sigma \min} = ||\Gamma_c| - |\Gamma_o||$.

Выберем длину L настолько большой, чтобы между соседними экстремумами $\Gamma_{\Sigma \max}$ и $\Gamma_{\Sigma \min}$ величины Γ_c и Γ_o можно считать постоянными. Кроме того, на входе рефлектора целесообразно ввести малую неоднородность (штырь, шайбу и т.п.; см. позицию 5 на рис. 7.5.3), подобрав ее таким образом, чтобы собственное рассогласование в 1,5...2 раза превышало согласование объекта. При таких условиях

$$\Gamma_c = (\Gamma_{\Sigma \max} + \Gamma_{\Sigma \min})/2; \quad \Gamma_o = (\Gamma_{\Sigma \max} - \Gamma_{\Sigma \min})/2. \quad (7.5.5)$$

Типичная зависимость коэффициента отражения в данной ситуации приведена на рис. 7.5.4, а. Выделенная из этой осциллирующей кривой составляющая отражения рупорного облучателя показана на рис. 7.5.4, б.

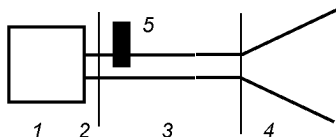


Рис. 7.5.3

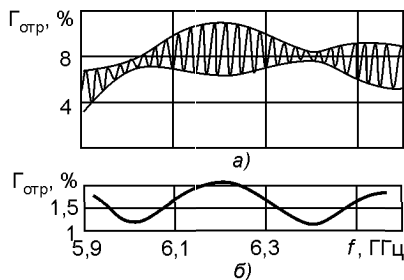


Рис. 7.5.4

7.5.2. Измерение развязки между портами

Развязку между портами облучающего устройства (в западных спецификациях — Port Isolation) измеряют также с помощью рефлектометра. Для двухпортовых и четырехпортовых облучателей объем измерения различен:

- для двухпортового облучающего устройства измеряют только развязку между портами «Передача» \Rightarrow «Прием» в диапазоне передачи;
- для четырехпортового облучающего устройства измеряются развязки между следующими портами: «Передача» \Rightarrow «Передача» (в полосе передачи); «Прием» \Rightarrow «Прием» (в полосе приема); «Передача» \Rightarrow «Прием» (в полосе передачи) — всего четыре комбинации.

В качестве примера на рис. 7.5.5 приведены экспериментальные данные измерения развязки между передающим портом левого вращения и приемным портом правого вращения. Начальная частота измерения — 5,857 ГГц, конечная — 6,4764 ГГц, ось ординат — развязка в децибелах. Пунктирная линия соответствует уровню развязки, равному 85 дБ. Точка С — наименьший измеренный уровень развязки, равный 100,01 дБ.

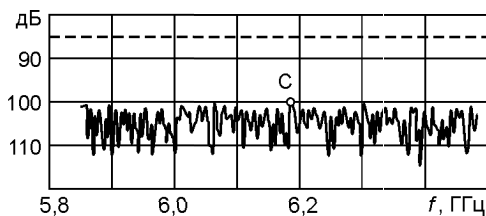


Рис. 7.5.5

7.5.3. Измерение аксиального отношения

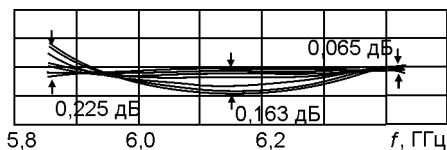


Рис. 7.5.6

Как показывает практика измерений подобного рода на ведущих фирмах-производителях, измерения аксиального отношения (в западных спецификациях — Axial Ratio (Voltage Axial Ratio)) обычно проводят

только для одной точки, лежащей на оси излучателя, при шести различных угловых ориентациях, а именно 0, 60, 120, 180, 240 и 360°. В качестве примера на рис. 7.5.6 приведены экспериментальные данные измерения аксиального отношения четырехпортового облучателя. Из рисунка видно, что максимальное аксиальное отношение в диапазоне передачи 5,85...6,425 ГГц равно 0,225 дБ. Тот же результат, но в иной форме: для канала передачи отношение осей эллипса составляет не менее 1:1,026.

7.5.4. Измерение амплитудных ДН

Измерение амплитудных диаграмм облучающего устройства практически не отличается от аналогичной процедуры измерения ДН антенны в целом. Естественно, что измерения здесь проводят на значительно меньших расстояниях. И вновь, как при измерениях КСВ, применяют радиопоглощающие материалы. Обычно такие измерения проводят в безэховой камере, т.е. в закрытом помещении, на стенах, потолке и на полу которого размещены радиопоглощающие радиоматериалы. Указанные материалы обычно выполнены в виде набора сильно вытянутых конусов, острия которых обращены в глубь камеры.

На рис. 7.5.7 приведены амплитудные диаграммы облучателя двухзеркальной антенны. Полный угол раскрытия контррефлектора относительно фазового центра облучателя 32° . На рис. 7.5.7,а приведена ДН для частоты 3,95 ГГц, а на рис. 7.5.7,б — для частоты 6,175 ГГц (плоскость E — непрерывная линия, плоскость H — штриховая).

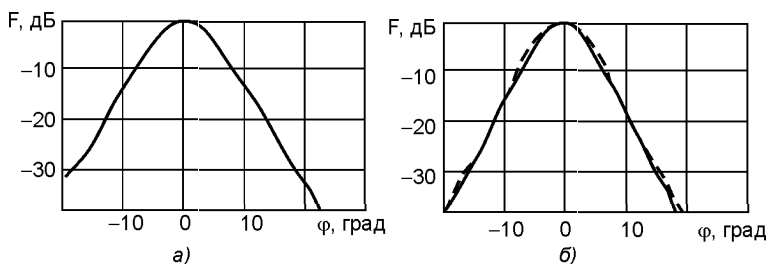


Рис. 7.5.7

7.5.5. Измерение фазовых ДН

Измерение фазовых диаграмм облучающего устройства — новая процедура, не применяемая при измерении характеристик направленности антенны для ЗССС в целом. Напомним, что под фазовыми ДН понимается угловая зависимость распределения фазы электромагнитного излучения (относительно какой-либо опорной фазы), измеренная на одном и том же расстоянии R от испытуемого объекта.

Фазовые ДН измеряют для того, чтобы определить положение фазового центра облучателя, конфигурацию фазового центра (ФЦ) и фазовую структуру поля облучателя, возбуждающего или контррефлектор, или основное зеркало.

Отметим, что в ряде интересных с практической точки зрения ситуаций фазовые диаграммы измеряют на достаточно малых расстояниях R от облучающего устройства. В частности, для рационального конструирования двухзеркальных антенн важна реальная информация о фазовых ДН, измеренных на расстоянии, соответствующего расстоянию $R_{\text{ФЦ-кр}}$ между ФЦ облучающего устройства и контррефлектором.

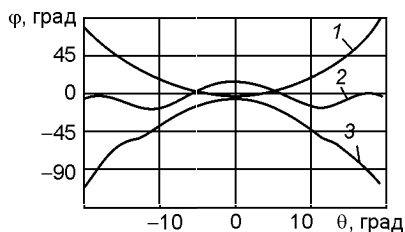


Рис. 7.5.8

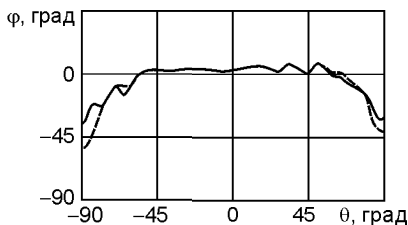


Рис. 7.5.9

В случае точечного ФЦ облучающего устройства при снятии его фазовых ДН могут возникнуть три различных ситуации:

- 1) ось вращения облучающего устройства размещена между его ФЦ и раскрывом;
- 2) ось вращения облучающего устройства совпадает с ФЦ;
- 3) ось вращения облучающего устройства находится за ФЦ.

В зависимости от указанных ситуаций фазовые диаграммы облучающего устройства имеют вид, приведенный на рис. 7.5.8 кривыми 1, 2 и 3 соответственно.

Проанализировав приведенную информацию, нетрудно сообразить, какой может быть методика нахождения ФЦ облучающего устройства. Эта методика сводится к измерению фазовых ДН облучающего устройства при различном положении оси вращения. Ось вращения совпадает с положением ФЦ, когда фазовая ДН имеет вид, приведенный на рис. 7.5.8 кривой 2.

Следует обратить внимание на следующее обстоятельство. На самом деле ситуация намного сложнее. Реально ФЦ не представляет собой точечный центр, при совмещении с которым оси вращения получится идеальная сферическая волна, которой соответствует фазовая ДН в виде некоторой постоянной величины. Реально положение ФЦ облучающего устройства зависит как от расстояния, при котором происходит определение фазовых ДН, так и от текущей угловой координаты, для которой происходит отсчет «парциальной» фазовой ДН. Поэтому вместо точечного ФЦ имеет место некоторая конечная область, а под ФЦ в этой ситуации понимают некоторую точку внутри указанной области, при вращении вокруг которой фазовая ДН $\phi(\theta)$ реализует минимальное значение интеграла вида

$$L = \int_{-\theta_1}^{\theta_1} \phi(\theta) a(\theta) d\theta, \quad (7.5.6)$$

где $a(\theta)$ — некоторая весовая функция, вид которой зависит от конкретного вида условий проектирования антенной системы в целом.

На рис. 7.5.9 приведены экспериментальные фазовые ДН облучающего устройства для двухзеркальной антенны С-диапазона для канала

приема (частота 3,625 ГГц). По оси абсцисс отложены значения угловой координаты точки наблюдения, а по оси ординат — значения фазы. Фазовые диаграммы приведены для двух ортогональных плоскостей. Из диаграмм следует, что облучатель имеет практически точечный фазовый центр.

7.6. Типовые методики сертификационных испытаний ЗССС в части антенных систем

В этом разделе приведена информация, касающаяся типовых методик проведения испытаний ЗССС в части антенных систем [7.21]. Для удобства их дальнейшего использования весь последующий материал данного раздела является прямой выдержкой из указанного документа. Кроме того, сохранена нумерация этого документа.

5.1. Измерения параметров и испытания антенной системы

5.1.1. Измерения ДН и уровня боковых лепестков в диапазоне частот передачи проводится по схеме, приведенной на рисунке 1.

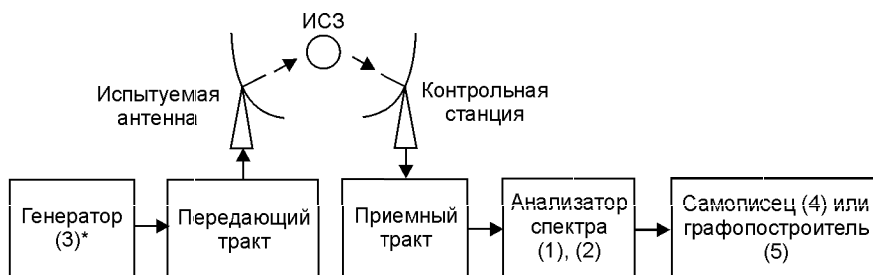


Рис. 1

* Цифрами в скобках здесь и далее на рисунках и в тексте обозначены порядковые номера приборов в соответствии с таблицей А1 (приложение А). Если в обозначении даны номера нескольких приборов, используется любой из них.

5.1.1.1. Испытуемая ЗС излучает немодулированный сигнал на средней частоте выбранного для измерений высокочастотного ствола с уровнем мощности, соответствующим линейному участку амплитудной характеристики ретранслятора ИСЗ.

5.1.1.2. Измерение и запись ДН в азимутальной и угломестной плоскостях проводит контрольная станция. Испытуемая антенна должна поворачиваться с помощью штатных приводов поочередно в азимутальной и угломестной плоскостях или, в случае возникновения для этого препятствий, в пределах не менее ± 5 градусов от направления на ИСЗ.

График ДН регистрируется на ленте самописца или планшете графопостроителя, подключенного к анализатору спектра.

5.1.1.3. Для расчета коэффициента усиления антенны необходимо дополнительно измерить ДН по азимуту и углу места в угловом секторе, содержащем главный и первые боковые лепестки, с масштабом по оси уровней не более 3...5 дБ/см. Данные измерения выполняются на крайней нижней, центральной и крайней верхней частотах рабочего диапазона антенны, указанного в спецификации.

5.1.1.4. Шкала азимутальных углов в ДН должна корректироваться с учетом параллакса в соответствии с выражением

$$\theta = 2 \arcsin[\sin(\theta_{\text{изм}}/2) \cos h], \quad (1)$$

где $\theta_{\text{изм}}$ — азимутальный угол, отсчитываемый по шкале устройства управления приводами поворота антенны, h — угол места антенны, θ — угол азимута с учетом коррекции.

5.1.1.5. По измеренным параметрам ДН антенны в азимутальной и угломестной плоскостях определить ширину главного лепестка ДН по уровням минус 3 и минус 10 дБ, обозначаемую соответственно ϑ_3 и ϑ_{10} в азимутальной плоскости, и ϕ_3 и ϕ_{10} в угломестной.

5.1.1.6. Далее провести расчет коэффициента усиления антенны на передачу в соответствии с 5.1.2.

5.1.1.7. На измеренных графиках ДН нанести справочные кривые. При этом в качестве изотропного уровня, относительно которого рассчитываются точки справочных кривых, принимается уровень, равный взятому со знаком «минус» коэффициенту усиления антенны в дБ, вычисленному в соответствии с методикой 5.1.2.

5.1.1.8. Подсчитать количество боковых лепестков, уровень которых превышает уровень, заданный справочной кривой, по отношению к общему количеству зарегистрированных в данной ДН боковых лепестков (в %).

5.1.1.9. Измерения ДН антенны в диапазоне частот приема проводятся с помощью контрольной станции, которая излучает немодулированный сигнал на средней частоте выбранного для измерений высокочастотного ствола с уровнем мощности, соответствующем линейному участку амплитудной характеристики ретранслятора ИСЗ (рисунок 2).

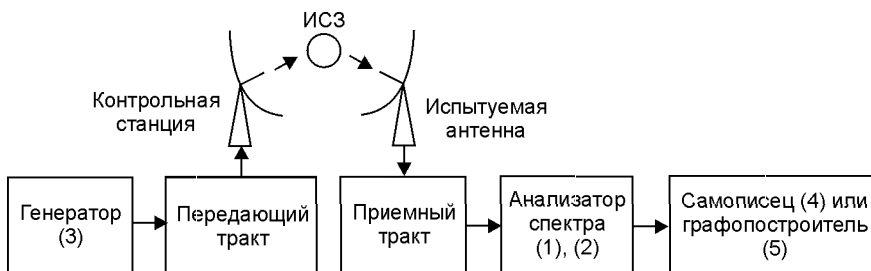


Рис. 2

5.1.2. Определение коэффициента усиления антенны G , дБ, проводится расчетным путем на основании результатов измерения ширины ДН антенны на прием и передачу по уровням минус 3 и минус 10 дБ по следующим формулам:

$$G = 10[(G_3 + G_{10})/2], \quad (2)$$

$$G_3 = 31000/\vartheta_3\phi_3, \quad (3)$$

$$G_{10} = 91000/\vartheta_{10}\phi_{10}, \quad (4)$$

где ϑ_3 и ϕ_3 — ширина главного лепестка ДН в градусах по уровню минус 3 дБ в азимутальной и угломестной плоскостях соответственно, ϑ_{10} и ϕ_{10} — ширина главного лепестка ДН в градусах по уровню минус 10 дБ в азимутальной и угломестной плоскостях соответственно.

* Методика по 5.1.2 приемлема только в том случае, если вид измеренной ДН (глубина первых минимумов, уровень первых боковых лепестков, симметрия боковых лепестков) свидетельствует о том, что антенна настроена.

5.1.3. Измерение КПР антенны в диапазоне частот передачи производится в соответствии со схемой, приведенной на рисунке 1, и в диапазоне частот приема в соответствии со схемой, приведенной на рисунке 2*.

* Предполагается, что данные измерения проводятся через ИСЗ с антенными устройствами бортового ретранслятора с известной КПР величиной не менее (40...45) дБ. При отсутствии такой возможности КПР антенны измеряется в ходе заводских (полигонных) испытаний с помощью вспомогательной антенны.

5.1.3.1. В соответствии с методиками по 5.1.1.1–5.1.1.3 измерить ДН антенны на основной поляризации на центральных частотах передачи и приема в узком секторе углов, содержащем главный, первые и вторые боковые лепестки.

5.1.3.2. Переключить в антенне поляризацию принимаемого сигнала на ортогональную. Например, если основной на приеме является круговая поляризация правого направления вращения, то необходимо включить прием на круговой поляризации левого направления вращения и наоборот. Переключение поляризации можно выполнить в зависимости от конкретного конструктивного исполнения антенны одним из следующих способов:

— в схеме без поляризационного уплотнения необходимо повернуть поляризатор вокруг своей оси относительно поляризационного фильтра (если используется круговая поляризация) или поляризационный фильтр (если используется линейная поляризация) на 90° в любую сторону в соответствии с инструкцией по эксплуатации;

— в схеме с поляризационным уплотнением необходимо подключить МШУ, с которым проводилось измерение ДН на основной поляризации, к фланцу второго приемного входа — при измерении КПР на прием, и усилитель мощности, с которым проводилось измерение ДН

на основной поляризации, ко второму передающему входу волноводного тракта — при измерении КПР на передачу.

5.1.3.3. Измерить и обработать ДН антенны на кроссполяризации в диапазонах частот приема и передачи, руководствуясь при этом 5.1.1.1–5.1.1.3. В процессе проведения этих измерений нельзя изменять усиление в приемном и передающем трактах испытуемой ЗС и КС, изменять усиление измерительных приборов. Согласование действий операторов, выполняющих измерения на контрольной и земной станциях, должно быть проведено до начала измерений.

5.1.3.4. Отсчитать по анализатору спектра уровень сигнала $E_{\text{кпр}}$, дБм, при углах $\vartheta_{0,5}$ и $\phi_{0,5}$ ДН на кроссполяризации, где $\vartheta_{0,5}$ и $\phi_{0,5}$ — углы относительно максимума в ДН на основной поляризации в плоскостях азимута и угла места, соответствующие уровню минус 0,5 дБ. Разность уровня сигнала в максимуме ДН на основной поляризации E_{max} , дБм, (за вычетом 0,5 дБ) и отсчитанного указанным образом уровня по ДН на кроссполяризации представляет собой величину КПР при отклонении от максимума ДН на 0,5 дБ согласно формуле

$$\text{КПР (дБ)} = E_{\text{max}} - E_{\text{кпр}} - 0,5 \text{ дБ.} \quad (5)$$

5.1.3.5. Проверка вида поляризации сигналов приема и передачи проводится на основе данных, приведенных в технической документации на антенну.

5.1.4. Определение шумовой температуры антенны в диапазоне частот приема производится по схеме, представленной на рисунке 3.

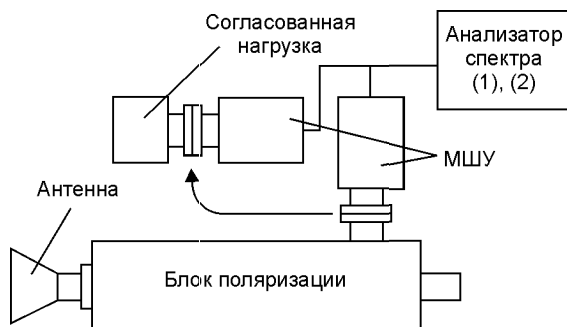


Рис. 3

5.1.4.1. Установить испытуемую антенну под углом места 5 или 10° соответственно для диапазонов 4 или 11–12 ГГц и таким азимутальным углом, при котором отсутствует дополнительное затенение местными предметами или возвышенностями. Убедиться в отсутствии сигналов помех в рабочей полосе частот. При наличии помех выбрать для измерений другой азимутальный угол или участок диапазона частот.

5.1.4.2. Зафиксировать на анализаторе спектра уровень шумового сигнала P_N в полосе ствола на выходе МШУ при штатном его подключении.

5.1.4.3. Отключить МШУ от АФУ и подключить к его входу согласованную нагрузку из комплекта измерителя (6). Зафиксировать на анализаторе спектра в той же полосе частот уровень шумового сигнала P_0 .

5.1.4.4. Вычислить шумовую температуру антенны T_a , К, по формуле

$$T_a = N(T_0 + T_{\text{МШУ}}) - T_{\text{МШУ}}, \quad (6)$$

где N — отношение мощностей P_N/P_0 , $T_0 = T + 273$ — температура согласованной нагрузки, К, $T_{\text{МШУ}}$ — шумовая температура МШУ; T — температура окружающего воздуха, °С.

5.1.5. Измерение коэффициента стоячей волны антенны производится непосредственным измерением с помощью измерителя модуля коэффициентов передачи и отражения (7), подключенного к приемному или передающему фланцу блока поляризации АФУ во всем диапазоне частот приема или передачи.

5.1.6. Измерение развязки между передающим и приемным трактами в диапазоне частот передачи производится с помощью измерителя модуля коэффициентов передачи и отражения (7) в соответствии с рисунком 4. Измерение производится во всем диапазоне частот передачи.

Искомая развязка определяется суммированием измеренного затухания в блоке поляризации и затухания в режекторном фильтре, установленном в его паспорте.

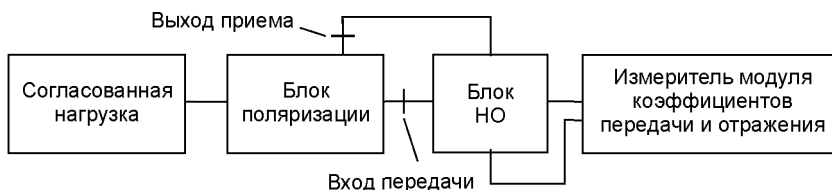


Рис. 4

5.1.7. Проверка максимально допустимой мощности, подводимой ко входу АФУ, производится подключением передающего устройства к антенной системе. Положение антенны по азимуту и углу места, при котором допустимо излучение требуемой мощности в эфир, должно быть заранее согласовано с соответствующими службами. Кроме этого, выбранный азимутальный угол должен исключать прямой солнечный нагрев элементов АФУ.

В случае отсутствия возможности проведения настоящей проверки путем излучения мощности в эфир, проверке на максимально допустимую мощность подвергается АФУ, к выходу которого вместо облучателя антенны подключается согласованная эквивалентная нагрузка, рассчитанная на поглощение заданной мощности.

Антенная система считается выдержавшей настоящие испытания, если в течение часа с момента подачи мощности с выхода передающего устройства в испытываемом устройстве не произошло пробоя или разогрева отдельных элементов до температуры $T + 40^\circ\text{C}$ или более, где T — температура окружающего воздуха. Измерение температуры производится с помощью вольтметра (8).

5.1.8. Измерение ошибки наведения антенны в режиме автосопровождения производится с помощью штатного приемника автосопровождения следующим образом:

5.1.8.1. Навести антенну на ИСЗ в режиме ручного управления по максимуму сигнала на входе устройства наведения. Измерить его уровень U_0 , мВ, с помощью милливольтметра (9).

5.1.8.2. Отвести антенну в ручном режиме управления от направления на ИСЗ по одной из координат наведения на угол, соответствующий уменьшению уровня принимаемого сигнала на 1,5 дБ, и включить режим автосопровождения. После окончания процесса коррекции системой автосопровождения углового положения антенны вновь измерить уровень сигнала на входе устройства наведения U_i , мВ.

5.1.8.3. Аналогично измерить U_i , мВ, отведя антенну по другой координате.

5.1.8.4. Рассчитать значение U_{cp} , мВ, равное среднеарифметическому значению U_i по 3–5 циклам измерения по каждой из координат.

5.1.8.5. Рассчитать потери принимаемого сигнала из-за ошибки наведения L , дБ, по формуле

$$L = 20 \lg(U_0/U_{cp}). \quad (7)$$

5.1.8.6. Пользуясь ДН в узком угловом секторе, измеренной в 5.1.1.3, определить угловую ошибку наведения по каждой из координат.

5.1.8.7. Настоящие измерения проводятся только для антенных систем со следящей системой наведения.

5.1.9. Соответствие требованиям по обеспечению молниезащиты устанавливается путем проверки антенного устройства и его конструкторской документации на наличие в них молниеотвода, выполненного в соответствии с действующими нормами и положениями по устройству молниеотводов, предусмотренных [3], [4], [5], [6].

5.1.10. Проверка АФУ на герметичность проводится на стенде, схема которого приведена на рисунке 5. Присоединить выход волновода испытываемого АФУ к камере стенда. Через обратный клапан установить избыточное давление воздуха в камере, равное 20^{+10} кПа (или $0,2^{+0,1}$ кгс/см²). АФУ считается герметичным при падении давления по показанию манометра не более чем на 50 % в течение 3 ч.

5.1.11. Проверка срока службы антенного устройства проводится на основании данных, приведенных в технической документации на антенну, представленной изготовителем, и данных по учету ее гарантийного обслуживания.

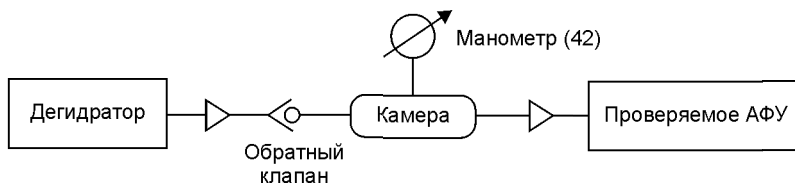


Рис. 5

Таблица 5.1

Тип прибора	Основные параметры	Пункты методики
1. Анализатор спектра С4-82	До 300 МГц; динамический диапазон 70 дБ	5.1.1, 5.1.3
2. Анализатор спектра Hewlett Packard HP 8563E	9 кГц...26,5 ГГц; динамический диапазон не менее 90 дБ	5.1.1, 5.1.3
3. Генератор Г4-164	0,1...740 МГц; $U_{\text{ВЫХ}}$ до 2 В, погрешность установки частоты $5 \cdot 10^{-7}$	5.1.1, 5.1.3
4. Самописец КСП-4	—	5.1.1, 5.1.3
5. Графопостроитель (плоттер) Hewlett Packard HP 7470A	—	5.1.1, 5.1.3
6. Измеритель характеристик шума Х5-29	0,01...37,5 ГГц $K_{\text{Ш}}$ 0...30 дБ; $T_{\text{Ш}}$ 20...400 К	5.1.4
7. Измеритель модуля коэффициентов передачи и отражения Р2-84	0,1...18 ГГц; диапазон измерений 0...50 дБ с погрешностью $\pm(0,04A_y \pm 0,3)$	5.1.5, 5.1.6
8. Вольтметр В7-27А	1 мВ...300 В; -30...+100 °С	5.1.7
9. Вольтметр В3-52/1	1 мВ...300 В; 10 кГц...1 ГГц	5.1.8

Перечень основных средств измерения и вспомогательного оборудования приведен в табл. 5.1.

Список литературы к главе 7

- 7.1. Корнблит С. СВЧ оптика. Оптические принципы в приложении к конструированию СВЧ антенн: Пер. с англ. под ред. О.П. Фролова. — М.: Связь, 1980. — 360 с.
- 7.2. Burnside W.D., Gilreath N.C., Kent B.M., Clerici G.L. Curved edge modification of compact range reflector // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1987. Vol. AP-35, № 2. P. 176–182.
- 7.3. Rudduck R.C., Liange M.C., Burnside W.D., Yu J.S. Feasibility of compact range for near-zone measurements // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1987. Vol. AP-35, № 3. P. 280–286.
- 7.4. Pistorius C.W.I., Clerici G.C., Burnside W.D. A dual chamber Gregorian subreflector system for compact range application // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1989. Vol. AP-37, № 3. P. 305–313.
- 7.5. Rose C.A., Cook J.H. High-accuracy cross-polarization measurements using a single-reflector compact range // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 1999. Vol. 41, № 2. P. 74–78.
- 7.6. Johnson R.C., Ecker Y.A., Moore R.A. Compact range techniques and measurements // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1969. Vol. AP-17, № 5. P. 568–576.
- 7.7. Heedy D.J., Burnside W.D. An aperture-matched compact range feed horn design // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1985. Vol. AP-33, № 11. P. 1249–1255.
- 7.8. Jonson R.C., Ecker H.A., Hollis J.S. Determination of far-field antenna patterns from near-field measurements // Proc. IEEE. 1973. Vol. 71, № 2. P. 1668–1694.

- 7.9. **Jonson R.C.** Some design parameters for point source compact range // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1986. Vol. AP-34, № 6. P. 845–847.
- 7.10. **Кюн Р.** Микроволновые антенны. — М.: Судостроение, 1967. — 520 с.
- 7.11. **American National Standard, EIA-411-A** «Electrical and mechanical characteristics of earth station antennas for satellite communications», 1986.
- 7.12. **Шифрин Я.С.** Вопросы статистической теории антенн. — М.: Сов. радио, 1970. — 384 с.
- 7.13. **Фрадин А.З., Рыжков Е.В.** Измерение параметров антенно-фидерных устройств. — М.: Связь, 1962. — 316 с.
- 7.14. **Ямпольский В.Г., Фролов О.П.** Антенны и ЭМС. — М: Радио и связь, 1983. — 272 с.
- 7.15. **Lee T.H., Rudduck P.C., Lambert K.M.** Pattern measurements of reflector antennas in the compact range and validation with computer code simulation // IEEE Trans. 1990. AP-38, № 6. P. 889–895.
- 7.16. **Satoh T., Ogawa A.** Exact gain measurement of large aperture antennas using celestial radio sources // IEEE Trans. 1982. Jan. Vol. AP-30. P. 157–161.
- 7.17. **CCIR Rep.** 390-3. P. 157.
- 7.18. **Koury A., Johannsen K.G.** The moon as source for G/T measurements // IEEE Trans. AES. 1974. Sept. P. 718–727.
- 7.19. **Guidice D.A., Castelli J.P.** The use of extra-terrestrial radio sources in the measurement of antenna parameters // IEEE Trans. AES. March 1971. P. 226–234.
- 7.20. **Ямпольский В.Г.** Измерение малых коэффициентов отражения // Электросвязь. 1985. № 5. С. 42–43.
- 7.21. **Фролов О.П.** Антенны для земных станций спутниковой связи. — М.: Радио и связь, 2000. — 376 с.

БЛИЖНЯЯ ЗОНА ИЗЛУЧЕНИЯ

Одной из характеристик антенн для ЗССС, которая чрезвычайно важна для принятия ряда практических решений, является распределение поля излучения антенны в ближней зоне. Эта характеристика является необходимой при определении границ санитарно-защитной зоны станции спутниковой связи, для нахождения уровня взаимодействия с расположенными рядом радиотехническими объектами и т.п.

Существуют два принципиально различных подхода к решению задачи нахождения распределения поля излучения антенн ЗС в ближней зоне:

первый — определение этой характеристики строго для каждой детерминированной антенны (конкретная схема антенны, конкретные конструктивные решения и размеры и т.п.). В этом случае возможно использование как расчетного пути решения, так и экспериментального способа нахождения характеристик излучения в ближней зоне;

второй — нахождение некой общей закономерности в характеристиках распределения поля в ближней зоне. Для этой ситуации итоговый результат должен быть подобен тому, как это сделано для огибающей излучения антенн ЗС в дальней зоне. Не отрицая практической важности первого способа для получения конкретных результатов для детерминированных антенных систем, второй подход представляется более перспективным.

И еще два предварительных замечания: в связи с невозможностью строго аналитического решения задачи об излучении зеркальных антенн для анализа ближнего поля излучения антенн ЗС будут использованы приближенные методы, анализ будет проведен для разных конфигураций излучающего раскрыва.

8.1. Поле излучения в ближней зоне круглого раскрыва (апертурный метод)

8.1.1. Расчетные соотношения

Система координат для круглой апертуры радиусом ρ_0 приведена на рис. 8.1.1. Координаты точки интегрирования, лежащей на апертуре S , — (ρ, β) ; координаты точки наблюдения — (R, θ, ϕ) ; расстояние

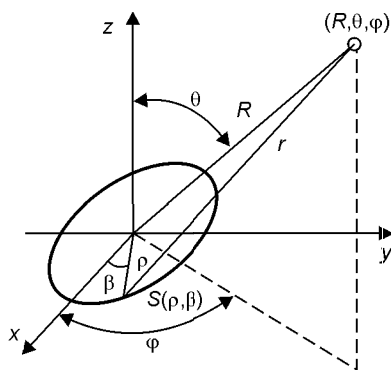


Рис. 8.1.1

между точкой интегрирования и точкой наблюдения

$$r = \sqrt{R^2 + \rho^2 - 2R\rho \sin \theta \cos(\phi - \beta)}. \quad (8.1.1)$$

Задаваясь осесимметричным амплитудным распределением в виде $f(\rho)$, имеем, что поле излучения в точке наблюдения

$$E(R, \theta, \phi) = \int_0^R \int_0^{2\pi} f(\rho) \frac{\exp(-ikr)}{r} \rho d\rho d\beta. \quad (8.1.2)$$

Отметим, что существующими средствами вычислительной техники сейчас достаточно просто вычислить интеграл (8.1.2). Однако целесообразно привести здесь аналитические представления для $E(R, \theta, \phi)$. Такая целесообразность диктуется следующими соображениями. Во-первых, это определенная дань традиционному изложению, учитывающему также тот факт, что аналитическое представление для поля $E(R, \theta, \phi)$ появилось раньше, чем прямые численные методы. И, второе, что более важно, анализ аналитических форм для $E(R, \theta, \phi)$ позволяет лучше уяснить механизм процесса излучения в ближней зоне.

Полагая в (8.1.2) знаменатель постоянным и равным R и ограничиваясь первыми тремя членами разложения (8.1.1) в ряд, получаем [8.1]

$$E(R, \theta, \phi) = \int_0^R \int_0^{2\pi} \frac{f(\rho)}{R} \exp \left\{ R - \rho \sin \theta \cos(\phi - \beta) + \frac{\rho^2 [1 - \sin^2 \theta \cos^2(\phi - \beta)]}{2R} \right\} \rho d\rho d\beta. \quad (8.1.3)$$

Разлагая экспоненциальный множитель из (8.1.3) в ряд и проводя интегрирование по $d\beta$, получим

$$E(R, \theta) = \frac{\exp(-ikR)}{R} \sum_{n=0}^{\infty} (-i)^n \Gamma \left(n + \frac{1}{2} \right) \frac{\sin \theta}{n! (kR)^n} \times \int_0^R f(\rho) (k\rho)^{n+1} \exp \left(-i \frac{k\rho^2 \cos^2 \theta}{2R} \right) J_n(k\rho \sin \theta) d\rho, \quad (8.1.4)$$

где $J_n(x)$ — функция Бесселя n -го порядка; $\Gamma(x)$ — гамма-функция.

В частном случае, когда $f(\rho) = 1$, т.е. когда амплитудное распределение поля в раскрыве антенны равномерно, интеграл в (8.1.4) можно

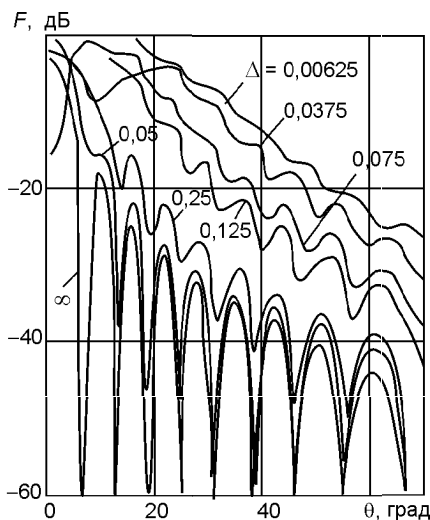


Рис. 8.1.2

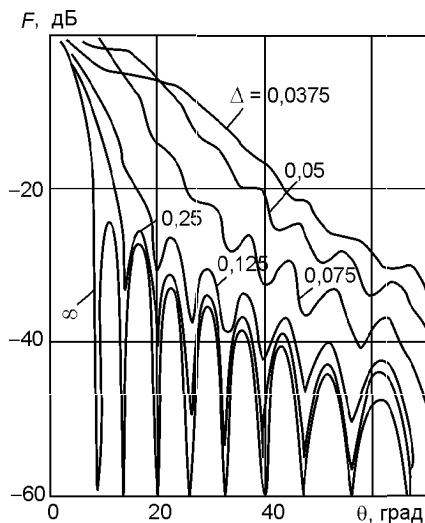


Рис. 8.1.3

выразить через функции Ломмеля от двух переменных:

$$E(R, \theta) = \frac{\exp(-ikR)}{R} \sum_{n=0}^{\infty} (-i)^n \Gamma\left(n + \frac{1}{2}\right) \frac{\sin \theta u^n \exp(-iw/2)}{n! (kR)^n w^{n+1}} \times \\ \times [U_{n+1}(w, u) + iU_{n+2}(w, u)], \quad (8.1.5)$$

где $w = k\rho^2 \cos^2 \theta / 2R$.

На рис. 8.1.2 приведены графики угловой зависимости $F(\theta)$, рассчитанные для $D = 2\rho_0 = 10\lambda$. Параметром при расчете являлась безразмерная величина

$$\Delta = R\lambda / 2D^2. \quad (8.1.6)$$

Значение параметра Δ варьировалось в пределах от ∞ (дальняя зона) до 0,0375 (сверхближняя зона).

На рис. 8.1.3 приведена другая серия распределения $F(\theta)$, отличающаяся от предыдущей тем, что она получена для спадающего к краям раскрыва распределения в виде так называемого тейлоровского распределения, обеспечивающего максимальный уровень первого бокового лепестка (в дальней зоне) на уровне -25 дБ.

8.1.2. Результаты расчетов и экспериментов

Целесообразно дополнить приведенную выше информацию об интенсивности поля излучения антенн с круглой апертурой в ближней зоне данными о конкретных антеннах. Это позволит лучше представить себе достаточно сложную структуру поля излучения антенны, а в ря-

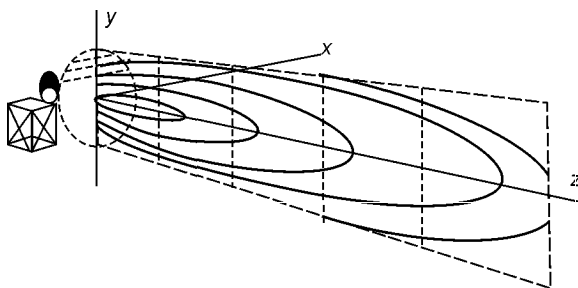


Рис. 8.1.4

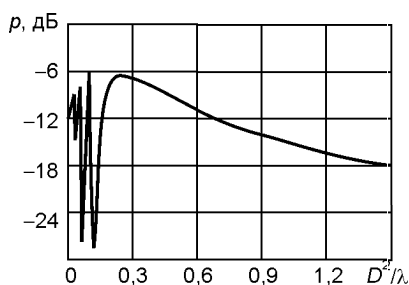


Рис. 8.1.5

де случаев пролонгировать приведенные результаты на интересующую конкретную ситуацию, достаточно близкую к уже проанализированной.

Приведенные ниже данные [8.2] получены апертурным методом. В отличие от работы [8.1] интеграл типа (8.1.3) вычислялся непосредственно.

Схема расположения антенны и область, в которой вычислялась плотность мощности излучения, приведены на рис. 8.1.4. На рис. 8.1.5 представлены результаты расчета и измерения плотности потока мощности излучения вдоль оси антенны диаметром 20λ . Отметим, что при малых расстояниях от антенны (примерно до $0,15D^2/\lambda$) наблюдаются значительные по уровню осцилляции плотности потока мощности. Отметим, что такая картина характерна при малых расстояниях от раскрыва антенны и обуславливается сильной квадратичной расфазировкой.

На рис. 8.1.6–8.1.8 приведены распределения поля (сплошные кривые — расчетные данные, штриховые кривые — экспериментальные данные) в плоскости, перпендикулярной оси антенны 1 (диаметр $16,2\lambda$) и отстоящей от антенны на расстоянии $z = 65,3; 165,3$ и $365,3$ см соответственно.

Обратим внимание на то, что на этих рисунках (и трех последующих) поперечная координата точки наблюдения нормирована относительно диаметра антенны.

На рис. 8.1.9–8.1.11 приведены распределения поля (сплошные кривые — расчетные данные, штриховые — экспериментальные) в плоскости, перпендикулярной оси антенны 2 (диаметр $77,6\lambda$) и отстоящей от антенны на расстоянии $z = 42; 142$ и 342 см соответственно.

Совпадение расчетных и экспериментальных данных по всем шести приведенным распределениям оказалось весьма приличным.

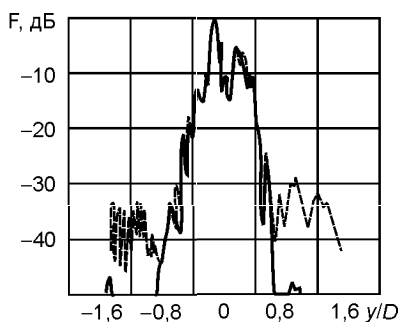


Рис. 8.1.6

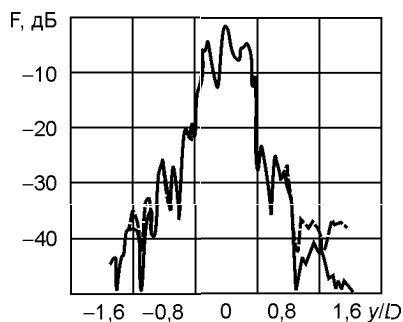


Рис. 8.1.7

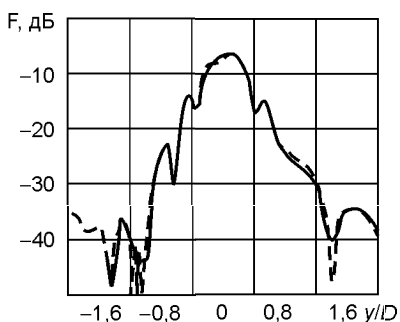


Рис. 8.1.8

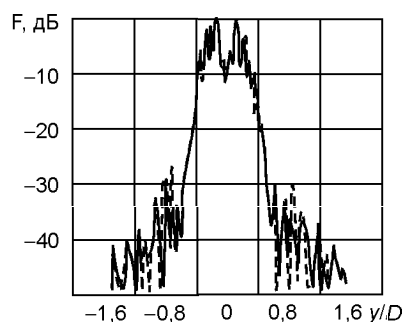


Рис. 8.1.9

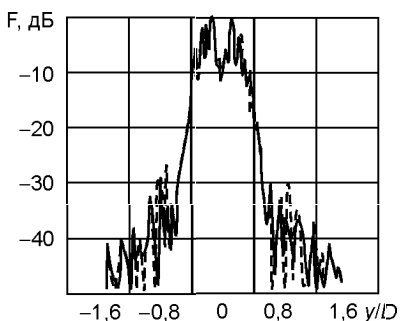


Рис. 8.1.10

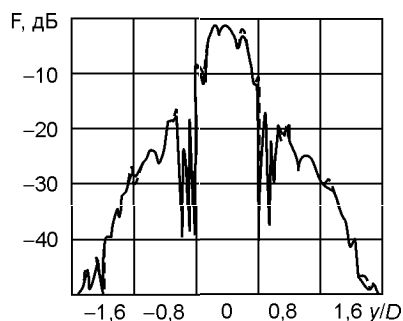


Рис. 8.1.11

Были также проведены расчеты распределения плотности излучения антенны в пределах зоны, ограниченной в поперечной плоскости размером $\pm D$, в продольной — D^2/λ . Результаты расчетов приведены на рис. 8.1.12 для антенны 1 (диаметр $16,2\lambda$) и 8.1.13 для антенны 2 (диаметр $77,6\lambda$). На этих рисунках линии соединяют точки, имеющие одинаковую плотность потока мощности, градации уровней потоков мощности 2,5 дБ, причем указанный уровень означает ослаб-

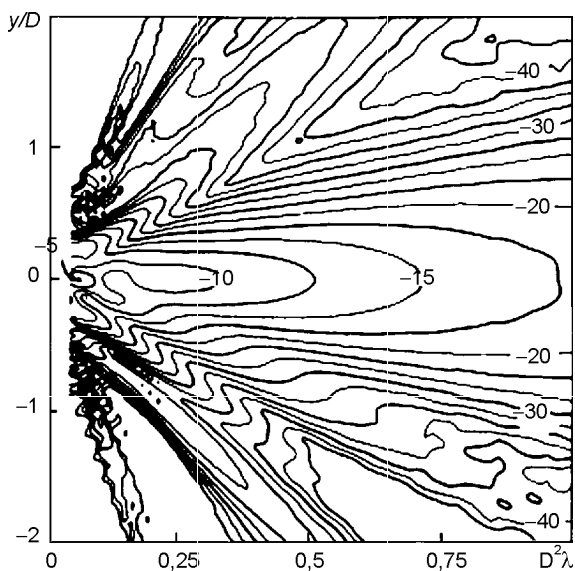


Рис. 8.1.12

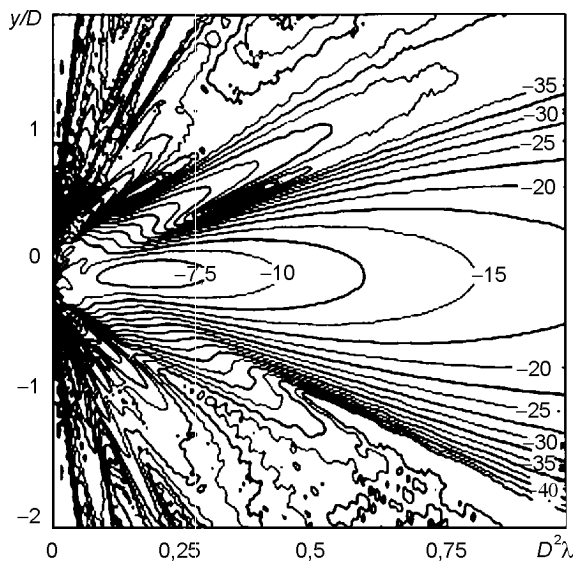


Рис. 8.1.13

ление потока мощности относительно 1 мВт/см^2 при мощности излучения 1 Вт.

Влияние вида апертурного распределения на структуру плотности потока мощности в ближней зоне излучения антенны иллюстриру-

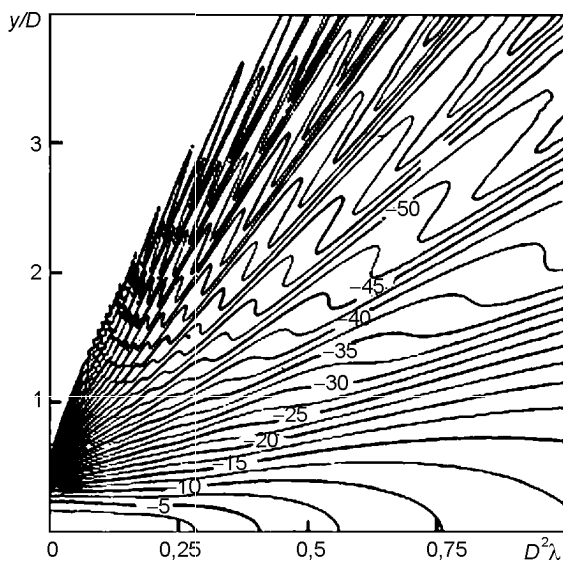


Рис. 8.1.14

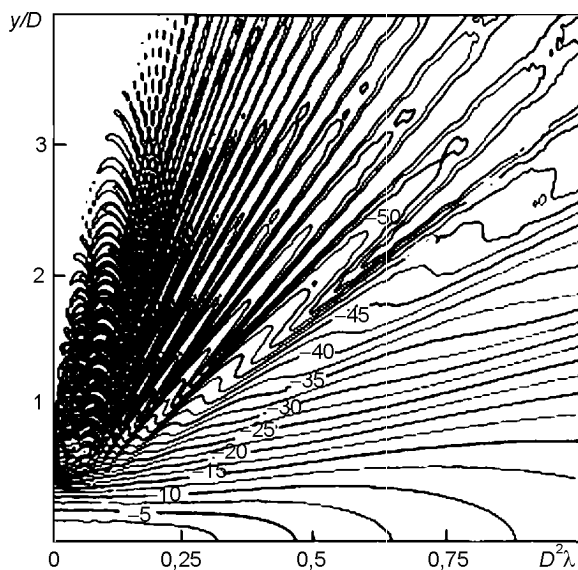


Рис. 8.1.15

ется на рис. 8.1.14, где амплитудное распределение имеет вид $f(\rho) = [1 - (2\rho/D)^2]^2$, и рис. 8.1.15, где амплитудное распределение имеет вид $f(\rho) = 0,1 + [1 - (2\rho/D)^2]^2$.

8.2. Поле излучения в ближней зоне осесимметричной параболической антенны (метод ГТД)

Поле излучения в ближней зоне параболической антенны, приведенной на рис. 8.2.1, а, в рамках первого приближения метода ГТД рассматривается как результирующее поле, обусловленное воздействием трех лучей (рис. 8.2.1, б): геометрооптического поля $E_{го}$, обусловленного отражением от рефлектора, и двух дифракционных полей $E_{д1}$, $E_{д2}$, обусловленных дифракцией на верхней и нижней краях зеркала соответственно.

В [8.3] приведены расчетные соотношения для всех указанных компонент и результаты расчетов. На рис. 8.2.2 показано распределение в H -плоскости фаз (а) и амплитуд (б) поля излучения в ближней зоне антенны с круглым раскрывом диаметром 74 см на волне $\lambda = 3$ см и различных расстояниях z , см, от раскрыва.

Результаты расчета по методу ГТД приведены штриховыми линиями. На этих же рисунках для сравнения приведены результаты рас-

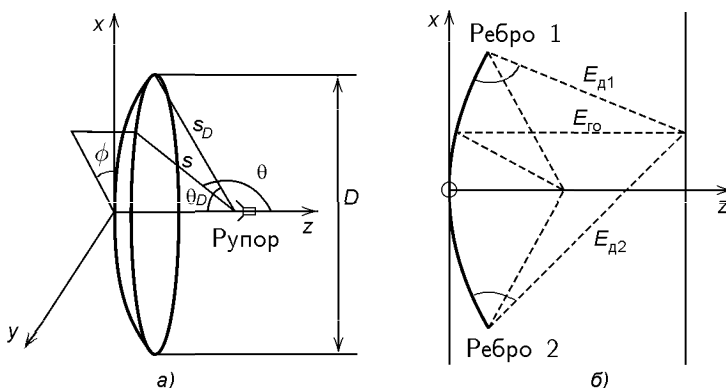


Рис. 8.2.1

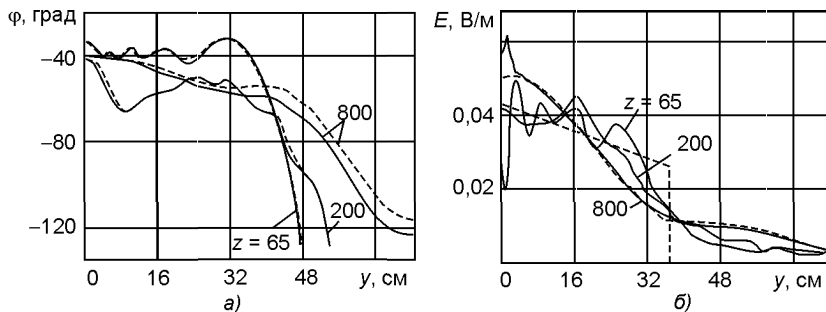


Рис. 8.2.2

чета указанных характеристик другими методами: апертурным методом — сплошные кривые; методом геометрической оптики — штрих-пунктирные кривые.

Практически те же результаты получены для E -плоскости.

8.3. Поле излучения в ближней зоне раскрыва эллиптической формы (апертурный метод)

В [8.4] определена структура поля излучения в ближней зоне апертурных антенн с эллиптической формой раскрыва. На рис. 8.3.1 приве-

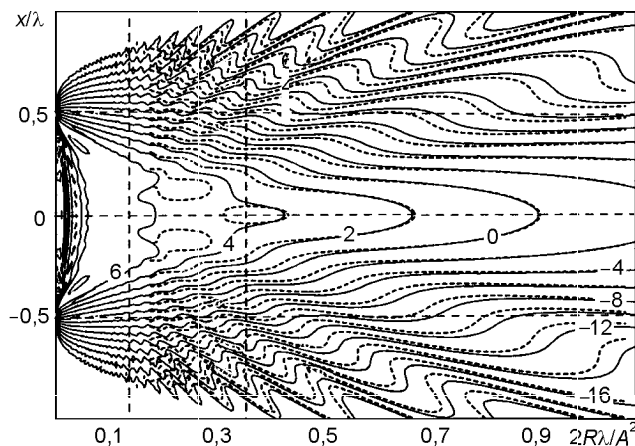


Рис. 8.3.1

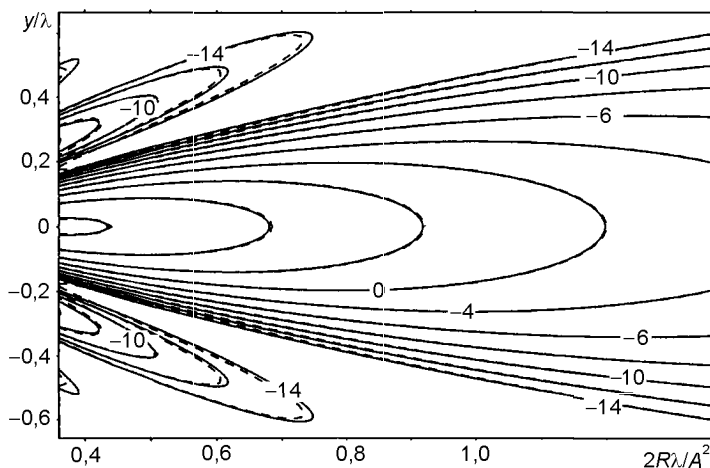


Рис. 8.3.2

дены результаты расчета распределения поля в плоскости, проходящей через малую ось эллипса b : сплошные кривые соответствуют эллиптическому раскрытию соотношением сторон $a : b = 8 : 3$, где a — размер большой оси эллипса; пунктирные — соотношению $a : b = 5 : 3$.

На рис. 8.3.2 приведены результаты расчета распределения поля в плоскости, проходящей через большую ось эллипса a .

8.4. Форма огибающей ДН излучения в сверхближней зоне

8.4.1. Вывод расчетного соотношения

Теперь перейдем к асимптотическим методам представления поля излучения в ближней зоне. Определение структуры поля излучения круглого раскрытия в данном случае более удобно провести, используя понятие эквивалентного линейного раскрытия [8.5]. При этом излучение антенны с круглым раскрытием и осесимметричным амплитудным распределением $f(r)$ может быть определено заменой апертурной антенны линейной антенной с амплитудным распределением

$$A(x) = \int_0^{\sqrt{1-x^2}} f(\sqrt{x^2 + y^2}) dy. \quad (8.4.1)$$

Теперь поле излучения на расстоянии R по угловому направлению θ может быть записано в следующем виде:

$$E(R, \theta) = \int_{-1}^1 A(x) \frac{\exp[-ikR(x, \theta)]}{R(x, \theta)} dx, \quad (8.4.2)$$

где $R(x, \theta)$ — расстояние от точки наблюдения до текущей точки x на эквивалентном линейном раскрытии.

Интеграл такого типа вне сектора углов, где функция $R(x, \theta)$ имеет стационарную точку на раскрытии, можно вычислить интегрированием по частям. Напомним, что полученный таким образом результат может быть физически интерпретирован как суммирование двух краевых волн, исходящих от двух точек с координатами $x_1 = -1$ и $x_2 = 1$, находящихся на концах эквивалентного линейного раскрытия.

Интегрируя, после некоторых преобразований получим

$$E(R, \theta) = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{2f(1)}{\pi^2}} \left(\frac{\lambda}{D} \right)^{1,5} \frac{1}{\sin^{1,5} \theta_0} \left[\frac{R_0 \sin^{1,5} \theta_0}{2R_1 |\sin^{1,5} \theta_1|} + \frac{R_0 \sin^{1,5} \theta_0}{2R_2 |\sin^{1,5} \theta_2|} \right], \quad (8.4.3)$$

где R_1 и R_2 — расстояния от точки наблюдения до ближайшей и дальней точек на краях раскрытия соответственно; R_0 — расстояние от точки наблюдения до центра раскрытия; θ_0 , θ_1 и θ_2 — углы между нормалью к раскрытию и направлениями от точки наблюдения до центра, ближайшей и дальней точек на краю раскрытия соответственно.

Легко убедиться, что выражение, стоящее перед квадратными скобками в (8.4.3), может быть интерпретировано как огибающая ДН по рекомендации МККР (естественно, с некоторым запасом). Поэтому выражение в квадратных скобках может рассматриваться далее как поправка к огибающей, учитывающая конечность расстояния, на котором определяется поле. Тогда с учетом сказанного и после несложных преобразований выражения в квадратных скобках получим

$$G(R, \theta) = G_{\text{МККР}}(\theta) + w(R, \theta), \quad (8.4.4)$$

где

$$w(R, \theta) [\text{дБ}] = 17,37 / [8(R/D) \sin \theta_0 - 3], \quad (8.4.5)$$

Отметим, что ДН антенны ЗС ориентирована под некоторым углом в угломестной плоскости. Вот почему характеристики направленности антенны в дальней и промежуточной зонах не представляют заметного интереса с точки зрения определения экологической чистоты ЗС. В рассматриваемой ситуации интерес представляет только сверхближняя зона излучения, ограничивающая местоположение станции окружностью, радиус которой составляет несколько единиц или десятков диаметров антенны. В данной зоне распределение поля определяется двумя компонентами: первая — огибающая распределения, уже только что «подготовленная» к использованию; вторая — так называемый прожекторный луч.

Напомним, что распределение в области прожекторного луча на очень близких расстояниях от апертуры практически повторяет амплитудное распределение на раскрые антенны.

Угловое направление, отсчитываемое от центра апертуры до границы прожекторного луча, определяется соотношением

$$\theta_{\text{пр}} = \arcsin(0,5D/R_0), \quad (8.4.6)$$

где R_0 — расстояние от центра апертуры до точки, лежащей на границе прожекторного луча. Для равномерного распределения поля в апертуре антенны имеем, что плотность мощности внутри прожекторного луча

$$p = 4P_0/(\pi D^2), \quad (8.4.7)$$

где P_0 — мощность излучения антенны через круглый раскрыв с диаметром D . Отметим, что формально ту же самую плотность мощности излучения можно представить и иным способом, а именно

$$p = P_0 G_{\text{пр}} / (4\pi R_0^2). \quad (8.4.8)$$

Приравнивая (8.4.7) и (8.4.8), получаем, что

$$G_{\text{пр}} = (4R_0/D)^2. \quad (8.4.9)$$

Приведенный результат нуждается в определенных комментариях.

8.4.2. Обсуждение полученного результата

Во-первых, кажущаяся на первый взгляд абсурдность вывода о том, что согласно (8.4.9) усиление в зоне прожекторного луча растет с увеличением расстояния, превращается в свою противоположность, если учесть тот факт, что с ростом R_0 уменьшается согласно (8.4.6) ширина прожекторного луча и, следовательно, увеличивается направленность антенны.

Во-вторых, если соотношение (8.4.9) приравнять известному представлению для усиления антенны в виде

$$G = (\pi D / \lambda)^2, \quad (8.4.10)$$

то из этого равенства вытекает соотношение

$$R = \pi D^2 / (4\lambda), \quad (8.4.11)$$

что практически совпадает с границей так называемой дальней зоны.

В-третьих, используя (8.4.6) и (8.4.11), получаем, что угловая граница прожекторного луча

$$\theta_{\text{пр}} = (2/\pi)\lambda/D. \quad (8.4.12)$$

Известно, что полуширина ДН круглого раскрыва с равномерным распределением

$$0,5\theta_{0,5} = 0,51\lambda/D. \quad (8.4.13)$$

Сравнение (8.4.12) и (8.4.13) показывает практическое равенство полуширин прожекторного луча и ДН излучения той же апертуры на границе дальней зоны. И еще одно замечание касательно поведения поля в области прожекторного луча. Из соображений целесообразности иметь некоторый запас при конкретных расчетах поля в сверхближней зоне разумно предположить, что внутри указанной зоны реальное распределение может иметь флуктуации, не превышающие, например, $\Delta G = 6$ дБ.

Итак, предлагается следующая система формул для описания огибающей усиления антенны в сверхближней зоне:

$$G(\theta) = \begin{cases} 12 + 20 \lg(R/D) + \Delta G & \text{при } 0^\circ > \theta > \theta_{\text{пр}}; \\ 52 - 10 \lg(D/\lambda) - 25 \lg \theta + w(\theta) & \text{при } \theta_{\text{пр}} > \theta > 48^\circ; \\ 10 - 10 \lg(D/\lambda) + w(\theta) & \text{при } 48^\circ > \theta > 90^\circ; \\ 10 - 10 \lg(D/\lambda) & \text{при } 90^\circ > \theta > 180^\circ. \end{cases} \quad (8.4.14)$$

Экспериментальная проверка приведенного результата была проведена на двух моделях двухзеркальных антенн. Первая модель имела диаметр 660 мм, угол раскрыва $2\psi_0 = 140^\circ$, частоту 36,6 ГГц и соответствовала натурной антенне диаметром 4,15 м, работающей в режиме передачи на частоте 5,75 ГГц. Результаты расчета по системе формул (8.4.14) приведены непрерывной линией на рис. 8.4.1,а ($R = 2D$) и 8.4.1,б ($R = 8D$). На этих же рисунках штриховой линией показана экспериментальная кривая $G(\theta)$. Вторая модель имела диаметр 1100 мм,

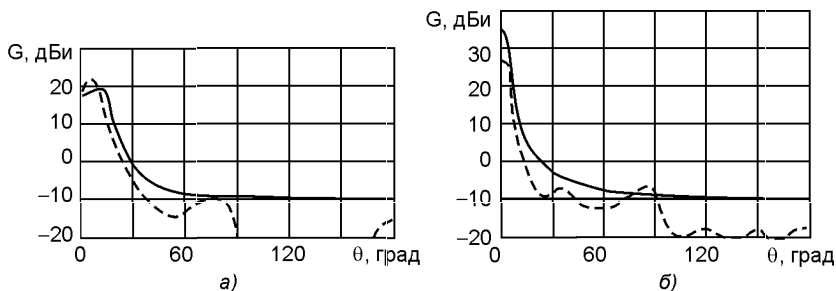


Рис. 8.4.1

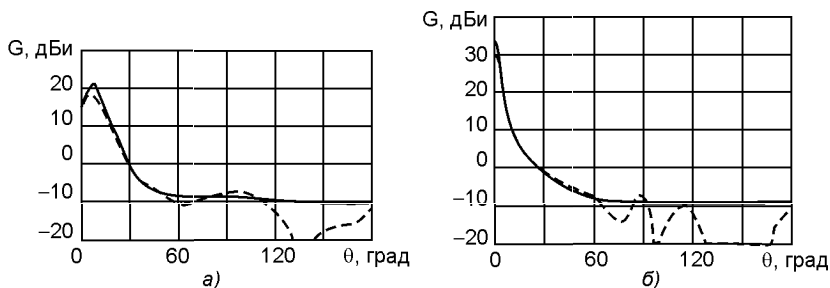


Рис. 8.4.2

угол раскрытия $2\psi_0 = 180^\circ$, частоту 36,6 ГГц. Коэффициент моделирования для второй антенны составлял 6,3. Результаты расчета по формуле (8.4.14) приведены непрерывной линией на рис. 8.4.2, а ($R = 2D$) и 8.4.2, б ($R = 8D$). Экспериментальная кривая $G(\theta)$ вновь показана штриховой линией. Сравнение теоретических и расчетных данных свидетельствует о том, что система формул (8.4.14) может быть использована как априорная оценка для распределения поля в сверхближней зоне.

8.5. О дальней зоне излучения зеркальных антенн

Завершая данную главу, коснемся еще одного аспекта рассматриваемой проблематики. Речь пойдет о понятии *дальней зоны излучения зеркальных антенн*. Для направления $\theta = 0^\circ$ это понятие выводится или исходя из критерия допустимой ошибки в точности измерения (расчета) усиления антенны, или исходя из допустимой величины отличия плоской волны от реальной сферической волны. Напомним, что исходя из общепринятых критериев было установлено, что для указанного направления расстояние, соответствующее дальней зоне, связано с диаметром антенны D и длиной волны λ следующим соотношением:

$$R_{\text{дал}} = 2D^2/\lambda. \quad (8.5.1)$$

Зададимся вопросом: что принципиально изменяется при увеличении угла θ ? Прежде чем ответить на этот вопрос, еще раз рассмотрим физические источники, обуславливающие поле излучения антенны при больших значениях угла θ :

- излучение рупорного облучателя, для которого дальняя зона в главном направлении $R_{\text{дал}} = 2d_{\text{рун}}^2/\lambda$, т.е. несколько метров, а для бокового — и того меньше;
- поле дифракции на контррефлекторе, для которого дальняя зона в главном направлении $R_{\text{дал}} = 2d_{\text{контр}}^2/\lambda$, т.е. несколько метров, а для бокового — и того меньше;
- поле дифракции на кромках зеркала.

Если R — расстояние от центра зеркала до точки наблюдения, а D — диаметр раскрыва, то расстояния соответственно от ближней и дальней точек на кромке зеркала до точки наблюдения равны

$$R_1 = \sqrt{R^2 + D^2/4 - RD \cos \theta}; \quad R_2 = \sqrt{R^2 + D^2/4 + RD \cos \theta}. \quad (8.5.2)$$

При $R \gg D$ амплитуды полей от светящихся точек, пропорциональные $1/R_1$ и $1/R_2$ одинаковы и поэтому максимальное результирующее поле $u_\sigma \approx 2/R_0$, где R_0 — расстояние от центра раскрыва до точки наблюдения. Для угла $\theta = 90^\circ$ и при $R_0 = D$ имеем, что $u_\Sigma \approx 2,2/R_0$, а уже при $R_0 = 2D$ $u_\Sigma \approx 2,02/R_0$. Последний результат означает, что уже расстояние $R_0 = 2D$ для угла наблюдения $\theta = 90^\circ$ соответствует дальней зоне в том смысле, что усиление антенны по данному направлению не будет практически изменяться с увеличением расстояния R_0 . Аналогичным образом можно провести вычисление дальней зоны и при других значениях угла θ .

Из проведенного рассмотрения следуют чрезвычайно важные выводы:

- *расстояние дальней зоны есть функция угла наблюдения;*
- *расстояние дальней зоны уменьшается с ростом угла наблюдения с величины $R_{\text{дал}} = 2D^2/\lambda$ при $\theta = 0^\circ$ до $R_{\text{дал}} \approx 2D$ при $\theta = 90^\circ$.*

Справедливость данных выводов подтверждается данными из [8.6], где методом ГТД приведены результаты расчета ДН зеркальной антенны, характеризуемой следующими параметрами: $D = 100\lambda$; $F/D = 0,382$; уровень облучения края -10 дБ.

На рис. 8.5.1, а и б приведены ДН антенны в плоскостях E и H соответственно, рассчитанные для расстояний $2D^2/\lambda$ (кривые 1) и $0,1D^2/\lambda$ (кривые 2). Из приведенных графиков видно, что по форме ДН практически повторяют друг друга для углов наблюдения, превышающих значение $\theta > 60^\circ$; по интенсивности расхождение в указанном интервале постоянно и равно примерно 12 дБ; с уменьшением значений углов θ формы диаграмм все больше разнятся между собой.

Совпадение формы диаграмм направленности, одна из которых измерена на расстоянии, соответствующем расстоянию дальней зоны, а другая — на расстоянии в 20 раз меньшем, свидетельствует о том, что

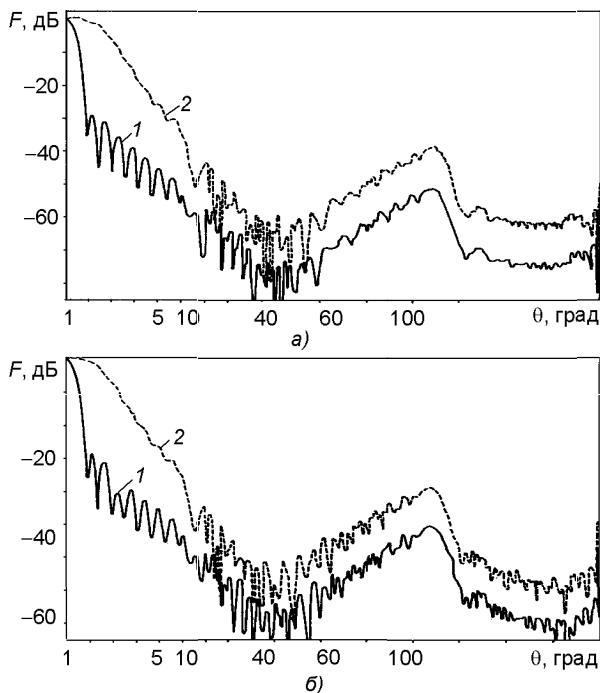


Рис. 8.5.1

для рассматриваемой ситуации дальняя зона для углов наблюдения более 60° значительно меньше, чем это следует из формулы (8.5.1).

Список литературы к главе 8

8.1. Hansen R.S. Microwave scanning antenna. Vol. 1. — Apertures. — New York: Academic, 1964.

8.2. Lewis R.L., Newell A.C. Efficient and accurate method for calculating and representing power density in the near zone of microwave antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1988. Vol. 36, № 6. P. 890–901.

8.3. Narasimhan M.S., Prasad K.M. GTD analysis of the near-field patterns of a prime-focus symmetric paraboloidal reflector antenna // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1981. Vol. 29, № 6. P. 959–961.

8.4. Nanos A.A., Samars T., Vafiadas E., Sahalos J.N. On the safety evaluation of the space in the vicinity of an aperture antenna // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2003. Vol. AP-51, № 8. P. 1706–1715.

8.5. Ямпольский В.Г., Фролов О.П. Антенны и ЭМС. — М.: Радио и связь, 1983. — 272 с.

8.6. Narasimhan M.S., Christopher S. A new method of analysis of the near and far fields of paraboloidal reflectors // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1984. Vol. AP-32, № 1. P. 13–19.

Оглавление

Предисловие	3
Глава 1. Параметры зеркальных антенн ЗССС	5
1.1. О связи параметров антенн и параметров ЗССС	5
1.1.1. Диаграммы направленности	5
1.1.2. Усиление антенн ЗССС	16
1.1.3. Кроссполяризационная развязка	17
1.1.4. Согласование	20
1.1.5. Потери при наведении	21
1.2. Требования к антенным системам	22
1.2.1. Российские требования к параметрам антенн	22
1.3. О процедурах проверки соответствия параметров антенн требованиям нормирующих документов	24
1.3.1. О декларировании соответствия средств связи	24
1.3.2. Форма декларации	25
1.3.3. Что такое «Type Approval»?	28
Список литературы к главе 1	30
Глава 2. Однозеркальные антенны	32
2.1. Осесимметричные однозеркальные антенны	33
2.1.1. Основные сведения	33
2.1.2. Усиление антенны	35
2.1.3. Диаграмма направленности антенн	42
2.1.4. Коэффициент отражения	56
2.1.5. Кроссполяризационное излучение	59
2.2. Однозеркальные антенны типа офсет	65
2.2.1. Сравнение однозеркальных осесимметричных антенн и антенн типа офсет	66
2.2.2. Усиление антенн типа офсет	68
2.2.3. Диаграммы направленности	71
2.2.4. Кроссполяризационное излучение	74
2.3. Однозеркальные сферические антенны	82
2.3.1. Распределение поля в фокальной области однозеркальных сферических антенн	82
2.3.2. Однозеркальные сферические антенны с линейным облучателем	84
2.4. Однозеркальные тороидально-параболические антенны	87
Список литературы к главе 2	91
Глава 3. Двухзеркальные антенны	94
3.1. Двухзеркальные осесимметричные антенны	96

3.1.1. Классические схемы осесимметричных двухзеркальных антенн	96
3.1.2. Параметры осесимметричных двухзеркальных антенн	102
3.1.3. Осесимметричные двухзеркальные антенны с модифицированными поверхностями	115
3.1.4. Способы крепления контррефлектора	124
3.2. Двухзеркальные офсетные антенны	131
3.2.1. Классические схемы двухзеркальных офсетных антенн	131
3.2.2. Двухзеркальные офсетные антенны с модифицированными поверхностями	136
3.3. Двухзеркальные антенны с кольцевым фокусом	138
3.3.1. Первые схемы двухзеркальных антенн с кольцевым фокусом	138
3.3.2. Основные схемы двухзеркальных антенн с кольцевым фокусом	144
3.4. Другие схемы двухзеркальных антенн	152
3.4.1. Сферические двухзеркальные антенны	152
3.4.2. Конические двухзеркальные антенны	159
3.5. Многодиапазонные двухзеркальные антенны	161
3.5.1. Основные схемы построения многодиапазонных двухзеркальных антенн	151
3.5.2. Частотнотелективные поверхности	166
Список литературы к главе 3	182
Глава 4. Облучатели	187
4.1. Требования к облучателям	187
4.1.1. Требования по амплитудным диаграммам	188
4.1.2. Требования по фазовым диаграммам	193
4.1.3. Требования по уровню кроссполаризационного излучения	195
4.1.4. Требования по уровню согласования	195
4.1.5. Требования к максимальным габаритным размерам облучателей	196
4.2. Облучатели в виде открытого конца круглого волновода	198
4.2.1. Облучатель в виде открытого конца гладкого круглого волновода	198
4.2.2. Облучатель в виде открытого конца гофрированного круглого волновода	204
4.2.3. Облучатели в виде ОККВ с гофрированной внешней поверхностью	205
4.2.4. Облучатели в виде открытого конца круглого волновода с гофрированными фланцами	208
4.2.5. Облучатели в виде открытого конца круглого волновода с дроссельными фланцами	211
4.3. Облучатели в виде «гладких» рупоров	212
4.3.1. Облучатель в виде пирамидального рупора	212
4.3.2. Облучатель в виде модифицированных пирамидальных рупоров	219
4.3.3. Облучатель в виде конических рупоров	225
4.3.4. Облучатель в виде конического рупора с криволинейной образующей	231
4.3.5. Облучатель в виде конических рупоров с изломом образующих	233

4.3.6. Облучатель в виде рупора со сложным профилем поперечного сечения	235
4.4. Облучатели в виде гофрированных рупоров	237
4.4.1. Облучатель в виде широкоугольных гофрированных рупоров ..	237
4.4.2. Облучатель в виде гофрированных рупоров с малыми углами раскрыва	240
4.4.3. Конверторы мод	244
4.4.4. Гофрированные рупоры с конверторами мод	252
4.4.5. Гофрированные рупоры	263
4.5. Облучатели в виде многомодовых рупоров	271
4.5.1. Многомодовый облучатель на базе гладкого рупора	272
4.5.2. Многомодовый облучатель на базе гофрированного рупора	277
4.6. Рупорные облучатели с диэлектрическими вставками	279
4.6.1. Диэлектрические укрытия облучателей	279
4.6.2. Облучатели с диэлектрической линзой в раскрыве	282
4.6.3. Облучатель с диэлектрическими элементами	291
4.7. Широкополосные облучатели	295
4.8. Облучатели для неосесимметричных однозеркальных антенн	302
4.9. Другие варианты исполнения облучателей	309
Список литературы к главе 4	326
Глава 5. Влияние конструктивных элементов антенны на параметры излучения	332
5.1. Влияние опор	332
5.1.1. Характеристики переизлучения цилиндрических конструкций, размещенных в поле плоской волны	334
5.1.2. Теневое поле наклонных опорных конструкций	346
5.1.3. Конусы переизлучения наклонных опорных конструкций	350
5.1.4. Экспериментальные данные	352
5.1.5. Снижение влияния опорных конструкций	354
5.2. Влияние продольного затенения апертуры антенны	357
5.3. Влияние погрешностей изготовления отражающих поверхностей	359
5.3.1. Влияние статистических погрешностей изготовления отражающих поверхностей	359
5.3.2. Влияние регулярных погрешностей изготовления отражающих поверхностей	367
5.3.3. Снижение влияния погрешностей выполнения отражающих поверхностей антенны на ее характеристики излучения	373
Список литературы к главе 5	379
Глава 6. Антенно-волноводные тракты	382
6.1. Волноводы	382
6.1.1. Вводные сведения	382
6.1.2. Круглые волноводы	387

6.1.3. Прямоугольные волноводы	389
6.1.4. Эллиптические волноводы	391
6.2. Поляризаторы	397
6.2.1. Поляризаторы на базе прямоугольных волноводов	397
6.2.2. Поляризаторы на базе круглых волноводов	403
6.3. Комбайнеры	406
6.3.1. Поляризационные селекторы	407
6.3.2. Волноводные тройники	408
6.3.3. Выполнение комбайнера в виде отдельного блока	409
6.3.4. Выполнение комбайнера в виде устройств, совмещенных с рупорным облучателем	410
6.3.5. Развязка между портами приема и передачи	411
6.3.6. Кроссполяризационная развязка	412
6.3.7. Комбайнеры для двухканальных совмещенных облучателей коаксиального типа	412
6.4. Дегидраторы	417
6.4.1. Назначение и принципы действия дегидраторов	417
6.4.2. Типовые требования к дегидраторам	418
6.4.3. Взаимосвязь параметров дегидратора с параметрами волноводного тракта	420
6.4.4. Конструктивное оформление дегидраторов	422
Список литературы к главе 6	423
Глава 7. Измерение параметров антенн для ЗССС	425
7.1. Измерение диаграмм направленности антенн для ЗССС ...	425
7.1.1. Факторы, влияющие на точность измерения ДН	426
7.1.2. Методики измерения ДН	429
7.2. Измерение усиления антенн для ЗССС	441
7.2.1. Измерение усиления на антенном полигоне	441
7.2.2. Измерение усиления антенн с помощью бортового ретранслятора	449
7.3. Антенные полигоны	451
7.3.1. Минимальная длина трассы антенного полигона	451
7.3.2. Факторы, снижающие точность измерения на антенных полигонах	454
7.4. Измерение добротности антенн для ЗССС	458
7.4.1. Методика измерения шумовой температуры антенны	458
7.4.2. Методики измерения добротности с помощью бортового ретранслятора	460
7.4.3. Методики измерения добротности с помощью радиозвезд	460
7.5. Измерение параметров облучающих устройств	463
7.5.1. Измерение КСВ или коэффициента отражения	463
7.5.2. Измерение развязки между портами	466
7.5.3. Измерение аксиального отношения	466
7.5.4. Измерение амплитудных ДН	467
7.5.5. Измерение фазовых ДН	467

7.6. Типовые методики сертификационных испытаний ЗССС в части антенных систем	469
Список литературы к главе 7	475
Глава 8. Ближняя зона излучения	477
8.1. Поле излучения в ближней зоны круглого раскрыва (апертурный метод)	477
8.1.1. Расчетные соотношения	477
8.1.2. Результаты расчетов и экспериментов	479
8.2. Поле излучения в ближней зоне осесимметричной параболической антенны (метод ГТД)	484
8.3. Поле излучения в ближней зоне раскрыва эллиптической формы (апертурный метод)	485
8.4. Форма для огибающей ДН излучения в сверхближней зоне	486
8.4.1. Вывод расчетного соотношения	486
8.4.2. Обсуждение полученного результата	488
8.5. О дальней зоне излучения зеркальных антенн	489
Список литературы к главе 8	491