

В. Ф. Михайлов, И. В. Брагин, С. И. Брагин

МИКРОВОЛНОВАЯ СПУТНИКОВАЯ АППАРАТУРА ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ

Учебное пособие

Рекомендовано УМО по образованию в области радиотехники, электроники, биомедицинской техники и автоматизации в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки 65.43.00 "Проектирование и технология электронных средств", специальности 20.08.00 "Проектирование и технология радиоэлектронных средств"

Санкт-Петербург

2003

УДК 621.396.967:629.05

ББК 32.95

М69

Михайлов В. Ф., Брагин И. В., Брагин С. И.

М69 Микроволновая спутниковая аппаратура дистанционного зондирования Земли: Учеб. пособие / СПбГУАП. СПб., 2003. 404 с.: ил. ISBN 5-8088-0081-1

Приводятся основные закономерности теплового СВЧ-излучения объектов. Рассмотрены характеристики антенн, предназначенных для работы совместно с радиометрическими приемниками, принципы построения радиометрических приемников, их важнейшие характеристики, реализация входных частей и структура обработки сигналов, а также различные варианты калибровки антенн и радиометрических приемников. Производится детальный анализ погрешности измерений радиометрическими комплексами.

Оцениваются технические характеристики многоканального сканирующего радиометра, предназначенного для использования на борту спутника; рассмотрена реализация модуляционных радиометров, в том числе и с пилот-сигналом. Анализируются варианты построения приемной системы радиометра, включая модуляторы, смесители, усилители промежуточной частоты, полосно-пропускающие фильтры. Показана структурная схема антенной системы радиометра, даются методики расчета многочастотных рупоров, полосовых фильтров, зеркальной антенны и рассматривается их техническая реализация. Приведены схемы и методики испытания многоканального радиометра и аппаратуры для технического испытания.

Пособие предназначено для студентов радиотехнических специальностей.

Рецензенты:

кафедра микроэлектроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета; доктор технических наук профессор *Ю. З. Бубнов*

Утверждено

редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

ISBN 5-8088-0081-1

© Санкт-Петербургский
государственный университет
аэрокосмического приборостроения, 2003

© В. Ф. Михайлов,
И. В. Брагин,
С. И. Брагин, 2003

ПРЕДИСЛОВИЕ

В последние годы во всем мире интенсивно развиваются различные методы изучения окружающей среды, среди которых наиболее важное значение приобрели методы дистанционного зондирования. Развитие этих методов стимулируется все ухудшающейся экологической обстановкой в мире, необходимостью решения различных геологических, геофизических, метеорологических, гидрофизических и других задач. Кроме того, большое значение приобретают задачи изучения лесных массивов, сельскохозяйственных угодий, поверхности Мирового океана, рек озер, горных массивов и т. д. Глобальные наблюдения за большими поверхностями могут осуществляться только методами дистанционного зондирования, в частности, из космоса с помощью искусственных спутников Земли (ИСЗ). Локальные наблюдения также могут осуществляться методами дистанционного зондирования, но могут производиться и с борта летательного аппарата.

Применяемые методы можно условно разделить на два класса: активные и пассивные. Активные методы изучают характер отражения, рассеяния и поглощения волн, излучаемых источником с известной спектральной плотностью. Пассивные используют анализ собственного теплового излучения сред и объектов в радиодиапазоне с целью получения о них необходимой информации. В дальнейшем будем рассматривать только пассивные методы и микроволновую радиометрическую диагностическую аппаратуру. Предпочтение пассивному методу отдано потому, что радиометрическая аппаратура пассивного метода по сравнению с активной радиолокационной имеет значительно меньшие габариты, массу и энергопотребление. В связи с этим именно аппаратура этого типа была первой использована на ИСЗ. Применение микроволнового диапазона дает ряд преимуществ по сравнению с использованием видимого и инфракрасного диапазонов (менее интенсивное ослабление радиоволн в атмосферных газах и осадках и более простая структура спектров поглощения кислорода и водяного пара). Интенсивность радиотеплового излучения и его другие характеристики зависят как от

термодинамической температуры излучающих сред, так и от их строения, состава и других физических параметров. Это обстоятельство и является определяющим в методе радиометрии. Радиотепловое излучение, обусловленное преобразованием внутренней тепловой энергии сред и объектов в энергию электромагнитного поля, занимает широкий спектр. Будем рассматривать длины волн радиотеплового излучения от 1 мм до 100 см, данный диапазон спектра называют СВЧ-диапазоном или микроволновым.

Методы радиометрической диагностики получили свое развитие лишь тогда, когда были разработаны высокочувствительные приемные устройства (радиометры). В пособии рассматриваются типы радиометрических приемников, их основные технические характеристики, принципы построения модуляционных радиометров с пилот-сигналом, структурная схема радиометра, приводится методика расчета флюктуационной чувствительности и шумовой температуры. Большое внимание уделено принципам построения модуляторов СВЧ, приемников и смесителей на частоты 18, 7; 23, 8; 36, 5; 90 и 150 ГГц, а также усилителя промежуточной частоты, детектора, полосно-пропускающих фильтров и технической реализации названных блоков радиометра. Достаточно подробно рассматривается геометрия и структурная схема антенной системы многоканального сканирующего радиометра, приводится оригинальный метод расчета антенной системы, включая метод электрического расчета многоканального облучателя зеркальной антенны, выполненного в виде конического рупора с изломом, и метод расчета конструкции отражателя антенны. Рассматривается методика расчета погрешности определения радиояркостной температуры и приводятся конкретные значения достижимой точности. Приводится методика расчета теплового режима многоканального радиометра, включая расчет температуры антенной системы, зеркала горячего источника шума и радиоэлектронной части радиометра. Приводятся и обсуждаются технические характеристики комплекса аппаратуры для испытания радиометра. Рассматриваются методики испытаний антенной системы и приемного тракта радиометра, а также самого испытательного комплекса. На основании метода конечных элементов и разработанных математических моделей выполнен механический расчет многоканального радиометра.

ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

АБ	– антенный блок
АТТ	– аттенюатор
АФУ	– антенно-фидерное устройство
АЦП	– аналого-цифровой преобразователь
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика
БА	– бортовая аппаратура
БПОД	– блок предварительной обработки данных
БШИ	– бортовой широкоапертурный излучатель
БЭК	– безэховая камера
В	– вертикальная поляризация
ВГШ	– внутренний генератор шума
ВЧ	– высокая частота
ВЩЛ	– волноводно-щелевая линия
Г	– горизонтальная поляризация
ГДГ	– генератор на диоде Ганна
ГКЭМ	– граф конечно-элементной модели
ГСС	– генератор стандартных сигналов
ГШ	– генератор шума
ДБШ	– диоды с барьером Шоттки
ДЗЗ	– дистанционное зондирование Земли
ДН	– диаграмма направленности
ЗАО	– зеркало антенны основной
ЗХК	– зеркало холодного космоса
ИК	– испытательный комплекс
ИСЗ	– искусственный спутник Земли
КА	– космический аппарат
КВЧ	– крайне высокие частоты
КД	– квадратичный детектор
КИА	– контрольно-испытательная аппаратура
КИП	– коэффициент использования поверхности
КМУ	– квантово-механический усилитель
КНД	– коэффициент направленного действия
КП	– компактный полигон

КПД	– коэффициент полезного действия
КСВ	– коэффициент стоячей волны
КЭ	– конечный элемент
КЮП	– контрольно-юстировочное приспособление
ЛБВ	– лампа бегущей волны
М	– модулятор
МК/ОИ	– микроконтроллер/оптический интерфейс
МПЛ	– микрополосковая линия
МПС	– мониторинг природной среды
МС	– модулирующий сигнал
МШУ	– малозумящий усилитель
НО	– направленный ответвитель
НЧ	– низкая частота
ОКП	– околоземное космическое пространство
ОПУ	– опорное устройство
ППЗУ	– программируемое постоянное запоминающее устройство
ПУНЧ	– предварительный усилитель низкой частоты
ПУПЧ	– предварительный усилитель промежуточной частоты
ПФ	– полосовой фильтр
ПЧ	– промежуточная частота
РПМ	– радиопоглощающий материал
СВЧ	– сверхвысокие частоты
СД	– синхронный детектор
СКО	– среднеквадратичная ошибка
СМ	– смеситель
СН	– согласованная нагрузка
УВЧ	– усилитель высокой частоты
УНЧ	– усилитель низкой частоты
УОИИ	– устройство обработки измерительной информации
УПЧ	– усилитель промежуточной частоты
УТД	– усилитель на туннельных диодах
ФА	– факторный анализ
ФВЧ	– фильтр высокой частоты
ФД	– фазовая диаграмма
ФНЧ	– фильтр низкой частоты
ФТД	– физическая теория дифракции
ЧС	– чрезвычайная ситуация
ЦПР	– центральный процессор радиометра
ЭГШ	– эталонный генератор шума

1. ОСНОВНЫЕ ЗАКОНОМЕРНОСТИ ТЕПЛОВОГО СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ

1.1. Концепция дистанционного зондирования Земли

По мере изучения и осознания глобальных процессов, совершаемых в ионосфере и приводящих к постоянному и заметному изменению облика Земли, в мире растет понимание необходимости адекватных (столь же глобальных) мер контроля за этими процессами и соответствующих управляющих воздействий, направленных на поддержание гомеостаза нашей планеты. В науке и на практике не было более масштабной и жизненно важной проблемы (точнее, целого комплекса проблем), требующих коллективных скоординированных усилий всего мирового сообщества и концентрации высших научных и технических достижений космического аппаратостроения, вычислительной техники, приборостроения, связи и множества других смежных отраслей деятельности.

Об актуальности этих проблем свидетельствует тот факт, что 45-й Международный конгресс федерации астронавтики (октябрь 1994 г.) был целиком посвящен дискуссиям по вопросам зондирования Земли из космоса. В декабре 1994 г. в Вене проходил коллоквиум специалистов Европы и США на тему “Наблюдение Земли с помощью спутников: возможности человечества в XXI веке”. Отмечалось, что в ближайшие 15 лет планируется запуск не менее 50 спутников для дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Заметим, что такое количество космических аппаратов было запущено для этих же целей за последние 35 лет.

В России задачи ДЗЗ отнесены к числу важнейших, приоритетных задач космической техники. Они включены в виде специального раздела в Федеральную космическую программу России на период до 2000 г., одобренную Правительством Российской Федерации. Государственным заказчиком работ по Федеральной космической программе России является Российское космическое агентство.

Реализация программы развития средств ДЗЗ, метеорологического обеспечения и экологического мониторинга позволит повысить эффективность использования Северного морского пути, снизить затраты на геологическое изучение территории и инвентаризацию сельскохозяйственных и лесных угодий, запасов воды, прогнозировать урожай по всем районам России, определять и прогнозировать биопродуктивность новых районов промысла в океане, контролировать опасное антропогенное воздействие на среду обитания. Будет обеспечен оперативный сбор информации о состоянии атмосферы, морей и океанов, ледового и снежного покровов в интересах прогнозирования погоды, а также контроль озонового слоя Земли. Повысится эффективность решений по созданию мелиоративных и водохозяйственных объектов за счет создания соответствующих картографических материалов, надежность полетов самолетов, безопасность мореплавания, оперативность выявления катастрофических явлений (пожары, сели, лавины, наводнения, загрязнения биосферы и т. п.).

В результате развития космических средств координатно-временного обеспечения повысятся точность навигации транспортных средств, достоверность прогноза землетрясений, точность определения положения пунктов в Единой геодезической системе координат, производительность системы поиска и спасения, оперативность спасения терпящих бедствие. Будут обеспечены построение высокоточной глобальной и региональной геодезических сетей, определение параметров гравитационного поля Земли, создание высокоточных топокарт крупного масштаба (1:25 000) на важнейшие районы России, зарубежных государств и государств участников СНГ. Группой ведущих ученых страны по заданию Российского космического агентства разработана концепция создания космической системы для мониторинга природной среды (МПС). Все задачи МПС в соответствии с их научной и прикладной направленностью можно разделить на пять ключевых проблем.

1. Контроль погодных и климатических факторов с целью достоверного прогнозирования погоды и изменения климата, в том числе и в околоземном космическом пространстве (ОКП).

Для оперативного получения глобальных данных о физическом состоянии атмосферы, суши и Мирового океана, которые служат в основном для целей достоверного прогнозирования погоды и изменения климата, в том числе в ОКП, предназначена гидрометеорологическая система.

Необходимость создания и развития национальной космической подсистемы гидрометеорологического обеспечения предопределяется следующими факторами:

- значительными площадью и протяженностью территории России, охватывающей разнообразные климатические зоны с весьма неравномерной сетью наземных метеостанций, которые не позволяют в полной мере получить необходимую для качественного прогноза погоды метеоинформацию;

- зависимостью метеоусловий на территории России от протекающих атмосферных процессов в атлантической, северной и тихоокеанской сопредельных зонах, что вызывает необходимость оперативного наблюдения за этими процессами с помощью ИСЗ;

- необходимостью метеорологических прогнозов при обеспечении глобальных хозяйственных (авиационные и морские перевозки, в том числе по Северному морскому пути, рыболовство) и научных (изучение Арктики, Антарктики и Мирового океана) интересов России;

- необходимостью обеспечения безопасности космических полетов, устойчивой радиосвязи и других хозяйственных и научных целей.

Наиболее важные задачи, решаемые в рамках этих проблем, а также контролируемые для этих целей явления и параметры следующие:

- прогноз погоды различной срочности (распределение облачности, профили температуры и влажности атмосферы, температура поверхности, приводный ветер океана);

- наблюдение изменений климатических условий (температура поверхности океана, альbedo поверхности, ледовый покров, индекс растительности); контроль ледовой обстановки в Арктике и Антарктике; контроль содержания озона и газового состава;

- прогноз геофизических условий в ОКП (состояние верхней атмосферы, ионосферы, магнитного поля Земли, радиационной обстановки, потоков ионизирующих излучений, электромагнитных полей солнечной радиации).

2. Контроль за состоянием источников загрязнения атмосферы, воды и почвы с целью обеспечения природоохранных органов федерального и регионального уровня информацией для принятия управленческих решений.

Наиболее важные задачи экологической направленности:

- контроль источников выбросов в атмосферу (аэрозоли, теплоисточники); селективный газовый анализ;

- контроль выбросов в водную среду (тепловые, взвеси, нефтепродукты, химически активные компоненты);
- контроль загрязнения почв (свалки, протечки нефтепродуктов);
- выдача исходных данных для моделирования экологической ситуации (федеральный уровень, региональный уровень).

3. Оперативный контроль чрезвычайных ситуаций (ЧС) технологического и природного характеров (пожары, разрушения, химическое загрязнение, затопление, биологическое заражение) с целью эффективного планирования и своевременного проведения мероприятий по ликвидации их последствий. Сюда входит определение факта ЧС, его координатная и временная привязка, оценка масштабов ЧС.

4. Информационное обеспечение проведения земельной реформы, рационального земле- и лесоиспользования и хозяйственной деятельности:

- составление кадастров природных ресурсов (земельного, лесного, водного и др.);
- топографическое и тематическое картографирование.

5. Создание динамической модели Земли как экологической системы с целью прогнозирования нарушений экологического баланса и разработка мероприятий по сохранению среды обитания человека:

- выявление и исследование глобальных изменений в лито-, гидро-, крио-, атмо- и биосфере;
- исследование взаимосвязей между физическими, химическими и биологическими земными процессами и влияния на них солнечной активности;
- выявление закономерностей в глобальных изменениях природы Земли.

1.2. Количественные характеристики теплового СВЧ-излучения

Тепловым излучением называется электромагнитное излучение, генерируемое энергией теплового движения частиц объекта или среды.

Пространство, занимаемое излучением, называется полем излучения. Его количественной характеристикой является спектральная интенсивность (или энергетическая яркость) излучения $J(f)$, определяемая из соотношения [1]

$$d\mathcal{E}(f) = J(f) \cos \theta ds df d\Omega dt, \quad (1.1)$$

где $d\mathcal{E}(f)$ – величина энергии электромагнитного излучения, заключенной в интервале частот от f до $f + df$ и проходящей за время dt через

элементарную площадку ds в телесном угле $d\Omega$ в направлении, составляющем угол θ с нормалью к площадке.

Интегральная (или полная) интенсивность излучения получается интегрированием $J(f)$ по всем частотам:

$$J = \int_0^{\infty} J(f) df. \quad (1.2)$$

В общем случае интенсивность излучения зависит от координатной точки поля излучения x, y, z , направления распространения лучей β и времени:

$$J(f) = J(f; x, y, z; \beta; t). \quad (1.3)$$

Поле излучения, интенсивность которого не зависит от координат, направления и времени, называется, соответственно, однородным, изотропным и стационарным.

Отметим также, что интенсивность излучения связана с состоянием поляризации, что будет рассмотрено ниже.

Введем теперь характеристики взаимодействия излучения со средой и поверхностью протяженных тел. Спектральный объемный коэффициент излучения среды (или просто коэффициент излучения) определяется следующим образом:

$$\varepsilon(f) = \frac{d\varepsilon(f)}{d f d\nu d\Omega dt}, \quad (1.4)$$

где $d\nu$ – элементарный излучающий объем.

Спектральный объемный коэффициент поглощения среды (или просто коэффициент поглощения) определяется так:

$$\alpha(f) = -\frac{dJ(f)}{J(f) dl}, \quad (1.5)$$

где $dJ(f)$ – уменьшение интенсивности излучения вследствие поглощения средой на отрезке dl .

Спектральная излучательная способность среды определяется соотношением

$$E(f) = \frac{d\varepsilon(f)}{f \cos \theta ds df d\Omega dt}. \quad (1.6)$$

Излучение с интенсивностью $J(f)$, падающее на тело, частично им поглощается ($J_{\text{п}}(f)$), частично отражается (рассеивается) ($J_{\text{от}}(f)$) и частично пропускается ($J_{\text{пр}}(f)$), так что выполняется соотношение

$$\frac{J_{\text{п}}(f)}{J(f)} + \frac{J_{\text{от}}(f)}{J(f)} + \frac{J_{\text{пр}}(f)}{J(f)} = \kappa(f) + R(f) + P(f) = 1. \quad (1.7)$$

Здесь $\kappa(f)$, $R(f)$ и $P(f)$ – спектральные поглощательная, отражательная и пропускательная способности соответственно. Величину $R(f)$ чаще всего называют коэффициентом отражения.

При наличии условий полного термодинамического равновесия излучения с веществом имеет место равновесное излучение. Эти условия предполагают изотермичность среды по скоростям и больцмановское распределение населенности энергетических уровней, а также распределение интенсивности излучения в соответствии с законом Планка.

Характерной особенностью равновесного излучения является равенство поглощенной и излученной объемом среды энергии. Эталонным источником равновесного излучения является абсолютно черное тело. Это гипотетический объект, полностью поглощающий падающее на него излучение, для которого $\kappa(f) \equiv 1$ на всех частотах.

Для равновесного излучения выполняется закон Кирхгофа

$$\frac{\varepsilon(f)}{\alpha_n(f)} = B_f(T); \quad \frac{E(f)}{\kappa(f)} = B_f(T), \quad (1.8)$$

где $B_f(f)$ – интенсивность равновесного излучения, являющаяся универсальной функцией термодинамической температуры T и частоты. При этом сами величины $\varepsilon(f)$, $\alpha_n(f)$, $E(f)$ и $\kappa(f)$ зависят не только от T и f , но и от химического состава вещества, структуры и геометрии тел. Важное следствие закона Кирхгофа заключается в том, что, если среда на некоторой частоте не поглощает излучения ($\alpha_n(f)=0$ или $\kappa(f)=0$), то она на этой частоте его не излучает ($\varepsilon(f)=0$ и $E(f)=0$).

Зависимость интенсивности равновесного излучения от частоты и температуры устанавливается законом Планка

$$B_f(T) = \frac{2hf^3}{c^2} \frac{1}{\exp\left(\frac{hf}{kT}\right) - 1}, \quad (1.9)$$

где h – постоянная Планка; k – постоянная Больцмана.

Для температур, имеющих место в естественных условиях, температура системы Земля-атмосфера изменяется в пределах 3–600 К, и для микроволновой части спектра излучения можно считать $hf \ll kT$. Разлагая $\exp(hf/kT)$ и ограничиваясь первыми двумя членами ряда, получаем выражение для спектральной плотности равновесного излучения (абсолютно черного тела) в приближении Рэля–Джинса для функции Планка

$$B_f(T) = \frac{2\pi f^2}{c^2} kT = \frac{2\pi kT}{\lambda^2}. \quad (1.10)$$

В используемом частотном диапазоне ($f \leq 2 \cdot 10^{11}$ Гц) погрешность приближения Рэля–Джинса при $T \approx 300$ К можно оценить по формуле

$$\Delta = 8 \cdot 10^{-3} f, \quad (1.11)$$

где Δ – отклонение (1.10) от (1.9), %; f – в гигагерцах.

Так, например, получаем для $f=300$ ГГц ($\lambda=1$ мм) $\Delta=2,4$ %, для $f=0,3$ ГГц ($\lambda=100$ см) $\Delta=2,4 \cdot 10^{-3}$ %.

Поверхность Земли, атмосфера и поле излучения неизотермичны, поэтому состояние полного термодинамического равновесия излучения со средой не имеет места. Однако применительно к Земле и атмосфере может быть использовано соотношение (1.8), являющееся в данном случае приближенным. Обоснованность этих приближений подтверждается экспериментальными данными. Другим подтверждением этого приближения является нахождение поверхности Земли и атмосферы в состоянии локального термодинамического равновесия. Это такое состояние среды, при котором каждый локальный элемент объема, являясь изотермичным, ведет себя таким образом, что для него распространяется распределение Максвелла для скоростей частиц и распределение Больцмана для заселенности энергетических уровней, а также закон излучения Кирхгофа. Таким образом, зная коэффициент поглощения атмосферы и поглощательные способности различных типов поверхности, можно полностью описать радиотепловое излучение среды, используя закон Кирхгофа.

Приближение Рэля–Джинса позволяет ввести удобную количественную характеристику поля радиотеплового излучения, а именно радиояркостную температуру $T_{я}(f)$. Если $J(f)$ – интенсивность излучения реального тела, то его радиояркостная температура равна термодинами-

ческой температуре такого гипотетического абсолютно черного тела, которое создает на данной частоте излучение с интенсивностью $J(f)$. Таким образом, получим соотношение

$$T_{\text{я}}(f) = \frac{c^2}{2kf^2} J(f). \quad (1.12)$$

Для среды с термодинамической температурой $T_{\text{ср}}$

$$T_{\text{я.ср}}(f) = \kappa(f) T_{\text{ср}}. \quad (1.13)$$

Отметим, что $\kappa(f)$ обычно называют коэффициентом излучения, величина его берется для фиксированного направления.

Необходимо отметить, что в микроволновом диапазоне радиотепловое излучение большинства подстилающих поверхностей Земли, а также несферичных атмосферных частиц поляризовано. Дополнительную поляризацию (даже в первоначально неполяризованное излучение) вносят эффекты рассеяния радиотеплового излучения. Отмеченные факты требуют корректного учета поляризации при рассмотрении переноса радиотеплового излучения.

2. ИНТЕРПРЕТАЦИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ СОБСТВЕННОГО РАДИОТЕПЛОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ОБЪЕКТА

2.1. Классификация обратных задач

Изменение интенсивности, спектра, пространственного распределения источников и характера поляризации наблюдаемых СВЧ-излучений позволяет получить разнообразную информацию о свойствах излучающих источников и особенностей сред, в которых происходит перенос излучения. Выделение полезной информации о свойствах источника излучения (или параметров среды, участвующей в переносе излучения) осуществляется, как правило, в два приема.

На первом этапе производится первичная обработка, включающая обнаружение источников излучения, разрешение источников в поле зрения и оценку параметров потока излучения.

На втором этапе результаты оценки параметров потока излучения используются для определения свойств источника излучения (например, распределение температуры в среде), что относится к числу обратных измерительных задач. Сам термин “обратная задача” в широком смысле используется для обозначения задач, связанных с обращением причинно-следственных связей. В этом смысле интенсивность радиотеплового излучения, регистрируемая приемником, есть следствие того, что наблюдаемый объект характеризуется определенными параметрами, которые и являются причиной определенной интенсивности принимаемого излучения. Эти параметры объекта и необходимо найти при решении обратных задач, которые в настоящее время являются достаточно сложными задачами интерпретации данных физических измерений, зависящих от большого числа параметров объекта. Нередки случаи, когда неизвестна функциональная зависимость ка-

кого-либо параметра объекта от других, например, зависимость диэлектрической проницаемости или термодинамической температуры зондируемого слоя льда от его толщины. В то же время интенсивность излучения определяется многими параметрами. Получается, что число неизвестных параметров в этом случае неопределенно велико.

Обратные задачи являются некорректными в математическом смысле и обладают рядом характерных особенностей, связанных с их информационной неопределенностью. Наиболее существенной является большая погрешность оценки искомых параметров при малых погрешностях измерений, что затрудняет получение однозначного решения.

Из-за разнообразия возможных ситуаций и возникающих при этом специфических трудностей единая методика решения обратных задач в настоящее время еще не получила достаточно полного развития, и в конечном итоге, привлекаются дополнительные функциональные зависимости и модельные представления.

Рассмотрим основные типы обратных задач, с которыми приходится встречаться при дистанционном зондировании.

1. *Обратные задачи классификации.* Классификация исследуемых объектов по экспериментальным данным без идентификации классов и с их идентификацией.

2. *Факторные обратные задачи.* Определение по экспериментальным данным количества и интенсивности основных причин (факторов), влияющих на взаимную корреляцию многоканальных экспериментальных данных.

Первые два типа обратных задач не связаны (или очень слабо связаны) с модельными представлениями, однако результаты решения этих задач используют для создания моделей.

3. *Задачи параметризации.* Определение по экспериментальным данным параметров априорно заданных одной или нескольких (неограниченного числа) моделей и выбор наилучшей (по некоторому критерию) из них.

Под диагностической моделью будем понимать совокупность качественных и количественных данных о наиболее существенных связях между определенными характеристиками изучаемого объекта и результатами, полученными в процессе эксперименталь-

ных исследований, причем этих данных должно быть достаточно для решения поставленной задачи. Диагностическая модель должна обеспечить при максимальной простоте получение нужных данных с заданной точностью.

Априорные данные, используемые для разработки диагностической модели, получают из следующих источников: предварительных теоретических и экспериментальных исследований, данных об аппаратуре и методических возможностях проведения экспериментальных исследований, а также о возможностях обработки и интерпретации экспериментального материала. Не последнюю роль в выборе может играть и интуиция исследователя.

Можно ввести некую классификацию моделей, используя следующие признаки: геометрические особенности природных образований; распределение электрофизических параметров в исследуемой среде по пространству и времени; способ описания взаимодействия электромагнитных волн с элементами исследуемого объекта и т. д.

Более простой с точки зрения геометрических характеристик является плоскостная модель, а простейшей – однородное полупространство. Простейшими по пространственному распределению параметров являются однородные изотропные модели, а по временному распределению – стационарные модели или, более сложные, периодические. По описанию процесса взаимодействия электромагнитных волн с природной средой наибольшее распространение получили модели, основанные на геометрикооптическом приближении.

В дальнейшем будем использовать только простейшие или простые модели, так как необходимую информацию можно получить при их применении с достаточной точностью.

Возможные отклонения будут оговорены и обоснованы. В процессе планирования и проведения экспериментальных исследований, а также в результате обработки экспериментальных данных диагностическая модель может уточняться и видоизменяться.

Перейдем теперь к краткому рассмотрению некоторых простейших методик решения указанных выше типов задач.

2.2. Обратные задачи классификации

Математический аппарат классификации можно подразделить на различные направления кластерного анализа и многомерного шкалирования [2].

При любой классификации, исключая биологическую, используют три типа данных: многомерные, полученные в результате исследования; данные о близости, полученные в результате обработки экспериментального материала и данные о классах, полученные в результате обработки экспериментальных и априорных данных. В качестве многомерных выбирают цепочки данных, полученных по различным измерительным каналам. В качестве данных о близости берут параметры различия или сходства выделенных множеств экспериментальных данных: корреляция между данными в различных измерительных каналах; пересечение данных или сходство других параметров, например, таких как евклидово рассеяние между двумя объектами близких видов или близость других функционалов и т. д.

В процессе классификации широко используются многомерные пороговые значения, с которыми сравнивают соответствующим образом обработанные экспериментальные данные. Как правило, при многомерном шкалировании эти пороговые значения получают априори, а при кластеризации вычисляют в процессе обработки экспериментальных данных.

Формулы для расчета простейших характеристик рядов экспериментальных данных, которые могут быть использованы в процессе классификации, а также во многих других случаях при решении обратных задач дистанционного зондирования, приведены в табл. 2.1 [3].

Так называемое поле корреляций, т. е. совокупность точек, полученных путем измерения случайных величин x и y при проведении эксперимента, изображено на рис. 2.1. Вдоль осей x и y начерчены функции распределения частот появления соответствующих значений измеряемых величин. Дана также геометрическая интерпретация уравнений линейной регрессии и некоторых других величин, перечисленных в табл. 2.1.

Основные формулы корреляционного и регрессивного анализа

Характеристика	Переменная x	Переменная y
Объем выборки	n	n
Среднее значение	$\bar{x} = (1/n) \sum_{j=1}^n x_j$	$\bar{y} = (1/n) \sum_{j=1}^n y_j$
Сумма квадратов отклонений	$S_{xx} = \sum_{j=1}^n (x_j - \bar{x})^2$	$S_{yy} = \sum_{j=1}^n (y_j - \bar{y})^2$
Дисперсия	$\sigma_x^2 = S_{xx} / (n-1)$	$\sigma_y^2 = S_{yy} / (n-1)$
Стандартное отклонение	$\sigma_x = \sqrt{S_{xx} / (n-1)}$	$\sigma_y = \sqrt{S_{yy} / (n-1)}$
Сумма произведений отклонений	$S_{xy} = \sum_{j=1}^n (x_j - \bar{x})(y_j - \bar{y})$	
Ковариация	$\sigma_{xy} = S_{xy} / (n-1)$	
Коэффициент корреляции	$r_{xy} = S_{xy} / \sqrt{S_{xx} S_{yy}} = \sigma_{xy} / (\sigma_x \sigma_y)$	
Уравнение линейной регрессии x по y	$\hat{y} = bx + a$, где $b = S_{xy} / S_{xx}$ и $a = \bar{y} - b\bar{x}$	
Уравнение линейной регрессии y по x	$\hat{x} = b'y + a'$, где $b' = S_{xy} / S_{yy}$ и $a' = \bar{x} - b'\bar{y}$	

При классификации широко используют процесс выделения множеств экспериментальных точек, обладающих определенными общими свойствами (кластеров). Этот процесс получил название кластеризации.

Задача заключается в том, чтобы найти эти свойства и по ним классифицировать и идентифицировать объекты. Данные о кластерах определяются исходя из желаемой степени достоверности получаемых результатов, и с этой точки зрения здесь не последнее место имеет интуиция исследователя.

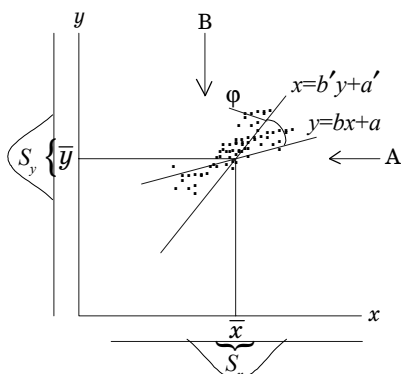


Рис. 2.1. Поле корреляций

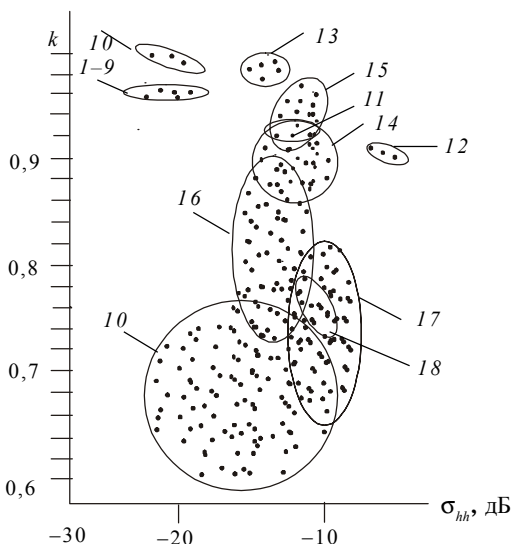


Рис. 2.2. Классификация однолетних морских ледовых полей:

1–8 – настоящие льды; 9 – начало интенсивного таяния; 10–13 – сезон начала таяния; 14–18 – интенсивное таяние

Результаты кластеризации ледовых полей с использованием дистанционных данных (измерения излучательной способности k и эффективной удаленной площади рассеяния σ на частоте 19,41 ГГц при горизонтальной поляризации и угле падения 45°), полученных по двум каналам, представлены на рис. 2.2.

Часто процессу классификации предшествует процесс обучения, который существенно увеличивает эффективность классификации и особенно идентификации объектов.

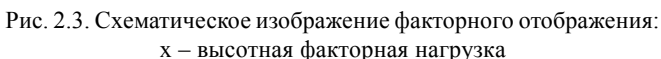
2.3. Факторные обратные задачи

Основным математическим аппаратом для решения факторных задач является факторный анализ и метод главных компонент. Рассмотрим только факторный анализ, учитывая, что математический аппарат этих двух методов достаточно близок.

Факторный анализ (ФА) дает возможность свести обширный числовой материал, полученный в результате эксперимента, к нескольким простым и неза-

висимым источникам генерации этих данных [3]. Эти источники принято называть факторами. Выделение факторов позволяет сформулировать новую гипотезу либо подтвердить старую. ФА является статисти-

По своему влиянию на экспериментальные данные факторы классифицируются на общие и характерные (рис. 2.3). Характерные факторы



влияют только на один канал, общие – на несколько. Общий фактор, который существенно влияет на все каналы, называют генеральным.

Представим дискретные экспериментальные данные в m каналах в виде матрицы $\mathbf{Y}$, тогда матрица будет иметь размерность $(m \times n)$, где n – число замеров в каждом канале.

Преобразуем $\mathbf{Y}$ в так называемую стандартизованную матрицу данных $\mathbf{Z}$ следующим образом:

$$z_{ij} = (y_{ij} - \bar{y}_i) / \sigma_i,$$

где $\bar{y}_i$ – среднее значение сигнала в i -м канале; σ_i – стандартное отклонение в i -м канале.

Если рассматривать стандартизованные данные, то факторный анализ практически сводится к представлению этих данных в виде линейной комбинации некоторого количества гипотетических переменных или факторов:

$$z_{ij} = a_{i1} p_{1j} + a_{i2} p_{2j} + \dots + a_{ir} p_{rj}.$$

Здесь a_{ij} – постоянные коэффициенты (которые требуется оценить), определяющие степень влияния j -го фактора; $p_{1j} \dots p_{rj}$ – значения факторов (влияющих характеристик) при j -м отсчете. Это равенство выражает основную модель ФА.

Используя матричную форму записи, получим $\mathbf{Z} = \mathbf{A}\mathbf{P}$. Матрицу $\mathbf{A}$ называют факторным отображением, а ее коэффициенты – факторными нагрузками; матрицу $\mathbf{P}$ – матрицей значений факторов.

Основная задача (во всяком случае на первом этапе) сводится к нахождению матрицы $\mathbf{A}$. Процедура построения матрицы $\mathbf{A}$ основывается на так называемой фундаментальной теореме факторного анализа, которая утверждает, что корреляционная матрица $\mathbf{R}$, рассчитанная по матрице данных, может быть представлена через матрицу $\mathbf{A}$:

если факторы, о которых говорилось выше, не коррелированы между собой:

$$\mathbf{R} = \mathbf{A}\mathbf{A}',$$

если они коррелированы:

$$\mathbf{R} = \mathbf{A}\mathbf{C}\mathbf{A}'.$$

Здесь $\mathbf{C}$ – матрица коэффициентов корреляции между факторами; символ “’” означает транспонирование соответствующей матрицы.

Для расчета матрицы $\mathbf{A}$ используют не всю корреляционную матрицу, рассчитанную по экспериментальным данным, а только ту ее часть,

которая связана с общими факторами. Эту часть называют редуцированной корреляционной матрицей $\mathbf{R}^*$. Она отличается от $\mathbf{R}$ тем, что по главной диагонали в ней стоят не единицы, а некоторые величины меньше единицы, которые называют общностями. Их расчет составляет отдельный этап в процедуре ФА.

Следующий этап связан с выделением общих факторов и нахождением факторных нагрузок. Существуют различные алгоритмы этого выделения, которые реализованы в программах на ЭВМ. Факторные нагрузки выделяются с точностью до поворота осей координат, поэтому следующий этап связан с вращением осей координат для того, чтобы получить по неким критериям более простую структуру.

После того, как такая структура получена, определяют значения факторов при различных отсчетах. Эта процедура подобна методике оценки параметров линейной модели.

После проведения ФА необходимо дать физическую интерпретацию полученным результатам, заключающуюся в формулировке различного рода гипотез и разработок физической модели исследуемого объекта или явления.

2.4. Обратные задачи параметризации

2.4.1. Задачи оценки параметров известной диагностической модели

Пусть, исходя из априорных данных, выбран вид модельных функций $\mathbf{F}$, связывающих измеряемые параметры $\mathbf{I}$ электромагнитных волн с характеристиками исследуемых объектов x :

$$\mathbf{I}_i = \mathbf{F}_i(x_1, x_2, \dots, x_n), \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (2.1)$$

где i – номер измерительного канала; m – общее число измерительных каналов, учитываемых при обработке; n – число неизвестных параметров, подлежащих определению.

Необходимым условием для разрешения уравнений с помощью обычных алгебраических методов является $n = m$, а достаточным – $|\partial \mathbf{F}(x_1, x_2, \dots, x_n) / \partial x_i| \neq 0$ (якобиан системы не равен нулю).

Наличие погрешностей при измерениях и обработке приводит к ошибкам оценки параметров x_i , а иногда и к невозможности разрешения системы уравнений (2.1). Реально система (2.1) выглядит следующим образом:

$$\mathbf{I}_i = \mathbf{F}_i(x_1, x_2, \dots, x_n) + \Delta_i, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (2.2)$$

где Δ_i – суммарные погрешности при измерениях в канале i .

Если в канале i было сделано несколько измерений, то $\mathbf{I}$ и Δ являются усредненными значениями по количеству измерений.

Система (2.2) является неоднородной системой, и для ее решения необходимо ввести дополнительные условия, которые определяются априорными данными и задачами исследования. Прежде чем перейти к решению системы (2.2), отметим те требования, которые предъявляют к оценкам неизвестных параметров.

Хорошими оценками считают те, которые обладают следующими свойствами: несмещенностью, состоятельностью, эффективностью и достаточностью.

Несмещенными называют оценки, математическое ожидание которых равно истинному значению параметра. Состоятельные оценки те, которые по мере увеличения количества измерений приближаются к истинному значению параметра. Эффективные при данном количестве измерений имеют минимальную дисперсию. Достаточными называют оценки, которые являются наилучшими при данном количестве измерений (вся информация, заложенная в этих измерениях, использована полностью).

Простейшим является случай, когда $\mathbf{F}$ – линейная функция от неизвестных параметров x , и этим приближением часто пользуются, если априорная информация не противоречит ему.

В том случае, когда параметры известны, но требуют уточнения на основе новых экспериментальных данных, нелинейная модельная функция может быть линеаризована путем разложения ее в ряд Тейлора вблизи известных значений параметров x^0 :

$$I_i = F_i(x_1, x_2, \dots, x_n) = F_i(x_1^0, x_2^0, \dots, x_n^0) + \sum_{j=1}^n \partial F_i / \partial x_j \big|_{x=x^0},$$

$$\Delta x_j : 1 = 1, 2, \dots, n.$$

Обработка по минимуму данных

Рассмотрим случай, когда погрешности не учитываются, а число уравнений (измерительных каналов) равно числу определяемых неизвестных ($m = n$). В этом случае линейную систему

$$I_i = a_{i1}x_1 + a_{i2}x_2 + \dots + a_{in}x_n, \quad i = 1, 2, \dots, n$$

удобно записать в матричном виде

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & \dots & a_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & \dots & a_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{pmatrix} \quad \text{или} \quad \mathbf{I} = \mathbf{M}\mathbf{X}.$$

Тогда решение уравнения будет иметь вид

$$\mathbf{X} = \mathbf{M}^{-1}\mathbf{I},$$

где $\mathbf{M}^{-1}$ носит название обратной матрицы. Обратная матрица системы существует только тогда, когда определитель матрицы $\mathbf{M}$ отличен от нуля. Однако если элементы матрицы $\mathbf{M}$ заданы приближенно, возможно, что даже сам вопрос о том, имеет ли матрица отличный от нуля определитель или нет, лишен смысла. Это замечание относится к тому случаю, когда изменение коэффициентов линейных уравнений в пределах точности может изменить знак определителя, а следовательно, значение определителя может оказаться нулевым. Систему с матрицей, обладающей указанными свойствами, нельзя решить с достаточной точностью, т. е. система уравнений практически оказывается несовместимой.

Принято называть обратную матрицу устойчивой, если малым изменениям в элементах основной матрицы будут соответствовать малые изменения в элементах обратной матрицы. Если обратная матрица неустойчива, основную матрицу принято называть плохо обусловленной. Ясно, что условия эксперимента надо выбирать так, чтобы матрицы линейных уравнений были хорошо обусловлены.

По определению, для устойчивости обратной матрицы необходимо, чтобы определитель основной матрицы не был слишком мал. Понятие “не слишком мал” вряд ли можно определить достаточно точно, однако в качестве диагностического критерия можно использовать оценку Адамара

$$|\mathbf{M}| \leq \sqrt{\prod_{i=1}^n \sum_{j=1}^n |a_{ij}|^2},$$

применяемую для сравнения значений определителей, имеющих одинаковую сумму квадратов модулей элементов строк. Из сказанного ясно, что условия эксперимента надо выбирать так, чтобы определитель системы был максимальным. При этом и влияние случайных погрешностей сводится к минимуму.

В теории линейных уравнений показано, что одно значение определителя не может полностью характеризовать обусловленность матрицы. Поэтому различные авторы предложили определенные числовые характеристики, называемые числами обусловленности, по значению которых можно судить об обусловленности матрицы. Наиболее распространены следующие числа:

ν – число, равное $(1/n) N(\mathbf{M}), N(\mathbf{M}^{-1}) = \nu(\mathbf{M});$

μ – число, равное $(1/n) L(\mathbf{M}), L(\mathbf{M}^{-1}) = m(\mathbf{M});$

ρ – число, равное $\max |\lambda_i| / \min |\lambda_i| = \rho(\mathbf{M});$

h – число, равное $(\mu_1 / \mu_2)^{0.5} = h(\mathbf{M}),$

где $N(\mathbf{M}) = [S_p(\mathbf{M}'\mathbf{M})]^{0.25}; L(\mathbf{M}) = n \max |m_{ij}|;$ n – число строк матрицы $\mathbf{M}; |m_{ij}|$ – модуль элемента матрицы $\mathbf{M}; \lambda_i$ – собственные значения матрицы $\mathbf{M}; \mathbf{M}'$ и $\mathbf{M}^{-1}$ – транспонированная и обратная матрицы соответственно; μ_1 и μ_2 – наибольшее и наименьшее собственные значения матрицы $\mathbf{M}'\mathbf{M}; S_p$ – след матрицы.

Максимизируя числа обусловленности и определитель системы, изменяя условия эксперимента, получим параметры с минимальными погрешностями.

Рассмотренную выше методику обработки обычно называют обработкой по минимуму данных, так как число уравнений равно числу неизвестных параметров.

Обработка избыточных измерений

В рассматриваемых ниже методах предполагается, что основными являются случайные погрешности, а всеми остальными можно пренебречь. Если это условие не выполняется, то рассматриваемые методы дают смещенные оценки.

Если систематические погрешности распределены по каналам случайным образом, то рассмотренные методы позволяют эти ошибки существенно уменьшить либо исключить.

Методы получения оценок при избыточных измерениях можно разделить на две большие группы; при использовании методов первой группы необходимо знать функцию распределения наблюдаемых величин. Наиболее распространены метод максимального правдоподобия и байесовский метод. Соответствующие оценки параметров называют правдоподобными и байесовскими.

В основе второй группы лежат формальные вычислительные схемы, позволяющие без знания функции распределения наблюдаемых величин получить оценки, близкие к правдоподобным, а иногда и правдоподобные. Из этих методов наиболее распространенными являются регрессивный, наименьших квадратов и наименьших модулей.

Метод максимального правдоподобия. Пусть измерены параметры $I = (I_1, I_2, \dots, I_m)$ взаимодействия электромагнитных волн с исследуемой средой по m каналам и требуется определить параметры среды $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, причем $m > n$. При независимости отдельных измерений совместную плотность распределения можно записать

$$g_m(\bar{I} / \bar{x}) = g_m(I_1, I_2, \dots, I_m / x_1, x_2, \dots, x_n) = \\ = f(I_1, x_1, x_2, \dots, x_n) f(I_2, x_1, x_2, \dots, x_n), \dots, f(I_m, x_1, x_2, \dots, x_n).$$

Функцию $g_m(I/x)$ называют функцией правдоподобия, а f – функцией совместного распределения. Те значения параметров исследуемой среды, которые получаются при максимальном значении функции правдоподобия, называют правдоподобными оценками максимального правдоподобия. Максимально правдоподобные оценки при довольно общих условиях распределены по нормальному закону и являются совместно эффективными и, следовательно, состоятельными. При увеличении числа измерений математическое ожидание оценки стремится к истинному значению, т. е. они асимптотически не смещенные.

Если можно получить достаточную оценку, то метод максимального правдоподобия позволяет ее иметь.

Для упрощения схемы вычисления обычно максимизируют не функцию правдоподобия, а ее логарифм:

$$L_m(\bar{I} / \bar{x}) = \ln g_m(\bar{I} / \bar{x}) = \sum_{j=1}^m \ln f(I_j, x_1, x_2, \dots, x_n).$$

Величину L можно максимизировать относительно x , приравняв к нулю четные производные от L по каждому из параметров:

$$\frac{\partial L_m}{\partial x_1} = \sum_{j=1}^m \frac{\partial \ln f(I_j, x_1, x_2, \dots, x_n)}{\partial x_1} = 0 ;$$

.....

$$\frac{\partial L_m}{\partial x_n} = \sum_{j=1}^m \frac{\partial \ln f(I_j, x_1, x_2, \dots, x_n)}{\partial x_n} = 0.$$

Решение этих уравнений дает искомые оценки $x_1, x_2, \dots, x_n$.

В том случае, когда погрешности измерений имеют нормальное распределение, система уравнений сводится к линейной, а схема вычислений – к методу наименьших квадратов.

Оценка по Байесу. Она основана на максимизации по неизвестным параметрам апостериорного распределения вероятности исследуемых параметров, которые рассматривают как случайные величины:

$$g(\bar{x} / \bar{I}) = g(\bar{I}, \bar{x}) / g_1(\bar{I}) = g(\bar{I} / \bar{x}) g_2(\bar{x}) / g_1(\bar{I}),$$

где $g(\bar{x} / \bar{I})$ – апостериорная плотность вероятности (распределения $\bar{x}$ при условии, что уже получены наблюдения $I_1, I_2, \dots, I_m$); $g(\bar{I}, \bar{x})$ – совместная плотность распределения $\bar{I}$ и $\bar{x}$; $g(\bar{I} / \bar{x})$ – функция правдоподобия; $g_2(\bar{x})$ – априорная плотность распределения $\bar{x}$; $g_1(\bar{I})$ – априорная плотность распределения $\bar{I}$.

Если априори не существует информации о параметре $\bar{x}$, то все значения x считают равновероятными, и байесовские оценки совпадают с максимально правдоподобными. Если же известно априорное распределение $g_2(\bar{x})$, то можно ожидать улучшения оценки максимального правдоподобия за счет использования дополнительной априорной информации. Это улучшение имеет место при ограниченном количестве каналов. При неограниченном увеличении числа каналов вклад априорной информации становится все меньше, и максимально правдоподобные оценки асимптотически совпадают с байесовскими.

Регрессивный метод. Запишем систему линейных уравнений в матричном виде

$$\mathbf{I} = \mathbf{A}\mathbf{X} = \begin{matrix} \left\| \begin{matrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{I} \\ \mathbf{I} \end{matrix} \right\| & = & \begin{matrix} \mathbf{A} & \left\| \begin{matrix} \mathbf{X} \\ \mathbf{X} \\ \mathbf{X} \end{matrix} \right\| \end{matrix} \\ m & m & n & n \end{matrix}.$$

Как известно, при $m = n$ $\mathbf{X} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{I}$.

В случае $m > n$ можно получить хорошую линейную оценку для $\mathbf{X}$, используя аналогичную формулу: $\bar{\mathbf{X}} = \mathbf{M}^{-1}\mathbf{Y}$, где $\mathbf{M}$ – информационная матрица Фишера:

$$\mathbf{M} = \sum_{j=1}^m \frac{1}{\sigma_j^2} \mathbf{F}_j \mathbf{F}_j'; \quad \mathbf{Y} = \sum_{j=1}^m \frac{1}{\sigma_j^2} \mathbf{I}_j \mathbf{F}_j,$$

где $\mathbf{F}_j' = \left\| a_{j1}, a_{j2}, \dots, a_{jn} \right\|$. При этом дисперсионная матрица $\bar{\mathbf{X}}$ равна $\mathbf{M}^{-1}$.

Эта оценка минимизирует сумму взвешенных квадратов отклонений.

Если измерения в каналах равноточные, но дисперсия их известна, то, используя регрессивный метод, получают оценку, минимизирующую сумму квадратов, но при этом можно найти также и оценку дисперсии равноточных измерений

$$\sigma^2 = (m - n)^{-1} \sum_{j=1}^m \left[I_j - \mathbf{X}' \mathbf{F}_j \right]^2.$$

Аналогичную регрессивную методику, но с итерационной процедурой, применяют и для решения нелинейных уравнений.

Метод целевых функций. Рассмотрим систему уравнений

$$I_i = F_i(x_1, x_2, \dots, x_n), \quad i = 1, 2, \dots, m,$$

где I – результаты измерения; F_i – модельная функция; x_j – параметры модельной функции, подлежащие определению.

Если какие-либо значения параметров x подставить в это уравнение, то разности $\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_m$, образовавшиеся между измеренными значениями и модельными функциями, принято называть невязками. Обычно это решение имеет такие значения параметров, которые соответствуют минимальному значению некоторой целевой функции невязок $\Phi(\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_m)$.

Если считать за наилучшие решения максимально правдоподобные оценки, то целевые функции надо выбирать так, чтобы при их минимизации в пространстве параметров получались максимально правдоподобные оценки или близкие к ним.

В практике оценки параметров по косвенным измерениям наиболее распространены целевые функции, представляющие собой сумму квадратов или взвешенных (с весовыми коэффициентами w_j) квадратов невязок:

$$\Phi_1 = \sum_{j=1}^m w_j \left[I_j - F_j(x_1, x_2, \dots, x_n) \right]^2.$$

При минимизации этой функции в случае нормального распределения погрешностей измерений получают наилучшие линейные оценки, в случае равноточных измерений – максимально правдоподобные оценки.

Если при проведении экспериментов модельные ошибки случайны и точность измерений недостаточно велика, более корректным является предположение о том, что погрешности распределены не по нормальному закону, а по закону Лапласа. В этом случае необходимо минимизировать целевую функцию, представляющую собой сумму модулей невязок:

$$\Phi_2 = \sum_{j=1}^m w_j \left| I_j - F_j(x_1, x_2, \dots, x_n) \right|.$$

Если способ обработки по минимуму целевых функций основан на каких-то одних предположениях о виде функции распределения, а на практике имеет место другой вид плотности распределения вероятности, то оценки, полученные в этом случае, будут иметь большие дисперсии, чем максимально правдоподобные. Отношение этих дисперсий называют эффективностью оценки.

В табл. 2.2 представлены данные по эффективности для четырех функций распределения (f_1 – нормальное, f_2 – Лапласа, f_3 – гамма-распределение, f_4 – Коши) и четырех минимизирующих функционалов:

$$\Phi_1 = \sum_{j=1}^m w_j [I_j - F_j(x_1, x_2, \dots, x_n)]^2;$$

$$\Phi_2 = \sum_{j=1}^m w_j |I_j - F_j(x_1, x_2, \dots, x_n)|;$$

$$\Phi_3 = \sum_{j=1}^m w_j [I_j - F_j(x_1, x_2, \dots, x_n)]^4 / r^4;$$

$$\Phi_4 = \sum_{j=1}^m w_j \ln \{k^2 + [I_j - F_j(x_1, x_2, \dots, x_n)]^2\},$$

где r и k – некоторые параметры соответствующих распределений.

Таблица 2.2

Эффективность оценки параметров по целевым функциям невязки

Минимизация	Плотность распределения погрешности измерений			
	f_1	f_2	f_3	f_4
Φ_1	1	0,5	0,736	0
Φ_2	2π	1	0,312	$8/\pi^2$
Φ_3	3/5	1/20	1	0
Φ_4	0,074	0,79	<0,074	1

2.4.2. Задача выбора модели из заданного конечного множества.

Подгонка модели

Задача состоит в том, чтобы из нескольких возможных или предполагаемых моделей выбрать наилучшую. В качестве критериев используют следующие:

– простейшая форма (например, линейная), совмещенная с разумными допустимыми ошибками;

- наименьшее число коэффициентов при допустимых ошибках;
- разумные физические основания;
- минимальная сумма квадратов отклонений между предсказанными и экспериментальными значениями;
- минимальное значение оценки среднеквадратичного отклонения s_y , полученной при подгонке модели.

Первые три критерия не требуют объяснения, что касается четвертого и пятого, то их следует кратко обсудить.

Пусть имеется полученное в результате экспериментальных значений поле корреляции (рис. 2.4). Задача заключается в том, чтобы из нескольких заданных моделей выбрать ту, которая наилучшим образом удовлетворяет этому полю корреляции. Прежде всего выясняют, корректны ли рассматриваемые модели. Корректность означает, что разброс экспериментальных данных относительно предсказанных моделью значений не превышает некоторой величины, определяемой точностью проведенных измерений. Все некорректные модели из рассмотрения исключают. Корректность определяют путем сравнения полученных разным способом оценок дисперсии экспериментальных результатов.

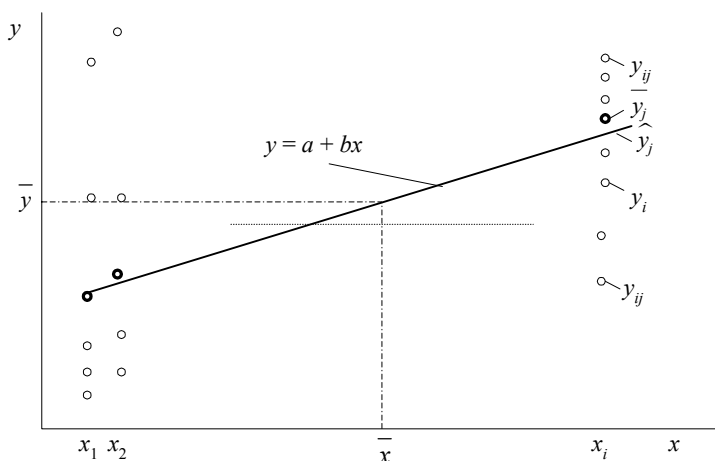


Рис. 2.4. Соотношение между экспериментальными и расчетными данными:

○ – экспериментальные данные; ● – средние значения при данном x_i ;
 — — — — — предсказанные моделью значения

Для того чтобы понять, что означают разные способы оценки дисперсии, рассмотрим полную дисперсию поля корреляции (см. рис. 2.4.). Она определяется, как известно, формулой

$$s^2 = \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{p_i} (y_{ij} - \bar{y})^2}{\sum_{i=1}^n p_i - 1},$$

где p_i – число измерений y при значении $x = x_i$. Разность $(y_{ij} - \bar{y})$ можно представить как сумму трех слагаемых

$$(y_{ij} - \bar{y}) = (y_{ij} - \bar{y}_i) + (y_i - \bar{x}_i) - (\bar{x}_i - \bar{y}).$$

Рассмотрим дисперсии, обусловленные каждым из этих слагаемых.

Дисперсия, обусловленная первым слагаемым, не зависит от используемой модели (в него не входят данные модели). Дисперсия, обусловленная вторым и третьим слагаемыми, определяется моделью (в них входит величина $\bar{x}$). Сравнивая оценку дисперсии s_e^2 , не связанную с моделью, с оценкой дисперсии s_r^2 , связанной с моделью, оценим адекватность модели.

Дисперсия, связанная с ошибкой эксперимента:

$$s_e^2 = \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{p_i} (y_{ij} - \bar{y}_i)^2}{\sum_{i=1}^n p_i - n}.$$

Дисперсия средних значений по серии (при постоянном x) относительно линии регрессии определяет ошибки модели

$$s_r^2 = \frac{1}{n-2} \sum_{i=1}^n p_i (\bar{y}_i - y_i)^2,$$

где n – число положений x_i , в которых проводились измерения; остальные значения показаны на рис. 2.4.

Если модель корректна, оба выражения являются несмещенными оценками дисперсии измеряемой величины. По мере ухудшения модели величина s_r^2 возрастает. Таким образом, отношение s_r^2 / s_e^2 можно рассматривать как критерий качества модели. Функцию распределе-

ния этого отношения называют F-распределением. Если указанное выше отношение превышает некоторое табличное значение для заданной достоверности $(1-\alpha)$, то данная модель некорректна и необходимо подобрать другую модель. В качестве простейшего критерия дискриминации корректных моделей можно использовать величину s_r^2 .

Несмотря на то, что удовлетворение F-критерию говорит о корректности модели, возможно существенное расхождение между реальной и расчетной моделью. Такое расхождение можно заметить с помощью анализа так называемых остатков, т. е. отклонений между экспериментальными значениями зависимой переменной $\bar{y} - \hat{y} = E$. Эти остатки, во всяком случае, не должны противоречить основным предположениям, заложенным в регрессивный анализ: независимость наблюдаемых ошибок, постоянство дисперсии зависимой переменной и нормальный закон для ошибок. Одно из необходимых требований к остаткам – случайное распределение относительно . Его отсутствие указывает на неудовлетворительность модели.

Остатки анализируют по пяти признакам, которые позволяют выбрать или улучшить модель:

- 1) обнаружение выбросов;
- 2) обнаружение тренда;
- 3) обнаружение резкого сдвига уровней;
- 4) обнаружение изменений в дисперсии ошибок (обычно считают, что она постоянна);
- 5) исследование остатков на нормальность.

Примеры первого и второго признаков показаны на рис. 2.5, а, б.

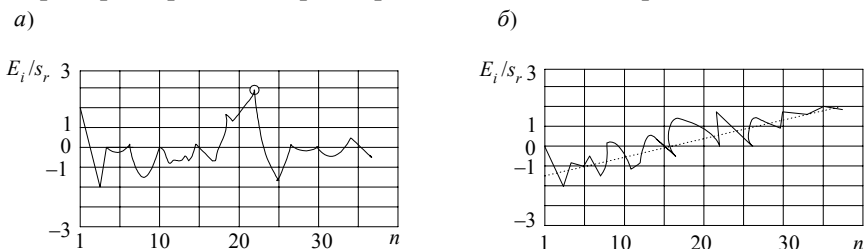


Рис. 2.5. Распределение нормированных на стандартное отклонение остатков по номерам измерений n : а – в случае выброса; б – в случае тренда

Наряду с анализом остатков используют так называемую шаговую регрессию, которая основана на последовательном включении и вык-

лучении некоторых переменных и исследовании значимости их влияния. Имеются и другие, более сложные методы, которые в данном пособии не рассматриваются.

2.4.3. Задача выбора модели из заданного бесконечного множества

К задачам такого типа относятся задачи, в которых по функции u , заданной в одном метрическом пространстве U , определяют функцию z , заданную в другом метрическом пространстве F . При этом предполагают, что оператор A , используемый для перевода функции из одного пространства в другое, известен:

$$u = Az; \quad u \in U; \quad z \in F. \quad (2.3)$$

Уравнения (2.3) называют операторными уравнениями [4].

Среди подобных задач различают корректно и некорректно поставленные задачи [4]. Задачу определения решения z из пространства F по исходным данным u из пространства U называют корректно поставленной по Адомару на паре метрических пространств F, U , если удовлетворяются следующие условия:

- для всякого элемента $u \in U$ существует решение z из пространства F ;
- задача устойчива на пространствах U, F , т. е. малым отклонениям u соответствуют малые отклонения z .

Задачи, не удовлетворяющие перечисленным выше условиям, называют некорректно поставленными. Следует отметить, что определение некорректности относится только к данной паре метрических пространств, так как в других метриках данная задача может оказаться корректно поставленной.

Рассмотрим только некорректно поставленные задачи, так как именно они часто встречаются в дистанционном зондировании природной среды.

Возможность определения приближенных решений некорректно поставленных задач, устойчивых к малым изменениям исходных данных, основывается на использовании дополнительной информации. Возможны различные типы дополнительной информации, и ее можно разделить на два больших класса: детерминированная и статистическая. Остановимся на детерминированной информации, которую, в свою очередь, можно подразделить на две категории: дополнительная информация о решении количественного характера, позволяющая сузить класс воз-

можных решений, например, до компактного множества, в результате чего задача становится устойчивой к малым изменениям исходных данных; дополнительная информация о решении качественного характера; ее использование позволяет создать алгоритмы для получения устойчивых решений.

В случае использования дополнительной информации, относящейся, по нашему определению, к первой категории, используют следующие методы решения: подбор; квазирешение; замена исходного уравнения близкими ему; квазиобращение. При этом предполагают, что существует обратный оператор A^{-1} , но он не является, вообще говоря, непрерывным.

Рассмотрим некоторые из перечисленных выше методов.

Метод подбора решений широко распространен в вычислительной технике. Он состоит в том, что для элементов z некоторого заданного подкласса возможных решений M ($M \subset F$) вычисляют оператор Az , т. е. решают прямую задачу. В качестве приближенного решения выбирают такой элемент z_0 из множества M , на котором невязка $p_U(Az, u)$ достигает минимума. Обычно в качестве M берут множество элементов z , зависящих от конечного числа параметров, меняющихся в ограниченных пределах так, чтобы M было замкнутым множеством конечномерного пространства. Если искомое точное решение z_T принадлежит множеству M , то $\inf_{z \in M} p_U(Az, u) = 0$ и достигается эта точная нижняя граница при точном решении z_T . Если решаемое уравнение имеет единственное решение, то найденное решение определено однозначно. В этом случае задачу принято называть корректной по Тихонову, так как оператор A^{-1} оказывается непрерывным на множестве $P = AM$, а это означает, что малым изменениям u будут соответствовать малые изменения z . Множество M , на котором задача оказывается корректно поставленной, называется классом корректности.

В силу погрешности исходных данных элемент u может не принадлежать множеству M . В этих условиях уравнение не имеет решения (классического) и возникает вопрос, что надо понимать под приближенным решением уравнения. В этом случае вводят понятие квазирешения. Метод подбора при условии компактности множества M позволяет найти приближение к квазирешению.

Квазирешением на множестве M называют такой элемент z этого множества, который при данном u минимизирует функционал

$p_U(Az, u)$. Если M – компакт, то квазирешение существует для любого $u \in U$, а если $u \in AM$, то квазирешение совпадает с обычным точным решением. Квазирешение может быть не единственным. В этом случае под квазирешением понимают любой элемент из множества квазирешений. Можно указать достаточные условия, при которых квазирешение единственно и непрерывно зависит от левой части u уравнения (2.3) [5]. Методы нахождения приближенных значений квазирешений описаны, например, в работе [4].

До сих пор мы рассматривали случаи, когда класс возможных решений уравнения $Az = u$ является компактом. Однако для значительного числа прикладных задач это не выполняется, кроме того, неточность u может приводить к тому, что u выйдет за пределы множества AF . Такие задачи принято называть существенно некорректными. Их решение (т. е. нахождение приближенного устойчивого решения) осуществляют с помощью регуляризирующего оператора с использованием априорной информации, которая ранее была отнесена нами ко второй категории.

Ограничимся рассмотрением следующей задачи: оператор A известен точно, но обратный ему оператор A^{-1} не является непрерывным на множестве AF , и множество возможных решений F не является компактом.

Пусть имеется точное решение z_T при точном значении правой части u_T . Какое значение z_δ следует считать приближенным решением уравнения, если известно приближенное решение u_δ , (для него $p(u_\delta, u_T) \leq \delta$), и как его можно получить?

Прежде всего отметим, что нельзя использовать для получения приближенного решения тот же обратный оператор, что и при определении точного, так как он существует не для каждого элемента и не обладает свойством устойчивости к малым изменениям правой части u . Поэтому разумно определять приближенное решение u_δ с помощью оператора, зависящего от параметра, значение которого необходимо согласовывать с погрешностью δ . Эта согласованность должна быть такой, чтобы при стремлении $\delta \rightarrow 0$ $u_\delta \rightarrow u_T$, а $z_\delta \rightarrow z_T$.

Покажем на примере, какие вопросы возникают при решении поставленной задачи. Возьмем интегральное уравнение Фредгольма первого рода, часто встречающееся в дистанционном зондировании, в качестве решения уравнения переноса излучения:

$$\int_a^b K(x, s) z(s) ds = u(x), \quad c \leq x \leq d, \quad (2.4)$$

где $K(x, s)$ – ядро уравнения, которое мы будем считать непрерывной функцией с непрерывными частными производными и $\partial K/\partial x$ и $\partial K/\partial s$; $z(s)$ – искомая функция из пространства F ; $u(x)$ – заданная функция из пространства U .

Решение $z(s)$ будем искать в классе функций, непрерывных на отрезке $[a, b]$. Для сравнения правых частей уравнения (2.4) примем квадратичную метрику

$$p_U(u_1, u_2) = \left\{ \int_c^d [u_1(x) - u_2(x)]^2 dx \right\}^{1/2}.$$

Пусть для некоторой правой части $u = u_1(x)$ функция $z_1(s)$ является решением уравнения (2.4), т. е.

$$\int_a^b K(x, s) z_1(s) ds = u_1(x). \quad (2.5)$$

При рассмотрении уравнения (2.5) возникает, по крайней мере, два вопроса: для всякой ли функции $u_1(x)$ существует решение, и если существует, то единственное ли оно?

Нетрудно показать, что непрерывность $u_1(x)$ не гарантирует существования непрерывного решения. Действительно, пусть значения $u_1(x)$ непрерывны, но имеют разрывы производной при некоторых значениях $x \in [c, d]$.

В соответствии с принятыми предположениями при любом непрерывном $z(s)$ левая часть (2.4) всегда непрерывна вместе со своими производными. Следовательно, в полосе непрерывных функций уравнение (2.4) не будет иметь решения.

Существует теорема, устанавливающая связь ядра с правой частью интегрального уравнения, при котором непрерывное решение будет существовать [4].

Скажем несколько слов о единственном решении. В работе [5] доказана теорема, утверждающая, что решение, когда оно существует, единственно, если из соотношения

$$\int_a^b K(x, s) z(s) ds = 0$$

следует, что $z(s) = 0$. Такое ядро называется замкнутым. В дистанционном зондировании используют, в основном, замкнутые ядра.

Если вместо функции $u_1(x)$ известно лишь ее приближение, мало отличающееся (в метрике L_2) от $u_1(x)$, то можно говорить лишь о нахождении приближенного к $z_1(s)$ решения уравнения (2.4). Возникает вопрос: что надо понимать под приближенным решением с приближенно известной правой частью? Очевидно, что уравнение (2.4) имеет решение, понимаемое в классическом смысле, только тогда, когда правые части будут лежать в множестве AF , где $z(s) \in F$.

Помимо возможных случаев отсутствия точного решения возникает вопрос об устойчивости этого решения, т. е. при малых отклонениях правой части решения могут иметь очень большие отклонения. Покажем на примере, что при решении уравнения Фредгольма это имеет место.

Рассмотрим вместо функции $z_1(s)$ функцию $y(s) = z_1(s) + \cos \omega s$, где ω – некоторый произвольный параметр. Подставим эту функцию в выражение (2.5) и получим

$$\begin{aligned} \int_a^b K(x, s)y(s)ds &= f(x) = u_1(x) + \int_a^b K(x, s)\cos(\omega s) ds = \\ &= u_1(x) + K(x, s)\sin(\omega s)/\omega \Big|_a^b - \int_a^b K'(x, s)\sin(\omega s)/\omega ds. \end{aligned}$$

Из этого выражения видно, что норма разности между правыми частями уравнения $f(x)$ и $u_1(x)$ ограничена величиной C/ω , где C – некоторая величина, не зависящая от ω .

Отсюда следует, что при увеличении ω эта норма стремится к нулю, в то время как верхний предел нормы разности $y(s)$ и $z_1(x)$ от ω не зависит: $\sup |\cos \omega x| = 1$. Таким образом, при достаточно малых изменениях правой части уравнения его решения могут значительно различаться между собой, т. е. задача является неустойчивой.

Существует, однако, так называемый регуляризационный алгоритм Тихонова, позволяющий найти функцию, которая по мере уменьшения ошибки при определении правой части уравнения стремится к точному решению. А. Н. Тихонов показал, что при решении операторного уравнения первого рода, частным случаем которого является уравнение Фредгольма

$$\int_a^b K(x, s)z(s)ds = Az(s) = u(x), \quad c \leq x \leq d, \quad a \leq s \leq b,$$

для получения устойчивого решения следует минимизировать не $|Az - u|$, как это делают при решении корректных задач, а некоторый другой функционал, называемый сглаживающим:

$$M^\alpha [z, u] = |Az - u| + \alpha \Omega [z], \quad (2.6)$$

где $\alpha > 0$ – некоторый параметр, называемый параметром регуляризации; $\Omega [z]$ – функционал, определяющий требования к величинам z' и z на отрезке $[a, b]$:

$$\Omega [z] = \int_a^b [p(x)(z')^2 + q(x)z^2] dx. \quad (2.7)$$

В (2.7) $p(x)$ и $q(x)$ – функции, определяющие требования к производной z' и модулю z для различных значений x ; $p(x) > 0$, $q(x) > 0$.

А. Н. Тихонов при достаточно общих условиях показал существование и единственность минимума функционала (2.6). На рис. 2.6 представлен пример модельного восстановления функции $y(x) = (1 - x^2)$ из уравнения Фредгольма первого рода $\int K(x, s)y(s)ds = f(x)$ при ядре $K(x, s) = 1/\{p[1 - (x - s)^2]\}$, когда $f(x)$ известно с точностью $\delta = 0,01$.

При использовании метода регуляризации возникают два основных вопроса: как выбрать параметр регуляризации α и как найти $z^\alpha(x)$ при заданном значении α ?

Начнем со второго вопроса. Задачу нахождения минимума функционала (2.6) при заданном значении α , как правило, приходится решать приближенно с использованием конечно-разностной аппроксима-

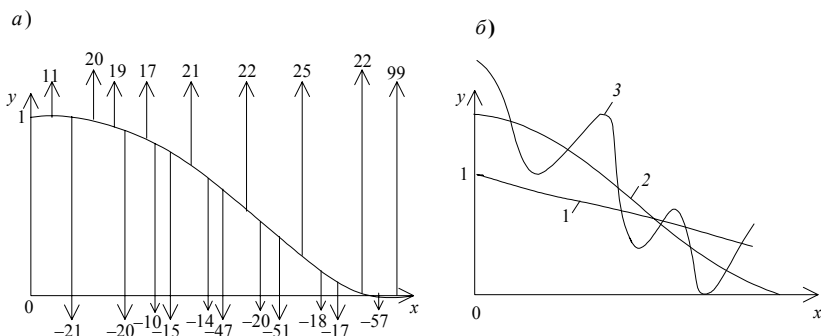


Рис. 2.6. Пример модельного восстановления конечно-разностным методом:
 a – без применения регуляризации; b – с применением регуляризации при значениях $\alpha = 10^{-1}$ (1); 10^{-6} (2); 10^{-8} (3)

ции с последующим применением известных методов минимизации: скорейшего спуска, сопряженных градиентов и т. д. Реже применяют решение краевой интегродифференциальной задачи определения экстремали функционала.

Рассмотрим теперь кратко выбор параметра регуляризации α . Пусть необходимо решить уравнение (2.4), причем точное значение функции u известно, но задана функция $u_\delta(x)$ и оценка погрешности δ такая, что норма разности $|u_\delta - u| < \delta$ и $|u_\delta| > \delta$. Предположим, что $z_\delta^\alpha(x)$ – функция, реализующая минимальное значение сглаживающего функционала $M^\alpha(z, u_\delta)$ при значении параметра регуляризации α . Если выбрать α слишком малым, то в выражении для сглаживающего функционала влияние регуляризующего слагаемого $\alpha \Omega[z]$ будет малым и решение z_δ^α окажется “сильно разболтанным” (рис. 2.6, а). Если же выбрать α очень большим, то, наоборот, решение будет “заглаженным” (рис. 2.6, б).

Чтобы избежать крайностей в выборе α , целесообразно использовать так называемый принцип невязки. Рассмотрим функцию $p(\alpha) = |Az_\delta^\alpha - u_\delta|$, которую называют невязкой.

Имеет место следующее утверждение: $p(\alpha)$ при $\alpha > 0$ является монотонно возрастающей дифференцируемой функцией от α . При этом $\lim_{\alpha \rightarrow 0} p(\alpha) < \delta$, а $\lim_{\alpha \rightarrow \infty} p(\alpha) = |u_\delta|^2 > \delta^2$. Следовательно, уравнение $p(\alpha) = \delta^2$ имеет единственный корень $\alpha(\delta)$. Это значение α и следует выбрать для регуляризации. Можно показать, что при таком α функция z_δ^α реализует минимум функционала $M^\alpha[z, u]$ в классе функций, удовлетворяющих уравнению $|Az - u| \leq \delta$.

Итак, рассматриваемый алгоритм регуляризации реализуют следующим образом:

- численным методом (например, методом Ньютона) определяют корень уравнения $p(\alpha) = \delta^2 - u(\delta)$;
- для известного значения $\alpha(\delta)$ путем минимизации сглаживающего функционала определяют функцию z_δ^α , являющуюся устойчивым решением некорректной задачи.

В Прил. 1 приводится алгоритм восстановления высотных распределений удельной влажности, в Прил. 2 – алгоритм восстановления профиля температур.

3. АНТЕННЫ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ ПРИЕМНИКОВ

3.1. Основные характеристики антенны

В самом общем виде схема исследования какого-либо объекта радиометрическим методом может быть представлена в виде системы, приведенной на рис. 3.1.

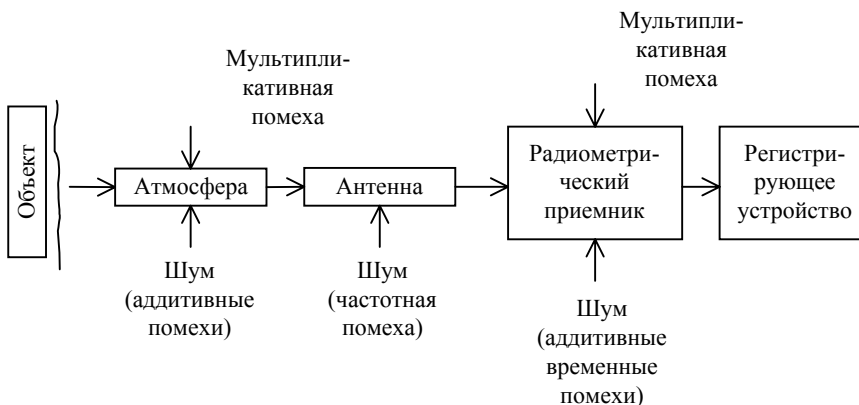


Рис. 3.1. Схема прохождения информации от исследуемого объекта

Такая система представляет собой функционально совмещенные антенну, микроволновый радиометр и регистрирующее устройство и должна обладать следующими свойствами:

- принимать излучения с определенной пространственной разрешающей способностью;
- обладать высокой чувствительностью;
- оценивать количественно потоки излучения с высокой точностью;
- обеспечивать возможность однозначной привязки измеряемых потоков излучения к пространственным координатам соответствующих излучающих объектов.

В связи с этим микроволновая радиометрическая аппаратура, предназначенная для дистанционных измерений, должна включать в себя по крайней мере четыре принципиально необходимые составляющие:

- 1) антенную систему, необходимую для обеспечения обзора исследуемой поверхности, пространственной селекции принимаемого излучения в измеряемый сигнал;
- 2) радиометрический приемник, позволяющий измерить сигнал с необходимой точностью;
- 3) устройство предварительной обработки, позволяющее с необходимой точностью сопоставить положение излучающего элемента с интенсивностью его излучения;
- 4) устройство, обеспечивающее формирование научной информации в виде, необходимом для передачи по линиям связи с последующей обработкой и отражением средствами наземного комплекса.

Антенна радиометра предназначена для преобразования электромагнитной волны из внешнего пространства (источником является тепловое излучение) в электромагнитную волну, распространяющуюся по волноводному тракту до приемника. По сути дела, происходит преобразование внешнего теплового потока излучения в антенную температуру.

При радиометрических измерениях антенны в основном используются в качестве приемных, а измеряемой величиной является мощность, выделяющаяся на нагрузке антенны (на входе приемника) при приеме исследуемого радиоизлучения. Величина этой мощности зависит от характеристик источника в данном диапазоне частот (спектр, поляризация, интенсивность), от взаимного расположения антенны и элемента объема источника излучения и условий распространения, от характеристик антенной и приемной системы (поляризация, полоса частот, диаграмма, согласование, коэффициент полезного действия (КПД) и т. д.). Будем считать, что принимаемое излучение имеет сплошной спектр, постоянный в пределах полосы пропускания антенны, а поляризация антенны обеспечивает прием максимального сигнала. В соответствии с этим ниже рассматриваются лишь спектральные характеристики различных величин.

Спектральная плотность мощности, выделяемая на нагрузке антенны при приеме излучения элемента объема dv источника, пропорциональна произведению КПД η приемной антенны и функции $\Phi(r, \theta, \varphi)$, характеризующей угловую и пространственную зависимости отклика антенны на внешнее излучение:

$$dP \sim \eta \Phi(r, \theta, \varphi), \quad (3.1)$$

где r – расстояние; θ и φ – углы сферической системы координат.

При этом считаем, что согласование и КПД не зависят от ориентации антенны в пространстве. Хотя η и $\Phi(r, \theta, \varphi)$ характеризуют свойства приемной антенны, однако их гораздо удобнее рассматривать с точки зрения работы этой же антенны на передачу. Это позволяет делать теорема взаимности.

На достаточно большом расстоянии от антенны (в дальней зоне) поток излучения антенны не зависит от расстояния (мощность излучения убывает как $1/r^2$, а площадь растет пропорционально r^2 , т. е. поток или мощность в телесном угле сохраняется). В этом случае функция $\Phi(r, \theta, \varphi)$ переходит в $F(\theta, \varphi)$, называемую диаграммой направленности (ДН) антенны по мощности. ДН нормируется так, чтобы ее величина в некотором главном направлении (обычно в направлении максимума излучения) была равной единице, т. е. $F(\theta_0, \varphi_0) = 1$, либо приравнивается к единице полная излучаемая мощность $\int_{4\pi} F(\theta, \varphi) d\Omega = 1$. Наи-

более полно характеризует распределение потока излучения антенны в пространстве так называемая “рельефная” диаграмма, когда на плоскости θ, φ нанесены уровни равной интенсивности. Чаше, однако, используются различные сечения диаграммы $F(\theta, \varphi)$, в большинстве случаев два главных сечения $\bar{E}$ - и $\bar{H}$ -плоскости. Кроме диаграммы по мощности имеются амплитудная фазовая и поляризационные диаграммы, т. е. угловые зависимости напряженности, фазы и поляризации излучения антенны в дальней зоне при фиксированном значении r . При радиометрических исследованиях имеют дело, в основном, с энергетическими характеристиками излучения, поэтому фазовая диаграмма менее существенна. Что касается поляризационной диаграммы, то она необходима при поляризационных измерениях. Излучением кроссполяризационной составляющей при измерениях потоков часто можно пренебречь, так как в нее уходит не более 2–3 % излучаемой антенной мощности.

Наряду с ДН свойства антенны описываются и другими характеристиками.

Коэффициент направленного действия (КНД) $D(\theta, \varphi)$ вводится соотношением

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{F(\theta, \varphi)}{\int_{4\pi} F d\Omega}. \quad (3.2)$$

Таким образом, КНД представляет собой отношение потока мощности в единицу телесного угла в данном направлении θ, φ к среднему потоку мощности в единицу телесного угла, излучаемому антенной

$\left(\int_{4\pi} F d\Omega / 4\pi \right)$. Обычно используют понятие максимального КНД D , определяемого в направлении максимального излучения θ_0, φ_0 :

$$D = 4\pi \frac{F(\theta_0, \varphi_0)}{\int_{4\pi} F d\Omega} = 4\pi \frac{F_{\max}}{\int_{4\pi} F d\Omega}. \quad (3.3)$$

При равномерном распределении поля по плоской апертуре [6]

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} s, \quad (3.4)$$

где s — площадь апертуры.

При неравномерном распределении поля можно ввести среднюю площадь апертуры, удовлетворяющую соотношению (3.4), т. е.

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} s_{\text{ср}}. \quad (3.5)$$

Отношение $s_{\text{ср}}/s$ называют апертурным коэффициентом использования $K_{\text{и}}$. Этот коэффициент характеризует эффективность использования поверхности антенны. В реальных антеннах ДН и КНД определяются не только распределением поля по апертуре, но и дифракцией на различных элементах конструкции антенны (в частности, на самом раскрыве). Поэтому вводят эффективную площадь антенны, характеризующую свойства приемной антенны:

$$s_{\text{эф. ср}} = s_{\text{ср}} A, \quad (3.6)$$

причем $A < 1$, поскольку дифракционные явления уменьшают КНД.

Так же можно ввести эффективную площадь с учетом рассогласования и поляризационных потерь.

С учетом (3.6) из (3.5) получаем

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{\text{эф. ср}} \cdot \quad (3.7)$$

Отношение

$$\frac{S_{\text{эф}}}{S} = K_{\text{и}} \quad (3.8)$$

называют коэффициентом использования антенны. $K_{\text{и}} = K_{\text{и}} A < K_{\text{и}}$. Обычно $K_{\text{и}} = 0,5 - 0,7$.

Кроме КНД часто используется коэффициент усиления антенны

$$G = D\eta, \quad (3.9)$$

где η – КПД, обусловленный потерями в антенне. Эти потери в основном тепловые, однако в КПД можно учесть и ослабление сигнала из-за рассогласования и кроссполаризации.

Часть мощности, излучаемой антенной, уходит в боковые и задние лепестки. Хотя средний уровень боковых лепестков может быть очень мал по сравнению с F_{max} , они занимают весь телесный угол 4π , много больший, чем $\Omega_{\text{гл}}$. Поэтому в боковых и главных лепестках может быть сосредоточена доля мощности излучения антенны, сравнимая с излучаемой в главном лепестке. Для характеристики соотношения мощностей, излучаемых антенной в различные телесные углы по различным направлениям, используются коэффициенты рассеяния. Эти энергетические характеристики в радиометрии являются одними из важнейших в связи с существенным повышением чувствительности приемных устройств и необходимостью принимать весьма слабые сигналы.

Обозначим посредством коэффициента рассеяния β_{Ω_i} долю мощности, излучаемой антенной вне телесного угла Ω_i :

$$\beta_{\Omega_i} = \frac{\int_{4\pi - \Omega_i} F d\Omega}{\int_{4\pi} F d\Omega}. \quad (3.10)$$

Тогда в телесный угол Ω_i излучается доля мощности $(1 - \beta_{\Omega_i})$:

$$1 - \beta_{\Omega_i} = \frac{\int_{\Omega_i} F d\Omega}{\int_{4\pi} F d\Omega}. \quad (3.11)$$

Если $\Omega_i = \Omega_{\text{гл}}$, то $1 = \beta_{\text{гл}}$ – доля мощности, излучаемая в главный лепесток, $\beta_{\text{гл}}$ – коэффициент рассеяния, характеризующий рассеяние вне главного лепестка.

Для КНД имеем

$$D = \frac{4\pi F_{\text{max}}}{\int_{4\pi} F d\Omega} = \frac{4\pi F_{\text{max}}}{\int_{\Omega_{\text{гл}}} F d\Omega} \frac{\int_{\Omega_i} F d\Omega}{\int_{4\pi} F d\Omega} = D_{\text{гл}} (1 - \beta_{\text{гл}}). \quad (3.12)$$

Кроме коэффициента рассеяния вне главного лепестка, в некоторых случаях полезно знать коэффициент рассеяния вне полного луча $\beta_{\text{п.л}}$ и долю мощности, излучаемой антенной в переднее $(1 - \beta_{\text{п}})$ и заднее $(1 - \beta_{\text{з}})$ (по отношению к плоскости раскрыва), а также в верхнее $(1 - \beta_{\text{в}})$ и нижнее $(1 - \beta_{\text{н}})$ полупространства.

Таким образом, наряду с ДН коэффициенты рассеяния являются определяющими первичными характеристиками антенны.

3.2. Шумовая температура антенны

Отклик антенны на тепловое радиоизлучение тела можно рассчитать, исходя из теоремы взаимности [6], по формуле

$$|\tilde{U}|^2 = \frac{2kR_{\Sigma}}{\pi} \left\{ \frac{1}{P} \oint_{s_{\tau}} T (\bar{\Pi} \bar{n}) ds + \frac{1}{P} \int_{v_{\tau}} \bar{\Pi} \text{grad } T dv \right\}, \quad (3.13)$$

где $\tilde{U}$ – напряжение на выходных клеммах антенны, обусловленное излучением тела с объемом v_{τ} и поверхностью s_{τ} ; k – постоянная Больцмана; R_{Σ} – сопротивление излучения антенны; P – мощность излучения антенны; T – температура тела, $\bar{\Pi}$ – вектор Пойнтинга; $\bar{n}$ – нормаль к элементу поверхности тела, направленная внутрь тела.

Из (3.13) следует, что для нахождения мощности, поступающей в антенну от излучения какого-либо тела, необходимо интегрирование и по поверхности, и по объему тела. Это физически очевидно, поскольку отклик антенны на излучение элемента объема источника будет зависеть от того, находится ли этот элементарный источник излучения в дифракционном минимуме или максимуме поля антенны (зона Френеля). В этом случае яркостная температура, определяющая величину

мощности излучения, выходящего из тела через его поверхность, не может быть использована для нахождения отклика антенны. В то же время при расположении излучающего тела в области дифракции Фраунгофера, где исчезают пространственные осцилляции поля антенны в направлении излучения, отклик антенны определяется лишь интегралом по поверхности. Действительно, как уже отмечалось выше, в дальней зоне распределение поля излучения полностью характеризуется ДН и локально имеет структуру плоской волны. Тогда из (3.13) получаем

$$|\tilde{U}|^2 = \frac{2kR_{\Sigma}}{\pi} T \frac{D(\theta, \varphi)}{2\pi r^2}, \text{ kds} . \quad (3.14)$$

Учитывая, что $\text{ds}/r^2 = \text{d}\Omega$ – угол, под которым виден данный элемент объема dv , получаем выражение $|\bar{U}|^2$ от теплового излучения любого тела, расположенного в дальней зоне:

$$|\tilde{U}|^2 = \frac{2kR_{\Sigma}}{\pi} \int_{\Omega_{\tau}} \kappa T \frac{D(\theta, \varphi)}{4\pi} \text{d}\Omega . \quad (3.15)$$

Принимая во внимание, что по определению яркостной температуры тела $T_{\text{я}} = \kappa T$, и выражая $D(\theta, \varphi)$ согласно (3.3) через диаграмму, получим

$$|\tilde{U}|^2 = \frac{2kR_{\Sigma}}{\pi} \frac{\int_{\Omega_{\tau}} T_{\text{я}} F \text{d}\Omega}{\int_{4\pi} F \text{d}\Omega} . \quad (3.16)$$

Таким образом, в дальней зоне яркостная температура тела является величиной, определяющей отклик антенны на излучение тела. Однако и в области дифракции Френеля в ряде случаев может быть использовано понятие яркостной температуры для характеристики отклика антенны. Это имеет место, например, при постоянной температуре тела по всему объему ($\text{grad } T = 0$) для распределенных источников достаточно больших размеров, температура которых по сечению волнового пучка антенны постоянна.

В соответствии с тем, что интенсивность излучения выражается через яркостную температуру, целесообразно использовать температурную систему единиц для характеристики спектральной плотности мощ-

ности, выделяемой на согласованной нагрузке антенны при приеме внешнего излучения. С этой целью вводится антенная температура. Первоначально введем антенную температуру для антенны без потерь. Как известно, спектральная плотность среднего квадрата шумовой ЭДС, создаваемой сопротивлением R , имеющим температуру T , выражается формулой Найквиста

$$\tilde{I}_f^2 = \frac{2}{\pi} RkT. \quad (3.17)$$

Температура антенны без потерь T_{a0} вводится как эквивалентная температура шумящего сопротивления, равного сопротивлению излучения, спектральная плотность среднего квадрата шумовой ЭДС которого равна $|\tilde{U}|^2$, создаваемой в антенне внешним излучением, т. е.

$$|\tilde{U}|^2 = \frac{2}{\pi} R_{\Sigma} kT_{a0}. \quad (3.18)$$

Из сопоставления (3.18) и (3.12) получаем выражения для температуры антенны без потерь, определяемой тепловым излучением тела, произвольно расположенного относительно антенны:

$$T_{a0} = \frac{1}{P} \left(\oint_{s_{\tau}} T (\bar{\Pi} n) ds + \int_{v_{\tau}} \bar{\Pi} \text{grad} T dv \right), \quad (3.19)$$

$$T_{a0} = \frac{\int_{\Omega_{\tau}} T_{\text{я}} F d\Omega}{\int_{4\pi} F d\Omega}. \quad (3.20)$$

Подчеркнем, что соотношение (3.17) получено в предположении о тепловом механизме радиоизлучения, а значит это предположение относится и к выражениям (3.19) и (3.20). Однако при расположении излучающего тела в дальней зоне антенны выражение (3.20) оказывается справедливым вне зависимости от природы излучающих тел и механизма излучения.

Переходя к спектральной плотности мощности излучения, можем записать

$$P_f = \frac{k}{2\pi} \frac{\int_{\Omega_\tau} T_\gamma F d\Omega}{\int_{4\pi} F d\Omega}, \quad (3.21)$$

с другой стороны, выраженная через T_{a0} спектральная плотность мощности, выделяемая на согласованной нагрузке без потерь, равна

$$P_f = \frac{kT_{a0}}{2\pi}. \quad (3.22)$$

Из соотношений (3.20) и (3.21) имеем выражение для температуры антенны, совпадающее с (3.19), но полученное без всяких предположений о природе радиоизлучения.

Для антенны с потерями антенная температура T_a отличается от T_{a0} , во-первых, из-за ослабления внешнего сигнала, во-вторых, вследствие собственных шумов антенны, обусловленных потерями в антенне. Ослабление внешнего сигнала учитывается с помощью КПД приемной антенны η . Собственные шумы антенны независимы от внешнего излучения (естественно, если внешнее излучение не изменяет параметров антенны). Исходя из независимости внешнего сигнала и собственных шумов антенны $T_{aш}$ антенную температуру можно представить в виде

$$T_a = T_{a0}\eta + T_{aш}. \quad (3.23)$$

Можно показать [6], что

$$T_{aш} = T(1 - \eta), \quad (3.24)$$

где T – температура материала антенны; $(1 - \eta) = \alpha$ – потери в антенне. Тогда

$$T_a = T_{a0}\eta + T(1 - \eta). \quad (3.25)$$

Для оценки интенсивности излучения, падающего в главный лепесток антенны, разобьем интеграл в числителе (3.20) на два: один по главному лепестку $\Omega_{гл}$, другой по всему остальному пространству Ω_δ . В результате получим

$$T_{a0} = \frac{\int_{\Omega_{гл}} T_\gamma F d\Omega}{\int_{4\pi} F d\Omega} + \frac{\int_{\Omega_\delta} T_\gamma F d\Omega}{\int_{4\pi} F d\Omega}. \quad (3.26)$$

Умножая первое слагаемое на $\frac{\int_{\Omega_{\text{гл}}} F d\Omega}{\int_{\Omega_{\text{гл}}} F d\Omega}$, а второе на $\frac{\int_{\Omega_{\text{б}}} F d\Omega}{\int_{\Omega_{\text{б}}} F d\Omega}$ и учи-

тывая, что $\frac{\int_{\Omega_{\text{б}}} F d\Omega}{\int_{4\pi} F d\Omega} = \beta_{\text{гл}}$ – коэффициент рассеяния относительно глав-

ного лепестка, находим, что

$$T_{a0}(\theta_0, \varphi_0) = T_{\text{ср.гл}}(\theta_0, \varphi_0)(1 - \beta_{\text{гл}}) + T_{\text{ср.б}}(\theta_0, \varphi_0)\beta_{\text{гл}}. \quad (3.27)$$

Здесь

$$T_{\text{ср.гл}} = \frac{\int_{\Omega_{\text{гл}}} T_{\text{я}} F d\Omega}{\int_{\Omega_{\text{гл}}} F d\Omega}; \quad T_{\text{ср.б}} = \frac{\int_{\Omega_{\text{б}}} T_{\text{я}} F d\Omega}{\int_{\Omega_{\text{б}}} F d\Omega} \quad (3.28)$$

определяют усредненную температуру излучения по телесному углу главного лепестка и боковым. Для антенны с потерями из (3.25) с учетом (3.27) следует

$$T_a = T_{\text{ср.гл}}(1 - \beta_{\text{гл}})\eta + T_{\text{ср.б}}\beta_{\text{гл}}\eta + T(1 - \eta). \quad (3.29)$$

Второе и третье слагаемые характеризуют мешающие шумы антенны, которые определяются собственными шумами и фоновым излучением, принимаемым боковыми лепестками.

3.3. Собственные шумы антенны

При разработке антенн радиометров с малошумящими приемными системами целесообразно оценивать качество антенны не только по ее первичным параметрам (КПД, усиление, коэффициент рассеяния и пр.), но и по отношению принятого сигнала и шума на выходе.

Мощность шумов на согласованной нагрузке антенны складывается из шумов активного элемента, например, облучателя, отражателя, шумов пассивных составляющих антенны (включающих Землю в случае ее влияния на формирование главного лепестка диаграммы) и шумов

соединительной линии. Общий КПД антенны равен произведению КПД, обусловленных указанными составляющими. Поэтому анализ шумов сложной антенны должен включать расчет шумов сложной антенны и КПД каждого из этих составляющих. Не будем останавливаться на шумах и КПД соединительной линии (подробно об этом изложение будет далее), рассмотрим шумы активных элементов антенны.

На основании выражений (3.21) и (3.23) можно записать соотношение для мощности шумов на согласованной нагрузке антенны

$$P_{fн} = \frac{kT}{2\pi}(1 - \eta). \quad (3.30)$$

Это соотношение можно использовать для расчета КПД антенны, обусловленного ее различными элементами, на основании расчета мощности шума на выходе антенны от теплового излучения этих элементов

$$\eta = 1 - \frac{2\pi P_{fн}}{kT}. \quad (3.31)$$

Таким образом, оценка η может быть сведена к расчету $P_{fн}$, разработанному для проводящих тел. Так, расчет КПД в пересчете в шумовую температуру [2] дает для цилиндрического вибратора в сантиметровом диапазоне при $T = 300$ К $T_a = 0,3 - 10$ К, для зеркала $T_a = 0,01 - 0,3$ К. Таким образом, расчеты показывают, что в общем случае собственные шумы антенны дают пренебрежимо малый вклад в суммарную температуру шума приемного устройства.

3.4. Антенные шумы, обусловленные фоновым излучением

3.4.1. Для антенны, расположенной на поверхности Земли

Рассмотрим фоновое излучение атмосферы и гладкой поверхности Земли. Считаем, что источник излучения находится в дальней зоне антенны. Разделим коэффициент рассеяния антенны на коэффициенты, характеризующие рассеяние в нижнее β_n и верхнее β_v полупространства в зависимости от ориентации антенны. Тогда (3.29) перепишем в виде

$$T_a = T_{ср.гл} (1 - \beta_{гл}) \eta + T_{ср.б.в} \beta_v \eta + T_{ср.б.н} \beta_n \eta + T_0 (1 - \eta). \quad (3.32)$$

Оценим ожидаемые величины $T_{ср.б.в}$ и $T_{ср.б.н}$.

Яркостная температура атмосферы определяется выражением [6]

$$T_{\text{атм}} = (T - 32)(\alpha_{\text{к}} l_{\text{к}} + \alpha_{\text{в}} l_{\text{в}}), \quad (3.33)$$

где $\alpha_{\text{к}}$ и $\alpha_{\text{в}}$ – коэффициенты поглощения кислорода и водяного пара у поверхности Земли; $l_{\text{к}}$ и $l_{\text{в}}$ – эффективные пути поглощения в атмосфере. Принимая во внимание, что боковые лепестки распределены в верхнем полупространстве изотропно и имеют одинаковые амплитуды (однородны), получаем

$$T_{\text{ср.б.в}} = \left(\int_0^{\pi/2} (T - 32)(\alpha_{\text{к}} l_{\text{к}} + \alpha_{\text{в}} l_{\text{в}}) \cos \theta d\theta + T_{\text{ср.косм}} \right),$$

где θ – угол места, отсчитываемый от направления на горизонт; $T_{\text{ср.косм}}$ – усредненная по верхнему полупространству температура космического излучения. Принимая $l_{\text{к}} = l_{\text{к}}^{\circ} \text{csk} \theta$, $l_{\text{в}} = H \text{csk} \theta$, что соответствует идеализации плоской Земли, учитывая, что $l_{\text{к}}^{\circ} = 5,3$ км и $H = 2$ км – эффективные пути поглощения кислорода и водяного пара при $\theta = 90^{\circ}$ и проводя интегрирование не от $\theta = 0^{\circ}$, а от $\theta = 1^{\circ}$ (при этом ошибка в $T_{\text{ср.б.н}}$ мала), получаем

$$T_{\text{ср.б.в}} = \left(4(T - 32) (\alpha_{\text{к}} l_{\text{к}}^{\circ} + \alpha_{\text{в}} H) + T_{\text{ср.косм}} \right). \quad (3.34)$$

Расчеты показывают, что на волнах 3–50 см фоновая температура $T_{\text{ср.б.в}}$ составляет 10–12 К, при этом она определяется целиком излучением атмосферы. Для длин волн 50 см и более преобладающим становится космическое радиоизлучение. Расчет показывает, что на волнах 50–100 см следует ожидать $T_{\text{ср.б.в}} = 30 - 100$ К.

Для радиоизлучения Земли, определяющего величину $T_{\text{ср.б.н}}$ при предположении об однородности и изотропности боковых лепестков, расположенных в нижнем полуразкрые, имеем

$$T_{\text{ср.б.н}} = \int_{-\pi/2}^0 T(1 - r_{\text{Б,Г}}^2) \cos \theta d\theta, \quad (3.35)$$

где θ – угол луча с горизонтом; $r_{\text{Б,Г}}$ – коэффициенты отражения Френеля от поверхности почвы для вертикальной и горизонтальной поляризации.

Опуская громоздкие преобразования, можно получить

$$T_{\text{ср.б.н}} = TJ(\text{Б, Г}). \quad (3.36)$$

Для относительной диэлектрической проницаемости почвы $\epsilon = 4$ получаем $J(\text{Б}) = 0,8$, $J(\text{Г}) = 0,6$. Тогда

$$T_{\text{ср.б.н}}(B) = 0,8T; \quad T_{\text{ср.б.н}}(\Gamma) = 0,6T;$$

$$T_{\text{а.ср.б.н}}(B) = 0,8T_0\beta_n\eta; \quad T_{\text{а.ср.б.н}}(\Gamma) = 0,6T_0\beta_n\eta.$$

Например, для $\beta_n = 0,1 - 0,2$ получаем $T_{\text{а.ср.б.н}} = 20 - 50 \text{ К}$.

3.4.2. Для антенны, расположенной на космическом аппарате

Приемную антенну космической станции ДЗЗ, выведенной на орбиту, окружает среда, радиояркая температура которой в большей части телесного угла 4π стер характеризуется несколькими градусами Кельвина на сантиметровых волнах. Однако в направлении на Солнце, Луну и другие дискретные источники космического излучения яркая температура оказывается равной нескольким сотням и даже тысячам градусов Кельвина. Землю также рассматривают как источник естественных шумов радиоизлучений с усредненной в телесном угле Ω_3 радиояркой температурой (рис. 3.2)

$$T_{\text{я.ср.з}} = \int_{\Omega_3} [T_{\text{я.з}}(1 - R^2)e^{-2\gamma_a} \cos h + T_{\text{я.а}}] dh. \quad (3.37)$$

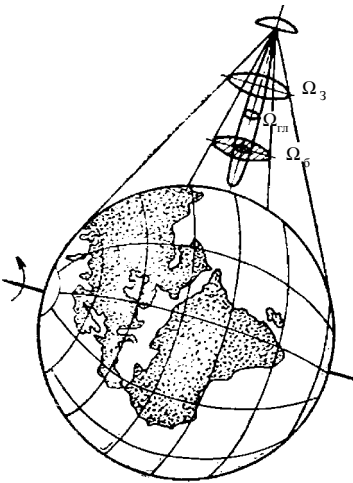


Рис. 3.2. Положение фоновых источников при размещении антенны на космическом аппарате

Температура шума, поступающего на вход бортового приемного устройства из антенны, существенно зависит от характера ее ДН.

Угол Ω_3 может быть подсчитан с помощью выражения

$$\Omega_3 = \frac{\pi R_3^2}{D^2} \omega. \quad (3.38)$$

При ДЗЗ телесный угол, под которым видна Земля с борта космического аппарата, равна 2π стер. На участке траектории (рис. 9.7, а), где телесный угол $\Omega_{\text{гл}}$ главного лепестка ДН может быть меньше Ω_3 , антенная температура бортового комплекса за счет приема излучения среды, окружающей космический объект, определяется равенством

$$T_a = (1 - \beta_s) T_{я.з} + \beta_s \left[\left(\frac{\Omega_3 - \Omega_{61} - \Omega_{гл}}{4\pi} \right) (T_{я.з} - T_{я.ср.к}) + T_{я.ср.к} \right], \quad (3.39)$$

где $T_{я.ср.к}$ – яркостная температура космического аппарата.

Таким образом, фоновое излучение в задней полусфере антенны будет определяться шумовым излучением космического аппарата, в передней полусфере – радиояркостной температурой Земли.

При усреднении радиояркостной температуры земного пространства максимальной можно считать температуру, равную термодинамической температуре, т. е. примерно 270 К.

Для того чтобы при дистанционном зондировании обеспечить получение информации с поверхности больших размеров, необходимо использовать сканирование луча антенны.

3.5. Метод сканирования

В зависимости от вида решаемой задачи в бортовых радиометрах применяются два типа сканирования: при движении носителя и при сканировании антенным лучом. Рассмотрим возможные типы сканирования.

Спутник движется по орбите, и для решения задачи сканирования достаточно качания луча антенны в поперечной плоскости. В результате этого получается построчный осмотр местности под летательным аппаратом (рис. 3.3, а).

Недостаток рассмотренного построчного метода сканирования состоит в том, что размеры пятна, охватываемого лучом на земной по-

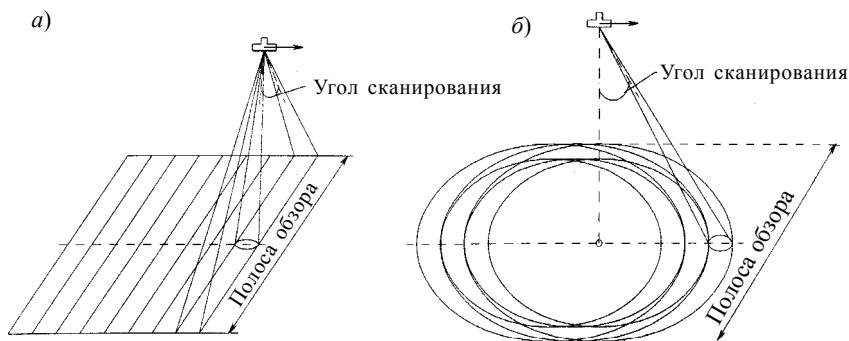


Рис. 3.3. Методы сканирования поверхности

верхности, изменяются (увеличиваются) при отклонении луча от вертикали. Это приводит к дополнительной ошибке.

В связи с этим предпочтительнее оказывается циклоидальное сканирование с помощью конического вращения антенного луча и поступательного вращения спутника, на котором установлен радиометр (рис. 3.3, б).

Ось луча антенны описывает на земной поверхности циклоидальную линию. При этом угол визирования между нормалью к поверхности и лучом антенны остается постоянным, а при симметричной ДН форма разрешающей площадки в процессе сканирования не меняется.

Сканирование можно осуществлять антеннами с механическим и электронным управлением луча. Электронные системы представляют собой фазированную антенную решетку, луч которой дискретно перемещается с помощью дискретных фазовращателей в элементах решетки. Подобные антенны обеспечивают быстрое сканирование, но обладают существенными потерями полезного сигнала в диаграммообразующей схеме и, соответственно, шумами. Практически не используются в сантиметровом и миллиметровом диапазонах.

Механические системы также обладают рядом недостатков: влияние вращающих элементов на ориентацию космического аппарата, большая инерционность, некоторое снижение коэффициента направленности луча. Однако механические системы по сравнению с фазированными антенными решетками конструктивно намного проще. Также антенная решетка вносит погрешность измерения, вызванную неидентичностью элементов решетки. В связи с этим целесообразно применение систем с электронным сканированием луча в тех случаях, когда механическая система не реализует необходимых характеристик.

3.6. Поляризационные характеристики антенны

Понятие поляризации электромагнитной волны непосредственно связано с векторным характером представления напряженности электрического E_z и магнитного H_m полей. С течением времени числовые значения и направления векторов E_z и H_m могут изменяться, вследствие чего концы этих векторов будут описывать некоторые кривые – годографы. Тогда поляризация электромагнитной волны определяется видом годографов векторов E_z и H_m в данной точке пространства.

Для полностью поляризованной волны конец вектора $\mathbf{E}_0$ описывает годограф в виде эллипса, у которого форма, ориентация и размеры непрерывно меняются во времени. Неполностью поляризованное излучение характеризуется такими флуктуациями поляризованного эллипса, при которых средняя квадратическая напряженность электрического поля за время наблюдения имеет одно и то же значение для любого направления фазовой плоскости волны. Частично поляризованное излучение является наиболее общим состоянием волны, а полностью поляризованное и неполяризованное излучение представляют собой его предельные случаи.

Известно, что любую частично поляризованную волну можно представить в виде суммы поляризованной и неполяризованной волны. Поэтому описание частично поляризованной волны можно получить, рассматривая описание полностью поляризованных и неполяризованных волн.

Основные поляризационные параметры рассмотрим на примере плоской однородной монохроматической волны. Комплексные компоненты поля, лежащие в плоскости, перпендикулярной направлению z распространения волны, могут быть записаны в виде

$$\begin{aligned}\dot{E}_x &= E_x \exp j(\omega t + \varphi_x - kz); \\ \dot{E}_y &= E_y \exp j(\omega t + \varphi_y - kz),\end{aligned}\tag{3.40}$$

где $E_x, E_y, \varphi_x, \varphi_y$ – амплитуды и фазы компонентов электрического поля в декартовой системе координат; ω – круговая частота; t – время; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; λ – длина волны.

Из (3.36), исключая время, можно получить уравнение эллипса, определяющего поляризацию волны и называемого поляризационным. В частных случаях эллипс может вырождаться в окружность (круговая поляризация) или прямую линию (линейная поляризация).

Для количественной характеристики полностью поляризованной волны используются геометрическими параметрами поляризационного эллипса (рис. 3.4). Эллипс считается заданным, если известны его форма, ориентация, направление отхода. Форму эллипса характеризуют отношением осей r_s (коэффициент эллиптичности): $r_s = b/a$, где b и a – соответственно, малая и большая полуоси эллипса.

Коэффициент эллиптичности может быть положительным, если при наблюдении по направлению распространения волны вектор $\mathbf{E}_0$ обходит

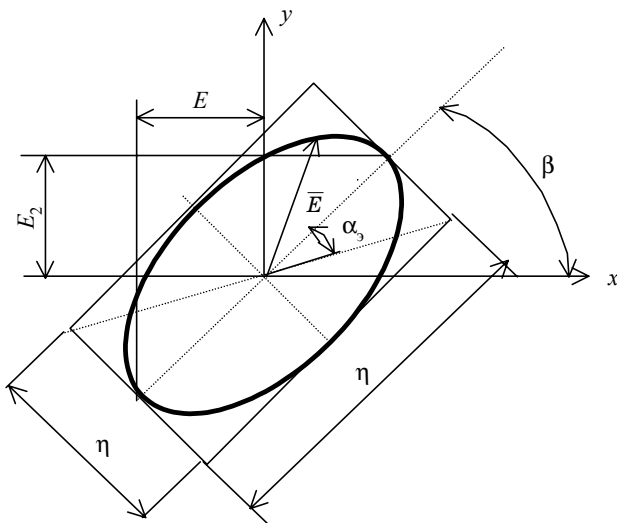


Рис. 3.4. Поляризационный эллипс

поляризационный эллипс против часовой стрелки. В противном случае коэффициент эллиптичности – отрицательный. Кроме коэффициента эллиптичности вводится угол эллиптичности $\alpha_3 = \arctg r_3$, $-\pi/4 \leq \alpha_3 \leq \pi/4$.

Ориентация поляризационного эллипса в фазовой плоскости волны определяется углом ориентации β между большой осью эллипса и осью абсцисс декартовой системы координат. Величина угла β находится в пределах $0 \leq \beta \leq \pi$.

Можно показать, что электрические параметры, входящие в выражение (3.40), и геометрические параметры эллипса поляризации связаны между собой соотношениями

$$\beta = \frac{1}{2} \arctg \frac{2E_x E_y \cos \varphi_{xy}}{E_x^2 - E_y^2}, \quad r_3 = \sqrt{\frac{A}{B}}, \quad (3.41)$$

где $\varphi_{xy} = \varphi_y - \varphi_x$, $A = E_x^2 \sin^2 \beta - E_x E_y \sin 2\beta \cos \varphi_{xy} + E_y^2 \cos^2 \beta$;

$$B = E_x^2 \cos^2 \beta + E_x E_y \sin 2\beta \cos \varphi_{xy} + E_y^2 \sin^2 \beta.$$

Для круговой поляризации $E_x = E_y$; при $r_3 = 1$ угол $\varphi_{xy} = \pi/2$, при $r_3 = -1$ $\varphi_{xy} = -\pi/2$. Значение β не определено.

Для линейной поляризации $\phi_{xy} = 0$, $r_g = 0$, $\beta = \arctg \frac{E_y}{E_x}$. Отношение амплитуд декартовых компонентов называют поляризационным отношением, а угол $\gamma = \arctg \frac{E_y}{E_x}$ – углом поляризационного отношения (для линейной поляризации $\beta = \gamma$).

Параметры β и r_g наряду с интенсивностью излучения характеризуют поляризованное излучение $I_{\text{пол}}$. С учетом поляризованной составляющей шумовое излучение можно характеризовать четырьмя параметрами: общей интенсивностью $I = I_0 + I_{\text{пол}}$ (I_0 – интенсивность неполяризованной составляющей), степенью поляризации $X = \frac{I_{\text{пол}}}{I_0}$ и значениями β и r_g .

Однако наиболее употребительны для характеристики поляризации параметры Стокса I, Q, U, V , связанные с параметрами I, X, β и r_g следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} I &= I; \quad Q = XI \cos 2\alpha_g \cos 2\beta; \\ U &= XI \cos 2\alpha_g \sin 2\beta; \quad V = XI \sin 2\alpha_g. \end{aligned} \quad (3.42)$$

Фактически первый параметр Стокса представляет полную интенсивность излучения, второй – разность интенсивностей ортогонально поляризованных компонентов, третий – разность интенсивностей линейно поляризованных компонентов в системе координат, повернутой на 45° относительно исходной, четвертый – разность интенсивностей компонентов, поляризованных по левому ($r_g < 0$) и правому ($r_g > 0$) кругу. Исходя из сказанного параметры Стокса очевидным образом можно связать с непосредственно измеряемыми радиометром радиояркостными температурами: в суммарном канале; в одном из каналов (в качестве измерения на горизонтальной поляризации); в ортогональном канале по отношению к первому каналу; в первом канале при повороте антенны в пространстве на 45° . Измерение названных радиояркостных температур позволит описать излучательные способности излучаемого объекта на разных видах поляризации излучения.

4. РАДИОМЕТРИЧЕСКИЙ ПРИЕМНИК (РАДИОМЕТР)

4.1. Типы радиометрических приемников и предельная флюктуационная чувствительность

Радиометрический приемник предназначен для измерения антенных температур при высоком уровне помех. Основной характеристикой радиометра является его флюктуационная чувствительность. Она определяется как минимально обнаруживаемое приращение антенной температуры, при котором среднее значение выходного сигнала равно действующему значению его флюктуаций [7]. Идеальным устройством для приема шумоподобных сигналов в широком спектре частот является устройство, состоящее из нешумящего усилителя, квадратичного детектора и интегратора, считывающего сигнал во время наблюдения. Для обеспечения высокой чувствительности приемников разработано несколько схем их построения. Основными являются следующие типы схем радиометров: компенсационная, модуляционная, аддитивно-шумовая и корреляционная.

Стабильность работы радиометра определяется степенью постоянства коэффициента шума, полосы пропускания приемного устройства и коэффициента усиления. Если первые два параметра изменяются медленно и их влияние можно учесть при обработке результатов измерения, то изменение коэффициента усиления простым способом учесть не удастся. Так как флюктуации на выходе, обусловленные изменением коэффициента усиления, не зависят от флюктуаций, вызванных шумами системы, то выражение для флюктуационной чувствительности с учетом этих изменений имеет вид

$$\delta T_{\text{фл}} = T_{\text{ш}} \sqrt{\frac{2\Delta F}{\Delta f} + \left(\frac{\Delta G_y}{G_y} \right)^2}, \quad (4.1)$$

где $T_{\text{ш}}$ – шумовая температура приемника; ΔF – эквивалентная ширина полосы пропускания низкочастотной части приемника, включая интегратор; Δf – эффективная ширина полосы пропускания высокочастотной части приемника до детектора; ΔG_y – эффективное значение изменений коэффициента высокочастотного усиления по мощности; G_y – среднее значение коэффициента усиления.

При записи (4.1) предполагалось, что постоянное напряжение, возникающее из-за шумов системы, компенсируется в первом каскаде усиления по низкой частоте, и поэтому изменение коэффициента усиления последетекторных каскадов не влияет на чувствительность приемника. В выражении (4.1) определяющую роль играет член $(\Delta G_y / G_y)^2$, поэтому во всех системах радиометров стабилизации коэффициента усиления уделяется особое внимание.

Простейшим типом радиометра является компенсационный радиометр (рис. 4.1).

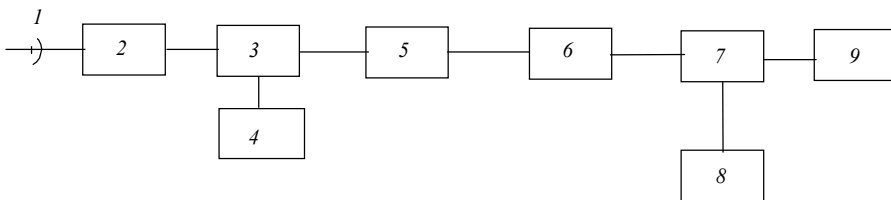


Рис. 4.1. Упрощенная функциональная схема компенсационного радиометра:

1 – антенна; 2 – усилитель высокой частоты; 3 – смеситель; 4 – гетеродин; 5 – усилитель промежуточной частоты; 6 – интегратор; 7 – вычитающее устройство; 8 – источник опорного сигнала; 9 – регистратор

Принципиальная схема такого радиометра не отличается от схемы супергетеродинного приемника. Лишь для компенсации постоянной составляющей выходного сигнала, обусловленной шумами приемника, в схему вводится вычитающее устройство и источник компенсирующего (опорного) сигнала. К преимуществам приемников компенсационного типа следует отнести простоту схемы и высокий коэффициент использования энергии, принимаемой антенной, что в принципе дает чувствительность выше, чем у любых других типов приемников. Однако ее невозможно реализовать из-за некомпенсируемых больших флуктуаций коэффициента усиления приемника. Для устранения этого недостатка предложен ряд схемных решений, зна-

чительно усложняющих радиометр и ухудшающих его потенциальную чувствительность.

Компенсацию, следящую за флюктуациями усиления, можно выполнить, например, получив компенсирующий ток с помощью пропущенного через весь тракт радиометра пилот-сигнала. Так получается схема радиометра с пилот-сигналом (рис. 4.2).

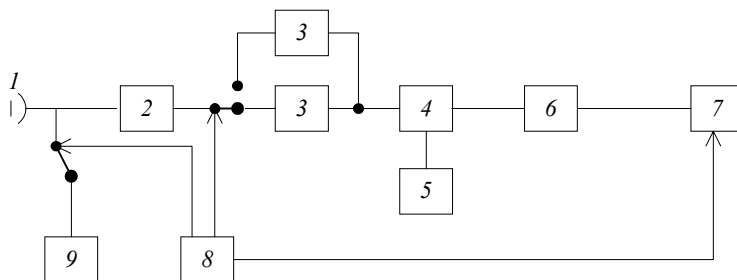


Рис. 4.2. Упрощенная функциональная схема радиометра с пилот-сигналом: 1 – антенна; 2 – усилитель высокой частоты; 3 – второй усилитель высокой частоты; 4 – смеситель; 5 – гетеродин; 6 – усилитель промежуточной частоты; 7 – синхронный детектор; 8 – генератор опорного напряжения; 9 – генератор шума; 10 – интегратор

Трудности при реализации этого типа радиометра следующие: необходимо иметь источник пилот-сигнала достаточно стабильным, для монохроматического пилот-сигнала отводится небольшая часть рабочей полосы частот, и в этом случае он несет информацию об изменениях не по всей полосе частот, а только в ее части. Можно занять всю полосу радиометра шумовым пилот-сигналом, а селекцию пилот-сигнала и полезного проводить по времени, например, коммутируя поочередно соответствующие источники.

В этом случае перед усилителем высокой частоты (УВЧ) необходимо установить модулятор, обеспечивающий попеременное переключение входа на антенну и согласованную нагрузку. Такая схема построения радиометра называется модуляционной (рис. 4.3). В результате переключений входа приемника усиливаемое напряжение модулируется с низкой частотой. Глубина модуляции зависит от разности принимаемого и эталонного сигнала. Эта низкочастотная модуляция сигнала сохраняется и после детектирования. Фильтр в тракте после детектирования выделяет полезный сигнал с частотой модуляции. Поскольку фаза модуляции известна, низкочастотный детектор делают синхронным. Опорное напряжение детектора формируется синхронизатором, управляю-

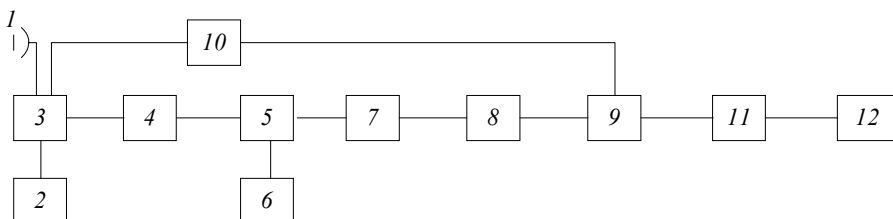


Рис. 4.3. Упрощенная функциональная схема модуляционного радиометра:
 1 – антенна; 2 – согласованная нагрузка; 3 – модулятор; 4 – усилитель высокой частоты; 5 – смеситель; 6 – гетеродин; 7 – усилитель промежуточной частоты; 8 – квадратичный детектор; 9 – синхронный детектор; 10 – синхронизатор; 11 – интегратор; 12 – регистратор

щим работой модулятора. На выходе детектора создается напряжение, пропорциональное разности температур антенны и эталона. В качестве интегратора используется фильтр нижних частот, определяющий полосу пропускания ΔF . Частота переключения модулятора выбирается достаточно высокой, чтобы за один период переключения коэффициент усиления не мог значительно измениться.

Однако максимальная частота переключения ограничивается частотными характеристиками модулятора и зависит от типа управляемого элемента. В модуляционных радиометрах сигнал с антенны поступает на вход приемника только в течение полупериода модуляции, поэтому чувствительность радиометров этого типа в два раза хуже чувствительности компенсационных радиометров. Если температура антенны равна температуре согласованной нагрузки, то такой приемник называется сбалансированным и для него чувствительность определяется только шумами системы. Балансировка может осуществляться путем периодического изменения усиления синхронно с работой модулятора либо путем уравнивания температур согласованной нагрузки и антенны. В этом случае в качестве эталонной нагрузки может быть использован регулируемый генератор шума. Модуляция входного сигнала позволяет сохранить его низкочастотную составляющую и после детектирования. Глубина модуляции этой составляющей пропорциональна разности температур антенны и согласованной нагрузки. Частота низкочастотной составляющей равна частоте модуляции, что позволяет использовать до синхронного детектора узкополосный усилитель низкой частоты, настроенный на частоту модуляции. Напряжение на выходе этого детектора

пропорционально разности температур антенны и согласованной нагрузки. Для уменьшения потерь, связанных с периодическим отключением антенны, иногда применяются модуляционные схемы с двумя параллельными каналами, поочередно подключенными к антенне и согласованной нагрузке. Выходные сигналы каналов суммируются, чем достигается увеличение чувствительности радиометра в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с чувствительностью при использовании одного приемника.

Чувствительность приемника также можно повысить, если вход радиометра не отключать от антенны, а периодически вводить подшумливание от эталонного источника шума с температурой T_3 (рис. 4.4).

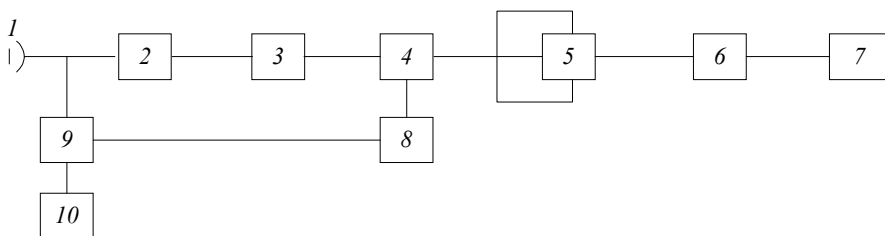


Рис. 4.4. Упрощенная функциональная схема аддитивно-шумового радиометра: 1 – антенна; 2 – высокочастотная часть; 3 – усилитель промежуточной частоты и квадратичный детектор; 4 – демодулятор; 5 – измеритель отношения; 6 – интегратор; 7 – регистратор; 8 – синхронизатор; 9 – модулятор; 10 – эталонный источник шума

Здесь модулятор, периодически отключаясь, добавляет к антенной температуре T_a сигнал T_3 . На вход демодулятора в первую половину периода поступает сигнал $T_a + T_{ш}$, а во вторую – сигнал $T_a + T_{ш} + T_3$. После детектирования и блока измерителя отношений на выходе получаем сигнал, пропорциональный величине $1 + T_3 / (T_a + T_{ш})$. При этом, если известна эталонная температура T_3 , приращение полезного сигнала определяется однозначно. Увеличение чувствительности аддитивно-шумового радиометра по сравнению с модуляционным обусловлено отсутствием модулятора в основном тракте и тем, что антенна подключена ко входу приемника постоянно. Недостатком рассматриваемой схемы можно считать ее относительную сложность.

Компенсировать части собственных шумов радиометра можно также на основе того, что сигнал антенны и собственные шумы приемника некоррелированы. Для такой компенсации необходимо иметь две одина-

ковые высокочастотные части, включенные таким образом, чтобы постоянные составляющие токов, обусловленные полезным сигналом, складывались, а составляющие токов, возникающие за счет собственных шумов, – вычитались. Выходное устройство (коррелятор) измеряет, в сущности, степень когерентности сигналов на выходах каналов. Функциональная схема такого радиометра приведена на рис. 4.5.

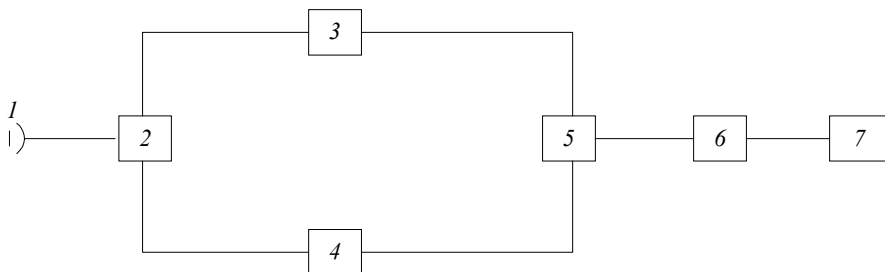


Рис. 4.5. Упрощенная функциональная схема корреляционного радиометра: 1 – антенна; 2 – разделительное устройство; 3, 4 – высокочастотные части первого и второго каналов; 5 – умножитель; 6 – интегратор; 7 – регистратор

Напряжение сигнала U_c и шума $U_{ш}$ с выхода высокочастотных частей подается на умножитель, напряжение на выходе которого имеет вид

$$U_{\text{вых}} = U_c^2 + U_c (U_{ш_1} + U_{ш_2}) + U_{ш_1} U_{ш_2}.$$

Если корреляция между шумовыми флуктуациями двух каналов отсутствует, то постоянная составляющая выходного напряжения после усреднения содержит только квадрат напряжения сигнала. В этом случае флуктуации коэффициента усиления не влияют на выходное напряжение, и чувствительность такого приемника равна чувствительности двухканального модуляционного приемника со сложением сигналов. По существу, разновидностью корреляционной схемы радиометра является балансная схема, функциональная схема которой представлена на рис. 4.6.

При наличии в канале корреляционной составляющей собственных шумов резко возрастает влияние флуктуаций коэффициента усиления. Для устранения этого влияния применяют либо специальные фильтры в разделительном устройстве, либо (если это возможно по условиям исследований) отдельные антенны.

Существенным недостатком корреляционного приемника является влияние неидентичности фазочастотных характеристик каналов на от-

ношение сигнал/шум. Флюктуации фазочастотных характеристик вызывают дополнительные флюктуации на выходе приемника, аналогичные флюктуациям, вызванным нестабильностью коэффициента усиления.

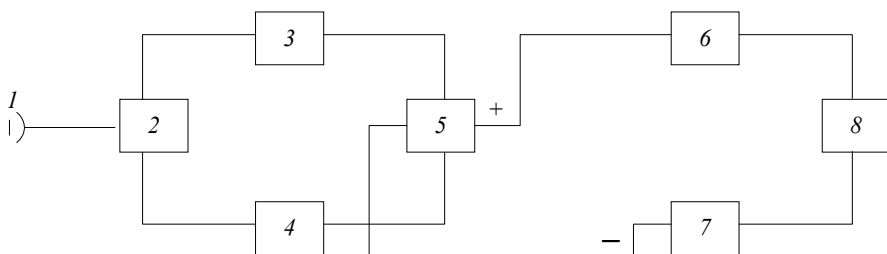


Рис. 4.6. Упрощенная функциональная схема балансного радиометра:

1 – антенна; 2 – разделительное устройство; 3, 4 – высокочастотные части первого и второго каналов; 5 – суммирующее и вычитающее устройство; 6, 7 – интеграторы; 8 – регистратор

Таким образом, кратко рассмотрены основные принципы построения функциональных схем радиометрических приемников. В настоящее время разрабатывается большое число других схем радиометров, большинство из которых является разновидностями рассмотренных выше.

Не рассматривая в деталях принципы построения регистратора, отметим, что на данном этапе основной тенденцией является вывод сигнала радиометра в цифровом виде с последующей автоматизированной обработкой посредством мини-ЭВМ.

Как было отмечено ранее, основной характеристикой радиометра является его флюктуационная чувствительность, поэтому дадим оценку предельной чувствительности для различных типов радиометров. Для компенсационной схемы при прямоугольной форме полос входного Δf и выходного ΔF фильтров пороговый сигнал равен [7]

$$\delta T_{\text{фл}} = \sqrt{2} T_{\text{ш}} \sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}}. \quad (4.2)$$

Из этой формулы следует, что с помощью компенсационного радиометра можно обнаружить сигнал, эффективная температура которого равна $\delta T_{\text{фл}}$ и составляет 10^{-4} – 10^{-5} от $T_{\text{ш}}$, так как радиометрический вы-

игрыш $q = \sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta F}}$ у современных микроволновых радиометров имеет

порядок 10^4 – 10^5 . В случае измерения сравнительно сильного сигнала формула (4.2) определяет погрешность, с которой радиометр позволяет измерить температуру полезного сигнала T_c :

$$\frac{\delta T_c}{T_c} = \left(1 + \frac{T_{ш}}{T_c} \right) \frac{1}{q}. \quad (4.3)$$

Однако реализация флюктуационной чувствительности, определяемой формулой (4.2), в простой компенсационной схеме невозможна из-за невозможности обеспечить необходимую стабильность коэффициента усиления в тракте радиометра. Поэтому в реальном случае предельная чувствительность компенсационного радиометра будет существенно ухудшена и ее можно определить выражением (4.1). В связи с низкой чувствительностью компенсационная схема находит лишь ограниченное применение.

Для других схем радиометров при одинаковых значениях $T_{ш}$, ΔF и Δf формулы расчета предельной флюктуационной чувствительности отличаются величиной коэффициента α :

$$\delta T_{фл} = \alpha T_{ш} \sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}}. \quad (4.4)$$

Значения коэффициента α приведены в табл. 4.1.

Из таблицы видно, что лучшей флюктуационной чувствительностью обладает компенсационная схема. Однако сильное влияние флюктуаций коэффициента усиления не позволяет реализовать эту чувствительность. В том случае, когда необходима максимально возможная чувствительность, предпочтение следует отдавать двухканальным схемам. Среди двухканальных схем корреляционная и балансная обладают преимуществом перед модуляционной ввиду отсутствия модулятора на входе, вносящего дополнительные потери. Для ухода от аномального повышения шумов у нулевой частоты в этих схемах может быть применена фазовая модуляция, причем модулятор может быть расположен на выходе УВЧ.

Основным требованием, предъявляемым к радиометрам всех типов, является максимальная флюктуационная чувствительность. Подытоживая сказанное, отметим, что это требование может достигаться:

- уменьшением собственных шумов радиометра;
- расширением полосы пропускания;

Основные характеристики радиометров разных типов

Схема радиометра	Форма модуляции демодуляции*	α	Соотношение чувствительности (пороговый сигнал)	Паразитный сигнал, зависящий от изменения коэффициента усиления G_y^{**}	Примечание
Компенсационная	—	$\sqrt{2}$	1	$T = DG_y / G_y$	—
Модуляционная: одноканальная	S–S П–S	4 π	2,82 2,2	$\left\{ \frac{\Delta G_y}{G_y} ((T_a - T_3) + 2 T' (\Gamma_a \cos \varphi_a - \Gamma_3 \cos \varphi_3)) \right\}$	На входе необходим модулятор, шумовая температура которого $T_{\text{мод}}$; в результате возрастают шумы системы $T_{\text{ш } \Sigma} = T_{\text{ш}} (1 + T_{\text{мод}} / T_{\text{ш}})$
двухканальная	П–П П–П	$2\sqrt{2}$ 2	2 1,41		
Корреляционная	—	2	1,41	$\frac{\Delta G_y}{G_y} \frac{1}{2} (T_a - T_3) + \gamma 2 T'_{\text{ш}}$;	Для увеличения развязки могут потребоваться вентили. В этом случае γ заменяется на γ_a, γ_b – развязка вентилей
Корреляционная балансная	—	2	1,41	$\frac{\Delta G_y}{G_y} \frac{1}{2} (T_a - T_3) + \gamma (T_1 + T_2) + \frac{\Delta G_y}{G_y} \gamma (T_2 - T_1)$, где $2 T'_{\text{ш}} = T_1 + T_2$	
Схема с шумовым пилот-сигналом	П–S	π	2,2	—	—

* S–S – синусоидальная модуляция и демодуляция; П–П – прямоугольная модуляция и демодуляция.

** В формулах Γ_a, φ_a и Γ_3, φ_3 – амплитуда и фаза коэффициента отражения переключателя со стороны входа приемника для антенного канала и канала эталонного излучателя соответственно; T_a, T_3 – шумовые температуры антенны и эталона соответственно; $T'_{\text{ш}}$ – часть шумов, излучаемых приемником в сторону антенны; γ – развязка переключателя (по напряжению).

- устранением флуктуаций, связанных с нестабильностью параметров радиометра;

- использованием максимально возможного времени накопления с учетом длительности процесса и стабильности параметров.

В заключение подчеркнем, что при выборе схемы радиометра, кроме требования к флуктуационной чувствительности, необходимо учитывать и другие требования, в частности:

- независимость чувствительности от флуктуации коэффициента усиления, что позволяют обеспечить все схемы кроме компенсационной;

- малые потери на входе приемника, что осуществляется при использовании сверхмаломощных входных устройств и при отсутствии модулятора во входной цепи;

- возможность приема сигнала при сканировании ДН.

4.2. Входная СВЧ-часть приемников

Собственные шумы радиометра и ширина полосы пропускания по высокой частоте определяются его первыми каскадами. Усилительные и преобразовательные блоки, применяемые во входной части радиометра, обладают определенными шумовой температурой и полосой пропускания. Для характеристики шумовых свойств этих блоков вводится коэффициент

$$Q = \frac{\sqrt{\Delta f}}{\frac{T_{\text{ш}}}{T_0} + 1} = \frac{\sqrt{\Delta f}}{N_{\text{ш}}},$$

где $T_{\text{ш}}$ и T_0 – шумовая температура радиометра и температура окружающей среды соответственно; $N_{\text{ш}}$ – коэффициент шума.

Шумовые свойства усилительно-преобразовательных блоков изменяются по диапазону. Поэтому целесообразно оценить особенности применения тех или иных входных частей приемников в зависимости от диапазона длин волн. При этом дадим краткую оценку следующим вариантам построения входных частей: детекторный приемник; приемник прямого усиления УВЧ; супергетеродинный приемник без УВЧ; супергетеродинный приемник без УВЧ с широкополосным усилителем промежуточной частоты.

Детекторные приемники, в которых принимаемое СВЧ-излучение непосредственно детектируется и превращается в постоянный ток, наи-

более просты. Они находят применение в коротковолновой части сантиметрового диапазона и в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах. В этих диапазонах, несмотря на высокие собственные шумы, благодаря широкой полосе принимаемых частот может быть получена чувствительность радиометра, достаточная для некоторых несложных задач.

Радиометры прямого усиления с УВЧ позволяют улучшить шумовые характеристики. Целесообразность применения УВЧ с полосой Δf_1 , шумовой температурой T_1 и коэффициентом усиления K по мощности перед радиометрическим приемником с полосой Δf_2 и шумовой температурой T_2 оценивается исходя из следующих соображений.

При последовательном соединении двух четырехполюсников шумовая температура определяется выражением

$$T_{12} = T_1 + \frac{T_2}{K}.$$

Отсюда следует, что если полоса пропускания УВЧ $\Delta f_1 \geq \Delta f_2$, применение УВЧ целесообразно при выполнении неравенства

$$T_2 < (T_{12} - T_1) K.$$

Если $\Delta f_1 \leq \Delta f_2$, целесообразность применения УВЧ определяется неравенством

$$\sqrt{\frac{\Delta f_1}{\Delta f_2}} > \frac{T_1}{T_2} + \frac{1}{K}.$$

В качестве УВЧ используются лампы бегущей волны (ЛБВ), квантовомеханические усилители (КМУ), параметрические усилители (ПУ), усилители на туннельных диодах (УТД).

Лампы бегущей волны работают в сантиметровом и в длинноволновой части миллиметрового диапазона волн, ширина полосы пропускания составляет 10–30 % от значения центральной частоты, шумовые температуры лежат в пределах 1000–4000 К, коэффициент усиления по мощности равен 20–30 дБ. Основным преимуществом ЛБВ является их широкополосность, а недостатком – наличие громоздкой магнитной системы.

Квантово-механические усилители имеют самые низкие шумовые температуры, порядка 10–30 К, однако ширина полосы пропускания не превышает единиц процента от значения центральной частоты при ко-

эффиценте усиления по мощности 20–40 дБ. КМУ используются в дециметровом и сантиметровом диапазонах волн. Из-за сложности криогенной техники и громоздких магнитных систем применение КМУ ограничивается только теми случаями, когда низкая шумовая температура усилителя может быть эффективно реализована, что возможно при малых шумовых температурах антенны и фона, а также при малых потерях в элементах фидерного тракта.

Параметрические усилители работают в дециметровом, сантиметровом и миллиметровом диапазонах. Шумовая температура ПУ лежит в пределах от 20 К при охлаждении диода и узкой полосе пропускания до 500 К при широкой полосе пропускания. Коэффициент усиления по мощности в зависимости от полосы пропускания колеблется в пределах 10–30 дБ. Разработано несколько видов ПУ, отличающихся как по типу комбинационных частот, на которых происходит усиление, так и по особенностям построения резонаторных систем. Основным недостатком ПУ является сложность приемного тракта и системы питания, связанная с необходимостью использования высокочастотной подкачки.

Усилители на туннельных диодах работают в коротковолновой части дециметрового и в сантиметровом диапазонах. Они обладают полосой пропускания до 15 % от значения центральной частоты при коэффициенте усиления по мощности до 20 дБ; шумовая температура составляет от несколько сотен до тысяч градусов Кельвина. УТД позволяют реализовать радиометр с малыми габаритами, весом и незначительным потреблением мощности источника питания.

Для супергетеродинных приемников без УВЧ шумовая температура определяется в основном потерями на преобразования и для частот, не превышающих 10 ГГц, составляет порядка 600 К. При переходе в миллиметровый диапазон потери на преобразование значительно возрастают, что вызывает повышение собственных шумов приемника.

Одним из путей уменьшения шумов гетеродина является повышение промежуточной частоты. При этом возможно использование сверхвысоких промежуточных частот с последующим повторным преобразованием частоты, что особенно эффективно в миллиметровом диапазоне. Использование сверхвысоких промежуточных частот дает возможность расширить полосу пропускания без значительного ухудшения шумовых характеристик. В качестве усилителей на сверхвысокой промежуточной частоте можно использовать ЛБВ, ПУ, УТД и т. д.

В настоящее время для ДЗЗ используются диапазоны частот 5–40 ГГц, для зондирования атмосферы – 23–150 ГГц, для исследования верхних слоев атмосферы – 16–645 ГГц.

Опыт проектирования и применения радиометров на борту ИСЗ показал, что целесообразно использовать в различных диапазонах следующие схемные решения:

5–20 ГГц – приемники прямого усиления;

5–40 ГГц – УВЧ на полевых транзисторах;

40–200 ГГц – волноводные смесители на диодах с барьером Шоттки;

200–645 ГГц – квазиоптические схемы смесителей;

5–150 ГГц – гетеродины на диодах Ганна со стабилизацией частоты объемными резонаторами из инварового сплава или керамическими резонаторами.

4.3. Переходные элементы фидерного тракта

Омические потери в фидерных линиях и элементах высокочастотного тракта приводят к ослаблению высокочастотного сигнала и увеличению температуры шума на выходе линии передачи.

Для линии передачи с потерями коэффициент затухания

$$\alpha_{\phi} = \frac{R_{\phi}}{2\rho_{\phi}} + \frac{G_{\phi}\rho_{\phi}}{2}, \quad (4.5)$$

где R_{ϕ} , G_{ϕ} – погонное активное сопротивление линии и погонная проводимость изоляции соответственно; ρ_{ϕ} – волновое сопротивление. Будем считать, что потери за счет конечной проводимости линии передачи намного превышают потери в диэлектрике, т. е.

$$\alpha_{\phi} \cong \frac{R_{\phi}}{2\rho_{\phi}}. \quad (4.6)$$

Известно, что шумовая температура фидерной линии длиной L_{ϕ} , нагруженной на согласованную неизлучающую нагрузку, определяется соотношением [6]

$$T_{ш.\phi} = T_{\phi} (1 - \exp(-2\alpha_{\phi} L_{\phi})) = T_{\phi} (1 - \eta_{\phi}), \quad (4.7)$$

где T_{ϕ} – термодинамическая температура фидера.

Таблица 4.2

**Шумовая температура фидерной
линии передачи с потерями**

η_{ϕ}	Уровень потерь ($1-\eta_{\phi}$), дБ	$T_{ш.ф}$, К
0,977	0,1	7
0,944	0,25	17
0,891	0,5	32
0,794	1,0	63
0,631	2,0	110
0,5	3,0	150

В табл. 4.2 приведены расчетные значения температуры шума на выходе согласованного фидерного тракта с потерями. Предполагалось, что $T_{\phi} = 300$ К, а температура шума на входе фидера равна нулю градусов Кельвина. Из данных таблицы видно, что температура шума фидерного тракта превышает собственные шумы антенны и соизмерима с температурой приведенного ко входу собственного шума УВЧ.

Важно отметить, что с увеличением потерь в фидерном тракте падает отношение сигнал/шум на входе приемника, так как наряду со снижением мощности выходного сигнала происходит увеличение мощности шумов. Ухудшение отношения мощности сигнала P_c и мощности шумов $P_{ш}$ на входе приемного устройства с согласованным фидерным трактом можно оценить выражением

$$K_{\phi} = \frac{\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\text{вых.}\phi}}{\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\text{вх.}\phi}} = \frac{\eta_{\phi} (T_{ш.пр} + T_a)}{T_{ш.пр} + T_{ш.ф} + T_a \eta_{\phi}}, \quad (4.8)$$

где $T_{ш.пр}$ – приведенная по входу температура собственных шумов приемника.

Если $T_{ш.пр} \gg T_{ш.ф} + T_a \eta_{\phi}$, то

$$K_{\phi} = \eta_{\phi} \quad (4.9)$$

и очевидно, что необходимо добиться максимального КПД тракта.

В случае, когда антенна с низкой собственной температурой соединена с малошумящим приемным устройством фидерным трактом с большими потерями, имеем

$$K_{\phi} = \frac{\eta_{\phi} (T_{\text{ш.пр}} + T_a)}{T_{\text{ш.}\phi}} \quad (4.10)$$

и необходимо обеспечить низкое значение температуры шума фидерного тракта.

Как следует из (4.5), для вычисления коэффициента затухания линии передачи необходимо знать зависимость R_{ϕ} , G_{ϕ} , ρ_{ϕ} от первичных параметров линии передачи, а также от ее геометрических и электрических свойств.

Для радиочастотных коаксиальных кабелей справедливы следующие соотношения [4]:

$$\rho_{\phi} = \frac{138}{\sqrt{\epsilon'_{\phi}}} \ln \frac{D_{\phi}}{d_{\phi}}; \quad G_{\phi} = \frac{10^9 \epsilon'_{\phi} \operatorname{tg} \delta_{\phi}}{18 \ln \frac{D_{\phi}}{d_{\phi}}};$$

$$R_{\phi} = 2 \cdot 10^{-3,5} \sqrt{f} \left(\frac{\sqrt{\mu_1 \rho_1}}{d_{\phi}} + \frac{\sqrt{\mu_2 \rho_2}}{D_{\phi}} \right).$$

Здесь ϵ'_{ϕ} – относительная диэлектрическая проницаемость материала изоляции; $\operatorname{tg} \delta_{\phi}$ – тангенс угла диэлектрических потерь диэлектрика; D_{ϕ} , d_{ϕ} – внутренний диаметр оболочки и диаметр внутреннего проводника коаксиального кабеля; μ_1 , μ_2 , ρ_1 , ρ_2 – относительная магнитная проницаемость и удельное сопротивление внутреннего (1) и внешнего (2) проводников.

Подставляя в выражение (4.5) приведенные соотношения для R_{ϕ} , G_{ϕ} , ρ_{ϕ} , получаем

$$\alpha_{\phi_R} = \frac{1,98 \cdot 10^{-5} \sqrt{\epsilon'_{\phi}} f}{\ln \frac{D_{\phi}}{d_{\phi}}} \left(\frac{\sqrt{\mu_1 \rho_1}}{d_{\phi}} + \frac{\sqrt{\mu_2 \rho_2}}{D_{\phi}} \right), \text{ дБ} \cdot \text{м}^{-1}; \quad (4.11)$$

$$\alpha_{\phi_G} = 9,08 \cdot 10^{-8} f \sqrt{\epsilon'_{\phi}} \operatorname{tg} \delta_{\phi}, \text{ дБ} \cdot \text{м}^{-1}. \quad (4.12)$$

Для фидерных линий передачи в виде волновода прямоугольного сечения для волны типа H_{m0}

$$\alpha_{\phi} = \frac{1}{b} \left(\frac{\omega \mu_b \epsilon' \epsilon_0}{2 \sigma_b \mu} \right)^{\frac{1}{2}} \left(1 + 2 \frac{b}{a} \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \right)^2 \right) \left(1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \right)^{-\frac{1}{2}} \right). \quad (4.13)$$

Здесь ω – частота электромагнитных колебаний; μ_b , σ_b – относительная магнитная проницаемость и удельная проводимость стенки волновода; ϵ и μ – относительная диэлектрическая проницаемость и магнитная проницаемость диэлектрика; ϵ_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума; a и b – размеры широкой и узкой стенок волновода; $\lambda_{кр}$ – критическая длина волны в волноводе.

Формулы, аналогичные (4.13), получены для различных типов волн, распространяющихся в круглом и других типах волноводов.

В табл. 4.3 приведены значения коэффициентов, рассчитанных для медных волноводов прямоугольного сечения для частот, равных 1,5-кратной критической частоте. Из данных таблицы видно, что коэффициент затухания заметно возрастает с ростом частоты, и потери в волноводе могут вызвать существенный рост шумов. Так, например, для $f = 39,3 - 59,7$ ГГц при $L_{\phi} = 0,1$ м по результатам табл. 4.3 получим $(1 - \eta_{\phi}) = 0,76$ дБ, что дает $T_{ш, \phi} \approx 50$ К.

Таблица 4.3

**Коэффициенты затухания
прямоугольных волноводов**

Диапазон частот, ГГц	Сечение волновода, мм × мм	α_{ϕ} , дБ·м ⁻¹
3,94–5,90	41,55×22,15	0,0443
8,2–12,5	23×10	0,127
17,6–26,6	10,67×4,32	0,463
26,4–40,1	7,2×3,4	0,729
39,3–59,7	5,2×3,6	1,33

Уровень потерь в волноводе существенно зависит от токонесущей поверхности. Одной из причин роста уровня потерь в реальных волноводах является шероховатость, неидеальная гладкость токонесущих стенок волновода. Так, при шероховатости поверхности, соизмеримой с глубиной проникновения тока в металл, затухание в волноводе возрастает в 1,6 раза по сравнению с данными табл. 4.3.

Необходимо также учитывать возможность естественного образования диэлектрических пленок на токонесущей поверхности волноводов, длительное время пребывающих в коррозионной атмосфере. Опыт

эксплуатации волноводов с посеребренной внутренней поверхностью показывает, что их длительное пребывание в атмосфере сопровождается образованием на поверхности серебра сернистоокисных пленок. Вследствие низкой проводимости таких пленок потери в волноводном тракте могут возрасти в 1,5 раза. В то же время наличие пленок с малым тангенсом угла диэлектрических потерь (например, окиси алюминия на алюминиевых волноводах или специальных электрохимических, лаковых защитных покрытий) не значительно увеличивает затухание.

В случае применения в фидерном тракте волноводов увеличенного сечения потери волны основного типа заметно убывают, но при этом растет рассеяние энергии волн высших типов, т. е. потери возрастают.

Волновые сопротивления отдельных элементов реальной линии передачи, как правило, различаются между собой и не равны волновому сопротивлению фидера. Отражение электромагнитной энергии от неоднородностей сопровождается снижением КПД и увеличением температуры шума теплового радиоизлучения линии передачи. В работе [8] показано, что температура шума линии передачи в месте включения нагрузки, не равной волновому сопротивлению фидера, определяется соотношением

$$T_{ш.ф} = \frac{T_{\phi} \left(1 - e^{-2\alpha_{\phi} L_{\phi}}\right) \left(1 + R_1^2 e^{-2\alpha_{\phi} L_{\phi}}\right)}{1 - R_1^2 R_2^2 e^{-4\alpha_{\phi} L_{\phi}}}, \quad (4.14)$$

где R_1, R_2 – коэффициенты отражения на входе и выходе фидера.

Для линии передачи с несогласованной нагрузкой спектральная температура шума на выходе линии является периодической функцией частоты. Для случая, когда полоса пропускания приемника намного меньше периода осцилляций спектральной температуры шума на выходе линии, т. е. $\Delta f \ll v_{\phi} / 2L_{\phi}$, где v_{ϕ} – скорость распространения электромагнитной волны в фидере, спектральную температуру шума в пределах полосы пропускания Δf можно считать величиной постоянной. При этом температура на выходе линии за счет отражения шума приемного устройства оказывается равной

$$T_{f\phi} = T_{ш.лр} \left(1 + R_1^2 e^{-4\alpha_{\phi} L_{\phi}} - 2R_1 e^{-2\alpha_{\phi} L_{\phi}} \cos(2\beta L_{\phi} + \psi_1)\right), \quad (4.15)$$

где ψ_1 – фаза коэффициента отражения R_1 .

Если полоса пропускания приемника больше периода осцилляций спектральной температуры шума, то получаем

$$T_{\Sigma\phi} = T_{ш.пр} \left(1 + R_1^2 e^{-4\alpha_\phi L_\phi} - \frac{R_1 e^{-2\alpha_\phi L_\phi} \sin \frac{2\pi L_\phi \Delta f}{v_\phi}}{\frac{2\pi L_\phi \Delta f}{v_\phi}} \cos \left(\frac{4\pi L_\phi f}{v_\phi} + \psi_1 \right) \right), \quad (4.16)$$

где $T_{\Sigma\phi}$ получена интегрированием $T_{f\phi}$ по полосе пропускания приемника.

Из соотношения (4.16) следует, что с расширением полосы пропускания приемника интерференционные изменения температуры шума на его входе будут оказывать все меньшее воздействие на приведенную ко входу суммарную температуру шума. Чтобы уменьшить потери за счет отражений в фидерном тракте, необходимо добиваться получения коэффициента стоячей волны (КСВ) близкого к единице. Однако расчеты показывают, что при $КСВ = 1,5$ максимальное приращение температуры шума на входе приемника за счет просочившихся и затем отраженных от неоднородностей шумов входного устройства не превышает 4 %, т. е. составляет пренебрежимо малую величину.

Следует отметить, что отраженная от неоднородностей линии передачи составляющая шума, проникающая во входные цепи из первого каскада радиометра, обуславливает появление интерференционной ошибки измерения температуры шума. Эта ошибка может быть снижена применением ферритовых вентилей, но полностью она не исключается, так как температура шума, просачивающегося в фидерный тракт, в подобном случае снижается не до нуля Кельвина, а до величины термодинамической температуры окружающей среды.

4.4. Модуляторы СВЧ

В радиометрах модуляционного типа необходимо применение СВЧ модуляторов.

В настоящее время в радиометрических системах используются в основном полупроводниковые модуляторы. Они обладают высоким быстродействием (до 10 нс), низким токопотреблением (5–20 мА) и достаточно компактны. Потери в этих модуляторах определяются качеством применяемых полупроводниковых диодов и составляют от 0,5 дБ на частоте 10 ГГц до 2–2,5 дБ на частоте 60 ГГц. Такое резкое

увеличение потерь объясняется тем, что качество полупроводниковых диодов обратно пропорционально квадрату частоты.

В простейшем случае модулятор представляет собой обычный одно- или двухдиодный выключатель. Однако в некоторых случаях в режиме модуляции желательно обеспечить согласование на входе модулятора. Этого можно достичь либо используя двухканальные коммутаторы, либо включая последовательно с выключателем ферритовый вентиль или Y -циркулятор. В любом случае основным элементом, определяющим параметры устройства, является элементарный СВЧ выключатель.

Конструктивное исполнение модуляторов может быть самым различным. Выбор конкретной конструкции определяется рабочей частотой, широкополосностью и другими техническими требованиями.

На частотах выше 10 ГГц могут использоваться следующие конструкции:

- волноводно-штыревые выключатели;
- выключатели на резонансных диафрагмах;
- выключатели на волноводно-щелевых линиях;
- многодиодные резонансные решетки.

Далее будут подробно описаны эти устройства и проанализированы их возможные параметры в различных частотных диапазонах.

Волноводно-штыревые выключатели

Конструкция волноводно-штыревого выключателя схематически показана на рис. 4.7, а его эквивалентная схема – на рис. 4.8. Выключатель представляет собой параллельное соединение волновода с коаксиальным шлейфом, нагруженным на полупроводниковый диод. Развязка по питанию обеспечивается конструктивным конденсатором. Этот выключатель можно рассматривать как параллельное включение в волновод отрезка коаксиальной линии $l_{ш}$ с полупроводниковым диодом на конце. На схеме рис. 4.8 через $X_{сг}$ обозначено реактивное сопротивление находящегося в волноводе центрального стержня, а через B_c – реактивная проводимость области перехода от коаксиальной линии к волноводу. Очевидно, что изменяя величину Z_d (импеданс диода), можно изменять проводимость, шунтирующую волновод в сечении штыря. В режиме коммутации необходимо, чтобы при одном состоянии диода (например, при запертом диоде) эта шунтирующая прово-

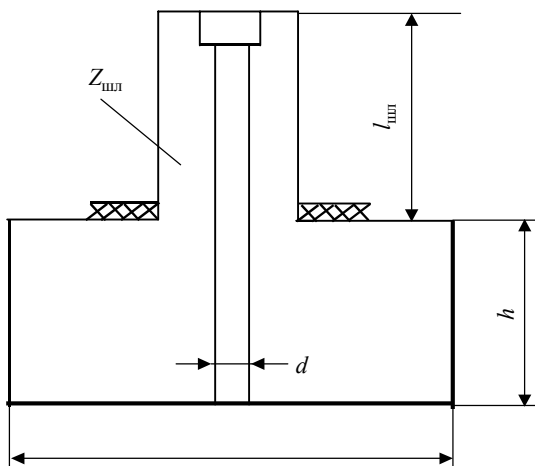


Рис. 4.7. Конструкция волноводно-штыревого выключателя

димость была минимальной (параллельный резонанс), а в другом состоянии (диод открыт) – максимальной (последовательный резонанс). Настройка в один из указанных режимов не представляет сложностей и может производиться, например, путем изменения длины шлейфа $l_{\text{шп}}$. Однако обеспечение двух резонансных режимов возможно только в случае жесткой связи между параметрами эквивалентной схемы. Приблизительно эта связь описывается следующим соотношением:

$$X_{\text{сг}} \cong 0,77\omega_0 C_{\text{д}} Z_{\text{шп}}^2 + 0,42Z_{\text{шп}},$$

где $C_{\text{д}}$ – емкость диода.

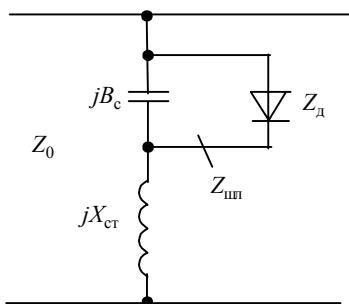


Рис. 4.8. Эквивалентная схема волноводно-штыревого выключателя

Конечно, в принципе, варьируя параметры схемы коммутационной ячейки можно добиться одного резонанса (последовательного), а настройку в режиме параллельного резонанса обеспечить с помощью дополнительных реактивных элементов, расположенных в сечении коммутационной ячейки или на определенном расстоянии от нее. Однако такой метод настройки связан с уменьшением полосы рабочих частот ячейки. В связи с этим в модуляторе параметры коммутационной ячейки подбираются таким образом, чтобы обеспечить двухрезонансный режим при использовании конкретного диода.

Такая конструкция модулятора имеет целый ряд преимуществ, а именно:

- простоту настройки;
- легкую замену вышедших из строя диодов;
- технологическую простоту;
- отсутствие необходимости герметизации (использование корпусного диода).

Для частоты 10 ГГц подобный выключатель в полосе 3 % имеет потери пропускания меньше 0,4 дБ и потери запирающего больше 20 дБ. При установке двух выключателей через расстояние $\lambda/4$ потери пропускания увеличиваются примерно до 0,8 дБ при расширении полосы примерно до 5–6 %. На более высоких частотах конструктивная реализация подобных модуляторов существенно усложняется и на частотах выше 20 ГГц их использование вряд ли целесообразно.

Выключатели на резонансных щелевых диафрагмах

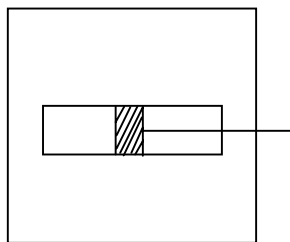


Рис. 4.9. Резонансная диафрагма

Резонансная диафрагма с *n-i-p-i-n*-диодом является простейшим волноводным выключателем (рис. 4.9).

Отечественная промышленность выпускает несколько типов *n-i-p-i-n*-диодов: 2А505, 2А508 и 2А513. Первые два типа предназначены для диапазона частот 10–20 ГГц, где обеспечивают потери не более 0,4–0,7 дБ при развязках не менее 20 дБ. Последний тип диода рассчитан на диапазоны 15–35 ГГц, где потери составляют 0,7–0,9 дБ, а развязка – не менее 25 дБ. Однако основной недостаток этих модуляторов заключается в малой ши-

рокополосности (порядка 1 %). Конечно, эту полосу можно несколько расширить, используя гантельные резонансные диафрагмы, размещая несколько щелей в одном сечении и т. п. И все-таки такие выключатели могут использоваться только в узкополосных устройствах.

В последнее время подобные выключатели начали изготавливать в интегрально-планарном исполнении методом вакуумного напыления. В качестве подложки используется кварц или полиамидная пленка, а в качестве коммутационного диода – диодные сборки типа 2A558. На частотах выше 50 ГГц это наиболее перспективный способ реализации выключателей этого типа. Внешний вид диафрагмы на полиамидной пленке для волновода $5,2 \times 2,6$ мм представлен на рис. 4.10, топология – на рис. 4.11.

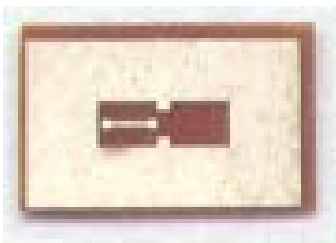


Рис. 4.10. Внешний вид диафрагмы на полиамидной пленке

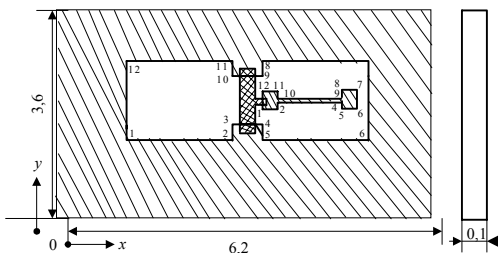


Рис.4.11. Топология диафрагмы на полиамидной пленке

Выключатели на волноводно-щелевой линии

Волноводно-щелевые линии (ВЩЛ), называемые также "плавниковыми" (fin-line), все шире внедряются в диапазон КВЧ при создании интегральных полупроводниковых управляющих устройств. Их популярность объясняется в основном относительно малыми потерями (порядка 0,2 дБ/см в диапазоне 40 ГГц), простотой возбуждения в волноводе прямоугольного сечения, благодаря сходству структуры электромагнитных полей в этих линиях передачи, а также удобством монтажа управляющих элементов. Основные разновидности ВЩЛ представлены на рис. 4.12. На базе этих ВЩЛ в настоящее время создан целый ряд управляющих устройств КВЧ диапазона на *p-i-n*-диодах. В качестве примера приведем две конструкции плат выключателей на ВЩЛ с параллельным и последовательным включением *p-i-n*-диодов (рис. 4.13). В диапазоне частот 92–96 ГГц схема, приведенная на рис. 4.13, *а*, обеспечивает потери пропускания около 2 дБ и потери запираения 25–30 дБ.

Схема, приведенная на рис. 4.13, б, в диапазоне частот 20–38 ГГц имеет потери пропускания 1–1,5 дБ и потери запираия более 20 дБ. Из отечественных *p-i-n*-диодов для этих схем хорошо подходят, например, диоды типа 2А547А-3, 2А553А-3, 2А556А-5.

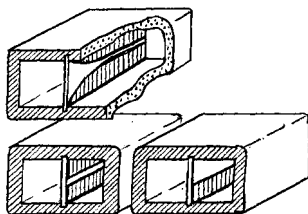


Рис. 4.12. Основные разновидности ВЦЛ

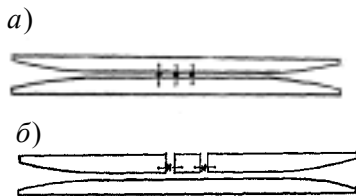


Рис.4.13. Конструкция плат выключателей на ВЦЛ

Основной недостаток приведенных схем заключается в необходимости использования конструктивного конденсатора, изолирующего одну из сторон ВЦЛ по постоянному току от корпуса. Это позволяет подавать управляющие напряжения на диоды без дополнительных элементов развязки, но усложняет механическую конструкцию выключателя. Поэтому часто используют другую схему, представляющую собой сочетание ВЦЛ и несимметричной микрополосковой линии (МПЛ). В качестве примера на рис. 4.14 показана плата двухдиодного выключателя. Ее внешний вид приведен на рис. 4.15. Здесь на одной стороне пла-

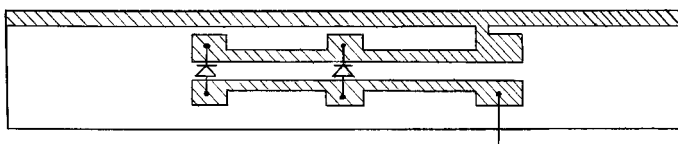


Рис. 4.14. Плата двухдиодного выключателя



Рис. 4.15. Внешний вид платы двухдиодного выключателя

ты располагается ВЦЛ, возбуждаемая входным волноводом, а на другой стороне – система микрополосковых шлейфов, возбуждаемая за счет связи с ВЦЛ. При коммутации шлейфов с помощью $p-i-n$ -диодов обеспечиваются режимы прохождения и запирания. Развязка по цепям питания создается с помощью четвертьволновых фильтров из отрезков МПЛ. По электрическим характеристикам подобный выключатель мало отличается от характеристик выключателей на "чистых" ВЦЛ, за исключением рабочей полосы частот, которая здесь сужается в связи с использованием отрезков МПЛ, кратных длине волны.

Многодиодные резонансные решетки

Многодиодные резонансные решетки в известном смысле могут рассматриваться, как модификация вышеописанных резонансных ди-афрагм с $n-i-p-i-n$ -диодами. Они представляют собой совокупность металлических проводников, расположенных параллельно широкой стенке волновода, с включенными на концах проводников $p-i-n$ -диодами. Та-кая электродинамическая система обладает резонансами как парал-лельного, так и последовательного типа, что позволяет использовать ее в качестве управляемого выключателя.

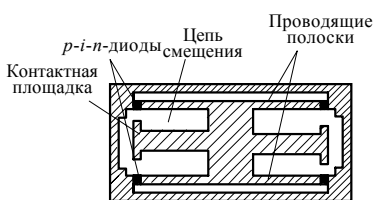


Рис. 4.16. Планарная четырехдиодная решетка

На рис. 4.16 представлена планарная четырехдиодная ре-шетка, выполненная по так на-зываемой обращенной схеме. Рисунок электродинамической системы по тонкопленочной технологии наносится на под-ложку из кварца толщиной 0,4–

0,5 мм. В качестве управляющих элементов используются $p-i-n$ -диоды типа 2A517A-2 или 2A536A-5. В диапазоне частот 10–20 ГГц такой выключатель имеет потери пропускания 0,5–0,6 дБ при развяз-ках более 20 дБ в рабочей полосе частот 2–3 %. Помимо узкополос-ности, к недостаткам этой схемы следует отнести отсутствие дос-таточно точного метода ее расчета, а также ограниченность воз-можностей подстройки по частоте.

4.5. Структурная схема обработки сигналов

4.5.1. Аналоговая обработка

Измеряемая в ходе эксперимента радиояркая температура обусловлена случайными процессами, поэтому все определяемые параметры объекта будут иметь статистический характер. Для повышения точности определения параметров необходимо осуществлять обработку принимаемых сигналов собственного радиотеплового излучения объекта на основе методов теории оптимальной фильтрации.

Оптимизация приемных трактов радиометрических приемников ведет к повышению эффективности использования этих устройств, что в конечном итоге повышает эффективность использования авиации и спутников в экспериментах по дистанционной диагностике поверхности Земли.

Поскольку основным параметром, выделяемым радиометрическим приемником, является радиояркая температура излучения, то, чем сильнее различаются радиояркие температуры двух участков региона, тем легче эти участки различить по интенсивности их радиотеплового излучения. Различие интенсивности сигналов радиотеплового излучения объектов обусловлено различием их излучательной способности. При одинаковой термодинамической температуре объектов радиояркий контраст пропорционален разности их излучательных способностей. Из вышесказанного следует, что одним из основных требований, предъявляемых к радиометрическому приемнику, является максимальная точность измерения малых радиоярких контрастов, ограничиваемая собственными шумами приемника и нестабильностью коэффициента усиления. Таким образом, возникает задача построения таких приемных устройств, которые по определенным критериям обеспечили бы наилучшие оценки выделяемых параметров (с помощью сигналов). Вероятностный характер параметров собственного радиотеплового излучения объекта, принимаемого приемным устройством, предполагает рассмотрение его в рамках случайного процесса.

Решение задачи фильтрации случайных процессов может осуществляться различными методами, однако наиболее продуктивные результаты дает марковская теория оптимальной нелинейной фильтрации. Это объясняется тем, что в рамках марковской теории нелинейной фильтрации могут решаться задачи со стационарными и нестационарными

случайными процессами, нелинейными и линейными, скалярными и векторными описаниями процессов. Единственным ограничением марковской фильтрации является возможность представления случайных процессов в виде марковских. Однако это ограничение не является жестким, так как любые случайные процессы можно аппроксимировать марковскими с требуемой для конкретной задачи точностью. Аппроксимация фильтруемых процессов марковскими имеет понятный физический смысл, так как у всех реально протекающих процессов последующие состояния в той или иной мере зависят от предыдущих.

В рамках марковской теории оптимальной фильтрации синтезируются структурные схемы приемников радиосигналов, которые определяют временную эволюцию апостериорной плотности вероятности выделяемых параметров, т. е. отслеживают ее максимум. Если апостериорная плотность вероятности является гауссовской, фильтрация осуществляется по критерию максимума среднеквадратичной ошибки (СКО).

Основные положения марковской теории нелинейной фильтрации изложим ниже.

Пусть наблюдается некоторый случайный процесс $\xi(t)$, который является детерминированной функцией полезного сигнала $U(\bar{\lambda}(t), t)$ и гауссовского белого шума $n(t)$, т. е.

$$\xi(t) = \Phi \{ U(\bar{\lambda}(t), t), n(t) \}, \quad (4.17)$$

где полезный сигнал $U(\bar{\lambda}(t), t)$ является функцией времени и многокомпонентного сообщения $\bar{\lambda}(t) = \{ \lambda(t), \dots, \lambda_m(t) \}$ (m – число составляющих компонентов $\bar{\lambda}(t)$, представляющее собой векторный случайный процесс).

Для приемного устройства случайным процессом $\xi(t)$ является принимаемое микроволновое излучение объекта, а сообщение $\bar{\lambda}(t)$ – набор параметров сигнала. Полагая известными вид функции Φ , сигнала $U(\bar{\lambda}(t), t)$ и вероятностные характеристики $\bar{\lambda}(t)$ и $n(t)$, для каждого момента времени t можем найти апостериорную вероятность $\bar{\lambda}(t)$. Либо можно найти оценку $\bar{\lambda}^*(t)$ в соответствии с выбранным для конкретной задачи критерием.

Полагаем, что уравнение наблюдения в непрерывном временном режиме может быть записано как аддитивная смесь следующего вида:

$$\xi(t) = U(\bar{\lambda}(t), t) + n(t), \quad (4.18)$$

где характеристики гауссовского белого шума $n(t)$ следующие:

$$\langle n(t) \rangle = 0, \quad \langle n_1(t_1) n(t_2) \rangle = 0, 5I_{f_{\text{ш}}} \delta(t_2 - t_1). \quad (4.19)$$

Здесь $I_{f_{\text{ш}}}$ – спектральная плотность белого шума, при этом $I_{f_{\text{ш}}} = \text{const}$, $\langle \dots \rangle$ – знак математического ожидания.

Далее принимаем, что вектор $\bar{\lambda}(t)$ описывается стохастическим дифференциальным уравнением состояния (что соответствует выполнению марковского процесса)

$$\frac{d\bar{\lambda}(t)}{dt} = f(\bar{\lambda}(t), t) + n_{\lambda}(t), \quad (4.20)$$

где $n_{\lambda}(t)$ – гауссовский белый шум с характеристиками, аналогичными (4.19).

Если уравнение наблюдения (4.18) и уравнение состояния (4.20) являются линейными относительно $\bar{\lambda}(t)$, то необходимо решить задачу линейной фильтрации, а если эти уравнения содержат нелинейные функции $\bar{\lambda}(t)$, то возникает задача нелинейной фильтрации.

В соответствии со сформулированной выше задачей фильтрации полагаем, что компоненты вектора $\bar{\lambda}(t)$, являющегося многомерным марковским случайным процессом, описываются системой априорных стохастических дифференциальных уравнений

$$\frac{d\bar{\lambda}_i(t)}{dt} = f_i(\bar{\lambda}_i(t), t) + n_i(t), \quad (4.21)$$

где $f_i(\bar{\lambda}_i(t), t)$ – детерминированные функции; $n_i(t)$ – гауссовские белые шумы с характеристиками $\langle n_i(t) \rangle = 0$, $\langle n_i(t_1) n_i(t_2) \rangle = 0, 5I_{i,j} \delta(t_2 - t_1)$, $i, j = 1, 2, \dots, m$.

Как известно, изменение во времени априорной плотности вероятности $P(\bar{\lambda}(t), t)$ случайного вектора описывается уравнениями Фоккера–Планка–Колмогорова

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} P(\bar{\lambda}(t), t) = & - \sum_{i=1}^m f_i(\bar{\lambda}_i(t), t) P(\bar{\lambda}(t), t) + \\ & + 0,25 \sum_{i,j=1}^m I_{i,j} \frac{\partial^2}{\partial \lambda_i \partial \lambda_j} P(\bar{\lambda}(t), t) \equiv \tilde{L}_{pr} P(\bar{\lambda}(t), t), \end{aligned} \quad (4.22)$$

где $\tilde{L}_{pr} P(\bar{\lambda}(t), t) = - \sum_{i=1}^m \frac{\partial^2}{\partial \lambda_i} f_i(\bar{\lambda}_i(t), t) + 0,25 \sum_{i,j=1}^m I_{i,j} \frac{\partial^2}{\partial \lambda_i \partial \lambda_j}$ – оператор Фока–Планка–Колмогорова.

Финальная апостериорная плотность вероятности $W(\bar{\lambda}(t), t) = P(\bar{\lambda}(t), t, \xi(t))$ вектора $\bar{\lambda}(t)$ в некоторый конечный момент времени t определяется уравнением Стратоновича

$$\frac{\partial}{\partial t} W(\bar{\lambda}(t), t) = \tilde{L}_{pr} W(\bar{\lambda}(t), t) + [F(\bar{\lambda}(t), t) - \langle F(\bar{\lambda}(t), t) \rangle] W(\bar{\lambda}(t), t), \quad (4.23)$$

где $F(\bar{\lambda}(t), t)$ – функция, являющаяся производной по времени наблюдения от логарифма функции правдоподобия и определяемая для энергетических параметров в виде

$$F(\bar{\lambda}(t), t) = - \frac{1}{I_{f_{\text{ин}}}} [\xi(t) - U(\bar{\lambda}(t), t)]^2,$$

или, учитывая, что $\xi(t)$ не имеет явной зависимости от вектора $\bar{\lambda}(t)$, получаем

$$F(\bar{\lambda}(t), t) = \frac{1}{I_{f_{\text{ин}}}} [2\xi(t)U(\bar{\lambda}(t), t) - U^2(\bar{\lambda}(t), t)], \quad (4.24)$$

а для неэнергетических параметров эта функция может быть записана в виде

$$F(\bar{\lambda}(t), t) = \frac{2}{I_{f_{\text{ин}}}} \xi(t) U(\bar{\lambda}(t), t). \quad (4.25)$$

Математическое ожидание функции $F(\bar{\lambda}(t), t)$ определяется выражением

$$\langle F(\bar{\lambda}(t), t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} F(\bar{\lambda}(t), t) W(\bar{\lambda}(t), t) d[\bar{\lambda}(t)]. \quad (4.26)$$

Уравнение (4.26) называется основным уравнением оптимальной нелинейной фильтрации. Однако ввиду того, что это уравнение является нелинейным интегродифференциальным уравнением относительно апостериорной плотности вероятности $W(\bar{\lambda}(t), t)$, его аналитическое решение затруднительно, а непосредственное моделирование является сложной задачей, мало приемлемой для устройств, работающих в реальном масштабе времени. Поэтому необходимо найти оптимальные аппроксимации для конкретного класса задач.

Марковская теория оптимальной нелинейной фильтрации позволяет получить определенные результаты в случае приема и обработки микроволнового излучения, если применяется гауссовская аппроксимация, т. е. рассматривается апостериорная плотность вероятности выделяемых параметров, распределенных по нормальному закону. Подробно вопросы гауссовской аппроксимации в марковской теории нелинейных фильтраций изложены в работе [9].

Анализ результатов этой работы позволяет утверждать, что для рассматриваемых здесь систем приема и обработки сигналов микроволнового излучения условия применимости гауссовской аппроксимации выполняются. Отметим, что не всегда есть необходимость ее применения, возможны и другие подходы к задаче (например, непосредственное решение уравнения Стратоновича).

Пусть рассматриваемая нормальная апостериорная плотность вероятности имеет среднее значение $\lambda_i^*(t)$ компонентов $\bar{\lambda}(t)$ и комулянты $K_{i,j}(t)$. За оценочное значение параметра $\bar{\lambda}_i(t)$ примем $\lambda_i^*(t)$. Апостериорная дисперсия $\sigma_{\lambda_i}^2 = K_{i,j}(t)$ определяет текущую ошибку фильтрации. При гауссовской аппроксимации из (4.23) можно получить следующие уравнения для определения $\lambda^*(t)$ и $K_{i,j}(t)$:

$$\frac{d\lambda_i^*(t)}{dt} = f_i(\lambda_i^*(t), t) + \sum_{j=1}^m K_{i,j}(t) F(\lambda_i^*(t), t); \quad (4.27)$$

$$\begin{aligned} \frac{dK_{i,j}(t)}{dt} = & 0,5I_{i,j} + \sum_{\mu=1}^m \frac{\partial f_i(\bar{\lambda}^*(t), t)}{\partial \lambda_{\mu}^*} K_{\mu,j}(t) + \\ & + \sum_{\mu=1}^m \frac{\partial f_i(\bar{\lambda}^*(t), t)}{\partial \lambda_{\mu}^*} K_{\mu,i}(t) + \sum_{\mu,v=1}^m \frac{\partial^2 F(\bar{\lambda}^*(t), t)}{\partial \lambda_{\mu}^* \partial \lambda_v^*} K_{i,j}(t) K_{\mu,i}(t). \end{aligned} \quad (4.28)$$

Уравнения (4.27) и (4.28) определяют оптимальный (при условии строгой справедливости гауссовской аппроксимации апостериорной плотности вероятности) или квазиоптимальный алгоритм многомерной нелинейной фильтрации. Устройство, моделирующее (4.27) и (4.28), выдает оценки $\lambda_i^*(t)$ компонентов $\lambda(t)$, оптимальные по критерию максимума апостериорной плотности вероятности, и обеспечивает минимальную среднеквадратичную погрешность оценки искомого параметра.

На входе радиометрического широкополосного приемника действует шумовой и мешающий сигналы. Будем полагать, что мощность полезного сигнала определяется его дисперсией σ_c^2 , а мощность мешающего излучения (помехи) определяется дисперсией σ_n^2 . Аддитивная смесь $\xi(t)$, состоящая из полезного сигнала $U(t)$, помехи $V(t)$ и собственного шума приемника $n(t)$, действует на входе радиометрического приемника

$$\xi(t) = U(t) + V(t) + n(t), \quad (4.29)$$

где $n(t)$ обладает статистическими характеристиками, описываемыми (4.19).

В работе [10] показано, что структура оптимального приемника, синтезированная в линейном приближении, при реализации сигнала на входе в форме (4.29) состоит из линейного тракта, детектора и накопителя (рис. 4.17).

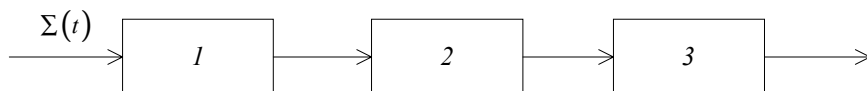


Рис. 4.17. Структурная схема приемника для оптимального приема, синтезированного в линейном приближении:

1 – линейный детектор; 2 – детектор; 3 – накопитель

Дисперсия полезного сигнала и помехи на выходе накопителя в этом случае определяется выражением

$$\sigma_{c_n}^2 = \sigma_c^2 \frac{2 - \frac{\pi}{2}}{n_b}; \quad \sigma_{n_n}^2 = \sigma_n^2 \frac{2 - \frac{\pi}{2}}{n_b}, \quad (4.30)$$

где $\sigma_{c_n}^2, \sigma_{n_n}^2$ – дисперсия сигнала и помехи на выходе накопителя соответственно; n_b – объем выборки.

Существенным в соотношениях (4.30) является то, что при постоянном объеме выборки отношение сигнала и помехи на входе приемника сохраняется и после прохождения сигнала через накопитель. Другими словами, по мере увеличения объема выборки n_b скорости уменьшения σ_c^2 и σ_n^2 одинаковы.

4.5.2. Обработка с использованием интегратора

Получим выражение чувствительности радиометра с накоплением на идеальном интеграторе за время T . Структурная схема такого радиометра показана на рис. 4.18.

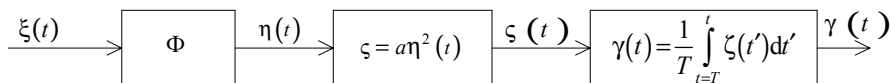


Рис. 4.18. Структурная схема радиометра с интегратором

В данном случае схема состоит из фильтра, идеального узкополосного (в том смысле, что $\Delta f \ll f_0$), квадратичного детектора и интегратора. На вход фильтра воздействует гауссовский стационарный случайный процесс $\xi(t)$ с нулевым математическим ожиданием и непрерывной спектральной плотностью $S_\xi(f)$, которую в пределах полосы Δf можно считать постоянной и равной $S_\xi(f_0)$. Время осреднения интегратора полагается много больше величины, обратной ширине полосы входного фильтра радиометра $\left(T \gg \frac{1}{\Delta f}\right)$. Чувствительность радиометра примем равной отношению σ / m_γ , где m_γ – математическое ожидание, а σ_γ – СКО.

Из схемы рис. 4.18 видно, что

$$\gamma(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \zeta(t') dt' = \frac{a}{T} \int_{t-T}^t \eta^2(t') dt' .$$

Воспользовавшись переместимостью операций математического ожидания и интегрирования и учитывая, что $m_\eta = 0$, получим

$$m_\gamma = M\{\gamma(t)\} = \frac{a}{T} \int_{t-T}^t M\{\eta^2(t')\} dt' = aD_\eta ,$$

где $D_\eta = 2K_0^2 S_\xi(f_0) \Delta f$.

Ковариационная функция на выходе квадратичного детектора имеет вид

$$K_\zeta(\tau) = m_\zeta^2 + R_\zeta(\tau),$$

где $m_\zeta^2 = a^2 D_\eta^2$; $R_\zeta(\tau) = 2a^2 R_\eta^2(\tau)$. Такой ковариационной функции соответствует спектральная плотность

$$\begin{aligned} S_\zeta(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} K(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \left[a^2 D_\eta^2 + 2a^2 R_\eta^2(\tau) \right] e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \\ &= a^2 D_\eta^2 \delta(f) + 2a^2 \int_{-\infty}^{\infty} S_\eta(f') S_\eta(f - f') df' . \end{aligned}$$

Выражение получено с учетом того, что

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} R_\eta^2(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau &= \int_{-\infty}^{\infty} S_\eta(f) df' \int_{-\infty}^{\infty} R_\eta(\tau) e^{-j2\pi(f-f')\tau} d\tau = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} S_\eta(f') S_\eta(f - f') df' . \end{aligned}$$

На рис. 4.19 приведена амплитудно-частотная характеристика приемной системы радиометра с использованием интегратора, а на рис. 4.20 – его спектральная характеристика.

Найдем теперь дисперсию D_γ для этого запишем процесс $\gamma(t)$ с учетом переместимости операций математического ожидания и интегрирования в виде

$$\gamma(t) = \frac{1}{2\Delta} \int_{t-\Delta}^{t+\Delta} \zeta(u) du, \quad m_\zeta = M\{\zeta(t)\} = \frac{1}{2\Delta} \int_{t-\Delta}^{t+\Delta} M\{\gamma(u)\} du = m_\gamma.$$

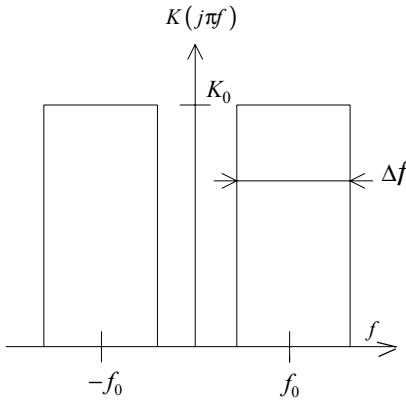


Рис. 4.19. Амплитудно-частотная характеристика приемной системы радиометра с использованием интегратора

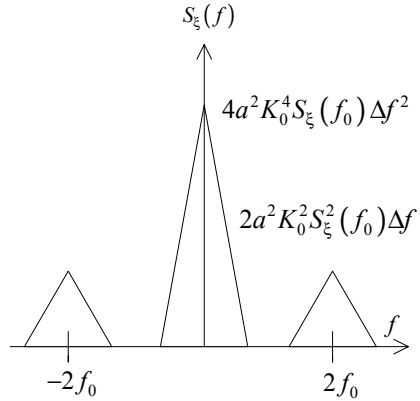


Рис. 4.20. Спектральная характеристика приемной системы радиометра с использованием интегратора

Перейдем к центрированным величинам, для этого вычтем из обеих частей равенства математическое ожидание. Тогда получим

$$\gamma_0(t) = \frac{1}{2\Delta} \int_{t-\Delta}^{t+\Delta} \zeta_0(u) du,$$

где нулевым индексом обозначены центрированные величины.

По определению корреляционной функции:

$$R_\gamma(\tau) = M\{\eta_0(t)\eta_0(t+\tau)\} = \frac{1}{4\Delta^2} \int_{t-\Delta}^{t+\Delta} \int_{t+\tau-\Delta}^{t+\tau+\Delta} R_\zeta(u-v) du dv;$$

$$R_\zeta(u-v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_\zeta(\omega) e^{j\omega(u-v)} d\omega. \quad (4.31)$$

Поменяв порядок интегрирования, получим

$$R_\gamma(\tau) = \frac{1}{2\pi 4\Delta^2} \int_{-\infty}^{\infty} S_\zeta(\omega) d\omega \int_{t-\Delta}^{t+\Delta} e^{-j\omega v} dv \int_{t+\tau-\Delta}^{t+\tau+\Delta} e^{j\omega u} du. \quad (4.32)$$

Определим

$$\begin{aligned} \int_{t-\Delta}^{t+\Delta} e^{-j\omega u} du &= \frac{1}{-j\omega} \left[e^{-j\omega(t+\Delta)} - e^{-j\omega(t-\Delta)} \right] = \\ &= \frac{2}{2j\omega} \left[e^{j\omega\Delta} e^{-j\omega t} - e^{-j\omega\Delta} e^{-j\omega t} \right] = 2e^{-j\omega t} \Delta \frac{\sin(\Delta\omega)}{\Delta\omega}; \end{aligned}$$

$$\int_{t+\tau-\Delta}^{t+\tau+\Delta} e^{j\omega v} dv = \frac{2}{2j\omega} \left[e^{j\omega(t+\tau+\Delta)} - e^{j\omega(t+\tau-\Delta)} \right] = 2\Delta \frac{\sin \Delta\omega}{\Delta\omega} e^{j\omega t} e^{j\omega\tau}.$$

Перемножая интегралы в выражении (4.32), получим

$$R_{\gamma}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\zeta}(\omega) \left[\frac{\sin(\Delta\omega)}{\Delta\omega} \right]^2 e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (4.33)$$

Видно, что $S_{\gamma} = S_{\zeta} \left[\frac{\sin(\Delta\omega)}{\Delta\omega} \right]^2$.

Из формулы (4.33) следует, что операция интегрирования за конечный интервал времени эквивалентна пропусканию сигнала через линейную цепь с прямоугольной импульсной характеристикой

$$h(t) = \begin{cases} 1/2 \Delta, & |t| < \Delta; \\ 0, & |t| > \Delta. \end{cases}$$

Поскольку

$$S_{\zeta} = \int_{-\infty}^{\infty} R_{\zeta}(\tau') e^{-j\omega\tau'} d\tau', \quad (4.34)$$

подставив выражение (4.34) в формулу (4.33), получим

$$R_{\gamma}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_{\zeta}(\tau') e^{-j\omega\tau'} \left[\frac{\sin(\Delta\omega)}{\Delta\omega} \right]^2 e^{j\omega\tau} d\tau' d\omega.$$

Сделаем замену переменной $\tau' = \tau - s$. Тогда $s = \tau - \tau'$. Следовательно:

$$R_{\gamma}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_{\xi}(\tau-s) \left[\frac{\sin(\Delta\omega)}{\Delta\omega} \right]^2 e^{j\omega s} ds d\omega. \quad (4.35)$$

Учитывая, что

$$\sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^{\infty} \frac{\sin^2(\Delta\omega)}{\omega^2} e^{j\omega s} d\omega = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left(\Delta - \frac{1}{2}|s| \right), \quad |s| < 2\Delta, \quad |s| > 2\Delta,$$

подставив полученный интеграл в выражение (4.35), получим

$$R_{\gamma}(\tau) = \frac{1}{2\Delta} \int_{-2\Delta}^{2\Delta} R_{\xi}(\tau-s) \left(1 - \frac{|s|}{2\Delta} \right) ds.$$

Тогда дисперсия

$$D_{\gamma} = R_{\gamma}(0) = \frac{1}{2\Delta} \int_{-2\Delta}^{2\Delta} \left(1 - \frac{|s|}{2\Delta} \right) R_{\xi}(s) ds.$$

Выражение (4.36) запишем в ином виде

$$D_{\gamma}(\tau) = \frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) R_{\xi}(\tau) d\tau.$$

Тогда, с учетом выражения ковариационной функции на выходе квадратичного детектора, получим

$$D_{\gamma} = \frac{4a^2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) R_{\eta}^2(\tau) d\tau, \quad (4.37)$$

где $R_{\eta}(\tau)$ – корреляционная функция процесса на выходе узкополосного фильтра,

$$R_{\eta}(\tau) = D_{\eta} \frac{\sin \pi \Delta f \tau}{\pi \Delta f \tau} \cos 2\pi f_0 \tau. \quad (4.38)$$

Если подставить выражение (4.38) в (4.37) и учесть условие $T \gg \frac{1}{\Delta f}$, допускающее приближенное вычисление интеграла, то получим

$$D_{\gamma} = \frac{4a^2 D_{\eta}^2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \left(\frac{\sin \pi \Delta f \tau}{\pi \Delta f \tau}\right)^2 \cos^2(2\pi f_0 \tau) d\tau \approx$$

$$\approx \frac{2a^2 D_{\eta}^2}{T} \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin \pi \Delta f \tau}{\pi \Delta f \tau}\right)^2 d\tau = \frac{a^2 D_{\eta}^2}{T \Delta f}. \quad (4.39)$$

Окончательно получим выражение чувствительности радиометра с идеальным интегратором

$$\frac{\sigma_{\gamma}}{m_{\gamma}} = \frac{a D_{\eta}}{a D_{\eta} \sqrt{T \Delta f}} = \frac{1}{\sqrt{T \Delta f}}. \quad (4.40)$$

4.5.3. Обработка с использованием цифрового накопителя и предварительного сглаживания

В сканирующих радиометрах время наблюдения участка поверхности, характеризующееся постоянной шумовой температурой, определяется временем изменения положения антенны на ширину ДН. Если перемещение антенны за несколько (2–20) периодов модуляции соизмеримо с шириной ДН, то использование узкополосных фильтров и синхронных детекторов приводит к дополнительным ошибкам измерения быстро меняющейся шумовой температуры. Поэтому преобразование в цифровой код и дальнейшая цифровая обработка относительно широкополосных сигналов (5–100) кГц является весьма актуальной задачей.

Широкое использование цифровой обработки сигналов модуляционных радиометров позволяет также исключить погрешности за счет нестабильности нелинейности аналогового тракта.

Низкочастотная часть схемы радиометра с цифровым накоплением представлена на рис. 4.21. Обработка сигнала после аналого-цифрового преобразователя (АЦП) производится в бортовом процессоре. Данная схема позволяет провести оптимальный прием сигнала, при котором синхронное детектирование и интегрирование осуществляется бортовым процессором. В нем же производится предварительная обработка аномальных отсчетов и вычисление среднего значения прироста антенной шумовой мощности относительно шумовой мощности согласованной нагрузки.

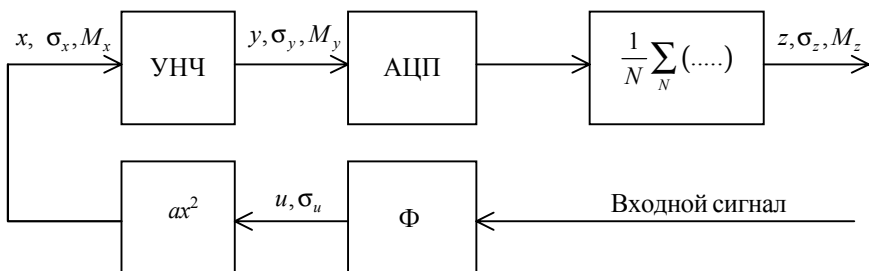


Рис. 4.21. Схема радиометра с цифровым накоплением

На выходе квадратичного детектора с характеристикой $y = ax^2$ ковариационная функция имеет вид [10]

$$K_x(\tau) = M_x^2 + R_x(\tau),$$

где $M_x^2 = a^2 D_u^2$; $R_x(\tau) = 2a^2 R_u^2(\tau)$; $R_u(\tau)$ – корреляционная функция на выходе

идеального узкополосного фильтра; $R_u(\tau) = D_u \frac{\sin \pi \Delta f \tau}{\pi \Delta f \tau} \cos(2\pi f_0 \tau)$.

Дисперсия процесса x определяется выражением $D_x = 2a^2(D_u)^2$.

После квадратичного детектора сигнал с полосой $\sim 400\text{--}2000$ МГц проходит через усилитель низкой частоты (УНЧ) с полосой ~ 10 кГц. Пусть полоса входного сигнала УНЧ α . Тогда в приближении $\alpha \ll \beta$ для дисперсий на выходе и входе УНЧ можно записать $D_y \approx D_x(\alpha/\beta)$.

Считая АЦП идеальным, найдем уменьшение дисперсии за счет цифрового накопления. Обозначим σ_y – СКО процесса y ; M_y – математическое ожидание процесса y ; σ_z – СКО процесса z ; M_z – математическое ожидание процесса z . Дисперсия на выходе накопителя

$$\sigma_z^2 = \overline{z^2} - (\overline{z})^2. \quad (4.41)$$

Здесь $\overline{z^2} = \left[\frac{1}{n^2} \left(\sum_{i=1}^n y_i \right)^2 \right] = \frac{1}{n^2} \left[\sum_{i=1}^n y_i^2 + 2 \sum_{j \neq k} y_j y_k \right]$, где $\sum_{j \neq k} y_j y_k$ – произведение отсчетов с перебором всех сочетаний индексов при условии $j \neq k$. Перейдем к центрированным значениям, обозначив их нулем. Число слагаемых в сумме равно $\frac{(n-1)n}{2}$, что следует из аналогии с треугольником со сторонами $n-1$ и n . Тогда

$$\overline{\sum y_j y_k} = \overline{\sum y_j^0 y_k^0} + \frac{(n-1)}{2} n M_y^2; \quad (4.42)$$

$$\sum_{i=1}^n \overline{y_i^2} = n(\sigma_y^2 + M_y^2); \quad (4.43)$$

$$(\overline{y})^2 = \left[\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \overline{y_i} \right]^2 = M_y. \quad (4.44)$$

Подставив выражения (4.42) – (4.44) в (4.41), получим

$$\sigma_z^2 = \frac{n(\sigma_y^2 + M_y^2)}{n^2} + \frac{2}{n^2} \overline{\sum_{j \neq k} y_j^0 y_k^0} + \frac{(n-1)}{n} M_y^2 - M_y^2 = \frac{2}{n^2} \overline{\sum y_j^0 y_k^0} + \frac{\sigma_y^2}{n}.$$

Пусть полоса на выходе УНЧ – β при входной полосе α . Тогда коэффициент корреляции между соседними отсчетами равен $K = e^{-\beta|r|}$.

С учетом этого сумму попарных произведений можно записать в виде

$$\sum y_j^0 y_k^0 = \sigma_y^2 [K(n-1) + K(n-2) + \dots + K^n].$$

Отсюда получим выражение для дисперсии на выходе накопителя

$$\sigma_z^2 = \frac{2}{n^2} \sigma_y^2 [K(n-1) + K^2(n-2) + \dots + K^n] + \frac{\sigma_y^2}{n}.$$

С учетом выражений (4.33) и (4.34) имеем

$$\sigma_z^2 = 2a^2 D_u^2 \frac{\alpha}{\beta} \left[\frac{2}{n^2} (K(n-1) + K^2(n-2) + \dots + K^n) + \frac{1}{n} \right],$$

тогда чувствительность такого варианта радиометра определяется выражением

$$\frac{\sigma_z}{M_z} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\frac{\alpha}{\beta} \left(\frac{2}{n^2} [K(n-1) + K^2(n-2) + \dots + K^n] + \frac{1}{n} \right) \right]^{-1/2}. \quad (4.45)$$

Таким образом, мы получили формулу для определения потерь при отказе от интегратора и замене его накоплением после оцифровки. При этом необходимо учесть, что для модуляционного приемника в течение

половины всего периода сканирования измеряется температура согласованной нагрузки. Следовательно, время накопления уменьшается вдвое (при симметричной модуляции), что приводит к ухудшению чувствительности в $\sqrt{2}$ раз.

Также следует учесть, что измерение проводится не относительно чистого нуля, а относительно сигнала от согласованной нагрузки (рис. 4.22).

На рис. 4.22 использованы следующие обозначения: $M_{и}$, $\sigma_{и}$ – математическое ожидание и СКО измеряемого сигнала; $M_{с.н}$, $\sigma_{с.н}$ – математическое ожидание и СКО сигнала от согласованной нагрузки.

Из расчета эквивалентной температуры на входе следует, что $\sigma_{и}$ и $\sigma_{с.н}$ близки по величине. С учетом этого чувствительность радиометра можно записать в виде

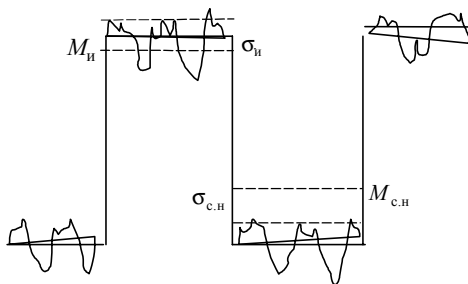


Рис. 4.22. Вид измеряемого сигнала

$$\frac{\sqrt{\sigma_{и}^2 + \sigma_{с.н}^2}}{|M_{и} - M_{с.н}|} \approx \frac{M_{и} - M_{с.н}}{\sqrt{2\sigma_{и}^2}},$$

т. е. видно, что за счет измерения относительно отсчетов случайного сигнала согласованной нагрузки получаем потерю чувствительности в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с измерением относительно чистого нуля.

Таким образом, формула для определения чувствительности радиометра с цифровым аналогом синхронного детектирования имеет вид

$$\frac{\sigma_z}{M_z} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \left[\frac{\alpha}{\beta} \left(\frac{2}{n^2} [K(n-1) + K^2(n-2) + \dots + K^n] + \frac{1}{n} \right) \right]^{-1/2}.$$

В результате проведенного математического анализа рассматриваемой схемы получено выражение для потенциальной чувствительности как отношения среднеквадратичного отклонения сигнала σ к математическому ожиданию этого сигнала M на выходе устройства

$$\frac{\sigma}{M} = 2\sqrt{2} \left(\frac{1}{\tau_{\phi} \Delta K} \left(\frac{2}{n^2} (K(n-1) + K^2(n-2) + \dots + K^n) + \frac{1}{n} \right) \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (4.46)$$

где $K = e^{\frac{\tau}{\tau_\phi}}$ – коэффициент корреляции; n – число отсчетов, определяемое соотношением $n = \frac{T}{2} - T_1$; в котором T_1 – время переходного процесса при коммутации антенны на согласованную нагрузку; T – период коммутации; τ – интервал между отсчетами; τ_ϕ – постоянная времени фильтра.

Выражение (4.46) имеет экстремум, который является результатом двух конкурирующих процессов: потери энергии принимаемого сигнала за счет дискретизации; уменьшения количества отсчетов на периоде коммутации из-за сглаживания аналогового сигнала до АЦП (т. е. потерь на переходной процесс при переключении антенна – согласованная нагрузка).

4.6. Описание структурной схемы и принципа действия радиометрического комплекса

Рассмотрим в качестве примера радиометрический комплекс космического базирования (рис. 4.23).

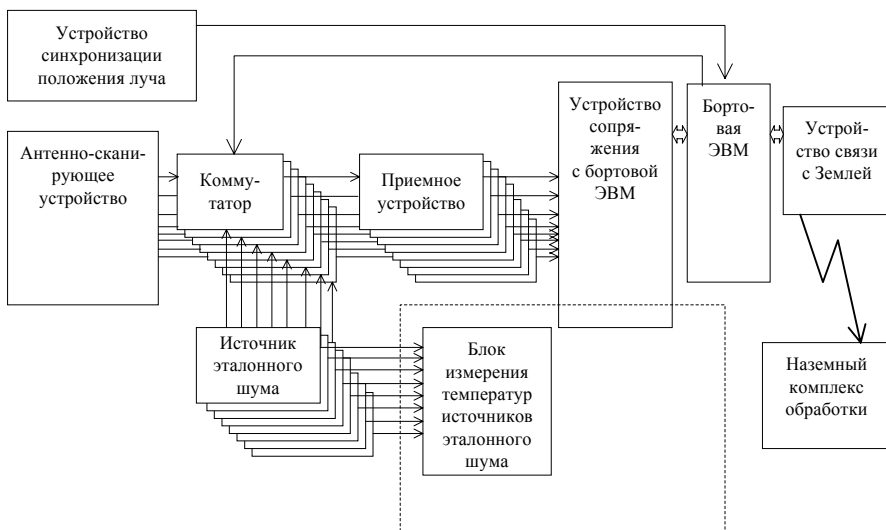


Рис. 4.23. Структурная схема радиометрического комплекса

Антенно-сканирующее устройство обеспечивает сканирование исследуемой поверхности в заданном секторе и необходимую пространственную селекцию принимаемого излучения в четырех частотных диапазонах с двумя поляризациями и преобразование этого излучения в измеряемый сигнал. Для обеспечения измерения шумового сигнала в четырех частотных диапазонах с двумя поляризациями применяется восемь приемных устройств (по два на диапазон, для двух поляризаций).

Информация, необходимая для привязки измеряемого сигнала к положению луча антенны, поступает в бортовую ЭВМ от датчика положения луча.

Чтобы обеспечить необходимую точность измерения, требуется производить калибровку радиометрического приемника. В описываемом радиометрическом приемнике в качестве источников эталонного сигнала используются шумовой сигнал с известной шумовой температурой $T_{ш} = 4 \text{ К}$ и шумовой сигнал согласованной нагрузки, подключаемый к каждому измерительному каналу через коммутатор. Коммутаторы располагаются в тракте между антенным устройством и радиометрическими приемниками. Управление коммутатором осуществляется бортовой ЭВМ.

Точность калибровки с использованием согласованной нагрузки в качестве источника эталонного шума определяется точностью измерения температуры этой согласованной нагрузки. Для измерения температуры согласованных нагрузок, подключаемых на вход приемников, используется 8-канальный блок измерения температуры источников эталонного шума.

Аналоговая информация о измеряемом шумовом сигнале, формируемая на выходе приемных устройств, а также информация о температуре согласованной нагрузки поступают на блок сопряжения с бортовой ЭВМ. Это устройство последовательно опрашивает восемь измерительных каналов и преобразует аналоговый сигнал в цифровой код. Предварительная обработка цифровой информации осуществляется в бортовой ЭВМ. Бортовая ЭВМ формирует на каждом цикле сканирования массив научной информации, который включает:

- предварительно обработанную информацию о шумовом сигнале, калибровках и температурах согласованных нагрузок;
- код времени начала сканирования;

- номер цикла с начала сеанса;
- дополнительные данные об угловом положении антенны.

Устройство связи с Землей осуществляет передачу этих данных в наземный комплекс обработки.

Требование высокой точности измерений обуславливает разделение обработки сигнала на предварительную, осуществляемую на объекте, и окончательную обработку на Земле с использованием дополнительных данных.

При цифровой обработке в наземном комплексе используется информация, полученная с бортового радиометрического комплекса, данные о координатах объекта (из системы управления объектом) и сигналы единого времени для временной привязки научной информации, а также данные, получаемые при наземной паспортизации комплекса.

Выбор схемы радиометрического приемника определяется заданной чувствительностью в заданном частотном диапазоне. Применение малошумящих УВЧ позволяет обеспечить высокую чувствительность. Применение УВЧ позволяет также обеспечить на входе квадратичного детектора необходимую для использования расширенной квадратичной характеристики мощность без усложнения схемы приемника (например, не требуется двойное преобразование частоты).

Однако характеристики входных СВЧ-узлов приемника (УВЧ- смеситель) зависят от частотного диапазона. В частности, на частотах выше 37 ГГц отсутствуют серийные малошумящие УВЧ, и с увеличением частоты увеличиваются потери в смесителе. В этом случае для обеспечения чувствительности примерно 0,1 К требуется использование в тракте до детектирования широкополосных усилителей промежуточной частоты (УПЧ), УНЧ с полосами более 100 МГц.

В связи с наличием в серийном производстве УВЧ на частоту 37 ГГц и ниже для увеличения чувствительности представляется возможным его применение (рис. 4.24).

В этом случае шум после коммутатора (антенна – согласованная нагрузка) поступает на малошумящий усилитель с коэффициентом усиления 20 дБ, а затем на преобразователь частоты. К гетеродину радиометрического приемника предъявляются требования по стабильности центральной частоты и спектру сигнала в ее окрестности. Для повышения стабильности частоты гетеродина (порядка 10^{-4} в диапазоне температур +50 °С) необходимо применять диодные генераторы со стабилизацией диэлектрическим резонатором высокой добротности. Однако

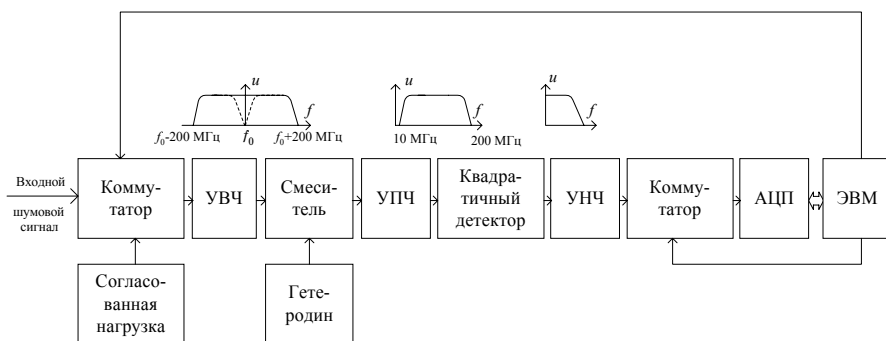


Рис. 4.24. Структурная схема радиометрического приемника

низкочастотные шумы гетеродина, отстоящие от центральной частоты на 1–100 Гц, существенно влияют на точность измерений (чувствительность, стабильность калибровки и другие характеристики). Для исключения влияния шумов с частотами, близкими к частоте гетеродина, и упрощения схемы СВЧ-приемника применяется гетеродин с центральной частотой, равной центральной частоте исследуемого диапазона.

Выходной сигнал смесителя поступает на усилитель с полосой пропускания от 10 до 200 МГц, которая обеспечивает прохождение входных шумов смесителя по прямому (10–200 МГц) и зеркальному (10–200 МГц) каналу относительно частоты гетеродина, и позволяет исключать влияние шумов гетеродина а также подавлять спектральные составляющие частоты гетеродина.

После выделения необходимой полосы частот в УПЧ исследуемый шум поступает на квадратичный детектор. Измерения мощности шумов с погрешностью не более 0,1–0,2 % связаны с неидеальностью характеристики квадратичного детектора. Увеличение коэффициента передачи и расширение раствора характеристики квадратичного детектора при условии достаточной мощности шумового сигнала на его входе позволяет снизить усиление в низкочастотном тракте после детектора, что увеличивает стабильность коэффициента передачи тракта обработки.

В соответствии с выбранным принципом построения модуляционно-го приемника после детектирования необходимо осуществлять преобразование информации об исследуемом шумовом сигнале в цифровой код. Для обеспечения требуемого напряжения на входе АЦП необходимо использование усилителя.

В модуляционном радиометрическом приемнике информация о температуре исследуемого объекта заключается не в абсолютном значении интенсивности исследуемого шума, а в ее отличии от шума, принимаемого от согласованной нагрузки с известной температурой. Таким образом, для увеличения коэффициента полезного использования шкалы АЦП усилитель в тракте перед АЦП не должен иметь связи по постоянному току. Для ограничения потерь динамического диапазона АЦП за счет флуктуаций входного сигнала этот усилитель должен обладать свойствами фильтра нижних частот и обеспечивать требуемое время интегрирования на входе АЦП.

Сигналы со всех восьми измерительных каналов через коммутатор поступают на быстродействующий 12-разрядный параллельный АЦП.

Коммутатор последовательно опрашивает восемь приемных каналов. Информация из АЦП поступает в бортовую ЭВМ в виде отсчетов, соответствующих уровню шумов на выходе сглаживающего фильтра.

В ЭВМ осуществляется процедура цифровой обработки, аналогичная синхронному детектированию. Для повышения точности измерений производится отбраковка аномальных отсчетов, в том числе связанных с переходными процессами при коммутации сигнал/согласованная нагрузка. Это возможно, поскольку фаза модуляции известна. Далее происходит накопление неотбракованных отсчетов отдельно для части меандра, соответствующей измеряемому шуму, и отдельно для согласованной нагрузки. При последующем суммировании абсолютного значения этих величин, накопленных за период коммутации, определяется искомая разница между температурой согласованной нагрузки и измеряемым шумом. Дальнейшая обработка включает в себя учет калибровок и усреднение за большой интервал времени, необходимый для достижения требуемой чувствительности. При этом в каждом цикле сканирования производится оцифровка сигнала, пропорционального температуре поверхности согласованной нагрузки в каждом из измерительных каналов.

5. КАЛИБРОВКА РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ

5.1. Общие положения

Для интерпретации радиометрических измерений требуется калибровка, т. е. установление взаимнооднозначного соответствия между яркостной температурой исследуемого элемента пространства и выходными показаниями радиометрической системы.

Наиболее адекватным методом калибровки является использование набора пространственных элементов, точно соответствующих пространственной разрешающей способности системы и обладающих разными известными значениями радиояркостной температуры в измеряемом диапазоне. Применение такого метода позволило бы экспериментально установить вид зависимости между интенсивностью выходных показаний системы и значениями соответствующих радиояркостных температур – сформировать радиометрическую шкалу. Однако практически такая процедура труднореализуема.

Разрешаемые площадки в радиодиапазоне при реальных используемых дальностях могут иметь размеры от десятков метров до десятков километров. Поэтому создание таких искусственных “элементов” с прецизионными значениями различных радиояркостных температур является технически чрезвычайно сложной, и безусловно, дорогостоящей задачей.

Для целей калибровки могут быть использованы естественные природные объекты, подходящие по размерам и контрастам, так называемая внешняя калибровка.

В качестве эталонов наиболее удобно использовать результаты измерения радиояркостной температуры совокупности участков с резко различающимися характеристиками (суша и океан). Однако даже при самых благоприятных условиях имеются трудности нахождения необходимого числа объектов с необходимыми степенями контрастности. Кроме того, неравномерность радиояркостной температуры в пределах площад-

ки, влияние на нее метеорологических условий и непостоянство характеристик ее излучения во времени оказывают влияние на точность выполняемых таким образом калибровок.

Радиометрическую калибровку бортовой аппаратуры (БА) необходимо выполнять как в предзапусковой период (разовые уходы шкалы), так и периодически (несколько раз в год) для контроля трендов шкалы.

Проведение калибровки может осуществляться с использованием существующих пунктов приема и обработки космической информации и имеющихся средств связи. Эпизодический характер калибровочных измерений не требует необходимости создания стационарного полигонного обеспечения и специализированных технических подразделений в подсистеме метрологического контроля информации космической системы дистанционного зондирования.

Процесс преобразования радиояркой температуры в выходной отклик радиометрической системы, как было указано раньше, складывается из формирования с помощью антенны на входе приемника сигнала, интенсивность которой называется антенной температурой, и последующего преобразования этого сигнала в выходное напряжение (или ток), величина которого фиксируется измерительным или регистрирующим устройством.

Поэтому калибровка радиометрической системы принципиально может выполняться поэлементно: отдельно для антенной системы и отдельно для радиометрического приемника. Такая процедура калибровки особенно целесообразна в тех случаях, когда аппаратура должна работать более или менее длительное время без непосредственного участия в процессе измерений человека-оператора, в частности, при автоматически работающей радиометрической аппаратуре, размещаемой на космических носителях. Искусственные “эталон” радиоярких температур и естественные природные объекты с известными радиояркими контрастами используются для “внешних” калибровок, а также для проверки и уточнения выполненных поэлементно калибровок и их “привязки” к реальным рабочим условиям использования радиометрической системы.

5.2. Калибровка антенной системы

Как видно из выражения для антенной температуры (3.29), калибровка антенны сводится к определению ее КПД η и коэффициента рас-

сеяния $\beta_{\text{гл}}$. В случае однородной окружающей радиояркой температуры, когда $T_{\text{ср.гл}} = T_{\text{ср.б}} = T_{\text{я.з}}$ (выгодно выбирать температуру окружающей среды, равную зенитной – $T_{\text{я.з}}$), выражение (3.29) принимает вид

$$T_a = \eta T_{\text{я.з}} + (1 - \eta)T,$$

и отсюда может быть найдена величина

$$\eta = \frac{T_a - T}{T_{\text{я.з}} - T}. \quad (5.1)$$

Кроме того, как видно из полученного выражения, точность измерения будет тем выше, чем ниже будет выбрана величина $T_{\text{я.з}}$ по сравнению с T .

Практически $T_{\text{ср.гл}}$ и $T_{\text{ср.б}}$ могут быть сделаны весьма близкими друг к другу и малыми по величине, если антенное устройство располагать над вогнутой, хорошо проводящей поверхностью таким образом, чтобы в область боковых и задних лепестков ДН антенной системы переотражалось бы излучение неба из области зенитных углов с температурой зенита $T_{\text{я.з}}$ (рис. 5.1).

Для того чтобы зенитные температуры неба были низкими, следует калибровочные работы вести по возможности при условии ясной атмосферы.

Очевидно, что при работе в диапазонах длин волн, близких к линиям поглощения атмосферных газов (в радиодиапазоне – это неизбежные пары воды и кислород), может быть полезным выполнение калибровок в горных местностях, при достаточных высотах над уровнем моря и низкой влажности.

Значение зенитной температуры $T_{\text{я.з}}$ с высокой точностью может быть измерено с помощью эталонных рупоров со стандартным усилением или рассчитано теоретически по известным значениям температуры, влажности и давления в районе выполнения опыта.

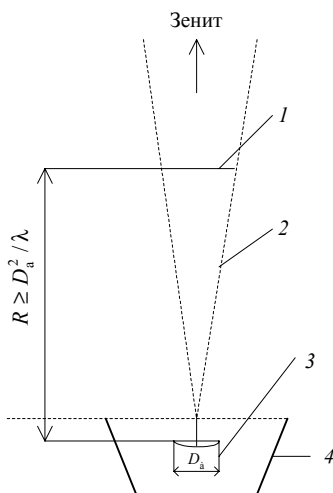


Рис. 5.1. Схема калибровки антенн: 1 – поглощающий диск-излучатель; 2 – главный луч ДН антенны; 3 – калибруемая антенна; 4 – проводящий экран

Следует отметить, что в силу независимости активных потерь от температуры антенны повторение измерений при разных температурах может быть использовано для уточнения измеренного значения η .

Величина $\beta_{\text{гл}}$ тоже может быть определена из уравнения (3.28), если область главного лепестка ДН антенны по уровню первых нулей заполнить излучателем с известной яркостной температурой, как это видно на рис. 5.1. Естественно, что такой излучатель должен размещаться на расстоянии R от антенны, где лепестковая структура ДН антенны уже достаточно хорошо сформирована, т. е. R должно удовлетворять соотношению $R \geq \frac{D_a^2}{\lambda}$, где D_a – диаметр антенны.

В качестве излучателя проще всего использовать абсолютно поглощающий на данной волне материал (абсолютно черное тело) с яркостной температурой, равной его термодинамической температуре $T_{\text{ч}}$, которая с высокой точностью может быть измерена по всей его поверхности с помощью температурных датчиков и усреднена. Положение излучателя в главном луче может быть найдено по максимуму антенной температуры $(T_a)_{\text{max}}$, а точность этого положения мало влияет на результаты калибровки, так как края излучателя попадают в область нулевого уровня главного лепестка антенны.

Теперь на основании (3.28) антенная температура системы может быть связана с остальными параметрами следующим выражением:

$$(T_a)_{\text{max}} = \eta(1 - \beta_{\text{гл}}) T_{\text{ч}} + \eta\beta_{\text{гл}} T_{\text{я.з}} + (1 - \eta) T,$$

из которого может быть найдена единственная неизвестная величина

$$\beta_{\text{гл}} = \frac{\eta T_{\text{ч}} + (1 - \eta) T - (T_a)_{\text{max}}}{\eta(T_{\text{ч}} - T_{\text{я.з}})}. \quad (5.2)$$

Однажды измеренные значения η и $\beta_{\text{гл}}$ для антенной системы могут изменяться: η – при изменении поверхностной проводимости материала, из которого выполнена антенная система; $\beta_{\text{гл}}$ – при перемещении элементов антенного устройства по отношению друг к другу или при изменениях положения антенны по отношению к корпусу носителя (например, при сканировании).

Из сказанного следует особая важность технологической (особенно в части покрытий) и конструктивной проработки антенного устройства, его элементов и размещения на носителе с точки зрения точности последующей интерпретации полученных экспериментальных данных.

Кроме описанного метода калибровки антенных устройств, измерение КПД антенны можно реализовать в соответствии со схемой, представленной на рис. 5.2.

Вычисление КПД производится по формуле (5.1), в которой величина T_a соответствует температуре внутреннего генератора шума (ГШ), а $T_{я.з}$ – радиояркой температуры внешнего ГШ (рис. 5.3), который, как и согласованная нагрузка, выполнен азотоохлаждаемым.

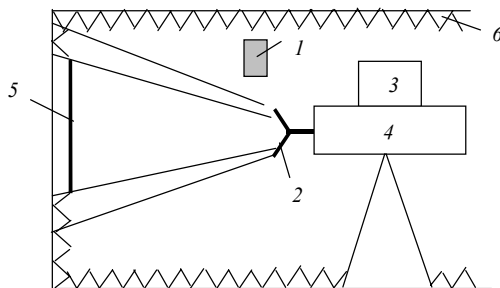


Рис. 5.2. Структурная схема измерений

КПД антенны:

1 – согласованная нагрузка; 2 – антенна; 3 – радиометр; 4 – гониометр; 5 – генератор шума; 6 – безэховая камера

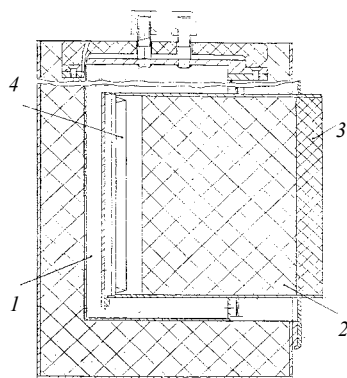


Рис. 5.3. Внешний генератор шума:

1 – жидкий азот; 2 – тепловая защита; 3 – аттенюатор; 4 – излучатель

Определение коэффициента рассеяния антенны можно выполнить также радиометрическим методом по измерению излучения трех калибровочных областей. Схема измерения представлена на рис. 5.4.

Фиксируются выходные уровни U , получаемые при измерениях излучения от двух внешних ГШ и металлического листа. Вычисления проводятся по формуле

$$\beta_{\text{гл}} = \frac{U_3 - U_2 + U_1}{U_3}. \quad (5.3)$$

Методы калибровки, поясняемые на рис. 5.2 и 5.4, позволяют производить калибровку в диапазоне от 8 до 100 ГГц, с погрешностью измерений не хуже 0,5 % для КПД и 1 % для коэффициента рассеяния.

Наряду с КПД и коэффициентом рассеяния, во многом определяющими параметры радиометра, важной характеристикой является ДН.

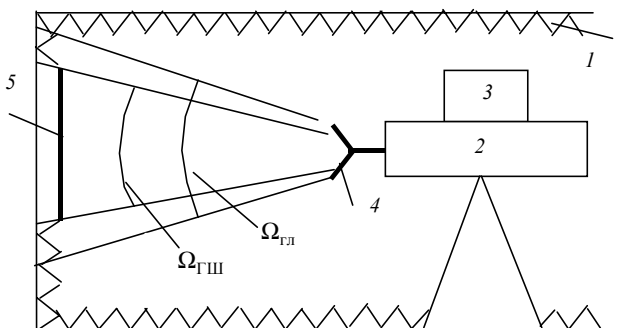


Рис. 5.4. Функциональная схема измерения коэффициента рассеяния антенны:

1 – безэховая камера; 2 – гониометр; 3 – радиометр; 4 – исследуемая антенна; 5 – генератор шума

В антенной технике разработано много методов измерения этой характеристики. Дадим краткое описание одного из них.

Диаграмма направленности антенны может быть измерена в соответствии с функциональной схемой рис. 5.5. При помощи гониометра производится поворот антенны на выбранную величину угла, и для квад-

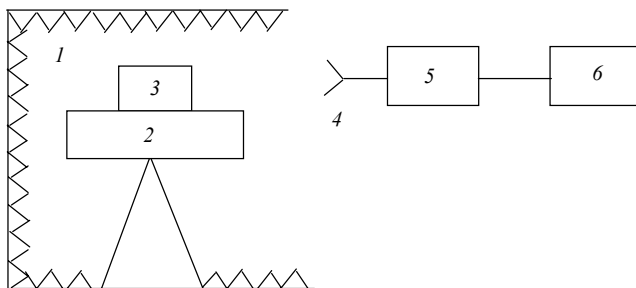


Рис. 5.5. Функциональная схема измерения ДН:

1 – безэховая камера; 2 – гониометр; 3 – исследуемая антенна; 4 – эталонная антенна линейной поляризации; 5 – приемник; 6 – регистратор

ратичного детектора приемника регистратором фиксируется мощность излучения в данном направлении. Исследовав излучение по всему диапазону углов, получим ДН в выбранной плоскости. Аналогично можно провести измерения ДН в другой плоскости.

Измерение других характеристик антенной системы, например, потерь в облучателе, антенно-фидерном тракте и т. п. достаточно подробно разработано и изложено в литературе по антенной технике.

5.3. Калибровка радиометрического приемника

5.3.1. Калибровка шкалы приемника

Чтобы обеспечить необходимую точность измерения, требуется производить калибровки радиометрического приемника. Для калибровки могут быть использованы как характеристики сигнала вне рабочего сектора (шум “холодного космоса”) без переключения в СВЧ-тракте, так и включение на входе СВЧ-приемника сигнала от встроенного в волноводный тракт ГШ или коммутация входа приемника на эталонный источник шума, например, на согласованную нагрузку с известной температурой. Дополнительные возможности калибровки связаны с использованием вне рабочего сектора принятого сигнала от апертурного ГШ, размещенного на объекте (через отражатель в виде зеркала).

Калибровка радиометрических приемников ставит своей целью нахождение связи между амплитудой выходного сигнала и антенной температурой, которая поступает на его вход.

Антенная температура – величина, пропорциональная СВЧ-мощности, подведенной ко входу приемника, подвергается в канале линейному усилению и последующему детектированию, которое, учитывая реальные мощности СВЧ-сигналов, всегда можно считать квадратичным. Отклик же квадратичного детектора (в виде тока или напряжения) пропорционален приложенной к его входу высокочастотной мощности.

Таким образом, принципиально, между антенной температурой T_a на входе радиометрического приемника и амплитудой его выходного сигнала U должна существовать линейная зависимость типа

$$U = aT_a + b. \quad (5.4)$$

При этом, как показывают детальные исследования, начальная точка шкалы определяется, в основном, неидеальностью согласований между различными элементами высокочастотной части радиометрического приемника, которые могут меняться по разным причинам, в частности, при изменении частоты принимаемого сигнала. Кроме того, поскольку качество согласования ВЧ-трактов, как правило, ухудшается с рас-

ширением полосы принимаемых частот, для широкополосных супергетеродинных радиометрических приемников одной из основных причин вариаций коэффициента b является нестабильность частоты гетеродина.

Крутизна шкалы a определяется, в основном, усилением активных узлов и потерями в пассивных элементах приемного тракта, и соответственно, вариации крутизны возникают при многочисленных переменных внешних воздействиях на указанные узлы и элементы.

Для устранения влияний вариаций a и b на точность отсчета значений антенных температур калибровка шкалы (т. е. определение мгновенных значений крутизны и начальной шкалы) должна производиться периодически, через интервалы времени меньшие, чем время корреляции соответствующих вариаций.

Принципиально, исходя из линейной зависимости между U и T_a , для калибровки радиометрической шкалы достаточно ко входу радиометрического приемника периодически подключать два излучателя с точно известными температурами T_{a1} и T_{a2} и фиксировать соответствующие выходные сигналы U_1 и U_2 . При условии, что при такой калибровке сигналы проходят через весь тракт от самого его входа (включая облучатель антенны) и до выхода, значения коэффициентов a и b могут быть легко найдены в виде

$$a = \frac{U_1 - U_2}{T_{a1} - T_{a2}}, \quad b = \frac{T_{a1}U_2 - T_{a2}U_1}{T_{a1} - T_{a2}}. \quad (5.5)$$

По отсчету сигнала U , полученному при измерении неизвестной температуры T_a , величина

$$T_a = \frac{(T_{a1} - T_{a2})U + (T_{a2}U_1 - T_{a1}U_2)}{U_1 - U_2}.$$

Для повышения точности при заметных изменениях параметров a и b в двух последовательных калибровках целесообразно пользоваться их интерполированными значениями. Однако в условиях бортового использования аппаратуры с применением указанного метода калибровки могут встретиться серьезные трудности.

В условиях летательных аппаратов, даже при наличии на борту оператора, доступ ко входным элементам полного приемного тракта (по существу, к облучателю антенны) в процессе полета бывает невозможным и, следовательно, появляется проблема дистанционного подключения эталонных температур в моменты калибровки.

В условиях беспилотных носителей эта проблема осложняется необходимостью полной автоматизации процессов калибровки.

В ряде случаев серьезной проблемой может оказаться создание двух прецизионных эталонов температур и их согласование на входе при переключениях. Иногда указанные трудности оказываются непреодолимыми и приходится идти на компромиссы – искать упрощенные технические решения за счет снижения точности калибровки.

Одним из вариантов такой упрощенной системы калибровки является использование в качестве эталонных температур низкой температуры неба (или космического пространства), получаемой с помощью слабонаправленного рупора, ориентированного в зенит или в свободное пространство, и температуры хорошо согласованной нагрузки, конструктивно размещаемой где-либо вблизи приемника.

В связи с тем, что из рассмотренных выше типов радиометрических приемников модуляционные обладают рядом технических и эксплуатационных преимуществ, они применяются значительно чаще других. Поэтому рассмотрим основные вопросы, связанные с калибровкой модуляционного радиометрического приемника на космическом носителе.

Ясно, что приемная антенна и опорный рупор должны размещаться вне корпуса носителя и соединяться с приемником внутри корпуса более или менее длинными трактами, обладающими неизбежными омическими потерями. Кроме того, очевидно, что тракты, соединяющие приемную антенну и опорный рупор с приемником, на разных своих участках могут иметь различную термодинамическую температуру: вне носителя – наружную T_n ; внутри носителя, от его стенок до корпуса приемника – внутреннюю T_v и внутри приемника, за счет перегрева от тепловыделяющих элементов – температуру приемника T_{Π} .

Выделяя в пределах каждого тракта (антенного – “а” и опорного – “о”) участки, находящиеся при указанных температурах, и характеризуя потери на этих участках соответствующими КПД, как это показано на рис. 5.6, можно найти условия, при которых может быть прокалибрована радиометрическая шкала, и выявить факторы, влияющие на точность калибровки.

Пользуясь правилом пересчета температур при прохождении сигнала через элементы с потерями, получим, что в рабочем режиме температура T_a пересчитывается от антенного входа радиометра на вход приемника, в точку Π (рис. 5.6), как $T_{a,\Pi}$:

$$T_{a.П} = \{ [T_a \eta_{a.н} + (1 - \eta_{a.н}) T_n] \eta_{a.в} + (1 - \eta_{a.в}) T_b \} \eta_{a.П} + (1 - \eta_{a.П}) T_{П}, \quad (5.6)$$

где $\eta_{a.н}$, $\eta_{a.в}$ и $\eta_{a.П}$ – КПД наружной, внутренней и коммутационной частей антенного тракта соответственно.

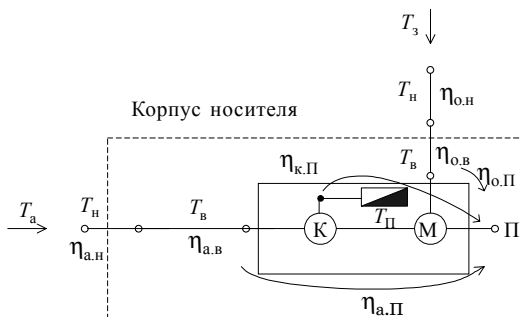


Рис. 5.6. Схема распределения потерь и температур в элементах высокочастотного тракта модуляционного радиометра

Аналогично для зенитной температуры $T_{я.з}$, пересчитанной через опорный тракт на вход приемника в точку $П$, получим $T_{з.П}$:

$$T_{з.П} = \{ [T_{я.з} \eta_{о.н} + (1 - \eta_{о.н}) T_n] \eta_{о.в} + (1 - \eta_{о.в}) T_b \} \eta_{о.П} + (1 - \eta_{о.П}) T_{П}, \quad (5.7)$$

где $\eta_{о.н}$, $\eta_{о.в}$ и $\eta_{о.П}$ – КПД наружной, внутренней и коммутационной частей опорного тракта.

В режиме калибровки при подключении к модулятору M с помощью коммутатора K вместо антенны согласованной нагрузки, размещаемой обычно в пределах высокочастотной головки приемника и имеющей поэтому температуру $T_{П}$, получим в точке $П$ температуру $T_{к.П}$:

$$T_{к.П} = T_{П} \eta_{к.П} + (1 - \eta_{к.П}) T_{П} = T_{П}, \quad (5.8)$$

где $\eta_{к.П}$ – КПД коммутационной части тракта в режиме калибровки.

Имея далее в виду, что в модуляционном радиометрическом приемнике выходной сигнал U линейно связан не с самой измеряемой температурой, а с разностью значений измеряемой и опорной температур на выходе модулятора, т. е. в точке $П$, найдем, что при подключенной антенне выходной сигнал

$$U_a = S[T_{a.П} - T_{з.П}] + U_0, \quad (5.9)$$

а в режиме калибровки при подключенной согласованной нагрузке

$$U_k = S[T_{к.П} - T_{з.П}] + U_0, \quad (5.10)$$

причем крутизна шкалы S и начальное значение сигнала U_0 на выходе приемника в обоих измерениях полагаются одинаковыми.

При снятии с модулятора переменного напряжения от опорного генератора мы получим на выходе модулятора условия, эквивалентные тому, что $T_{к.П} - T_{з.П} = T_{а.П} - T_{з.П} = 0$. Следовательно, при снятой модуляции значение выходного сигнала дает нам величину U_0 , которая, таким образом, становится нам известной.

Используя соотношения (5.6)–(5.10) и вводя для сокращения записей обозначения

$$\eta_a = \eta_{а.н} \eta_{а.в} \eta_{а.П}, \quad \eta_o = \eta_{о.н} \eta_{о.в} \eta_{о.П},$$

можно найти значение измеряемой температуры T_a :

$$\begin{aligned} T_a = & \frac{U_a - U_0}{U_k - U_0} [(T_{ч} - T_{я.з}) \frac{\eta_o}{\eta_a} + (T_{в} - T_{ч}) \frac{\eta_{о.в} \eta_{о.П}}{\eta_a} + \\ & + (T_{П} - T_{в}) \frac{\eta_{о.П}}{\eta_a}] + [T_{я.з} \frac{\eta_o}{\eta_a} - T_{ч} \left(\frac{\eta_o}{\eta_a} - 1 \right) - \\ & - (T_{в} - T_{ч}) \frac{\eta_{о.в} \eta_{о.П} - \eta_{а.в} \eta_{а.П}}{\eta_a} - (T_{П} - T_{в}) \frac{\eta_{о.П} - \eta_{а.П}}{\eta_a}]. \end{aligned} \quad (5.11)$$

Здесь выражение в первой квадратной скобке соответствует крутизне шкалы, а во второй – начальной температуре.

Таким образом, значение антенной температуры при рассматриваемой системе калибровки определяется не только измеряемыми величинами выходных показаний радиометра и температурных датчиков, но и потерями в отдельных участках трактов.

Если все потери в тракте отсутствуют, то $\eta_a = \eta_o = 1$ и

$$T_a = \frac{U_a - U_0}{U_k - U_0} (T_{П} - T_{я.з}) + T_{я.з}.$$

Если потери есть, но весь тракт находится при постоянной температуре, т. е. $T_{ч} = T_{в} = T_{П} = T_0$, то

$$T_a = \frac{U_a - U_0}{U_k - U_0} \left[(T_0 - T_{я.з}) \frac{\eta_o}{\eta_a} \right] + \left[T_0 - (T_0 - T_{я.з}) \frac{\eta_o}{\eta_a} \right],$$

и влияние на определение T_a оказывает только отношение потерь η_o/η_a .

При использовании аппаратуры в реальных условиях имеют место вариации потерь вследствие случайных внешних воздействий. Наиболее существенное влияние в случае спутниковой аппаратуры могут оказать:

- воздействие, со временем, реальной атмосферы на физико-химическое состояние покрытий и их проводимость;
- периодические изменения внешней температуры, приводящие к переменным деформациям трактов и последующим остаточным явлениям;
- вибрационные и линейные механические напряжения в процессе транспортировок аппаратуры и ее пуска;
- механические напряжения и деформации спутника на разных этапах его использования, которые возникают при перепадах давления внутри и вне корпуса.

В связи с этим обстоятельством представляет интерес оценка величины возможных вариаций потерь в трактах, влияния вариаций на погрешность измерения антенной температуры и выявление условий, при которых влияние вариаций сводится к минимуму.

В рассматриваемом упрощенном случае структура выражения позволяет сделать соответствующие выводы об оптимальных условиях работы без специального анализа. Если перегруппировать члены во второй квадратной скобке (5.11) нижеследующим образом:

$$\begin{aligned}
 T_a = \frac{U_a - U_0}{U_k - U_0} & \left[(T_{\text{ч}} - T_{\text{я.з}}) \frac{\eta_o}{\eta_a} + (T_{\text{в}} - T_{\text{ч}}) \frac{\eta_{\text{о.в}} \eta_{\text{о.п}}}{\eta_a} + (T_{\text{п}} - T_{\text{в}}) \frac{\eta_{\text{о.п}}}{\eta_a} \right] - \\
 & - \left[(T_{\text{ч}} - T_{\text{я.з}}) \frac{\eta_o}{\eta_a} + (T_{\text{в}} - T_{\text{ч}}) \frac{\eta_{\text{о.в}} \eta_{\text{о.п}}}{\eta_a} + (T_{\text{п}} - T_{\text{в}}) \frac{\eta_{\text{о.п}}}{\eta_a} \right] + \\
 & + T_{\text{ч}} + (T_{\text{в}} - T_{\text{ч}}) \frac{\eta_{\text{а.в}} \eta_{\text{а.п}}}{\eta_a} + (T_{\text{п}} - T_{\text{в}}) \frac{\eta_{\text{а.п}}}{\eta_a}, \quad (5.12)
 \end{aligned}$$

то сразу видно, что работа с температурой согласованной нагрузки, равной антенной температуре (упомянутой ранее нулевой режим), дает

$$\frac{U_a - U_0}{U_k - U_0} = 1$$

и первые две скобки в (5.12) взаимно уничтожаются. При этом устраняется влияние трех отношений потерь: η_o/η_a , $\eta_{o.в}/\eta_a$ и $\eta_{o.п}/\eta_a$, а погрешность измерения будет определяться последней квадратной скобкой в (5.12).

Легко видеть, что выравнивание температур: $T_q = T_b = T_{\Pi}$ устраняет влияние и остальных двух отношений потерь в трактах: $\eta_{a.в}\eta_{a.п}/\eta_a$ и $\eta_{a.п}/\eta_a$.

Идеальные условия нулевых измерений и изотермичности всех элементов аппаратуры практически реализовать вряд ли возможно, но можно существенно снизить влияние ошибок измерения за счет случайных вариаций отношений потерь в трактах, если выполнить два условия:

- 1) температуру согласованной нагрузки выбирать равной среднему значению возможного диапазона измеряемых антенных температур;
- 2) по возможности стремиться к выравниванию температуры элементов аппаратуры, размещаемых внутри и вне корпуса спутника.

5.3.2. Определение чувствительности радиометра

Из предшествующего изложения ясно, что основным параметром радиометра является его чувствительность. Разработано несколько способов экспериментального определения чувствительности. Рассмотрим способ, основанный на анализе выходных флюктуаций собственных шумов радиометрического приемника. При включении напряжения питания радиометра на регистрирующем устройстве при отсутствии сигнала можно наблюдать “шумовую дорожку” – флюктуации собственных шумов (рис. 5.7).

Среднеквадратичное значение флюктуаций может быть определено следующим образом. От некоторого условного нуля через равные интервалы времени $\Delta t > \tau$ снимаются отсчеты a_j .

По n отсчетам находим среднее значение

$$\bar{a} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n a_i$$

и среднее квадратичное значение

$$\sigma_a = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (a_i - \bar{a})^2}{n-1}}.$$

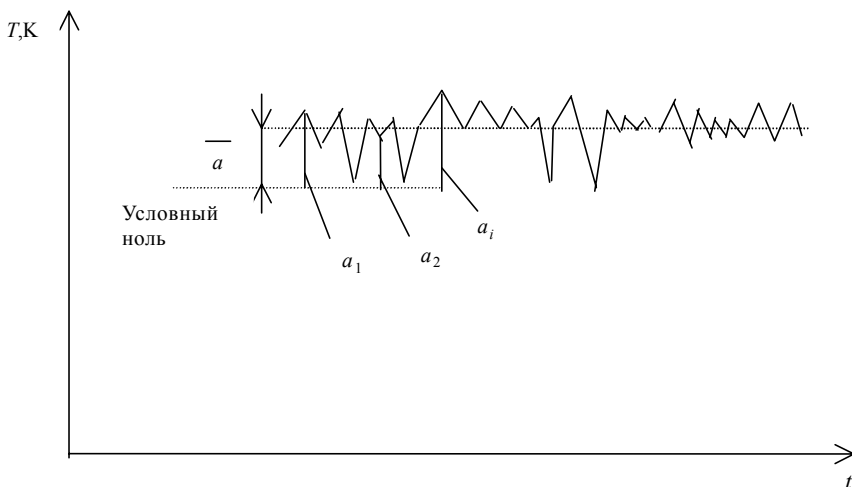


Рис. 5.7. Выходные флуктуации собственных шумов радиометра

Далее, используя известный калибровочный сигнал от источника шума с температурой T_k , определяем σ_k .

Окончательно определяем флуктуационную чувствительность в градусах

$$\delta T = T_k \frac{\sigma_a}{\sigma_k}.$$

Вся описанная процедура может быть выполнена с использованием измерительной аппаратуры, собранной согласно функциональной схеме рис. 5.8.

В этом случае среднеквадратичное значение напряжения флуктуаций U_σ измеряется вольтметром 4. Тем же вольтметром измеряется выходное напряжение приемника U_k при включенном ГШ. Шумовая температура после аттенюатора (на входе приемника) – T_k . Она определяется через температуру генератора шума $T_{ГШ}$ и ослабление, вносимое аттенюатором L , следующим образом:

$$T_k = T_{ГШ} L - T(1 - L).$$

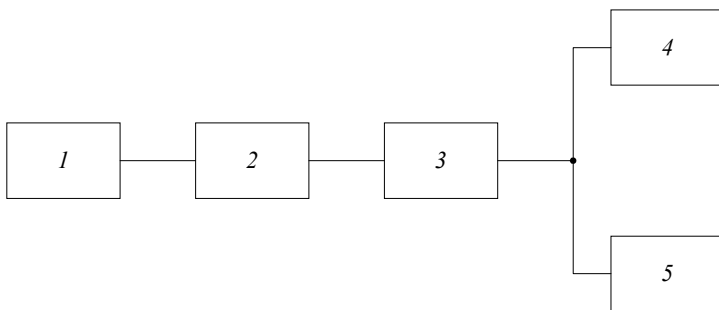


Рис. 5.8. Упрощенная функциональная схема определения чувствительности радиометра:

1 – генератор шума; 2 – аттенуатор; 3 – радиометр; 4 – вольтметр;
5 – осциллограф

Тогда флюктуационная чувствительность, приведенная ко времени 1 с, рассчитывается по формуле

$$\delta T = \frac{T_k U_\sigma / 2}{U_k \sqrt{\Delta F \tau}},$$

где τ – время усреднения.

Естественно, что измеренная по одной реализации величина СКО выходных флюктуаций δT отличается от предельного значения СКО. Если реализация состоит из n отсчетов и число их достаточно велико ($n \geq 30$), то распределение δT близко к нормальному. В работе [7] показано, что СКО для величины δT

$$\sigma_{\delta T} \approx \frac{\delta T}{\sqrt{2n}}.$$

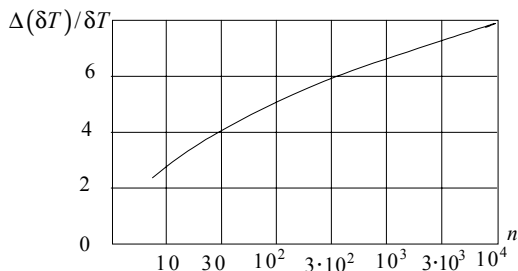


Рис. 5.9. Связь между шириной шумовой дорожки и числом отсчетов

Тогда, пользуясь графиком рис. 5.9 [7], можно определить разброс значений δT от реализации к реализации (“шумовую дорожку” $\Delta(\delta T)$).

Задавшись, например, вероятностью выброса $\beta = 1/n = 0,1$, получим значение

разброса $\frac{\Delta(\delta T)}{\sigma_{\delta T}} \approx 3,2$. Откуда $\Delta(\delta T) \approx 3,2 \frac{\delta T}{\sqrt{2n}}$. Это значит, что определенная нами величина δT с вероятностью 0,9 лежит в пределах $\delta T \pm 1,6 \frac{\delta T}{\sqrt{2n}}$.

5.3.3. Измерение шумовой температуры радиометра

Измерение шумов приемника по постоянной составляющей тока видеодетектора может быть выполнено в соответствии с функциональной схемой (рис. 5.10).

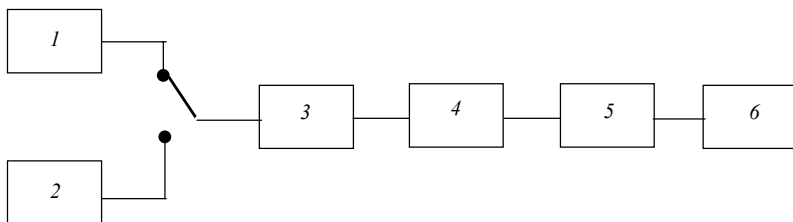


Рис. 5.10. Функциональная схема измерения шумовой температуры радиометра:

1, 2 – источники калибровочных шумовых сигналов; 3 – аттенюатор; 4 – приемник; 5 – квадратичный детектор; 6 – измеритель постоянной составляющей тока

Источниками двух калибровочных шумовых сигналов могут быть либо находящиеся при известных температурах T_1 и T_2 согласованные нагрузки, либо ГШ с известной эффективной температурой шума. Для двух измерений при подключении первого и второго источника калибровочных сигналов получим на выходе видеодетектора два значения тока α_1 и α_2 , причем

$$\alpha_1 \sim T_{\text{пр}} + T_1, \quad \alpha_2 \sim T_{\text{пр}} + T_2.$$

Из этих соотношений шумовая температура приемника

$$T_{\text{пр}} = (T_1 - T_2) \frac{\alpha_1 / \alpha_2}{1 - \alpha_1 / \alpha_2} - T_1.$$

При этих измерениях необходимо, чтобы тракт приемника, включая видеодетектор, был линейным. В случае, если это требование не выполняется, можно применить другой способ измерения.

С помощью аттенюатора 3 (рис. 5.10) приводят отсчеты тока детектора к одной и той же величине α . При этом характеристика детектора не входит в измерения. В результате получаем $\alpha = \frac{T_2 + T_{\text{пр}}}{L}$, где L – изменение, вносимое аттенюатором при втором измерении.

Измерение шумов приемника по переменному напряжению в узкой полосе частот на выходе детектора можно осуществить по схеме рис. 5.10, заменяя в ней блок 6 на измеритель переменного напряжения шума в узкой полосе частот. Измерения проводятся по той же методике, что и в предыдущем случае.

5.3.4. Определение нелинейности амплитудной характеристики радиометра

Измерение нелинейности амплитудной характеристики (коэффициента усиления) радиометрического приемника можно осуществить на стенде, структурная схема которого представлена на рис. 5.11.

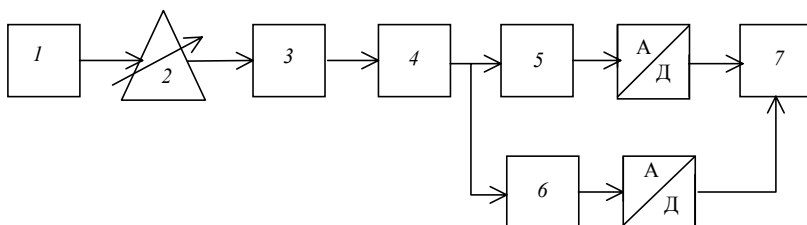


Рис. 5.11. Структурная схема измерения амплитудной характеристики радиометра:

1 – источник опорного сигнала; 2 – аттенюатор; 3 – ВЧ-тракт; 4 – квадратичный детектор; 5 – низкочастотный тракт; 6 – прецизионный усилитель; 7 – ЭВМ

В качестве источника опорного сигнала можно использовать согласованную нагрузку, помещенную в термостат с кипящим азотом. При этом шумовая температура согласованной нагрузки составляет $T_{\text{с.н}} = 80$ К. При открытом аттенюаторе шумовая температура согласованной нагрузки полностью приложена ко входу приемника. Тогда $T_{\text{ш}} = T_{\text{с.н}}$, где $T_{\text{ш}}$ – шумовая температура на входе приемника.

Изменение положения регулировки аттенюатора приводит к тому, что часть мощности, излучаемой согласованной нагрузкой, будет затухать,

а аттенюатор, в свою очередь, будет давать собственный шумовой сигнал, пропорциональный коэффициенту затухания $(1-L)$ и термодинамической температуре. В результате, шумовую температуру на входе приемника можно представить в следующем виде:

$$T_{\text{ш}} = T(1 - L) + T_{\text{с.н}}L, \quad (5.13)$$

где T – температура аттенюатора, равная температуре окружающей среды ($T = 300 \text{ К}$); $L = 10^{-l/10}$, где l – показатель шкалы аттенюатора, дБ.

Таким образом, минимальная шумовая температура на входе приемника (80 К) достигается при открытом аттенюаторе ($L = 1$), а максимальная (300 К) – при полностью закрытом аттенюаторе ($L = 0$).

Следовательно, нелинейность коэффициента передачи измерительного тракта радиометра определяется для диапазона температур 80–300 К. Причем нелинейность амплитудной характеристики можно определить как для всего измерительного тракта, так и для низкочастотной части.

В первом случае за входной сигнал принимается $T_{\text{ш}}$, который изменяется аттенюатором. Величина $T_{\text{ш}}$ вычисляется по (5.13), а выходной сигнал $U_{\text{вых}}$ снимается с АЦП ЭВМ. При линейном коэффициенте передачи напряжение на выходе радиометра

$$U_{\text{вых}} = KT_{\text{ш}}, \quad (5.14)$$

где $K = \text{const}$.

По отлтию K от постоянного значения определяется нелинейность амплитудной характеристики радиометрического приемника. Для этого проводится число измерений $n = 20$ при различных положениях аттенюатора: от полностью открытого до закрытого. При каждом положении аттенюатора измеряется $U_{\text{вых}}$ и рассчитывается коэффициент передачи

чи $K_i = \frac{U_{\text{вых}_i}}{T_{\text{ш}_i}}$. По результатам измерений рассчитывается $K = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n K_i$.

В итоге определяется нелинейность коэффициента передачи приемника ΔK как максимальное отличие K от K_i , т. е.

$$\Delta K = DK_{\text{max}} = |K - K_i|_{\text{max}}. \quad (5.15)$$

Относительная погрешность определения шумовой температуры вследствие нелинейности измерительного тракта определяется следующим образом:

$$\delta T_{\text{ш}} = \frac{\Delta T_{\text{ш}}}{T_{\text{ш}}} = \frac{\Delta K}{K}. \quad (5.16)$$

Определение нелинейности низкочастотной части тракта производится по аналогичному алгоритму. Для этого сигнал снимается с квадратичного детектора и подается на прецизионный усилитель, а далее через АЦП – на ЭВМ. Затем этот сигнал сравнивается с сигналом, прошедшим низкочастотную часть тракта радиометра.

Кроме рассмотренных характеристик радиометра измеряются полоса пропускания приемника и отдельных его каскадов, постоянная времени выходного фильтра, мощность и частота гетеродина (для радиометра супергетеродинного типа) и ряд других. Поскольку измерение этих параметров хорошо известно в измерительной технике, мы их затрагивать не будем.

6. АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ШУМОВОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ

6.1. Основные источники погрешности

Погрешности измерений возникают в результате ошибок измерений и ошибок, связанных с неточностью положения и ориентации орбитального объекта.

Погрешность, вносимую измерительным трактом радиометра $\Delta_{\text{рад}}$, можно разделить на две составляющие: погрешность измерения ($\Delta_{\text{и}}$) и погрешность калибровки $\Delta_{\text{к}}$: $\Delta_{\text{рад}} = \Delta_{\text{и}} + \Delta_{\text{к}}$. Каждая из этих погрешностей может быть представлена как сумма составляющих ошибок.

Рассмотрим составляющие погрешности измерения. К ним относятся относительные ошибки:

- 1) связанные с потенциальной чувствительностью приемника, т. е. вызванные собственными шумами приемника (флюктуационные), $\Delta_{\text{фл}}$;
- 2) вносимые приемом шумового сигнала по боковым лепесткам, $\Delta_{\text{б.л}}$;
- 3) вызванные относительной шумовой температурой антенно-фидерного устройства (АФУ) – ошибки рассеяния, $\Delta_{\text{рас}}$;
- 4) вызванные аналого-цифровым преобразованием сигнала (ошибки квантования), $\Delta_{\text{АЦП}}$;
- 5) возникающие из-за нелинейности измерительного тракта, $\Delta_{\text{нл}}$.

Погрешность калибровки включает ошибки:

- 1) обусловленные неточностью знания шумовой температуры эталонов, по которым производится калибровка, $\Delta_{\text{т}}$;
- 2) измерения, поскольку калибровки связаны с процессом измерения, $\Delta_{\text{и.к}}$;
- 3) вызванные изменением параметров, определяемых при калибровке, в течение цикла между калибровками, $\Delta_{\text{и.к}}$.

Таким образом, максимальную суммарную относительную ошибку измерительного тракта радиометра можно представить в следующем виде:

$$\Delta_{\text{рад}} = \Delta_{\text{фл}} + \Delta_{\text{б.л}} + \Delta_{\text{рас}} + \Delta_{\text{АЦП}} + \Delta_{\text{нл}} + \Delta_T + \Delta_{\text{и.к}} + \Delta_{\text{н.к}}. \quad (6.1)$$

Оценку составляющих суммарной ошибки измерительного тракта дадим далее. Кроме названных в ошибку измерения шумовой температуры входят и ошибки привязки к поверхности наблюдения. Классификация ошибок измерительной системы приведена на рис. 6.1.

Далее оценим величину составляющих погрешностей, входящих в выражение (6.1).

6.2. Погрешность измерительного тракта

6.2.1. Флюктуационная погрешность

Проведем анализ на примере модуляционного приемника. Отметим, что потенциальная флюктуационная чувствительность модуляционного приемника определяется выражением (4.2), в котором $T_{\text{ш}}$ – сумма измеряемого шумового сигнала $T_{\text{и}}$ и эквивалентной шумовой температуры приемника $T_{\text{ш.пр}}$, приведенной к его входу, т. е.

$$T_{\text{ш}} = T_{\text{и}} + T_{\text{ш.пр}}. \quad (6.2)$$

Для определения $T_{\text{ш.пр}}$ рассмотрим высокочастотную часть структурной схемы приемника (рис. 6.2).

Шумовую температуру приемника, приведенную ко входу, можно представить в виде следующей суммы:

$$T_{\text{ш.пр}} = T_{\text{ф}} (1 - \eta_{\text{ф}}) + \frac{T_{\text{УВЧ}}}{\eta_{\text{ф}}} + \frac{T_{\text{см}}}{K_{\text{УВЧ}} \eta_{\text{ф}}} + \frac{T_{\text{УПЧ}}}{K_{\text{УВЧ}} \eta_{\text{ф}} K_{\text{см}}}, \quad (6.3)$$

где $T_{\text{ф}}$, $\eta_{\text{ф}}$ – температура и КПД антенно-фидерного тракта; $T_{\text{УВЧ}}$, $K_{\text{УВЧ}}$ – шумовая температура и коэффициент усиления УВЧ; $T_{\text{см}}$, $K_{\text{см}}$ – шумовая температура и коэффициент передачи смесителя; $T_{\text{УПЧ}}$ – шумовая температура УПЧ.

Поскольку антенно-фидерный тракт, в силу конструкции антенны, находится на ИСЗ вне гермоотсека, его температура может меняться в пределах от 200 до 400 К в зависимости от нахождения спутника на теневой или солнечной стороне Земли. Для оценки погрешности необходимо выбрать наихудший случай, когда ошибка максимальна, т. е. возьмем $T_{\text{ф}} = 400$ К.

Потери при передаче сигнала по стандартному тракту составляют 0,2 дБ. Таким образом, КПД тракта $\eta_{\text{ф}} = 0,98$. Типовой УВЧ имеет ко-

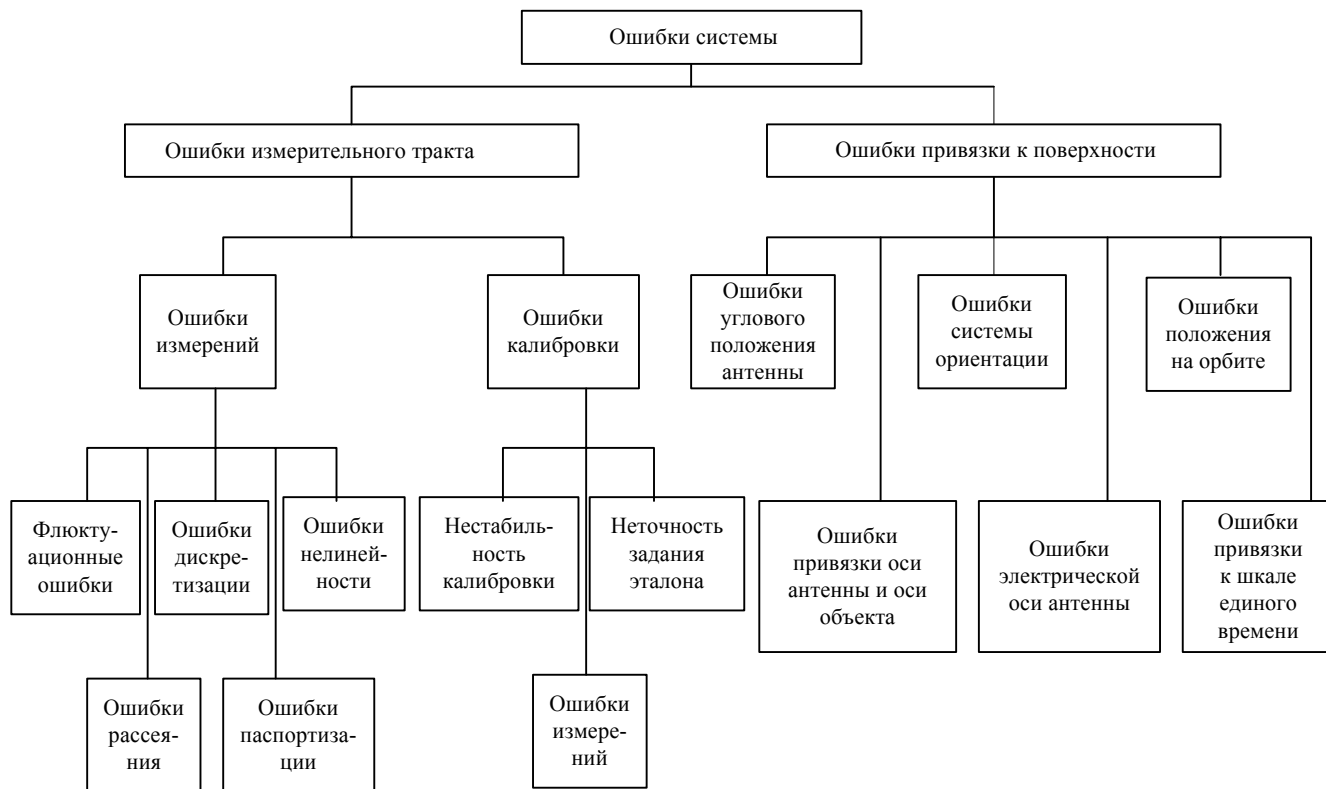


Рис. 6.1. Классификация ошибок радиометрической системы

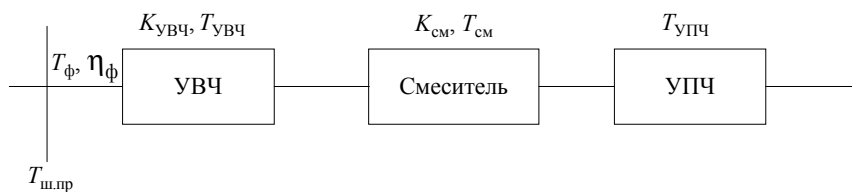


Рис. 6.2. Структурная схема высокочастотной части приемника

эффицент усиления $K_{УВЧ} = 100$ и шумовую температуру $T_{УВЧ} = 200$ К. Коэффициент потерь при преобразовании частоты в смесителе составляет $K_{см} = 0,25$. Шумовая температура смесителя составляет $T_{см} = 300$ К. Шумовая температура УПЧ $T_{УПЧ} = 60$ К. Таким образом, по выражению (6.3) получим шумовую температуру приемника, приведенную к его входу: $T_{ш.пр} \approx 218$ К.

Для определения потенциальной чувствительности необходимо оценить шумовую температуру антенны. Антенная температура, фиксируемая радиометрическим приемным устройством, в условиях применимости закона Релея–Джинса описывается выражением (3.29).

Яркостная температура, принимаемая как по главному, так и по боковым лепесткам, при размещении антенны на борту ИСЗ изменяется от 2,7 до 300 К. Для оценки погрешности необходимо рассмотреть наихудший случай, т. е. принять $T_{ср.гл} = T_{ср.б} = 300$ К, КПД антенны можем считать равным 0,98. Тогда в результате вычислений по (3.29) получим $T_a \approx 300$ К, а расчет по (6.2) дает $T_{ш} = 518$ К. Исходя из (4.2) с учетом полученного результата можно определить потенциальную чувствительность приемника при накоплении сигнала за 1 с. Получим $\Delta T_a = 0,11$ К. Это и есть флюктуационная ошибка измерений. Тогда $\Delta_{фл} = 3,6 \cdot 10^{-4}$.

6.2.2. Погрешность, вызванная приемом сигнала по боковым лепесткам ДН

Шумовую температуру сигнала, принятого по боковым лепесткам, через температуру фона $T_{фон}$ можно определить следующим образом:

$$T_{б.л} = T_{фон} \eta \beta.$$

Поскольку боковые лепестки направлены и на Землю, и на объект, и в космос, то нельзя однозначно оценить $T_{фон}$. Выбираем максимальную $T_{фон} = 300$ К (соответствует приему шумового сигнала по боковым лепесткам от Земли). Тогда $T_{б.л \max} = 9$ К при $\beta = 0,03$.

Эта ошибка слишком велика. Поэтому для ее компенсации необходима подробная наземная паспортизация антенны, при которой определяется уровень и направление всех боковых лепестков ДН. Поскольку в каждый момент времени известно, как ориентирована антенна относительно Земли и объекта, при наземной обработке можно учесть влияние приема по боковым лепесткам. Тогда результирующая ошибка будет определяться погрешностями паспортизации и ошибкой задания температур объектов, расположенных в зоне приема боковых лепестков.

6.2.3. Погрешность рассеяния

Как было отмечено выше, ошибка рассеяния определяется собственной шумовой температурой АФУ. Для конкретизации анализа рассмотрим параболическую антенну с рупорным облучателем, ее КПД можно записать в виде

$$\eta_a = \eta_p(1 - |\Gamma|^2 K_{\text{и}}),$$

где η_p – КПД облучателя (рупора); $|\Gamma|^2$ – коэффициент отражения с поверхности рефлектора; $K_{\text{и}}$ – апертурный коэффициент использования поверхности (КИП), учитывающий амплитудно-фазовое распределение по поверхности рефлектора.

Это выражение учитывает только омические потери мощности электромагнитной волны, происходящие из-за конечной проводимости отражающих и волноведущих поверхностей и наличия специальных покрытий.

Коэффициент отражения от металлической поверхности рефлектора антенны близок к единице. Для антенн радиометрических систем целесообразно учитывать его точное значение. Величину коэффициента отражения можно вычислить методом граничного условия Леонтовича по выражению.

$$|\Gamma|^2 = |2W - 1|,$$

где $W = (1 + j) \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}}$ – волновое сопротивление источника излучения; σ – электропроводность металла.

Экспериментально полученные значения $|\Gamma|^2$ для различных частот приведены в табл. 6.1, откуда видно, что потери передачи сигнала на отражение в худшем случае не превышают 0,1 дБ ($|\Gamma|^2 < 0,999$).

Таблица 6.1

**Коэффициент отражения от поверхности рефлектометра
зеркальной антенны**

λ , см	0,3	0,8	1,35	1,6	3,2	8,5	18,0
$ \Gamma ^2$	0,98500	0,99275	0,99472	0,99493	0,99638	0,99777	0,99847

Величину $K_{\text{и}}$ можно записать в виде

$$K_{\text{и}} = \frac{\left| \int_S E dS \right|^2}{S \int_S |E|^2 dS} \approx \frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_0^{R_0} E(R, \varphi) R dR d\varphi \right|^2}{\pi R_0^2 \int_0^{2\pi} \int_0^{R_0} E(R, \varphi)^2 R dR d\varphi}.$$

Считая поле в раскрыве синфазным и осесимметричным, примем аппроксимацию поля в раскрыве в виде параболического распределения с пьедесталом, описываемым выражением

$$E(R) = 1 - \Delta(R/R_0)^2.$$

При этом на краю раскрыва зеркала имеем величину поля

$$E(R_0) = 1 - \Delta,$$

где Δ – пьедестал распределения. В этом случае апертурный КИП запишется в виде

$$K_{\text{и}} = \frac{1 - \Delta + \frac{1}{4}\Delta^2}{1 - \Delta + \frac{1}{3}\Delta^2}.$$

Для медного рупора КПД η_p будет составлять 0,98–0,99; для $\Delta = 0,316$, $K_{\text{и}} = 0,92$.

Источниками собственного шумового излучения будут потери в рупоре и потери на отражение в зеркале. Выражение температуры антенны из-за собственного шумового излучения, определяемого омическими потерями, запишется в виде

$$T_{\text{ш.а}} = (1 + \eta_p)T_{\text{оп}} + (1 - |\Gamma|^2 K_{\text{и}}) \eta_p T_{\text{оз}},$$

где $T_{\text{оп}}$ – термодинамическая температура рупора; $T_{\text{оз}}$ – термодинамическая температура зеркала.

Рефлектор и рупор антенны при монтаже на ИСЗ конструктивно не имеют термозащиты. В связи с этим термодинамическая температура зеркала и рупора может принимать значения 300 ± 100 К в зависимости от расположения космического аппарата в тени Земли или на солнечной стороне. В этом случае значения собственной шумовой температуры колеблются в пределах (20 ± 10) К. Видно, что неконтролируемый перепад собственной шумовой температуры антенны при абсолютных измерениях радиояркой температуры превышает на порядок другие погрешности радиометрической системы.

Для уменьшения этой погрешности необходимо контролировать температуру зеркала и рупора, а также производить измерения характеристик АФУ (КПД антенны, коэффициент отражения, КИП антенны) при наземной обработке системы.

Как показывает практика, при выполнении указанных условий и измерении температуры с погрешностью не хуже 3°C обеспечивается остаточная погрешность (погрешность рассеивания), не превышающая $0,3$ К.

6.2.4. Погрешность, вносимая АЦП (погрешность квантования)

Если рассматривать АЦП как идеальный квантователь, то ошибку, вызванную квантованием, можно определить как половину единицы младшего разряда: $\Delta_{\text{кв}} = \pm 1$ ед.мл.р./2. В этом случае характеристики шума квантования можно представить в следующем виде:

$$\sigma^2 = \Delta_{\text{кв}}^2 / 3 = (1 \text{ ед.мл.р.})^2 / 12, \text{ и СКО определяется как } \sigma = \frac{1 \text{ ед.мл.р.}}{2\sqrt{3}}.$$

Математическое ожидание составляет $1/2$ ед.мл.р.

В реальных АЦП изготовитель гарантирует ошибку, не превышающую единицы младшего разряда ($\Delta_{\text{кв}} = 1$ ед.мл.р.). В таком случае СКО составляет $\sigma = 1 \text{ ед.мл.р.} / \sqrt{3}$, а математическое ожидание равняется нулю.

Если рассматривать всю шкалу АЦП (4096 единиц) как диапазон измеряемых температур (~ 300 К), то ошибку, вызванную преобразованием в АЦП, можно представить в виде

$$\Delta T_{\text{кв}} = 300/4096 \approx 0,07 \text{ К} \quad \text{и} \quad \sigma = 0,07/\sqrt{3} \approx 0,04 \text{ К}.$$

Однако в этом анализе не учитывается шумовой характер измеряемого сигнала, нестабильность коэффициента передачи измерительного тракта и переходных процессов в этом тракте.

С вероятностью 0,997 можно определить, что значение входного сигнала АЦП не будет отличаться от математического ожидания более, чем на $3\sigma_0$, где σ_0 – среднеквадратичное значение шума на входе АЦП, которое можно оценить из следующего соотношения:

$$\sigma_0 = \frac{2\sqrt{2}T_{\text{ш}}}{\sqrt{\Delta F \tau_{\text{вх.АЦП}}}}.$$

При $\tau_{\text{вх.АЦП}} = T_{\text{АЦП}} = 100$ мкс получим $\sigma_0 = 10$ К.

Таким образом, для преобразования сигнала без искажений необходимо иметь диапазон входных значений АЦП, превышающий математическое ожидание сигнала на $3\sigma_0$ ($3\sigma_0 = 30$ К). Поскольку отклонение от математического ожидания возможно как в положительной, так и в отрицательной части меандра, необходимо иметь запас шкалы АЦП на 60 К. В результате чего снижается коэффициент использования шкалы АЦП в 1,2 раза.

Также необходимо учесть нестабильность коэффициента передачи измерительного тракта, вызванную температурными изменениями и старением устройств. К тракту обычно предъявляется требование по изменению коэффициента передачи не более, чем на 50 %. Таким образом, использование шкалы АЦП уменьшается в 1,5 раза.

В результате переходных процессов в разделительных емкостях при изменении профиля измеряемых температур постоянная составляющая входного сигнала может отличаться от нулевого уровня. При измерении шумовая температура подстилающей поверхности в соседних измерениях может изменяться не больше, чем на 100–150° (граница море–суша). Таким образом, с учетом медленного перезаряда разделительных емкостей динамический диапазон необходимо расширить в 1,5 раза или во столько же раз уменьшить сигнал на входе АЦП. И, следовательно, для прохождения сигнала без искажений необходимо расширение шкалы АЦП.

Таким образом, учитывая все влияющие факторы, получим, что эффективно используется только $1/(1,2 \cdot 1,5 \cdot 1,5) = 1/2,16$ часть шкалы АЦП, т. е. 1896 разрядов. В результате ошибка, вызванная квантованием сигнала, оказывается значительно выше, а именно $\Delta T_{\text{кв}} = 300/1896 = 0,16$ К ($\Delta_{\text{кв}} = 5,3 \cdot 10^{-4}$).

6.2.5. Погрешность из-за нелинейности измерительного тракта

Нелинейность измерительного тракта приемника можно оценить изменениями крутизны шкалы градуировки радиометра, т. е. вариациями коэффициента a , определяемого выражением (5.5). Как было отмечено ранее, величина a может изменяться от многочисленных внешних воздействий, приводящих к изменению коэффициента усиления и потерь в пассивных элементах измерительного тракта. Найдем аналитическое выражение изменения крутизны шкалы градуировки в зависимости от изменений радиоярких температур двух эталонных источников. Из (5.5) получаем

$$da = \frac{dU_1}{T_{a1} - T_{a2}} - \frac{dU_2}{T_{a1} - T_{a2}} + \frac{(U_1 - U_2)}{(T_{a1} - T_{a2})^2} dT_{a1} - \frac{(U_1 - U_2)}{(T_{a1} - T_{a2})^2} dT_{a2}.$$

Для относительного изменения параметров имеем

$$\frac{\Delta a}{a} = \frac{U_1}{U_1 - U_2} \frac{\Delta U_1}{U_1} - \frac{U_2}{U_1 - U_2} \frac{\Delta U_2}{U_2} + \frac{T_{a1}}{T_{a1} - T_{a2}} \frac{\Delta T_{a1}}{T_{a1}} - \frac{T_{a2}}{T_{a1} - T_{a2}} \frac{\Delta T_{a2}}{T_{a2}}.$$

Переходя к среднеквадратичной оценке относительных изменений, можем записать

$$\begin{aligned} \sigma\left(\frac{\Delta a}{a}\right) = & \sqrt{\left(\left(\frac{U_1}{U_1 - U_2}\right)^2 \sigma^2\left(\frac{\Delta U_1}{U_1}\right) - \left(\frac{U_2}{U_1 - U_2}\right)^2 \sigma^2\left(\frac{\Delta U_2}{U_2}\right) + \left(\frac{T_{a1}}{T_{a1} - T_{a2}}\right)^2 \times \right.} \\ & \left. \times \sigma^2\left(\frac{\Delta T_{a1}}{T_{a1}}\right) - \left(\frac{T_{a2}}{T_{a1} - T_{a2}}\right)^2 \sigma^2\left(\frac{\Delta T_{a2}}{T_{a2}}\right)\right). \end{aligned} \quad (6.4)$$

Введем обозначение $T_{a1} - T_{a2} = \Delta T$. Тогда из (6.4) в предположении, что погрешности определения выходных напряжений одинаковы, так же, как и погрешности определения эталонных шумовых температур, получим

$$\sigma\left(\frac{\Delta a}{a}\right) = \sqrt{\frac{2U_1 - a\Delta T}{a\Delta T} \sigma^2\left(\frac{\Delta U}{U}\right) + \frac{2T_{a1} - \Delta T}{\Delta T} \sigma^2 \frac{\Delta T_a}{T_a}}. \quad (6.5)$$

На рис. 6.3 и 6.4 приведены рассчитанные по (6.5) зависимости $\sigma(\Delta a/a)$ от величины T_{a1} и ΔT . Из анализа результатов, приведенных на графиках, следует, что погрешность нелинейности тракта радиометра для нелинейных режимов работы не превышает 0,5 %.

Следовательно, $\Delta_{нл} \leq 5 \cdot 10^{-3}$

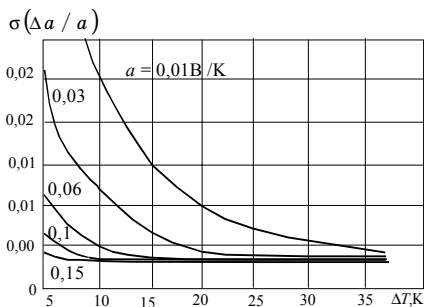


Рис 6.3. Среднеквадратичная относительная погрешность изменения коэффициента крутизны шкалы в зависимости от разницы температур эталонных источников

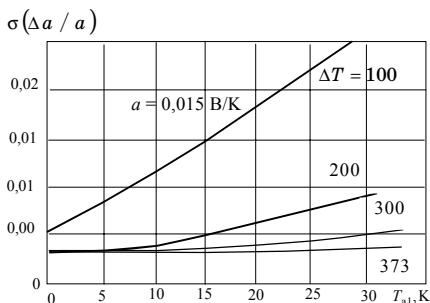


Рис. 6.4. Среднеквадратичная относительная погрешность изменения коэффициента крутизны радиометрической системы от температуры первого эталона

6.3. Ошибки привязки измерений к координатам подстилающей поверхности

Для анализа научной информации необходимо, чтобы полученные в пределах цикла сканирования единичные измерения радиояркой температуры при конкретном положении наблюдаемой области подстилающей поверхности можно было накапливать при многократных наблюдениях. Накопление данных в ближайших циклах сканирования зависит от длительности цикла сканирования, высоты орбиты и ширины ДН антенны. При высоте орбиты $H = 600$ км и отклонении оси конуса при сканировании на 40° диаметр пятна на поверхности при ширине луча $\theta = 1,1 \cdot 10^{-2}$ рад составляет $D = \text{cosec}^2 40^\circ \theta H = 2 \cdot 1,1 \cdot 10^{-2} \cdot 600 = 13$ км.

Таким образом, например, при заданном цикле сканирования $T_{ц} = 2,5$ с имеет место “пунктирная” съемка, так как за цикл сканирования наблюдаемая область смещается на $8 \cdot 2,5 = 20$ км по направлению полета. Смещение за цикл сканирования в данном случае превышает диаметр пятна на поверхности.

При накоплении данных, полученных на различных витках, необходимо, чтобы погрешность расчета координат подстилающей поверхности

была не более 0,5 диаметра засвечиваемого пятна, что соответствует угловой ошибке не более 0,5 ширины луча антенны.

Погрешность расчета координат определяется:

- погрешностью измерения текущего углового положения антенны Δ_a ;
- привязкой данных о положении антенны при сканировании к шкале единого времени Δ_j ;
- привязкой механической оси антенны к осям объекта Δ_o ;
- сдвигом электрической оси антенны относительно ее механической оси Δ_3 ;
- ошибкой системы ориентации объекта Δ_{op} ;
- погрешностью знания текущего положения спутника на орбите Δ_n .

Погрешность определения углового положения антенны определяется угловой ошибкой оптического датчика “начало скана”, фиксирующего момент прохождения антенны через нулевое положение.

Существующие датчики имеют погрешность (10–20)'. Для уменьшения погрешности определения углового положения антенны необходимо предусмотреть пару близкорасположенных фотодиодов и также следует измерять текущее значение периода сканирования.

Период сканирования в пределах сеанса при использовании синхронного двигателя между сеансами измерения периода 2,5 с с погрешностью 100 мкс позволяет оценить приращение угла в пределах периода сканирования с погрешностью менее 1', так как $10^{-4}/2,5 \cdot 2\pi \text{ радиан} = 0,5'$.

Привязка данных об угловом положении антенны к шкале единого времени с высокой точностью обеспечивается измерением задержки импульса с начала скана к шкале времени с дискретностью 10 мкс (частота 100 кГц). В этом случае погрешность за счет привязки по времени пренебрежимо мала.

Привязка механической оси антенны к осям объекта определяется конструкцией, при которой проводится оптический контроль положения оси антенны относительно опорной плиты. Опорная плита антенны фиксируется на объекте с погрешностью не более 1'. В этом случае результирующая погрешность $\Delta_{o \max}$ привязки механической оси к осям объекта не должна превышать 3'.

Сдвиг электрической оси антенны относительно механической оси проверяется по симметрии ДН относительно заданного положения. Ошибка при такой проверке при ширине ДН 40' не превосходит 2', т. е. $\Delta_3 \leq 2'$.

Ошибка системы ориентации спутника определяет точность оценки координат подстилающей поверхности. Максимальная допустимая ошибка по каждой из координат для современных систем не должна быть более $10'$, СКО не более $5'$. Если эти условия не обеспечиваются, то при наличии точных датчиков системы астроориентации необходимо передавать на Землю сигнал ошибки датчиков. Это в ряде случаев реализуется легче, чем обеспечение указанной точности ориентации.

Ошибка измерения координат спутника составляет: при средней точности траекторных измерений до 2 км вдоль орбиты, до ± 50 м в других направлениях. При диаметре пятна облучения на поверхности 13 км это соответствует угловой ошибке до $7'$ в продольном и до $2'$ в поперечном направлении.

6.4. Методика определения шумовой температуры подстилающей поверхности

Для получения выражения шумовой температуры подстилающей поверхности выведем выражение для абсолютного значения антенной температуры T_a при калибровке по двум известным антенным температурам. Запишем выражение для трех выходных напряжений радиометра, который является откликом на воздействие T_{a1} , T_{a2} и T_a . При этом считаем, что величина a постоянна за период сканирования. Имеем

$$U_{\text{вых}1} = aT_{a1} + b;$$

$$U_{\text{вых}2} = aT_{a2} + b;$$

$$U_{\text{вых.}a} = aT_a + b.$$

Решая эту систему уравнений относительно T_a , получим

$$\frac{U_{\text{вых.}a} - U_{\text{вых}1}}{U_{\text{вых}2} - U_{\text{вых}1}} = \frac{T_a - T_{a1}}{T_{a1} - T_{a2}},$$

$$T_a = T_{a1} + \frac{U_{\text{вых.}a} - U_{\text{вых}1}}{U_{\text{вых}2} - U_{\text{вых}1}}(T_{a1} - T_{a2}). \quad (6.6)$$

Для случая, когда коэффициент раскрытия антенны стремится к нулю и главный лепесток ДН полностью перекрывается апертурой ГШ, выражение примет вид

$$T_a = T_1 + \frac{U_{\text{вых. а}} - U_{\text{вых1}}}{U_{\text{вых2}} - U_{\text{вых1}}} (T_{a1} - T_{a2}), \quad (6.7)$$

где T_1 – термодинамическая температура первого источника шума.

Калибровка радиометрической системы возможна в следующих комбинациях:

- по двум апертурным ГШ;
- по одному апертурному ГШ и “холодному космосу”;
- по “холодному космосу” и ГШ, встроенному в приемный тракт.

Взаимное расположение источников излучения и антенны представлено на рис. 6.5.

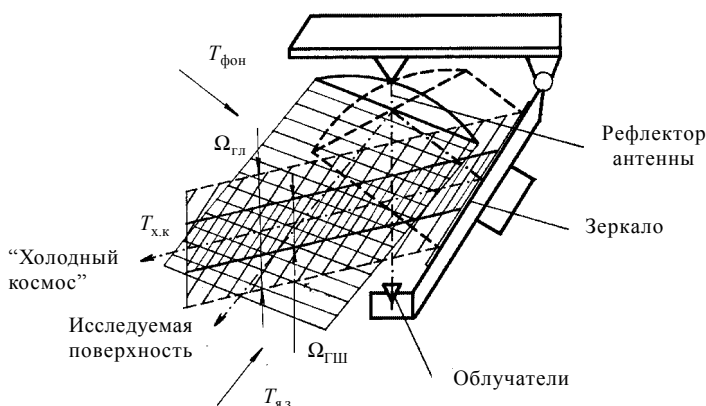


Рис. 6.5. Взаимное расположение источников излучения и антенны

В общем случае при калибровке с использованием ГШ выражение для антенной температуры запишется в виде

$$T_{a1} = T_1 (1 - \beta_{\text{гл}}) \frac{\Omega_{\text{ГШ1}}}{\Omega_{\text{гл}}} \eta \eta_{\text{тр}} + T_{\text{фон}} \frac{\Omega_{\text{гл}} - \Omega_{\text{ГШ1}}}{\Omega_{\text{пр}}} (1 - \beta_{\text{гл}}) \eta \eta_{\text{тр}} + \beta_{\text{гл}} \eta \eta_{\text{тр}} T_{\text{фон}} + (1 - \eta) T + T_{\text{ш.а}} \eta_{\text{тр}},$$

где $\Omega_{\text{гл}}$ – телесный угол главного лепестка; $\Omega_{\text{ГШ1}}$ – телесный угол, занимаемый ГШ; $T_{\text{фон}}$, T – температуры фона и тракта соответственно; $\eta_{\text{тр}}$ – КПД тракта.

В общем случае при наблюдении ГШ конечных размеров $\Omega_{\text{ГШ}}$ на фоне “холодного космоса” с температурой $T_{\text{х.к}}$ выражение для шумовой температуры антенны запишется в виде

$$T_{\text{a1}} = T_1 (1 - \beta_{\text{гл}}) \frac{\Omega_{\text{ГШ}}}{\Omega_{\text{гл}}} \eta \eta_{\text{тр}} + T_{\text{х.к}} \frac{\Omega_{\text{гл}} - \Omega_{\text{ГШ1}}}{\Omega_{\text{гл}}} (1 - \beta_{\text{гл}}) \eta \eta_{\text{тр}} + \beta_{\text{гл}} \eta \eta_{\text{тр}} T_{\text{фон}} + (1 - \eta_{\text{тр}}) T + T_{\text{ш.а}} \eta_{\text{тр}}.$$

Аналогично запишется выражение для антенной температуры со вторым источником шума с термодинамической температурой T_2 :

$$T_{\text{a2}} = T_2 (1 - \beta_{\text{гл}}) \frac{\Omega_{\text{ГШ}}}{\Omega_{\text{гл}}} \eta \eta_{\text{тр}} + T_{\text{х.к}} \frac{\Omega_{\text{гл}} - \Omega_{\text{ГШ1}}}{\Omega_{\text{гл}}} (1 - \beta_{\text{гл}}) \eta \eta_{\text{тр}} + \beta_{\text{гл}} \eta \eta_{\text{тр}} T_{\text{фон}} + (1 - \eta_{\text{тр}}) T + T_{\text{ш.а}} \eta_{\text{тр}}.$$

Для случая, когда антенна направлена в область “холодного космоса”, шумовая температура антенны запишется в виде

$$T_{\text{а.х.к}} = T_{\text{х.к}} (1 - \beta_{\text{гл}}) \eta \eta_{\text{тр}} + \beta_{\text{гл}} \eta \eta_{\text{тр}} T_{\text{фон}} + (1 - \eta_{\text{тр}}) T + T_{\text{ш.а}} \eta_{\text{тр}}.$$

Выражение для антенной температуры, когда производится наблюдение подстилающей поверхности Земли, запишется в виде

$$T_{\text{а}} = \left[T_{\text{я}} \left[(1 - \beta_{\text{гл}}) \frac{(4\pi - \Omega_3)}{\Omega_6} \right] + \beta_{\text{гл}} T_{\text{фон}} \frac{(\Omega_6 - \Omega_3)}{\Omega_6} \right] \eta \eta_{\text{тр}} + (1 - \eta_{\text{тр}}) T + T_{\text{ш.а}} \eta_{\text{тр}},$$

где $T_{\text{я}}$ – радиояркостьная температура Земли; Ω_3 – телесный угол, под которым видна Земля.

Рассмотрим выражение для радиояркостьной температуры Земли для всех случаев калибровки антенны по двум апертурным ГШ. Выражение (6.6) преобразуется к виду

$$\frac{U_{\text{вых. а}} - U_{\text{вых1}}}{U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}} = \frac{T_{\text{а}} - T_{\text{а}}}{T_{\text{а1}} - T_{\text{а2}}} = \frac{C}{(T_1 - T_2)(1 - \beta_{\text{гл}})\Omega_{\text{ГШ}}/\Omega_{\text{пл}}},$$

где $C = T_{\text{я}} \left[1 - \beta_{\text{гл}} (4\pi - \Omega_3)/\Omega_6 \right] - T_1 (1 - \beta_{\text{гл}}) - T_{\text{х.к}} (1 - \beta_{\text{гл}}) \times (\Omega_{\text{гл}} - \Omega_{\text{ГШ}})/\Omega_{\text{гл}} - \beta_{\text{гл}} T_{\text{фон}} \Omega_3/\Omega_6$.

Отсюда выражение для радиояркой температуры подстилающей поверхности Земли запишется в виде

$$T_{\text{я}} = \frac{1}{[1 - \beta_{\text{гл}} (4\pi - \Omega_3) / \Omega_6]} \left\{ \frac{U_{\text{вых. а}} - U_{\text{вых1}}}{U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}} (T_1 - T_2) (1 - \beta_{\text{гл}}) \frac{\Omega_{\text{ГШ}}}{\Omega_{\text{гл}}} + \right. \\ \left. + T_1 (1 - \beta_{\text{гл}}) + T_{\text{х.к}} (1 - \beta_{\text{гл}}) \frac{(\Omega_{\text{гл}} - \Omega_{\text{ГШ}})}{\Omega_{\text{гл}}} - \beta_{\text{гл}} T_{\text{фон}} \frac{\Omega_3}{\Omega_6} \right\}.$$

Выражение для радиояркой температуры подстилающей поверхности Земли при калибровке по одному температурному ГШ и “холодному космосу” будет записано в виде

$$T_{\text{я}} = \frac{1}{[1 - \beta_{\text{гл}} (4\pi - \Omega_3) / \Omega_6]} \times \\ \times \left\{ \left[T_1 \frac{\Omega_{\text{гл}}}{\Omega_{\text{ГШ}}} - T_{\text{х.к}} \frac{\Omega_{\text{ГШ}}}{\Omega_{\text{гл}}} \right] (1 - \beta_{\text{гл}}) + T_{\text{х.к}} (1 - \beta_{\text{гл}}) + \beta_{\text{гл}} T_{\text{фон}} \frac{\Omega_3}{\Omega_6} \right\}.$$

В случае, когда используется в качестве калибровочного ГШ “холодный космос” и внутренний ГШ, величина радиояркой температуры подстилающей поверхности Земли запишется в виде

$$T_{\text{я}} = \frac{1}{[1 - \beta_{\text{гл}} (4\pi - \Omega_3) / \Omega_6]} \left\{ \frac{U_{\text{вых. а}} - U_{\text{х.к}}}{U_{\text{ГШ}} - U_{\text{х.к}}} T_{\text{ГШ}} + T_{\text{х.к}} (1 - \beta_{\text{гл}}) + \beta_{\text{гл}} T_{\text{фон}} \frac{\Omega_3}{\Omega_6} \right\}.$$

Это выражение наиболее простое при практическом использовании. Последнее слагаемое в нем определяется фоновым излучением и может быть определено дополнительными калибровками или расчетом.

Проанализируем полученное соотношение. При $\Omega_{\text{гл}} = 0,7$ угл. град $\Omega_6 \approx 4\pi$.

Для круговой орбиты космического аппарата с высотой 600 км телесный угол, под которым видна Земля, будет составлять $1,89\pi$, тогда множитель $\Omega_3 / \Omega_6 \approx 0,47$.

Примем, что величина коэффициента рассеяния составляет 0,05. Тогда множитель $[1 - \beta_{\text{гл}} (4\pi - \Omega_3) / \Omega_6] = 0,997$, т. е. будет близок к единице.

Оценим неконтролируемое слагаемое, возникающее за счет фонового излучения для всех трех выражений радиояркой температуры

подстилающей поверхности Земли. Его можно представить в следующем виде:

$$T_{\text{фон}} \frac{\beta_{\text{гл}} \Omega_3 / \Omega_6}{\left[1 - \beta_{\text{гл}} (4\pi - \Omega_3) / \Omega_6 \right]} = 0,0235 T_{\text{фон}}.$$

Температура фона, усредненная по телесному углу, может колебаться в пределах 5–50 К. Тогда рассматриваемое слагаемое будет колебаться от 0,018 до 0,118 К, что меньше общей погрешности измерений.

Проведенный анализ показывает, что полученные выражения для шумовой температуры подстилающей поверхности при выбранных условиях вырождаются в выражение (6.7).

7. РЕАЛИЗАЦИЯ СПУТНИКОВЫХ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ “ИКАР-ДЕЛЬТА” И “ДЕЛЬТА-2Д”

7.1. Радиометрический комплекс “Икар-Дельта”

Обобщая вышеприведенные сведения, дадим пример конкретной реализации спутниковых радиометрических систем ДЗЗ и атмосферы.

В апреле 1996 года к российской орбитальной станции “Мир” был подстыкован научный модуль “Природа”, на котором в соответствии с российской национальной научно-исследовательской программой был размещен разработанный в ОКБ МЭИ радиометрический комплекс “Икар-Дельта”. В его состав входят многоканальный сканирующий радиометр “Дельта-2П” и группа надирных трассовых радиометров “Икар-Н”.

На рис. 7.1 представлена фотография модуля “Природа”, пристыкованного к станции “Мир”.

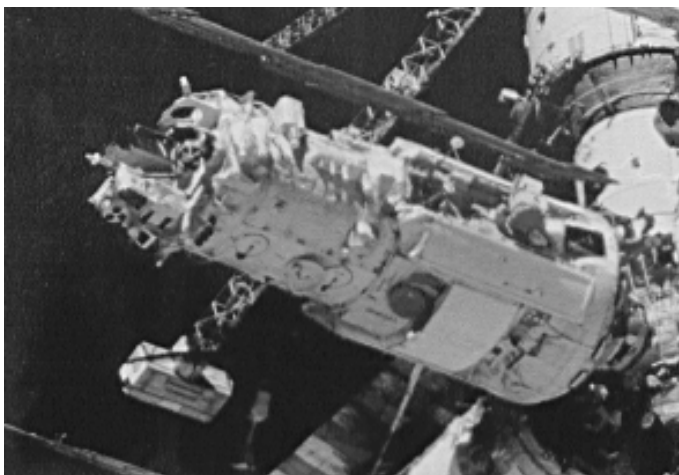


Рис. 7.1. Внешний вид модуля “Природа”
с радиометрическими комплексами

Схематическое изображение модуля “Природа” и размещение на его поверхности оборудования радиометрического комплекса “Икар-Дельта” представлены на рис. 7.2.

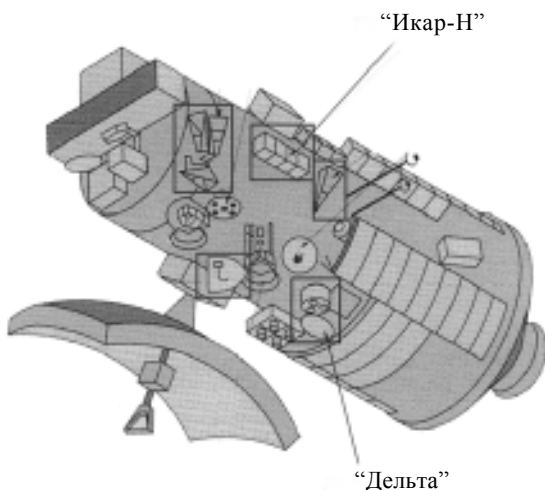


Рис. 7.2. Модуль “Природа” с радиометрическими системами

Сканирующий радиометр (далее сканер) “Дельта-2П” включает в себя пять каналов в трех частотных диапазонах. В табл. 7.1 представлены основные технические характеристики сканера “Дельта-2П”.

Сканирование подстилающей поверхности в сканере “Дельта-2П” осуществляется с помощью вращающегося рефлектора в виде несимметричного усеченного параболоида диаметром 700 мм с углом отклонения от надира около 40 угл. град. При этом полоса обзора земной поверхности составляет около 680 км. Облучатели выполнены в виде конических рупоров отдельно для каждого частотного диапазона. При выборе типа и взаимного расположения облучающих устройств было обеспечено выполнение следующих требований:

- облучающие устройства и волноводы не создают значительного затенения для рефлектора собственной антенны системы “Дельта-2П”;
- поляризационный базис облучающих устройств совпадает с осями объекта;
- облучающие устройства поддерживаются в фокальной области собственной системы волноводов.

Основные технические характеристики сканера “Дельта-2П”

Частота, ГГц	Поляризация	Ширина ДН по уровню -3 дБ, угл. град	Разрешение по подстилающей поверхности, км	Ошибка определения шумовой температуры, К
36,5	Горизонтальная, вертикальная	1,1	8×12	0,5
22,3	Вертикальная	1,7	15×20	0,5
13	Горизонтальная, вертикальная	3	25×33	0,5

Учитывая необходимость снижения веса, в диапазоне 4,5 см использовано минимально возможное волноводное сечение $28,5 \times 12,6$ мм вместо обычно используемого в этом диапазоне волноводного сечения 35×15 мм. Конструкция облучателя диапазона 4,5 см выбрана исходя из соображений минимального веса, максимальной компактности всего антенно-волноводного устройства и требуемой диапозонности. Конструкция облучателя представлена на рис. 7.3.

Конструктивно облучатель выполнен в виде двух параллельных волноводов сечением $28,5 \times 12,6$ мм, соприкасающихся по широкой стенке. В общей стенке волноводов сделан ступенчатый вырез 3, который

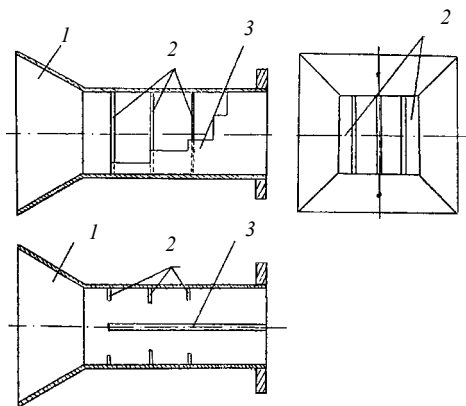


Рис. 7.3. Конструкция облучателя четырехсантиметрового диапазона

обеспечивает постепенный переход от двух волноводов прямоугольного сечения к общему волноводу квадратного сечения, оканчивающемуся квадратным рупором 1. В области перехода от прямоугольных волноводов к квадратному находятся симметрично расположенные относительно общей стенки волноводов фазизирующие волноводные диафрагмы 2.

Такая конструкция облучателя обеспечивает компактное сопряжение с волноводным трактом в виде двух параллельных волноводов, идущих от фокальной области к радиометрическим блокам. Волноводные тракты при этом выполняют функции механической опоры облучателя.

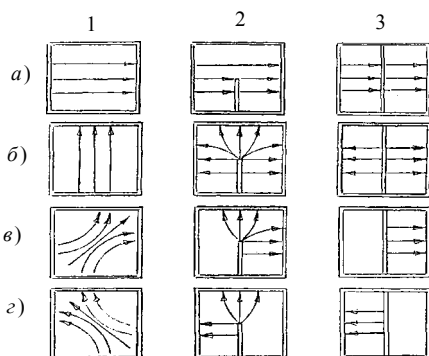


Рис. 7.4. Принцип действия облучателя

Принцип действия облучателя поясняется схемами последовательных фаз распространения и трансформации волн при различных видах поляризации.

На рис. 7.4 последовательными фазами 1, 2, 3 представлена область перехода от общего волновода квадратного сечения через секцию ступенчатого сечения к двум отдельным волноводам. В области перехода пере-

городка изменяется от нулевой высоты до полной ширины стенки волновода, образуя волновод переменного П-образного сечения.

При распространении волны с поляризацией, ортогональной разделяющей стенке (случай а), постепенно увеличивающаяся перегородка практически не оказывает дополнительного возмущающего действия на волну в квадратном волновод. В результате общая энергия, принятая рупором и квадратным волноводом, делится синфазно и поровну между двумя прямоугольными волноводами.

При распространении волны с поляризацией, параллельной разделяющей стенке (случай б), происходит постепенная трансформация волны квадратного волновода в волну П-образного волновода. Ступенчатая секция в этом случае действует как широкополосный согласующий переход между квадратным и прямоугольными волноводами. В результате общая энергия, принятая рупором и квадратным волноводом, де-

лится противофазно и поровну между двумя прямоугольными волноводами. При распространении волны параллельной поляризации имеет место дополнительное запаздывание волны по сравнению со случаем *a*, обусловленное емкостным характером влияния перегородки. Для компенсации этого запаздывания в область перехода и введены волноводные диафрагмы 2 (рис. 7.3). Для волны ортогональной поляризации (случай *a*) эти диафрагмы имеют импеданс емкостного характера, обеспечивая необходимое запаздывание волны ортогональной поляризации, а для волны параллельной поляризации (случай *б*) импеданс диафрагм имеет индуктивный характер, что обеспечивает частичную компенсацию запаздывания благодаря перегородке. За счет этих двух факторов обеспечивается идентичность фазовых характеристик распространения при параллельной и перпендикулярной поляризации.

С учетом изложенного рассмотрим прием наклонных поляризаций (случаи *в* и *г*). Здесь наклонно поляризованную волну можно представить в виде суперпозиции параллельно и перпендикулярно поляризованных волн (наложения случаев *a* и *б*). Легко видеть, что это приводит к сложению напряженностей волн в одном прямоугольном волноводе и вычитанию напряженностей волн в другом. Таким образом, рассмотренное устройство действует как поляризационный фильтр линейных ортогональных поляризаций с поляризационным базисом, направленным вдоль диагоналей квадратного волновода. Последнее обстоятельство особенно ценно, так как поляризационный базис должен совпадать с осями объекта, а проекция волноводной системы на плоскость, перпендикулярную оси вращения рефлектора, должна иметь угол 45° с осями объекта.

Электрические характеристики облучателя диапазона 4 см представлены на рис. 7.5.

Конструкция облучателя диапазона 2,2 см представлена на рис. 7.6. По принципу действия он представляет собой широко известное так называемое “турникетное соединение”. Рупор с круглым волноводом 1 и переходом 2, прямоугольные волноводы сечением 17×8 мм выполнены в виде единой конструкции. Закороченные волноводные секции 3 образуют фазирующие участки, формирующие ортогональный линейно поляризованный базис, также составляющий угол 45° с системой подводящих прямоугольных волноводов (рис. 7.7).

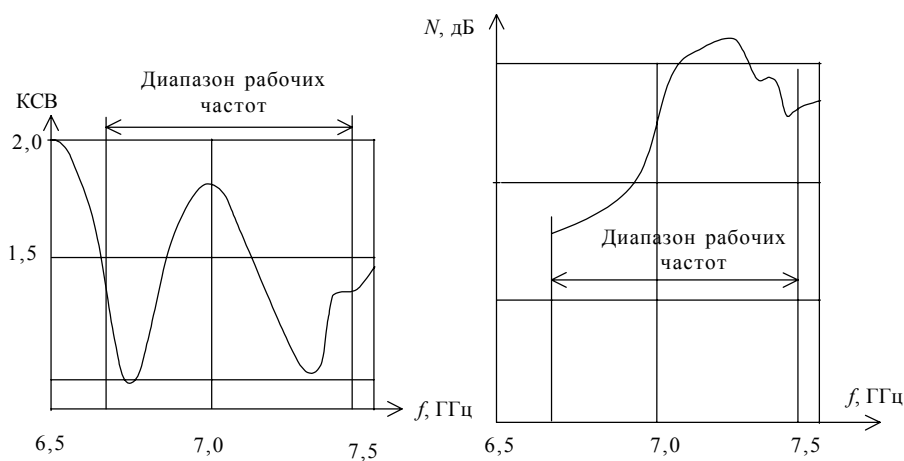


Рис. 7.5. Электрические характеристики облучателя четырехсантиметрового диапазона

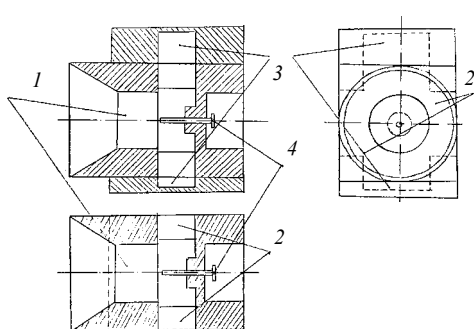


Рис. 7.6. Конструкция облучателя двухсантиметрового диапазона

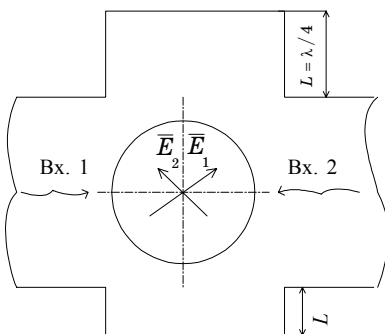


Рис. 7.7. Образование линейно поляризованного базиса

Это обеспечивает единство конструктивного сопряжения волноводных трактов всех диапазонов. Настроечный винт 4 создает высокую развязку между каналами двух ортогональных поляризаций. Конструкция и характеристики облучателя диапазона 0,8 см аналогичны облучателю диапазона 2 см.

Электрические характеристики облучателя 2,2 см приведены на рис. 7.8.

Взаимная компоновка облучающих устройств всех диапазонов представлена на рис. 7.9.

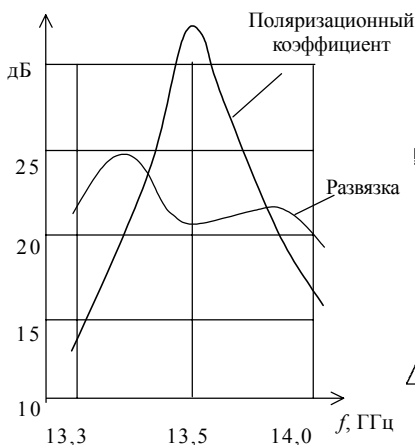


Рис. 7.8. Электрические характеристики облучателя двухсантиметрового диапазона

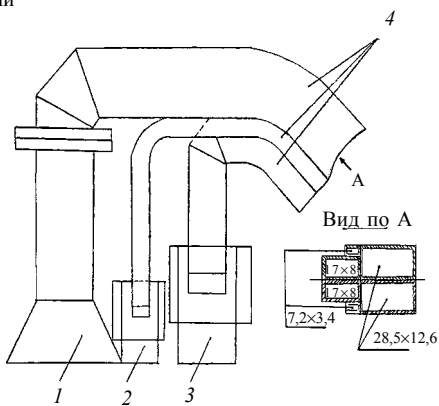


Рис. 7.9. Компоновка облучающих устройств

В фокусе на оси вращения установлен только облучатель диапазона 0,8 см 2. Облучатель диапазона 4,5 см 1 и облучатель диапазона 2 см 3 установлены по разные стороны от облучателя диапазона 0,8 см вдоль линии, имеющий угол 45° с осями объекта. Волноводный тракт 4 состоит из шести волноводов, собранных для уменьшения затенения единым компактным жгутом.

На рис. 7.10 показан сканер “Дельта-2П” при проведении лабораторных испытаний.

Для обеспечения малого уровня боковых лепестков (менее -25 дБ) в антенной системе сканера используется неполное облучение зеркала рефлектора, выполненного по многослойной технологии. Оно состоит из двух слоев стеклопластика, слоя жесткости из пенополиуретана, расположенного между слоями стеклоткани, и радиоотражающего слоя в виде никелевого покрытия. Специальная многослойная технология позволила реализовать рефлектор диаметром 700 мм с погрешностью профиля не хуже 0,05 мм при массе, не превышающей 0,3 кг.



Рис. 7.10. Внешний вид сканера “Дельта-2П”

Принципы построения АФУ, реализованные в “Дельта-2П”, отличаются от тех, которые воплощены в антенне сканирующего радиометра американского спутника “СИСАТ” (патент США № 4.258.366). В АФУ спутника “СИСАТ” используется совмещенный облучатель для радиометров всех диапазонов. Это приводит к тому, что конструкция облучателя становится чрезвычайно громоздкой. Ее невозможно поддерживать в фокусе рефлектора с помощью самих волноводов АФУ. Ввиду большого затенения таким облучателем невозможна также работа антенны в противоположном секторе обзора (возможен только один из режимов работы – “вперед” или “назад”). Имеются также ограничения в наращивании полосы частот в каждом из поддиапазонов. Волноводные выходы облучателя неудобны для конструктивного объединения в единую систему каналов радиометрических блоков. Единственным преимуществом является совпадение максимумов лучей всех диапазонов, что облегчает построение единой радиометрической картины по всем диапазонам. Однако учитывая, что построение единой радиометрической картины при несовпадающих лучах может быть легко осуществлено средствами вычислительной техники, достоинства системы с раздельными облучателями в части широкополосности, компактности, удобства конструктивного сопряжения и др. не вызывают сомнения.

Период сканирования антенны равен 2,56 с. Время обзора земной поверхности составляет 1,28 с, т. е. половину периода. В течение оставшейся части периода сканирования производятся калибровки. Для калибровки радиометров сканера “Дельта-2П” используются внутренние эталонные ГШ, а также измерения в режиме ориентации антенны сканера на “холодный космос”.

В сканере “Дельта-2П” прием сигналов двух ортогональных поляризаций в каждом диапазоне осуществляется двумя идентичными приемными модулями, в которых используется общий источник внутренней калибровки и гетеродин. Приемные модули выполнены по схеме Дике. Схемные решения приемного тракта позволили исключить коммутатор поляризаций и увеличить вдвое время накопления полезного сигнала. Приемные модули выполнены на базе волноводно-планарных гибридно-интегральных схем, сочетающих в себе достоинства устройств на полых металлических волноводах и узлов, изготавливаемых методами интегральной технологии, что позволило использовать бескорпусные активные элементы и реализовать идентичность характеристик СВЧ-тракта. Модуляторы приемников выполнены в виде волно-

водных секций с $p-i-n$ -диодами. Внутренние эталонные ГШ для каждого частотного канала выполнены на базе полупроводниковых ГШ (зеновский диод).

Управление модуляторами, подключение эталонных ГШ, синхронизация работы двигателя привода производится с помощью блока цифровой обработки данных.

Этот блок выполняет следующие функции:

- аналого-цифровое преобразование с предварительным интегрированием информации, поступающей от приемных модулей аппаратуры;
- цифровое накопление сигнала на элементе изображения;
- формирование информационного массива эталонных источников (сигналов эталонных ГШ, сигналов “холодного космоса”, сигналов согласованной нагрузки);
- синхронизацию работы приборов комплекса и привязку принимаемой информации к сигналам системы единого времени;
- формирование единого информационного массива, буферное накопление и выдачу информации по запросу в канал радиолинии передачи информации.

Кроме того, блок цифровой обработки данных осуществляет обработку информации от группы надирных трассовых радиометров “Икар-Н”, а также сбор от ряда других приборов, размещенных на модуле “Природа”.

Построение и схемные решения надирных радиометров “Икар-Н” сходны с радиометрами сканера “Дельта”. Основное отличие – в конструкции антенных устройств, которые выполнены в виде прямоугольных ру-поров, отдельных для каждого частотного диапазона.

Таблица 7.2

Основные технические характеристики радиометров “Икар-Н”

Частота, ГГц	Поляризация	Ширина ДН по уровню –3 дБ, угл. град	Ошибка определения шумовой температуры, К
89,0	Вертикальная	9	0,5
236,5	Вертикальная, горизонтальная	8	0,5
122,3	Вертикальная, горизонтальная	8	0,5
13,0	Вертикальная, горизонтальная	7,5	0,5

В табл. 7.2 приведены основные технические характеристики надирных трассовых радиометров “Икар-Н”.

На рис. 7.11 приведена структурная схема сканера “Дельта” с блоком цифровой обработки данных.

Для обеспечения необходимой точности преобразования информации в цифровой код используется 12-разрядный АЦП с временем преобразования 10 мкс и временем удержания сигнала 2 мкс. Так как работа всех приборов комплекса “Икар-Дельта” осуществляется асинхронно, то для исключения возможных сбоев в работе и повышения надежности комплекса в системе сбора и обработки данных была использована концепция создания архитектуры микропроцессорного комплекса с распределенными потоками информации. В рамках этого схемотехнического решения управления сбор информации и обслуживание каждого прибора (сканер “Дельта”, “Икар-Н”, радиолиния передачи информации и др.) проводились отдельно через интеллектуальные контроллеры (рис. 7.11). Связь контроллеров с микропроцессорной схемой проходил с помощью 16-разрядной общей шины. Протокол обмена данных между микропроцессорной системой и контроллерами осуществлялся с помощью процедур обработки аппаратных прерываний (“Дельта”) и программного полинга (“Икар-Н”). Контроллер сканера “Дельта-2П” осуществляет управление модуляторами СВЧ-тракта, ГШ, аналоговым интегратором, АЦП и синхронизацию сбора данных с вращением антенны. Информация за один скан записывается в буферное ОЗУ контроллера емкостью 20 кбайт. Микропроцессорная система блока обработки данных создана на базе 16-разрядного микропроцессора с гарвардской архитектурой. Использование отдельных шин данных и программ позволило существенно оптимизировать программное обеспечение и повысить скорость выполнения макроинструкций. Для повышения помехоустойчивости системы и защиты от возможного повреждения управляющей программы, записанной в программируемое постоянное запоминающее устройство (ППЗУ) микроконтроллера, был применен такой алгоритм включения системы, при котором управляющая программа самораспаковывается и переписывается в ОЗУ программ системы с последующим контролем содержимого ППЗУ.

В процессе функционирования сканера “Дельта-2П” микропроцессорная система формирует три информационных сигнала, соответствующих:

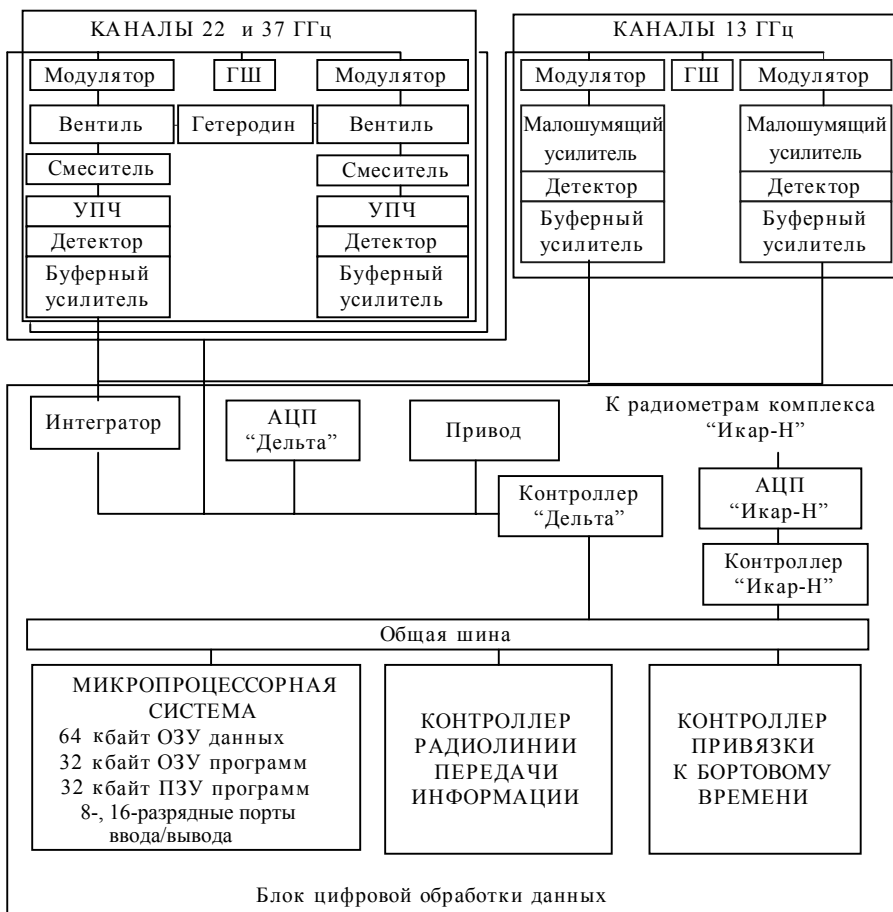


Рис. 7.11. Структурная схема сканера “Дельта-2П”

- 1) накопленному за 4 мс сигналу от открытого антенного входа;
- 2) сигналу от ГШ при закрытом антенном входе;
- 3) сигналу согласованной нагрузки при закрытом антенном входе.

С целью уточнения технических характеристик в процессе штатной работы комплекса “Икар-Дельта” на орбите производился ряд измерений и калибровок с использованием участков земной поверхности с известными шумовыми характеристиками (наземные полигоны). Измерения, в частности, дали возможность оценить стабильность внутренних средств калибровок эталонных генераторов. На рис. 7.12 представлены результаты

измерений временного дрейфа шумовой температуры бортовых эталонных ГШ, который не превышает 0,15 К.

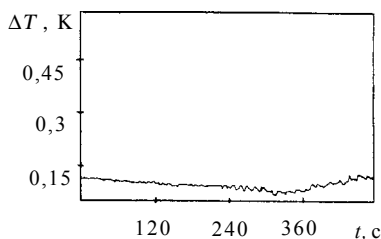


Рис. 7.12. Временной дрейф бортовых эталонных ГШ

Таблица 7.3
Чувствительность радиометров

Диапазон, ГГц	13,00	22,3	36,5
Чувствительность, К	0,2	0,2	0,4

В табл. 7.3 приведены значения чувствительности приемных устройств сканера “Дельта”, полученные по результатам измерений в ходе полета.

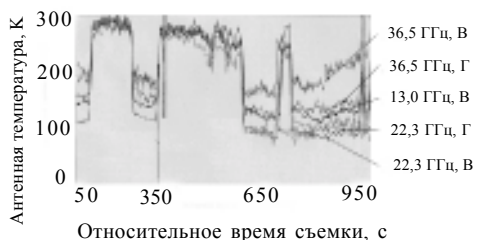


Рис. 7.13. Фрагмент результатов измерений “Дельта”

На рис. 7.13 приведены результаты измерений по подспутниковой точке, проведенных сканером “Дельта” в различных диапазонах частот для вертикальной и горизонтальной поляризаций (см. на рис. 7.15 В и Г соответственно).

На рис. 7.14 представлены фрагменты изображения поверхности Земли в диапазоне 13,0 ГГц, полученные на основе измерений аппаратурой “Дельта-2П” 26.01.97 г.

На рис. 7.15 приведены результаты измерений на 5071-м витке, полученных сканером “Дельта-2П” для различных частотных диапазонов для вертикальной В и горизонтальной Г поляризаций.

7.2. Радиометрический комплекс “Дельта-2Д”

Следующим этапом в создании бортовых сканирующих радиометрических систем космического базирования можно считать созданный в ОКБ МЭИ многоканальный сканирующий радиометрический комплекс “Дельта-2Д” для исследований поверхности Земли и атмосферы. Комплекс предназначен для установки на ИСЗ “Океан”.

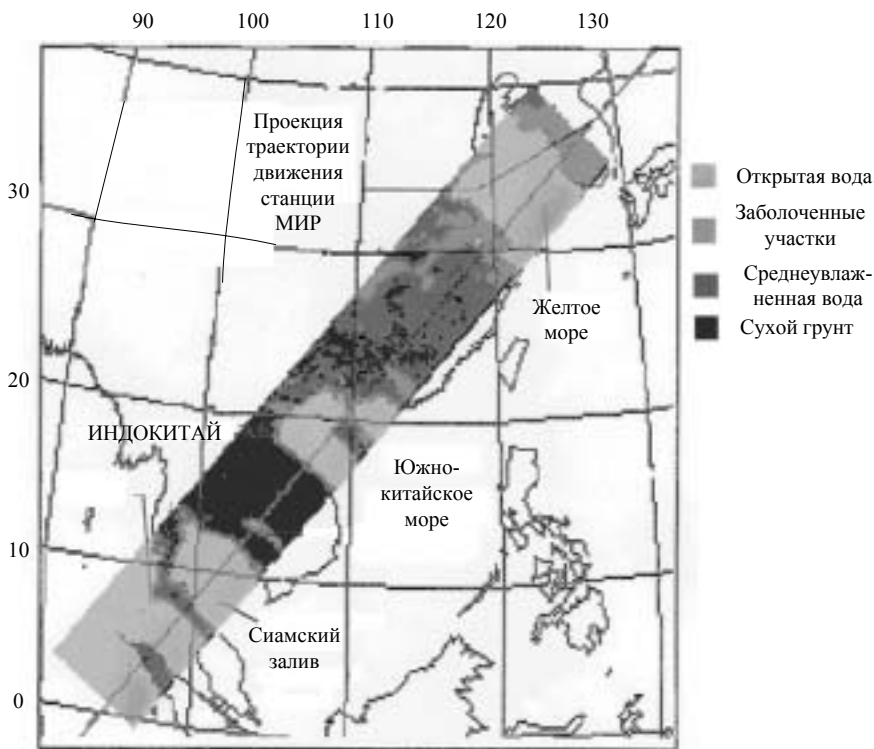


Рис. 7.14. Фрагменты изображений поверхности Земли

Радиометрический комплекс “Дельта-2Д” включает в себя четыре частотных канала 36;22,3; 13,0; 8,2 ГГц. В каждом частотном канале прием ведется в двух ортогональных поляризациях. Радиометрические приемники диапазонов 13,0 и 8,2 ГГц выполнены по схеме приемников прямого усиления, а остальные – супергетеродинные. В аппаратуре “Дельта-2Д” использованы многие технические решения, которые имели место в

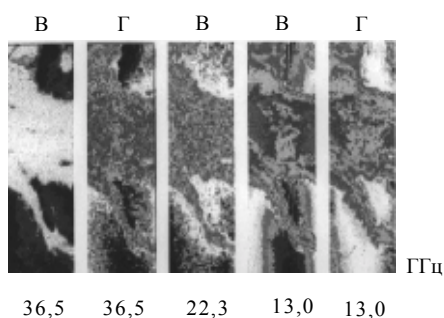


Рис. 7.15. Результаты измерений радиометром “Дельта” (съемка за 26.01.97).

аппаратуре “Дельта-2П” и хорошо себя зарекомендовали в условиях реального полета. Антенная система сканера “Дельта-2Д” выполнена аналогично антенной системе сканера “Дельта-2П”. Добавлен облучатель диапазона 8,2 ГГц.

На рис. 7.16 изображена ориентация антенной системы на орбите и направление лучей при сканировании поверхности Земли и калибровке по “холодному космосу”.

На рис. 7.17 представлена более детальная схема взаимного расположения основных узлов антенной системы сканера.



Рис. 7.16. Ориентация антенной системы на орбите



Рис. 7.17. Компоновка АФУ

Период сканирования составляет 2,5 с. На интервале 1,2 с производятся непосредственно измерения шумового сигнала от Земли и атмосферы; 0,3 с – измерение сигнала от “холодного космоса”; 0,4 с – сигнала от “холодного космоса” с дополнительным шумовым сигналом от внутреннего эталонного генератора. В течение периода сканирования дважды производится измерение температурных режимов согласованных нагрузок, волноводных трактов и т. п. Использование результатов всех перечисленных выше измерений позволяет обеспечить максимальные точностные характеристики радиометрической системы.

В высокочастотном тракте супергетеродинных приемников модуляторы и смесители выполнены по технологии волноводно-планарных гибридно-интегральных схем. Конструкция смесителя показана на рис. 7.18.

Такая технология позволила получить минимальные потери при шумовой температуре смесителя не хуже 600 К. Гетеродины выполнены на основных гармониках.

На рис. 7.19 представлены внешний вид смесительной секции с УПЧ (диапазон 36,5 ГГц).

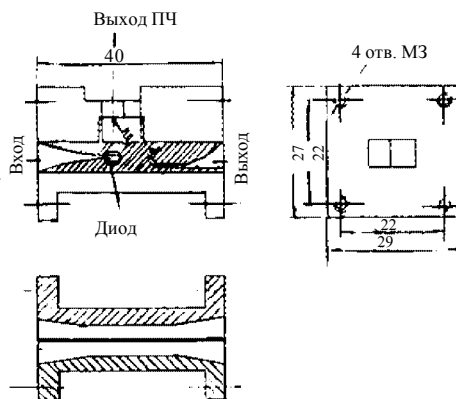


Рис. 7.18. Конструкция смесителя



Рис. 7.19. Внешний вид смесителя

На рис. 7.20 показана конструкция волноводного модуля, выполненного по аналогичной технологии. В этом случае прямые потери не превышают 0,5 дБ и затухание (развязки) не менее 25 дБ в полосе принимаемых частот.

Значительные отличия между системами “Дельта-2П” и “Дельта-2Д” заключены в устройстве обработки измерительной информации (УОИИ).

УОИИ выполняет следующие функции:

- сбор и предварительную обработку измерительной информации согласованно с вращением антенны;
- прием и обработку сигналов времени, привязку измерений к сигналам времени;
- формирование кадров измерительной информации и выдачу их в передающее устройство через синхронный последовательный интерфейс;

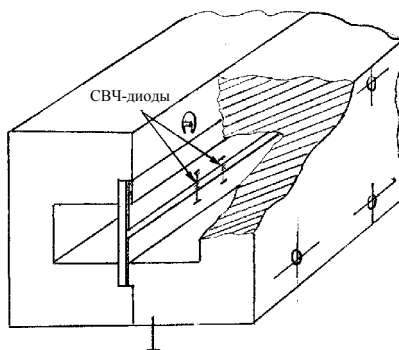


Рис. 7.20. Конструкция волнового модуля

- управление модуляторами, коммутаторами и усилением сигналов в низкочастотных трактах радиометра;
- контроль вращения антенны.

Особо следует подчеркнуть, что в системе “Дельта-2Д” синхронное детектирование реализовано после аналого-цифрового преобразования в УОИИ цифровым методом.

В основу построения УОИИ положены три принципа: микропроцессорность; модульность; магистральность.

Ядро УОИИ – процессорно-запоминающий модуль. Он содержит два 16-разрядных сигнальных процессора ADSP-2111 с быстродействием 20 MIPS; встроенными запоминающим устройством емкостью $2K \times 24$, оперативным запоминающим устройством данных емкостью $1K \times 16$; 16-разрядным программируемым таймером; двумя портами последовательного синхронного интерфейса и одним параллельным портом ввода-вывода, а также внешние шинные формирователи и загрузочное постоянное запоминающее устройство программ. Именно в процессорно-запоминающем модуле реализуется программным способом большая часть функций УОИИ, что позволило упростить и удешевить само УОИИ и другие компоненты комплекса.

УОИИ содержит два одинаковых процессорно-запоминающих модуля, первый из которых выполняет функции сбора и фильтрации сигналов, а второй – функции формирования выходных кадров с привязкой ко времени и выдачи этих кадров в передающее устройство.

УОИИ взаимодействует с каналами радиометра через посредство встроенных в них модулей сопряжения, выполняющих функции ввода аналоговых сигналов и вывода дискретных сигналов управления модуляторами, коэффициентом усиления низкочастотного тракта. Для ввода аналоговых сигналов в модуле используется многоканальный 12-разрядный АЦП АВ7890.

Обмен информацией между УОИИ и взаимодействующими с ним устройствами осуществляется по интерфейсу RS-485. Структурная схема УОИИ приведена на рис. 7.21.

В состав программного обеспечения УОИИ входят следующие компоненты:

- резидентная штатная программа сбора и первичной обработки измерительной информации;
- резидентный загрузчик программ;

- комплекс тестовых программ;
- комплекс технологических измерительных программ.

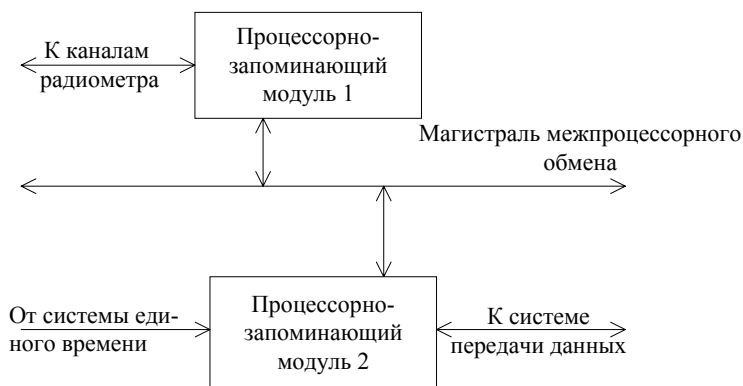


Рис. 7.21. Структурная схема устройства обработки измерительной информации

Резидентные программы хранятся в постоянной памяти процессорно-запоминающего модуля; остальные программы загружаются в оперативную память процессорно-запоминающего модуля с диска инструментальной ЭВМ типа РС АТ, входящей в состав контрольно-измерительной аппаратуры.

Предлагаемая схема УОИИ позволила полностью обрабатывать в реальном масштабе времени информацию от четырех частотных каналов радиометра с двумя типами поляризации в каждом, а также внутреннюю телеметрию (показания температурных датчиков, индикаторов вращения антенны и т. п.).

Применение цифровых методов синхронного детектирования шумового сигнала квадратичного детектора и накопления сигнала позволило снять проблемы, присущие аналоговым схемам: уход нуля, нестабильность коэффициента усиления и нелинейность низкочастотного тракта радиометра.

В результате принятых мер удалось добиться высокой стабильности работы радиометрического комплекса, повысив при этом абсолютную точность определения шумовой температуры до значений $< 0,4$ К во всем диапазоне измеряемых температур.

В заключение следует отметить, что характерной особенностью разработанных бортовых радиометрических комплексов является борто-

вая система калибровки. В отличие от большинства существующих сканирующих радиометров в системах “Дельта” калибровка по сигналу “холодного космоса” производится с использованием всех элементов антенной системы, включая зеркало основного рефлектора, что существенно повышает точность измерений.

В настоящее время завершается разработка нового поколения радиометрических систем космического базирования, отличающихся от приведенных выше повышенной чувствительностью и расширенным до 150 ГГц частотным диапазоном.

Как пример реализации микроволнового дистанционного зондирования приведем подход по определению характеристик атмосферы. Дело в том, что значительная часть оперативных и научных программ ИСЗ (“Космос-243”, “Космос-384”, “Космос-1151”, “Метеор-Природа”, “Нимбус-5”, “Нимбус-7”, “Сисат-1” и др.) связана именно с исследованием атмосферы, которая является источником радиотеплового излучения.

Радиояркая температура атмосферы может быть описана соотношением

$$T_{\text{я}}(l_0) = \int_0^{l_0} T(\tau) l^{-\tau} d\tau + T e^{-\tau_0} \quad (l > l_0),$$

где $\tau = \int \alpha dl$; α – коэффициент поглощения среды в направлении l ;

$\tau_0 = \int_0^{l_0} \alpha dl$; l_0 – толщина атмосферы; T – термодинамическая температура атмосферы.

Используя выражение для радиояркой температуры атмосферы в качестве модельной функции, можно, решая обратную задачу параметризации, получить ряд характеристик атмосферы.

1. Определить зоны осадков со спутников по увеличению радиояркого контраста в диапазоне длин волн 0,8–3 см. Вероятность обнаружения над сушей достигает 0,6–0,8, над водой – 0,95. Оптимальная длина волны зондирования возрастает с увеличением интенсивности осадков.

2. Оценить интегральные параметры атмосферы Земли со спутника. Для расчета интегрального содержания водяного пара Ω_p в атмосфере, а также водозапаса в облаках Ω_w и дожде Ω_d измеряют радиояркую температуру на нескольких частотах и, зная среднюю температуру атмосферы, определяют суммарное поглощение α_{Σ} из соотношений

$$T_{\text{я}}(\lambda) = T (1 - e^{-d_{\Sigma} l}) = T (1 - e^{-\alpha_{\Sigma} l});$$

$$\alpha_{\Sigma}(\lambda) = d_k h_k + d_p(\lambda, T) \Omega_p + d_w(\lambda, T) \Omega_w + d_d(\lambda, T) \Omega_d,$$

где d_k , d_p , d_w и d_d – коэффициенты поглощения в кислороде, водяном паре, облаках и дожде соответственно; h_k – характеристическая высота атмосферы для кислорода.

Измерения проводят на нескольких длинах волн и решают систему уравнений (из практики рекомендованные длины волн 0,8; 1,3; 1,8 см).

Другой способ получения интегральных характеристик, а также некоторых характеристик распределения основан на наличии корреляционных связей между радиояростной температурой и исследуемыми параметрами. Приведенные ниже формулы получены в результате регрессивного анализа данных по излучению атмосферы на длинах волн 0,8, 1,35 и 1,6 см.

Интегральное содержание водяного пара

$$\Omega_p = 0,056 T_{\text{я}(\lambda=1,35)} - 7,13.$$

Распределение содержания водяного пара по высоте:

$$\Omega_p^1 = 0,062 T_{\text{я}(\lambda=0,8)} - 8,48; \quad \Omega_p^2 = 0,022 \Delta T_{\text{я}(\lambda=1,35; 0,8)} - 0,22;$$

$$\Omega_p^3 = 0,022 T_{\text{я}(\lambda=1,35; 0,8)} + 0,22 \quad \text{для} \quad 0,6 < \Omega_p^3 < 2 \quad \text{г/см}^2;$$

$$\Omega_p^3 = 0,026 \Delta T_{\text{я}(\lambda=1,35; 0,8)} + 0,13 \quad \text{для} \quad 2,1 < \Omega_p^3 < 4 \quad \text{г/см}^2,$$

где $\Delta T_{\text{я}}$ – радиояростный температурный контраст на соответствующих волнах; Ω_p^1 , Ω_p^2 , Ω_p^3 – содержание водяного пара в слоях до 1,5 км; 1,5–3 км и выше 3 км.

Водозапас слоистых и слоисто-кучевых облаков

$$\Omega_w = 21,9 \Delta T_{\text{я}(\lambda=0,8; 1,6)} - 456 ;$$

слоисто-дождевых облаков

$$\Omega_w = 34,4 \Delta T_{\text{я}(\lambda=0,8; 1,6)} - 841$$

3. Восстановить вертикальный профиль влажности и температуры в полосе поглощения водяного пара и кислорода. Для этого проводят измерения собственного излучения атмосферы в диапазоне линий водя-

ного пара и кислорода и по формулам для поглощения строят систему уравнений, и затем решают с помощью методов, изложенных в разд. 2. Рекомендуются длины волн зондирования: 1,3; 1,1; 0,9; 0,8; 0,7; 0,6; 0,5 см с шириной полосы перестройки 0,1 см.

4. Получить некоторые данные о малых составляющих атмосферы. Анализ спектра собственного излучения в диапазоне 10–300 ГГц позволяет идентифицировать некоторые составляющие. Например, используя частоты 101,74 и 142,17 ГГц, можно обнаружить изменения в озоновом слое толщиной от 20 до 80 км с погрешностью порядка 10 %.

8. СОСТАВ, СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОКАНАЛЬНОГО СКАНИРУЮЩЕГО РАДИОМЕТРА

8.1. Вращающаяся часть

Многоканальный сканирующий радиометр конструктивно целесообразно выполнять из двух составляющих частей: неподвижной и вращающейся.

Структурная схема вращающейся части радиометра представлена на рис. 8.1, неподвижной – на рис. 8.2.

Во вращающейся части радиометра расположены:

- антенная система;
- шесть частотных каналов;
- процессорный блок;
- линия связи с неподвижной частью;
- схемы формирования команд и приема квитанции;
- стабилизатор, выпрямитель и вращающийся трансформатор.

Антенная система служит для формирования требуемой диаграммы направленности и состоит из параболического рефлектора и рупорного облучателя, обеспечивающего требуемое разделение по частотам и поляризациям.

Принимаемый сигнал поступает в шесть частотных каналов. Каждый из частотных каналов осуществляет прием сигнала по двум поляризациям (вертикальной и горизонтальной).

В состав одного частотного канала входят:

- двухканальный СВЧ-радиометр, предназначенный для приема сигнала вертикальной и горизонтальной поляризаций;
- низкочастотный аналоговый тракт, служащий для усиления и регулировки уровня сигнала, необходимого для аналого-цифрового преобразования;
- блок контроля температур, осуществляющий преобразование сигналов датчиков температур, установленных на согласованных нагрузках

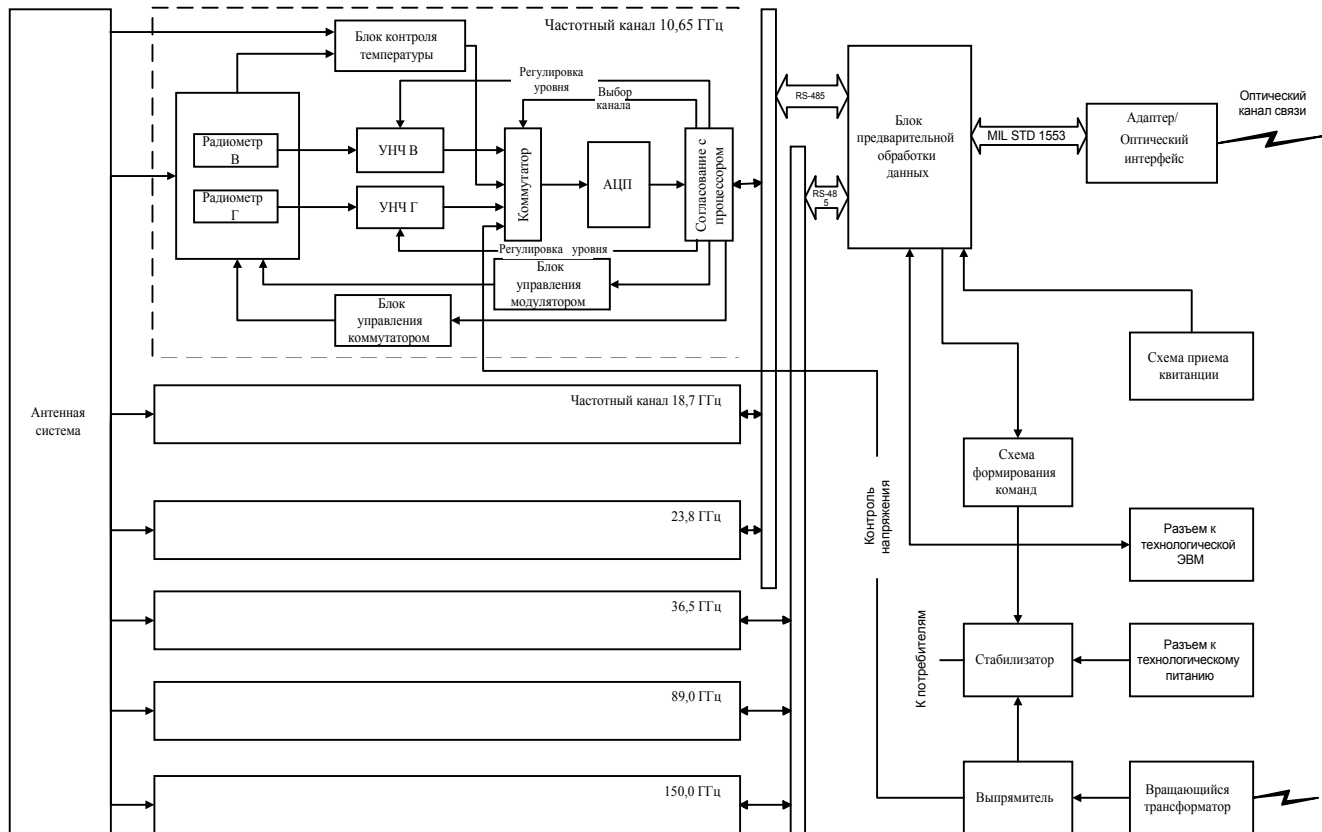


Рис. 8.1. Структурная схема вращающейся части радиометра

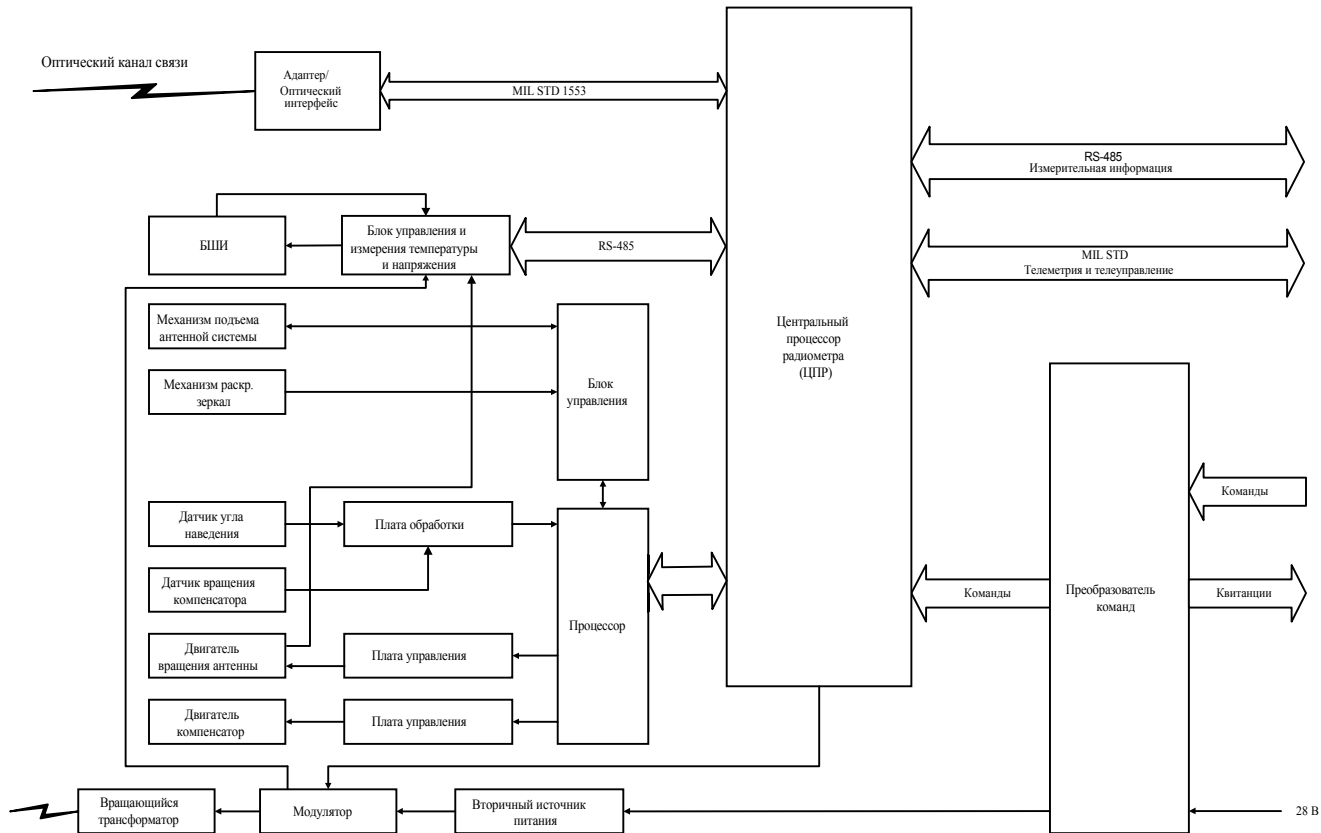


Рис. 8.2. Структурная схема неподвижной части радиометра

ках сверхвысоких частот (СВЧ) радиометра, а также на элементах антенной системы, в требуемый для аналого-цифрового преобразования;

- коммутатор, осуществляющий подключения к аналого-цифровому преобразователю (АЦП) одного из радиометрических, либо температурных каналов;

- аналого-цифровой преобразователь, преобразующий измеряемый аналоговый сигнал в двоичный цифровой код;

- устройство согласования с процессором, которое осуществляет следующие функции: идентификацию адреса частотного канала; преобразование выдаваемой процессором информации о выборе коммутируемого к АЦП измерительного канала; управление по командам процессора уровнем сигнала усилителя низкой частоты (УНЧ), необходимым для оптимального использования шкалы АЦП; выдачу передаваемых процессором команд по управлению состоянием коммутатора генератора шума (ГШ) и модулятора СВЧ-радиометра; выдачу измерительной информации в процессор последовательным кодом.

Шесть частотных измерительных каналов подключены двумя группами по три к процессору (блоку предварительной обработки данных) посредством интерфейса RS-485.

Процессор служит для:

- сбора и предварительной обработки информации;
- управления режимами измерения;
- передачи измеряемой и телеметрической информации в процессор неподвижной части;
- передачи команд телеуправления во вращающуюся часть радиометра.

Для связи процессора подвижной части с центральным процессором используется оптическая линия связи.

По оптической линии связи передаются:

- из блока предварительной обработки сигнала (БПОД) в центральный процессор радиометра (ЦПР) измеряемая информация и квитанции;

- из ЦПР в БПОД сигналы управления режимами измерения и команды телеуправления.

Энергопитание вращающейся части радиометра осуществляется через вращающийся трансформатор. Вторичная цепь передачи электропитания (вращающийся трансформатор, выпрямитель, стабилизатор) вырабатывает необходимые напряжения. Для контроля номинальных

значений напряжения, вырабатываемых вторичной цепью электропитания, от выпрямителя, подается сигнал на коммутатор одного из частотных каналов. Устройство формирования команд служит для управления подключением питания к узлам радиометра. Это устройство управляется БПОД по сигналам телеуправления.

8.2. Неподвижная часть

Неподвижная часть радиометра состоит из:

- центрального процессора;
- преобразователя команд;
- оптической линии связи с вращающейся частью;
- бортового широкоапертурного излучателя;
- блока управления и измерения температуры и напряжения;
- процессора управления приводом и раскрывом системы;
- механизма подъема антенной системы и механизма раскрыва зеркал с блоком управления;
- датчика угла наведения и датчика вращения компенсатора с платой обработки;
- двигателя вращения антенны с платой управления;
- двигателя компенсатора с платой управления;
- вращающегося трансформатора, модулятора, вторичного источника питания.

Информация от БПОД по оптической линии связи поступает на адаптер микроконтроллера/оптического интерфейса (МК/ОИ) и посредством интерфейса MIL STD 1553 передается в ЦПП.

Центральный процессор радиометра служит для:

- формирования режима работы системы и выдачи команд на отдельные части комплекса;
- формирования потока выходной измерительной информации и выдачи его на объект;
- сопряжения с объектом по командам, коду единого времени и др.;
- связи с процессором вращающейся части радиометра.

Выходной поток измерительной информации и формируемый ЦПП передается на объект по интерфейсу RS-485.

Прием команд телеуправления и выдачу телеметрических сигналов ЦПП осуществляет посредством интерфейса MIL STD 1553.

Управления блоком управления и измерения температуры и напряжения осуществляются по интерфейсу RS-485.

Блок управления и измерения температуры и напряжения осуществляет:

- измерение температуры БШИ и двигателя вращения антенны;
- управление по командам процессора нагревом БШИ;
- контроль напряжения первичной цепи питания.

Процессор управления приводом и раскрывом антенны служит для:

– обеспечения перевода системы из транспортного положения в рабочее;

- обеспечения равномерности вращения антенной системы;
- управления вращением компенсатора;
- съема информации с датчиков угла положения антенной системы и передачи этих значений в центральный процессор.

Связь между ЦПР и процессором привода осуществляется через НР-порты процессоров.

Преобразователь команд осуществляет:

- прием и запоминание команд от объекта;
- выдачу на объект сигналов квитанций об исполнении;
- трансляцию полученных команд в центральный процессор и на другие узлы радиометра;
- коммутацию цепей питания в соответствии с полученными командами.

8.3. Технические характеристики

Основные технические характеристики многоканального сканирующего радиометра приведены в табл. 8.1–8.4.

Таблица 8.1

Характеристики радиометра

Частота, ГГц	10,65	18,7	23,8	36,5	89,0	150,0
Поляризация	В, Г	В, Г	В, Г	В, Г	В, Г	В, Г
Полоса частот, МГц	180	200	400	900	5000	5000
Чувствительность, К	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05
Погрешность измерения, К	0,8	0,8	1,0	1,0	1,0	1,0

Продолжение табл 8.1

Пространственное разрешение, км × км	51 × × 85	30 × × 50	27 × × 45	18 × × 30	7,5 × × 12	7,5 × × 12
Способ сканирования	Круговое коническое					
Угол визирования антенны, град	44,8 ± 0,1					
Ширина полосы обзора при высоте орбиты 850 км, км	Не менее 1500					
Угол сканирования, град	110					
Период сканирования, с	1,7 ± 0,1					
Погрешность поддержания периода сканирования, мс	± 0,1					
Масса прибора, кг	Не более 55					
Потребляемая мощность, Вт	Не более 100					
Напряжение питания, В	28 ± 0,6					

Таблица 8.2

Характеристики радиометрических приемников

Центральная частота, ГГц	10,65	18,7	23,8	36,5	89,0	150,0
Число каналов	2	2	2	2	2	2
Тип радиометрического приемника	Супергетеродинного типа, модуляционный					
Рабочий режим	Однополосный прием (верхний)				Двухполосный прием	

Продолжение табл 8.2

Шумовая температура, К	120	290	440	530	600	1200
Полоса частот УПЧ, МГц	110 ~ ~ 290	500 ~ ~ 700	50 ~ ~ 900	1000 ~ ~ 1900	100 ~ ~ 2500	150 ~ ~ 2500
Максимальный уровень сигнала на аналоговом выходе, В	-10 – +10					
Нелинейность коэффициента передачи, %	Не более 0,1					
Нестабильность коэффициента усиления (за период сканирования 1,7 с)	Не более 10^{-4}					
Постоянная времени интегратора, мс	12,0	6,0	6,0	4,0	2,0	2,0
Потребляемая мощность, не более, Вт	6	6	6	6	8	10

Таблица 8.3

Характеристики антенной системы

Раскрыв антенны, мм	980					
Фокусное расстояние, мм	980					
Ширина ДН не более, град	2,2	1,44	1,14	0,93	0,48	0,3
Частотная развязка каналов, дБ	Не менее 28					
Поляризационная развязка, дБ	Не менее 25					

Продолжение табл. 8.3

Потери в антенном тракте, дБ	0,7	0,8	0,8	1,0	1,2	1,2
КСВ антенного тракта	1,15	1,15	1,20	1,25	1,30	1,30
Коэффициент усиления $G_{\text{апер}}$, дБ	38	42	43	46	52	55
Коэффициент усиления $G_{\text{общ}}$, дБ	34	38	39	42	48	51
Коэффициент использования поверхности раскрыва (КИПР)	0,9	0,98	0,98	0,99	0,99	0,99

Таблица 8.4

Характеристики системы калибровки

Коэффициент излучения БШИ	0,990	0,993	0,995	0,996	0,998	0,998
Температура БШИ, К	(350–360) ± 30					
Перепад температуры БШИ, К	± 0,2					
Погрешность выходной температуры БШИ, К	Не более 0,2					
Погрешность измерения температуры зеркала холодного космоса, К	0,5					

9. МОДУЛЯЦИОННЫЙ РАДИОМЕТР

9.1. Модуляционный радиометр с пилот-сигналом

Как видно из технических характеристик радиометра (табл. 8.2), предлагается использовать схемы модуляционного радиометра.

На высоких частотах более 60 ГГц потери в модуляторе из-за малых размеров каналов волноводов, сравнимых со структурой pin-диодов, могут достигать 2–3 дБ. Это резко увеличивает собственную шумовую температуру приемника и ухудшает его чувствительность. Для исключения этих факторов целесообразно использовать модуляционный приемник, у которого изменяется с частотой коммутации коэффициент усиления по промежуточной частоте. Этот тип радиометра называется модуляционным радиометром с пилот-сигналом, структурная схема которого приведена на рис. 9.1.

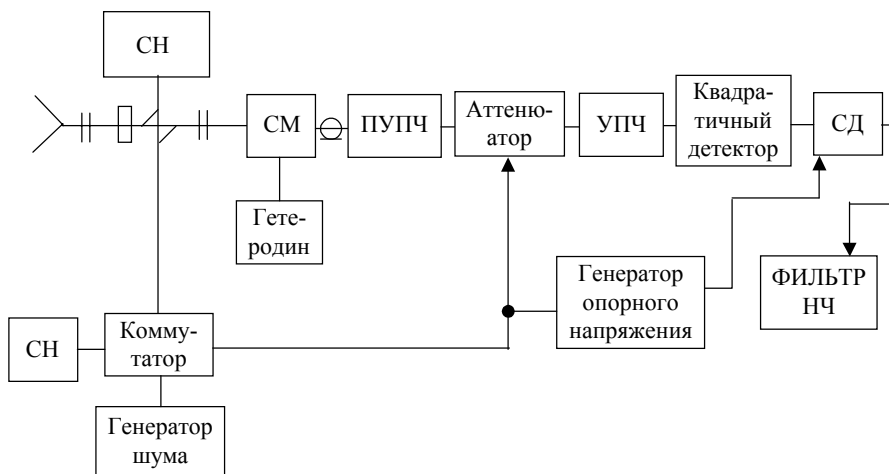


Рис. 9.1. Структурная схема радиометра с пилот-сигналом

Рассматриваемый радиометр представляет собой супергетеродинный приемник с управляемым генератором шума на входе, у которого усилитель промежуточной частоты состоит из предварительного усилителя промежуточной частоты (ПУПЧ), управляемого аттенуатором, и основного УПЧ. Такое разделение УПЧ необходимо, чтобы сохранить шумовые характеристики всего приемника. В этом радиометре происходит периодическое включение ГШ и одновременно измерение коэффициента усиления УПЧ. Принцип работы такого радиометра заключается в следующем. В течение одного полупериода, когда генератор шума выключен, на вход радиометра поступают только собственные шумы приемной системы с добавлением шумового излучения от согласованной нагрузки направленного ответвителя. Тогда шумовую температуру на входе приемной системы можно записать

$$T_{\text{пр}} + LT_0,$$

где L – переходное затухание направленного ответвителя; T_0 – шумовая температура согласованной нагрузки; $T_{\text{пр}}$ – шумовая температура собственно приемной системы.

В течение второго полупериода, когда генератор шума включен, шумовая температура на входе приемной системы запишется в виде

$$T_{\text{пр}} + LT_{\text{г.ш}}.$$

Здесь $T_{\text{г.ш}}$ – шумовая температура генератора шума.

Выбираем коэффициент усиления в первой и во второй полупериоды из условия

$$K_1(T_{\text{пр}} + LT_0) = K_2(T_{\text{пр}} + LT_{\text{г.ш}}) = U_0.$$

Далее при подключении антенны шумовая температура на входе приемника в первый и второй полупериоды запишется соответственно:

$$\text{в первый полупериод } T_{\text{пр}} + LT_0 + T_A = T_{\text{вх1}};$$

$$\text{во второй полупериод } T_{\text{пр}} + LT_{\text{г.ш}} + T_A = T_{\text{вх2}}.$$

С учетом модулируемого коэффициента усиления УПЧ на выходе квадратичного детектора сигналы в оба полупериода запишутся следующим образом:

$$\text{в первый полупериод } K_1(T_{\text{пр}} + LT_0 + T_A) = U_{\text{вых1}};$$

$$\text{во второй полупериод } K_2(T_{\text{пр}} + LT_{\text{г.ш}} + T_A) = U_{\text{вых2}}.$$

Тогда временная зависимость выходного напряжения без сигнала от антенны и при наличии сигнала может быть представлена на рис. 9.2.

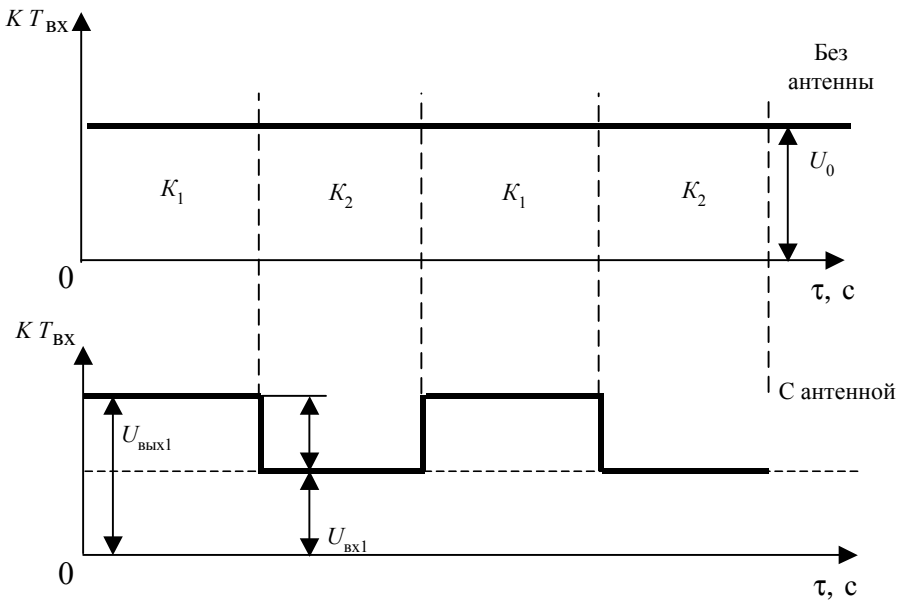


Рис. 9.2. Временная зависимость напряжения на выходе квадратичного детектора

На входе квадратичного детектора напряжение можно представить в виде

$$U_{\text{вых. д. кв}} = U_{\text{с}} + \Delta U[F(t)],$$

где $U_{\text{с}}$ – постоянная составляющая; ΔU – переменная составляющая;

$$F(t) = \begin{cases} 1 & \text{в интервале } 0-\pi; \\ 0 & \text{в интервале } \pi-2\pi; \end{cases}$$

$F(t)$ – функциональная зависимость модуляции.

Величина ΔU запишется в виде

$$\Delta U = K_1 (T_{\text{пр}} + T_0 L + T_A) - K_2 (T_{\text{пр}} + T_{\text{г.ш}} L + T_A).$$

С учетом выражения (3.1) ΔU перепишем

$$\Delta U = (K_1 - K_2) T_A.$$

Отсюда выражение для шумовой температуры антенны можно представить

$$T_A = \frac{\Delta U}{(K_1 - K_2)}.$$

Таким образом, для определения антенной шумовой температуры необходимо при помощи процедуры калибровки определить коэффициент усиления в оба полупериода, вычислить их разность, измерить амплитуду переменной составляющей на выходе радиометра.

Чувствительность модуляционного радиометра с пилот-сигналом можно выразить через чувствительность просто модуляционного радиометра. Для этого необходимо учесть уменьшение величины входного сигнала за счет модуляции коэффициента усиления. Сигнал, ослабляется в $1/g$ раз, где

$$g = 1 - \frac{K_2}{K_1} = \frac{LT_{г.ш} - LT_0}{T_{пр} + LT_{г.ш}} \approx \frac{LT_{г.ш}}{T_{пр} + LT_{г.ш}}.$$

Флюктуационная чувствительность модуляционного радиометра с прямоугольной модуляцией и демодуляцией определяется выражением

$$\delta T_{фл} = 2\sqrt{2}T_{ш}\sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}}.$$

Шумовая температура $T_{ш}$, определяющая флюктуационную чувствительность, равна среднему значению входной шумовой температуры

$$T_{ш} = T_{пр} + \frac{1}{2}(T_A + T_0).$$

При близости температур антенны и согласованной нагрузки флюктуационная чувствительность запишется в виде

$$\delta T_{фл} = 2\sqrt{2}(T_{пр} + T_A)\sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}}. \quad (9.1)$$

В случае модуляционного радиометра с пилот-сигналом $T_A = T_0L$.

Ослабление сигнала эквивалентно увеличению входных шумов в $1/g$ раз. Тогда флюктуационная чувствительность рассматриваемого радиометра с прямоугольной модуляцией и демодуляцией запишется в виде $\delta T_{фл.п.с} = \delta T_{фл} \cdot 1/g$ или

$$\delta T_{фл.п.с} = 2\sqrt{2}T_{пр} \left(1 + \frac{LT_0}{T_{пр}}\right) \left(1 + \frac{T_{пр}}{LT_{г.ш}}\right) \sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}}. \quad (9.2)$$

Найдем оптимальное значение переходного затухания направленного ответвителя. Для этого продифференцируем выражение флюктуационной чувствительности и приравняем производную нулю

$$\frac{d\delta T_{\text{фл}}}{dL} = 0.$$

Решая это уравнение относительно L ,

$$L_{\text{opt}} = \frac{T_{\text{пр}}}{\sqrt{T_0 T_{\text{г.ш}}}}.$$

На рис. 9.3 представлена зависимость оптимального переходного затухания от шумовой температуры приемника при различных значениях температуры генератора шума. Из зависимости видно, что практически возможно использовать генератор шума с температурой больше, чем 10^5 К, так как в этом случае прямые потери направленного ответвителя будут менее 0,45 дБ.

Из сравнения результатов, получаемых по формулам (9.1) и (9.2), получаем, что значение флюктуационной чувствительности радиометра с пилот-сигналом хуже в $1/g$ раз, чем у радиометра с модулятором без потерь. С учетом потерь в модуляторе чувствительность для радиометра с пилот-сигналом и модулятором запишется в виде

$$\frac{\delta T_{\text{фл.п.с}}}{\delta T_{\text{фл}}} = \frac{\left(1 + \frac{T_{\text{пр}}}{LT_{\text{г.ш}}}\right)}{\left(1 + \frac{T_{\text{А}}}{T_{\text{пр}}/L_{\text{м}}}\right)} \left(1 + \frac{LT_0}{T_{\text{пр}}}\right),$$

где $L_{\text{м}}$ – потери в модуляционном приемнике.

При конечных значениях потерь в модуляторе 2–3 дБ схема радиометра с пилот-сигналом будет иметь выигрыш по сравнению с модуляционным радиометром. Проведем расчет флюктуационной чувствительности радиометра при учете потерь в модуляторе радиометра с пилот-сигналом. На рис. 9.4, 9.5, 9.6, 9.7 приведены зависимости соотношения флюктуационной чувствительности модуляционного приемника с пилот-сигналом по сравнению с классическим модуляционным приемником в зависимости от температуры шума приемника.

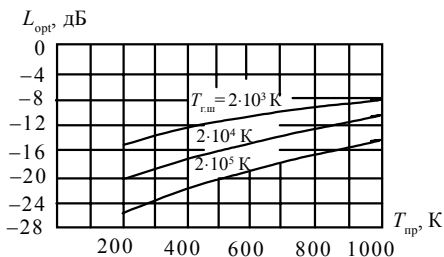


Рис. 9.3. Зависимость $L_{\text{опт}}$ от шумовой температуры приемника при $T_0 = 293 \text{ K}$

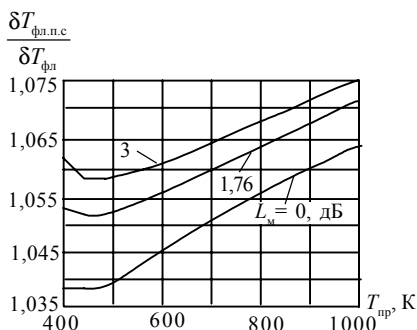


Рис. 9.5. Соотношение чувствительности приемника с пилот-сигналом и модулятором от температуры приемника: $T_A = 20 \text{ K}$, $T_0 = 293 \text{ K}$, $L = L_{\text{опт}}$, $T_{\text{гш}} = 2 \cdot 10^5 \text{ K}$

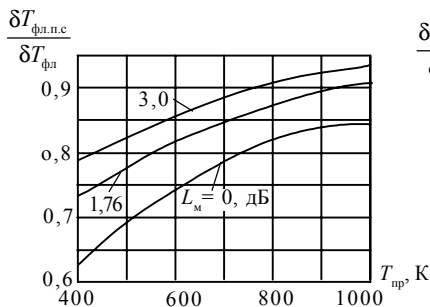


Рис. 9.7. Соотношение чувствительности приемника с пилот-сигналом и модулятором от температуры приемника: $T_A = 300 \text{ K}$, $T_0 = 293 \text{ K}$, $L = L_{\text{опт}}$, $T_{\text{гш}} = 2 \cdot 10^5 \text{ K}$

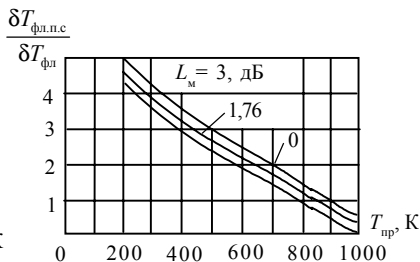


Рис. 9.4. Соотношение чувствительности приемника с пилот-сигналом и модулятором в зависимости от температуры приемника: $T_A = 20 \text{ K}$, $T_0 = 293 \text{ K}$, $L = L_{\text{опт}}$, $T_{\text{гш}} = 2 \cdot 10^5 \text{ K}$

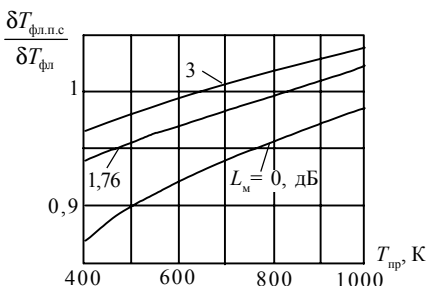


Рис. 9.6. Соотношение чувствительности приемника с пилот-сигналом и модулятором от температуры приемника: $T_A = 100 \text{ K}$, $T_0 = 293 \text{ K}$, $L = L_{\text{опт}}$, $T_{\text{гш}} = 2 \cdot 10^5 \text{ K}$

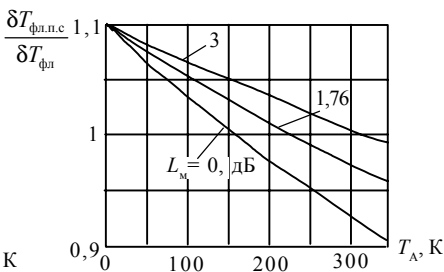


Рис. 9.8. Соотношение чувствительности приемника с пилот-сигналом и модулятором от температуры антенны: $T_{\text{пр}} = 1600 \text{ K}$, $T_0 = 293 \text{ K}$, $L = L_{\text{опт}}$, $T_{\text{гш}} = 2 \cdot 10^5 \text{ K}$

На рис. 9.8 приведено соотношение чувствительности в зависимости от шумовой температуры антенны. Из приведенных зависимостей видно, что максимальный выигрыш чувствительности составляет 10 %. При значениях $T_A = 100$ К, $T_{г.ш} = 1000$ К, $L_{opt} = 10,7$ дБ и потерях в модуляторе 3 дБ чувствительность модуляционного приемника из-за потерь в модуляторе ухудшится в два раза. При использовании модуляционного радиометра с пилот-сигналом выигрыш чувствительность будет порядка 10 %.

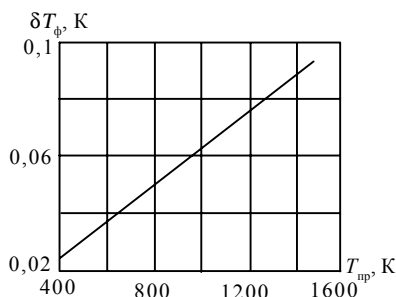


Рис. 9.9. Флюктуационная чувствительность модуляционного приемника с пилот-сигналом:
 $T_0 = 293$ К, $T_{г.ш} = 2 \cdot 10^5$ К, $L = L_{opt}$,
 $\Delta f = 2400$ Гц

Проведенные расчеты показали, что использование модуляционного радиометра с пилот-сигналом позволит получить выигрыш при малой шумовой антенной температуре и большой шумовой температуре приемника. На рис. 9.9 приведена зависимость флюктуационной чувствительности модуляционного радиометра с пилот-сигналом от шумовой температуры приемника, рассчитанной по выражению (9.2). Видно, что флюктуационная чувствительность при известных

значениях шумовой температуры для радиометров с рабочей частотой 89 ГГц (табл. 8.2) составляет менее 0,04 К, а для 150 ГГц менее 0,08 К.

Практика создания радиометров показывает, что на частотах более 60 ГГц не представляется возможным сделать модулятор с малыми потерями. В этом случае, как показывают расчеты, целесообразно использовать схему модуляционного радиометра с пилот-сигналом.

Типовая схема модуляционного радиометра Дике имеет ряд недостатков. Основными недостатками этой классической схемы являются существенные погрешности измерения шумовой температуры за счет дрейфа выходного нулевого уровня, а также нелинейность и нестабильность коэффициента усиления. Для уменьшения влияния указанных факторов можно использовать модифицированную схему модуляционного радиометра Дике, в которой используется цифровая последетекторная обработка шумового сигнала. Эта схема также позволяет устранить недостатки классической схемы радиометра при работе в режиме сканирования. В сканирующих радиометрах время наблюдения участка

поверхности, у которой предположительно постоянная шумовая температура широкополосных сигналов (около 100 кГц) является необходимой для сканирующих радиометров. Схема такого модуляционного радиометрического приемника с цифровой обработкой сигнала описана выше в гл. 4.

При этом применение в схеме обработки преобразователя непрерывного аналогового сигнала в последовательность заданных дискретных отсчетов и дальнейшая обработка в цифровом виде дает возможность использования более сложных и гибких алгоритмов обработки сигнала.

К таким алгоритмам в модуляционном СВЧ-радиометре можно отнести: алгоритм цифрового квадратичного детектирования, алгоритм цифровой демодуляции (синхронного детектирования), алгоритм накопления сигнала.

Применение алгоритма цифрового квадратичного детектирования для радиометрического приемника с шириной полосы входного сигнала большей 500 МГц на данном этапе не представляется возможным из-за отсутствия требуемой по быстродействию элементной базы.

Однако алгоритмы цифровой демодуляции и накопления хорошо реализуемы. Предлагаемая схема радиометрического модуляционного приемника с цифровой последетекторной обработкой сигнала представлена на рис. 9.10.

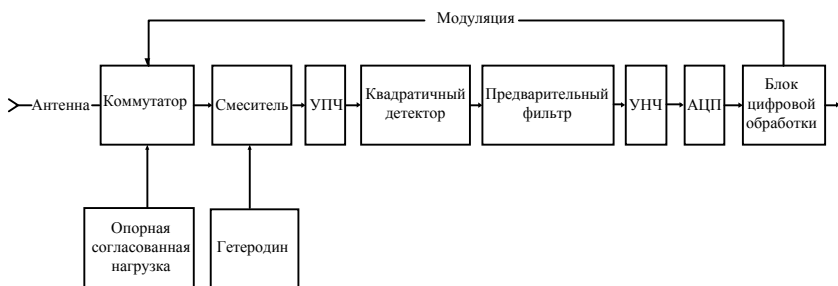


Рис. 9.10. Структурная схема радиометрического модуляционного приемника с последетекторной цифровой обработкой

Отличие данной схемы от классического СВЧ-радиометра Дике заключается в том, что демодуляция и накопление шумового сигнала производится в блоке цифровой обработки (процессор радиометрического комплекса).

Управление модуляцией входного сигнала осуществляется программой, управляющей измерениями, что позволяет однозначно определить какие отсчеты соответствуют входному сигналу, а какие опорному сигналу согласованной нагрузки. Кроме этого, такое управление модуляцией позволяет изменять скважность для получения оптимальной чувствительности.

Цифровая обработка с использованием процессорной техники позволяет создать гибкие алгоритмы обработки шумовых широкополосных последетекторных сигналов (порядка 100 кГц).

В предложенной схеме радиометрического приемника возможно использование различных алгоритмов демодуляции, в том числе отдельного накопления и демодуляции сигнала.

Предлагается следующий алгоритм предварительной цифровой обработки шумового сигнала:

1. Коррекция нелинейности передаточной характеристики тракта приемника. Данная операция представляется возможной при детальном определении амплитудной характеристики приемника при наземных испытаниях.

2. Отброс аномальных отсчетов и отсчетов, попавших на переходной процесс антенна – согласованная нагрузка.

3. Раздельное усреднение сигнала от согласованной нагрузки $T_{с.н1}$ и полезного сигнала T_{Ai} за период модуляции.

4. Вычисление разностного сигнала за период модуляции $T_{отн i} = T_{Ai} - T_{с.н i}$.

5. Требуемое накопление шумового сигнала, определяющее чувствительность и разрешающую способность, т. е. вычисление среднего значения за n периодов модуляции,

$$T_{ш.отн} = \frac{\sum_{i=1}^n T_{отн i}}{n}.$$

6. Вычисление антенной шумовой температуры с учетом измеренной термодинамической температуры согласованной нагрузки $T_{с.н}$

$$T_A = T_{с.н} + T_{ш.отн}.$$

Применение цифровых методов последетекторной обработки позволяет уменьшить по сравнению с классической схемой Дике погрешности измерения шумовой температуры, вызванные дрейфом выходного нулевого уровня СВЧ-радиометра, нелинейностью, температурной и временной нестабильностью функции преобразования тракта радиометра.

Особенно актуально применение алгоритмов цифровой предварительной обработки в бортовых сканирующих радиометрических системах. В сканирующих радиометрах время перемещения луча на величину ширины диаграммы направленности (ДН) составляет единицы миллисекунд. Так, для ширины ДН $\theta_{0,5} \approx 1$ угл.град и скорости сканирования порядка 180 угл.град/с, что является типичным для сканирующих радиометров космического базирования, время перемещения луча антенны на ширину ДН составит примерно 5,5 мс. В сканирующих радиометрах модуляционного типа с частотой модуляции 1–2 кГц время перемещения луча антенны на ширину ДН будет составлять при этом 5–10 периодов частоты модуляции. Естественно, что использование при этом в радиометрах обычных узкополосных фильтров и синхронных детекторов с фиксированной достаточно большой постоянной времени приведет к дополнительным ошибкам измерения быстро меняющейся на выходе антенны шумовой температуры и снижению пространственного разрешения. При малых значениях постоянной времени синхронного детектора снижается чувствительность.

Поэтому преобразование широкополосного (до 100 кГц) аналогового сигнала с выхода квадратичного детектора в цифровой и его дальнейшая цифровая обработка с использованием гибких алгоритмов являются необходимыми для сканирующих радиометров.

Флюктуационную чувствительность радиометрического приемника с цифровым накоплением можно описать следующим выражением:

$$\delta T_{\text{ср.л}} = 2\sqrt{2}T_{\text{ш}} \sqrt{\frac{1}{2\Delta f \tau_{\phi} k(n, \tau_{\phi})} \left(\left(\frac{2}{n^2} \sum_{i=1}^n \exp^{-i \frac{T_{\text{нак}}}{\tau_{\phi} n}} (n-i) \right) + \frac{1}{n} \right)}, \quad (9.3)$$

где $k(n, \tau_{\phi})$ – коэффициент потерь чувствительности модуляционного радиометра, учитывающий потери сигнала из-за переходных процессов при коммутации антенны и согласованной нагрузки; n – количество отсчетов за время накопления; $n = T_{\text{нак}}/\tau$; τ – интервал между отсчетами; τ_{ϕ} – постоянная времени предварительного фильтра; $T_{\text{нак}}$ – время накопления шумового сигнала.

Полученное выражение для флюктуационной чувствительности позволяет провести анализ и оптимизацию параметров предварительной обработки.

Для анализа воспользуемся отношением флюктуационной чувствительности модуляционного радиометра с цифровой предварительной обработкой к чувствительности идеального модуляционного приемника.

При одинаковых параметрах полосы входного сигнала $\Delta f_{\text{цифр}} = \Delta f_{\text{идеал}}$ и времени накопления $T_{\text{нак.цифр}} = T_{\text{нак.идеал}} = T_{\text{нак}}$ это отношение запишется

$$A(n) = \sqrt{\frac{T_{\text{нак}}}{2\tau_{\phi}} \left(\left(\frac{2}{n^2} \sum_{i=1}^n \exp^{-i \frac{T_{\text{нак}}}{\tau_{\phi} n}} (n-i) \right) + \frac{1}{n} \right)}. \quad (9.4)$$

Графики этой зависимости для различных параметров предварительного фильтра τ_{ϕ} представлены на рис. 9.11. Расчет проводился для времени накопления $T_{\text{нак}} = 0,01$ с для $\tau_{\phi 1} = 10^{-6}$ с (A_1), $\tau_{\phi 2} = 5 \cdot 10^{-6}$ с (A_2), $\tau_{\phi 3} = 10^{-5}$ с (A_3).

Приведенные результаты позволяют сделать вывод о предельных величинах интервала между отсчетами, которые не привели бы к увеличению погрешности измерений за счет потери чувствительности на фоне остальных погрешностей.

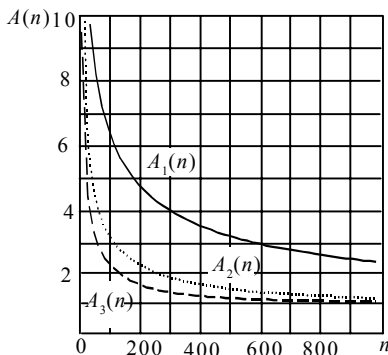


Рис.9.11. Зависимость отношения флюктуационной чувствительности модуляционного радиометра с цифровой обработкой к чувствительности идеального модуляционного радиометра от числа отсчетов

Из зависимостей рис. 9.11 видно, что при увеличении числа отсчетов чувствительность радиометрического приемника с цифровой обработкой стремится к идеальному варианту, однако, нет необходимости стремиться бесконечно повысить быстроедействие АЦП, определяющего период между отсчетами, поскольку флюктуационная чувствительность не единственный параметр, определяющий точность измерений.

Некоторая потеря флюктуационной чувствительности за счет дискретизации относительно идеальной схемы радиометрического приемни-

ка Дике в реальных системах не сказывается на погрешности измерений, поскольку устранение перечисленных выше недостатков аналоговых схем при цифровой обработке приносит существенный выигрыш в точности.

Из графиков на рис. 9.11 следует, что при увеличении постоянной времени предварительного фильтра для одинаковых n чувствительность повышается.

Выражение (9.4) не учитывает потери сигнала из-за искажений на фронтах при модуляции. Учет потерь, возникающих за счет переходного процесса при переключении антенны на согласованную нагрузку, можно формализовать как коэффициент K в выражении для $A(n)$ и считать, что n зависит от τ_ϕ следующим образом:

$$n(\tau_\phi) = \text{int} \left(\frac{T_{\text{нак}}}{\tau} \left(1 - \frac{3\tau_\phi}{T} \right) \right), \quad (9.5)$$

где T – период модуляции.

Коэффициент потерь можно записать как отношение времени накопления с учетом потерь к времени накопления без этого учета

$$K(n, \tau_\phi) = K(\tau_\phi) = \frac{\tau n(\tau_\phi)}{T_{\text{нак}}}. \quad (9.6)$$

С учетом (9.5) и (9.6) выражение (9.4) для относительной чувствительности рассматриваемого радиометра запишется

$$A'(\tau_\phi) = \sqrt{\frac{1}{K(\tau_\phi)}} A(n(\tau_\phi)). \quad (9.7)$$

Графики зависимости $A'(\tau_\phi)$ для различных частот модуляции $f_{\text{мод}1} = 1,5 \text{ кГц}$ (A'_1), $f_{\text{мод}2} = 1 \text{ кГц}$ (A'_2), $f_{\text{мод}3} = 0,2 \text{ кГц}$ (A'_3), интервала между отсчетами $\tau = 5 \cdot 10^{-5} \text{ с}$ и времени накопления $T_{\text{нак}} = 0,01 \text{ с}$ представлены на рис. 9.12.

Выражение (9.7) имеет экстремум, который является результатом двух конкурирующих процессов: потери энергии за счет искажений при переходных процессах и повышении чувствительности за счет увеличения предварительного сглаживания аналогового сигнала.

Зависимость (9.7) для определенных параметров модуляции и дискретизации сигнала позволяет оптимизировать параметры сглаживающего фильтра.

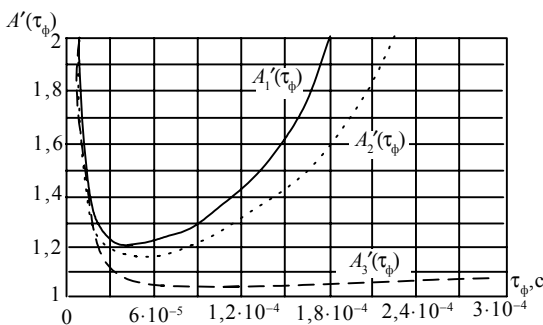


Рис. 9.12. Зависимость относительной чувствительности модуляционного радиометра с цифровой обработкой при учете потерь при переключении антенны на согласованную нагрузку от постоянной времени фильтра

Проведенный сравнительный анализ флюктуационной чувствительности для модуляционного радиометра с цифровой обработкой и схемы Дике с идеальным интегратором позволяет определить оптимальные параметры частоты модуляции, дискретизации полосы пропускания аналоговой и цифровой части тракта.

9. 2. Расчет флюктуационной чувствительности модуляционных радиометров

Рассмотрим флюктуационную чувствительность для рассматриваемых модуляционных радиометров: модуляционного радиометра Дике, модуляционного радиометра с пилот-сигналом, а также этого радиометра с использованием цифровой обработки сигнала. Проведем расчет потенциальной флюктуационной чувствительности и реальной флюктуационной чувствительности с учетом влияния шумовой температуры антенны и согласованной нагрузки.

Потенциальная флюктуационная чувствительность для модуляционного радиометра с прямоугольной модуляцией и демодуляцией рассчитывается по следующим выражениям:

а) для одноканального приема (см. табл. 4.1)

$$\delta T_{\text{фл}} = 2\sqrt{2}T_{\text{пр}}\sqrt{\frac{1}{\Delta f\tau}}, \quad (9.8)$$

где $\tau = 1/\Delta F$;

б) для двухканального приема

$$\delta T_{\text{фл}} = 2T_{\text{пр}}\sqrt{\frac{1}{\Delta f\tau}}. \quad (9.9)$$

Для модуляционного радиометра с пилот-сигналом для двухканального приема потенциальная чувствительность записывается в виде

$$\delta T_{\text{фл.пс}} = 2T_{\text{пр}} \left(1 + \frac{LT_0}{T_{\text{пр}}} \right) \left(1 + \frac{T_{\text{пр}}}{LT_{\text{г.ш}}} \right) \sqrt{\frac{1}{\Delta f \tau}}. \quad (9.10)$$

При использовании модуляционного радиометра с цифровой обработкой сигнала флюктуационная чувствительность для всех типов радиометров записывается

$$\delta T_{\text{фл.ц}} = \delta T_{\text{фл}} A(n), \quad (9.11)$$

где $A(n)$ – коэффициент, зависящий от числа отсчетов n за период модуляции.

Для случая, когда при расчете флюктуационной чувствительности учитывается шумовая температура согласованной нагрузки (эталона) и шумовая температура антенны, величина флюктуационной чувствительности модуляционного радиометра с прямоугольной модуляцией и демодуляцией для двухканального приема определяется выражением

$$\delta T_{\text{фл}} = T_A \sqrt{\left(1 + \frac{T_{\text{пр}}}{T_A} \right)^2 \frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1} + \left(\frac{T_0}{T_A} + \frac{T_{\text{пр}}}{T_A} \right)^2 \frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_2}} \sqrt{\frac{1}{\Delta f \tau}}, \quad (9.12)$$

где τ_1 – время включения антенны; τ_2 – время включения согласованной нагрузки; $\tau_1 + \tau_2 = \tau$.

Для модуляционного радиометра с пилот-сигналом флюктуационная чувствительность с учетом влияния шумовой температуры согласованной нагрузки, генератора шума и антенны запишется в виде

$$\delta T_{\text{фл}} = 2T_A \left(1 + \frac{T_{\text{пр}} + LT_0}{T_A} \right) \left(1 + \frac{1 + \frac{T_{\text{пр}}}{T_{\text{ш}}}}{\frac{T_{\text{г.ш}}L}{T_A}} \right) \sqrt{\frac{1}{\Delta f \tau}}. \quad (9.13)$$

В технических характеристиках флюктуационная чувствительность для всех частотных каналов должна быть равна 0,05 К (табл. 8.1). Рассчитаем необходимую шумовую температуру приемника по приведенным формулам, при этом будем считать, что потери в коммутаторе и в переходных волноводах L_n составляют 1 дБ для первых четырех диапазонов и 4 дБ для частот 89 и 150 ГГц.

В табл. 9.1 приведены значения потенциальной флюктуационной чувствительности модуляционного радиометра, рассчитанные по форму-

лам (9.8) и (9.9), для шести значений частот и заданной величины ширины полосы пропускания (табл. 9.1). В этой же таблице приведены рассчитанные значения шумовой температуры приемника, которая необходима для обеспечения потенциальной флюктуационной чувствительности менее 0,05 К.

Таблица 9.1

**Потенциальная флюктуационная чувствительность
многоканального радиометра**

Частота, ГГц	10,65	18,7	23,8	36,5	89	150
Вид приема	Одноканальный			Двухканальный		
Полоса пропускания радиометра, МГц	180	200	400	900	2400	2400
Шумовая температура приемника, К	120	230	320	420	600	1200
Флюктуационная чувствительность, К (с учетом $T_A = 300$ К и $T_{сн} = 293$ К) при $L_n = 1$ дБ	0,087	0,105	0,087	0,067	0,36	0,0611
Флюктуационная чувствительность, К (с учетом $T_A = 100$ К и $T_{сн} = 293$ К) при $L_{пер} = 4$ дБ	0,069	0,087	0,074	0,058	0,032	0,057
Флюктуационная чувствительность, К (с учетом $T_A = 300$ К и $T_{сн} = 293$ К, $L_n = 4$ дБ)	—	—	—	—	0,061	0,101

Далее рассчитаем флюктуационную чувствительность радиометра с учетом влияния шумовой температуры согласованной нагрузки и антенны по формуле (9.12). На рис. 9.13 приведены зависимости флюктуационной чувствительности от антенной температуры для приемников двух частот – 89 и 150 ГГц, на рис. 9.14 – для шести частотных диапазонов. На рис. 9.15 приведена зависимость флюктуацион-

ной чувствительности от времени включения антенны и согласованной нагрузки. Из рисунков видно, что флюктуационная чувствительность оптимальна при $\tau_1 = \tau_2$.

В табл. 9.2 приведена флюктуационная чувствительность приемников для 6 значений частот при тем-

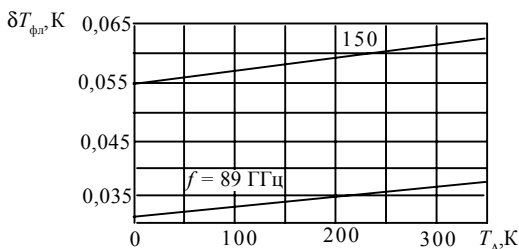


Рис. 9.13. Зависимость флюктуационной чувствительности радиометра от антенной температуры для приемников двух частот

Таблица 9.2

Флюктуационная чувствительность модуляционного радиометра с учетом шумового излучения согласованной нагрузки и антенны

Частота, ГГц	10,65	18,7	23,8	36,5	89	150
Вид приема	Одноканальный			Двухканальный		
Полоса пропускания радиометра, МГц	180	200	400	900	2400	2400
Шумовая температура приемника, К	120	230	320	420	600	1200
Флюктуационная чувствительность, К (с учетом $T_A = 300 K$ и $T_{сн} = 293 K$) при $L_n = 1 дБ$	0,087	0,105	0,087	0,067	0,36	0,0611
Флюктуационная чувствительность, К (с учетом $T_A = 100 K$ и $T_{сн} = 293 K$) при $L_{пер} = 4 дБ$	0,069	0,087	0,074	0,058	0,032	0,057
Флюктуационная чувствительность, К (с учетом $T_A = 300 K$ и $T_{сн} = 293 K$, $L_n = 4 дБ$)	—	—	—	—	0,061	0,101

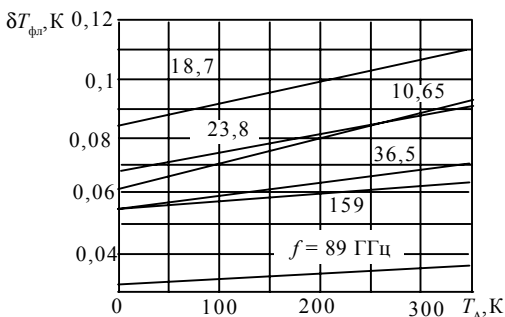


Рис. 9.14. Зависимость флюктуационной чувствительности радиометра от антенной температуры для шести частотных диапазонов

пературе согласованной нагрузке 273 К и температуре антенны равной 100 и 300 К. Из полученных зависимостей видно, что за счет влияния шумовой температуры антенны и согласованной нагрузки реальная флюктуационная чувствительность по сравнению с потенциальной чувствительностью не отличается более чем на 50–100 %. В табл. 9.3 приведены значения флюктуационной чувствительности модуляционного

радиометра с пилот-сигналом.

Таблица 9.3

Флюктуационная чувствительность модуляционного радиометра с пилот-сигналом

Частота, ГГц	89	150	150
Вид приема	Двухканальный		
Полоса пропускания радиометра, МГц	2400	2400	2400
Шумовая температура приемника, К	600	800	1200
Потенциальная флюктуационная чувствительность, К	0,0258	0,305	0,519
Флюктуационная чувствительность, К (с учетом $T_A = 300$ К и $T_{сн} = 293$ К)	0,0387	0,0475	0,0652
Потенциальная флюктуационная чувствительность при цифровой обработке сигнала, К	0,0403	0,048	0,081

На рис. 9.16 приведена зависимость флюктуационной чувствительности модуляционного радиометра с пилот-сигналом в зависимости от влияния шумовой температуры антенны и СН. Из графиков рис. 9.16 и 184

табл. 9.3 видно, что потенциальная флюктуационная чувствительность для радиометра с пилот-сигналом не превышает 0,05 К.

При использовании последетекторной цифровой обработки шумового сигнала радиометра в соответствии с формулой (9.11) будет ухудшаться флюктуационная чувствительность радиометра в $A(n)$ раз. При использовании 100 отсчетов за период модуляции ухудшение флюктуационной чувствительности будет происходить в 1,56 раза.

Приведенные расчеты показали, что потенциальная флюктуационная чувствительность рассматриваемых схем радиометров меньше 0,05 К.

Приведенные выражения реальной флюктуационной чувствительности и результаты численных расчетов по ним, полученные для шести значений частот, от величины принимаемого шумового сигнала от антенны необходимы при расчете погрешности определения шумовой температуры.

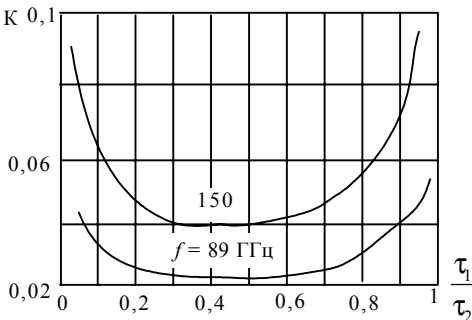


Рис. 9.15. Зависимость флюктуационной чувствительности радиометра от соотношения времени включения антенны и согласованной нагрузки

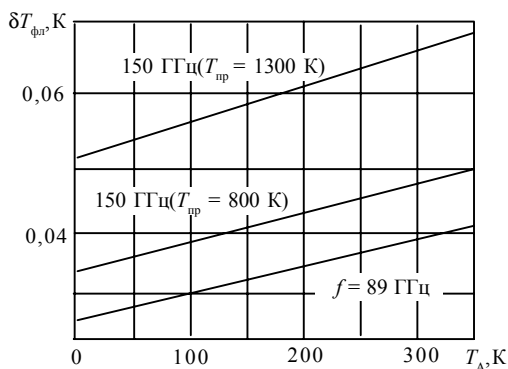


Рис. 9.16. Зависимость флюктуационной чувствительности модуляционного радиометра с пилот-сигналом в зависимости от влияния шумовой температуры антенны

10. РЕАЛИЗАЦИЯ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЫ МНОГОКАНАЛЬНОГО РАДИОМЕТРА

10.1. Структурная схема

Как было показано выше, приемную систему бортового многоканального радиометра, работающего на 6 частотах, целесообразно строить по двум вариантам: одноканальный прием измеряемых сигналов на частотах 10,65; 18,7; 23,8 и 36,5 ГГц и двухканальный прием на 2-х более высоких частотах 89 и 150 ГГц.

Все каналные приемники реализуют модуляционный принцип измерений, осуществляют прием сигналов двух ортогональных поляризаций, выполнены по супергетеродинной схеме, приведенной на рис. 10.1 для одноканального приема и на рис. 10.2 – для двухканального.

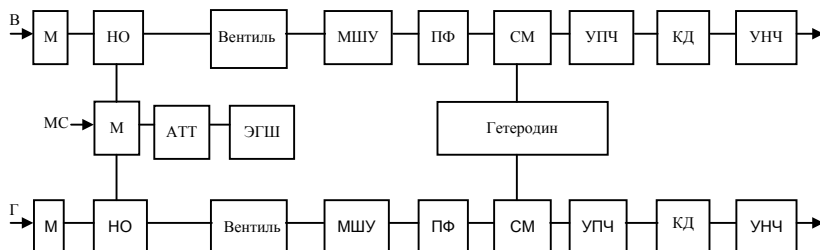


Рис. 10.1. Структурная схема модуляционного радиометра с одноканальным приемом, где B – сигнал с вертикальной поляризацией; $АТТ$ – аттенюатор; $Г$ – сигнал с горизонтальной поляризацией; $ПФ$ – полосовой фильтр; $НО$ – направленный ответвитель; $КД$ – квадратичный детектор; $М$ – модулятор; $МС$ – модулирующий сигнал; $МШУ$ – малошумящий усилитель; $ЭГШ$ – эталонный генератор шума

Прием сигналов с вертикальной и горизонтальной поляризациями в каждом приемнике производится двумя независимыми приемными трактами, в которых используется общий источник внутренней калибровки усиления ($ЭГШ$) и общий гетеродин.

Модулятор осуществляет коммутацию входа приемника с частотой модулирующего сигнала с выхода облучателя антенной системы радиометра на выход опорного источника шума, в качестве которого применяется согласованная нагрузка. Модуляторы выполняются с использованием переключающих *p-i-n*-диодов. Управляющий сигнал на модуляторы поступает из блока цифровой обработки данных.

Установленный в тракте вентиль уменьшает влияние работы модулятора на входные цепи МШУ и улучшает согласование в канале.

Внутренний генератор шума, предназначенный для калибровки усиления приемного тракта, выполняется на базе полупроводниковых широкополосных шумовых генераторов с шумовой температурой (10^4 – 10^5) К. Сигнал модулируется управляющим сигналом из блока цифровой обработки данных и через аттенюатор и направленный ответвитель вводится в приемный тракт при проведении калибровок, при этом сигнал со входа антенны отсутствует. Аттенюатор служит для установки оптимального уровня шумового сигнала, необходимого для калибровки.

Применение пассивных элементов, обладающих потерями, во входных цепях приемников неизбежно приводит к увеличению результирующей собственной шумовой температуры, приведенной ко входу приемных каналов, которая определяется из следующего соотношения:

$$T_s = (L - 1)T_{\text{п.ц}} + T_{\text{МШУ}}L,$$

где L – величина затухания в пассивных цепях; $T_{\text{п.ц}}$ – физическая температура пассивных цепей; $T_{\text{МШУ}}$ – шумовая температура МШУ.

При заданных значениях шумовой температуры приемных каналов из этого выражения определяются величины $T_{\text{МШУ}}$, которые должны быть реализованы в МШУ. В табл. 10.1 приведены расчетные значения $T_{\text{мшу}}$

Таблица 10.1

Шумовая температура МШУ

Центральная частота приемного канала, ГГц	10,65	18,7	23,8	36,5
Требуемая шумовая температура канала, К	120	230	320	420
Потери в пассивных цепях до входа МШУ, дБ	0,5	1,0	1,0	1,0
Полоса пропускания ПФ МШУ, МГц	250	500	650	1400
Шумовая температура МШУ, К, не более	70	170	260	360

канальных приемников в зависимости от частотного диапазона и величины затухания в пассивных цепях.

Выполнение канальных усилителей на базе современных малошумящих транзисторов позволяет реализовать приведенные в табл. 10.1 шумовые температуры, однако при этом должны приниматься меры для уменьшения потерь в пассивных цепях, предшествующих МШУ.

Для обеспечения однополосного приема сигнала и подавления "зеркального" канала в тракте МШУ устанавливаются полосовые фильтры. Применение фильтров баттервортовского типа второго порядка с полюсами, приведенными в табл. 10.1, позволяет ослабить сигналы, принимаемые по "зеркальному" каналу не менее, чем на 30 дБ.

В приемниках на частотах 89 и 150 ГГц МШУ на входе не используются, так как их построение на частотах выше 40 ГГц затруднено из-за отсутствия элементной базы, а смеситель с гетеродином конструктивно выполняется одним узлом. Как ранее было показано, эти приемники следует выполнять по модуляционной схеме с пилот-сигналом. Такая схема позволит исключить модулятор и тем самым уменьшить потери за счет пассивных элементов. Сама приемная часть (рис. 10.2) останется без изменений.

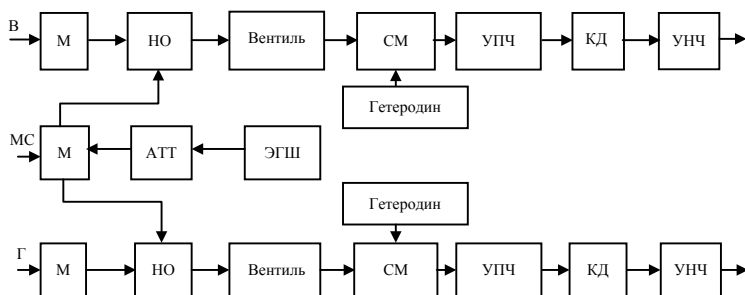


Рис. 10.2. Структурная схема модуляционного радиометра с двухканальным приемом

Гетеродины канальных приемников выполняются на основных гармониках с использованием генераторов, в которых активными элементами являются диоды Ганна. Применение резонаторов из инвара позволяет повысить нестабильность генераторов до 10^{-5} . Смесители выполняются на диодах с барьером Шотки.

В широкополосных усилителях промежуточной частоты применяются транзисторные активные элементы, обеспечивающие усиление с не-

равномерностью менее 3 дБ до частоты 2,8 ГГц. Требуемые значения граничных частот полосы пропускания формируются с помощью фильтров нижних и верхних частот.

Небольшой динамический диапазон входных сигналов позволяет выполнить тракт промежуточной частоты без регулировки усиления. Параметры усилителя промежуточной частоты приведены в табл. 10.2.

Таблица 10.2

Параметры усилителя промежуточной частоты

Центральная частота УПЧ, МГц	200	600	700	1450	1200	1175
Граничные частоты полосы УПЧ, МГц	110– –290	500– –700	500– –900	1000– –900	100– –2500	150– –2500
Неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), дБ, не более	3				3	
Коэффициент усиления, дБ, не менее	20				50	
Коэффициент шума, дБ, не более	5				1	
Нелинейность коэффициента передачи, %	0,1				0,1	

На выходе УПЧ установлены квадратичный детектор и усилитель низкой частоты, обеспечивающий усиление продетектированного сигнала с частотой модуляции до уровня, необходимого для работы блока цифровой обработки данных. Общий коэффициент усиления приемного канала до квадратичного детектора не менее 50 дБ.

Конструктивно все канальные приемники оформляются в виде независимых модулей, которые размещаются внутри антенного блока радиометра и соединяются с выходами облучателей с помощью волноводов соответствующих сечений. В приемниках широко используются узлы, выполненные на полосковых поликорковых платах с применением бескорпусных активных элементов. Это позволяет сократить габариты при-

емных модулей при обеспечении идентичности и стабильности характеристик приемных трактов. Общие технические характеристики канальных приемников приведены в табл. 10.3.

Таблица 10.3

Технические характеристики канальных приемников

Центральная частота, ГГц	10,65	18,7	23,8	36,5	89,0	150,0
Шумовая температура, К, не более	120	230	320	420	600	1200
Частота гетеродина, ГГц	10,45	18,1	23,1	35,05	89	150
Центральная частота УПЧ, МГц	200	600	700	1450	1300	1300
Полоса пропускания УПЧ, МГц	180	200	400	900	2350	2350
Входной динамический диапазон, К	От 3 до 350					
Нелинейность коэффициента передачи, %	Не более 0,1					
Нестабильность коэффициента усиления за период сканирования 1,7 с	Не более $0,5 \cdot 10^{-4}$					
Сечение входного волновода, мм	$23 \times 10,6$	16×8	11×55	$7,2 \times 3,4$	$2,4 \times 1,2$	$1,6 \times 0,8$

10.2. Расчет шумовой температуры приемника

Для расчета шумовой температуры приемника предлагается структурная схема, приведенная на рис. 10.3.

Шумы приемника складываются из собственных шумов диодов смесителя, шумов усилителя промежуточной частоты и шумов гетеродина. Нормированный фактор шума супергетеродинного приемника с балансным смесителем без учета шумов гетеродина вычисляется по формуле

$$F_{\text{пр}} = L_{\text{пр}}(F_{\text{п.ч}} + t_S - 1),$$

где $L_{\text{пр}}$ – потери на преобразование сигнала; $F_{\text{п.ч}}$ – фактор шума усилителя промежуточной частоты; t_S – шумовое отношение диода (для используемых диодов 0,85–1,05).

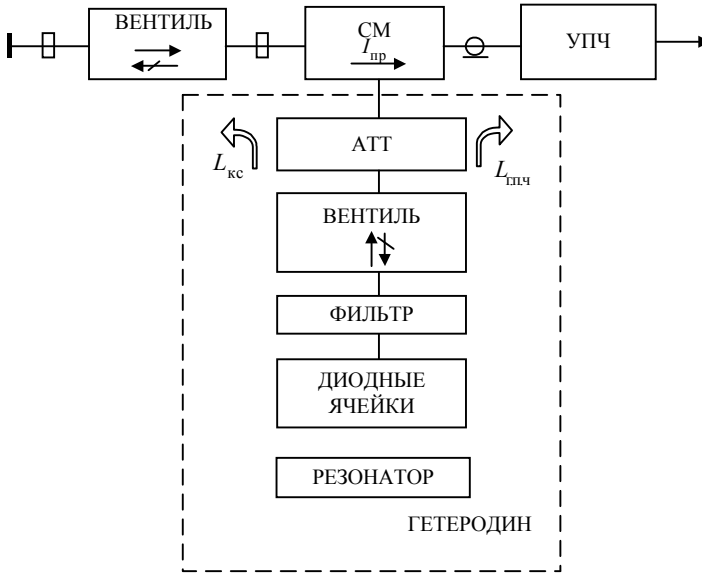


Рис. 10.3. Структурная схема приемника для расчета шумовой температуры

С учетом гетеродина

$$F_{\text{пр}} = L_{\text{пр}} \left(F_{\text{п.ч}} + t_S - 1 + \frac{t_{\Gamma}}{L_{\text{пр}} L_{\Gamma.п.ч}} \right),$$

где t_{Γ} – шумовое отношение гетеродина; $L_{\Gamma.п.ч}$ – развязка по каналам вход гетеродина-вход канала промежуточной частоты (ПЧ).

В общем виде нужно учитывать коэффициент отражения на входе

через КСВ по входу $|\Gamma| = \left| \frac{K-1}{K+1} \right|$. Тогда $T'_{\text{ш}} = \frac{1}{1-|\Gamma|^2} T_{\text{ш}}$, но в нашем слу-

чае $L_{\text{пр}}$ уже включает в себя влияние рассогласования входной цепи.

Фактор шума F связан с шумовой температурой следующим образом:

$$F = 1 + \frac{T_{\text{ш}}}{T_0},$$

где $T_0 = (273+20)$ К.

Гетеродин на диоде Ганна обладает амплитудными и фазовыми шумами. В основном, влияние на шум-фактор приемника радиометра оказывают его амплитудные шумы.

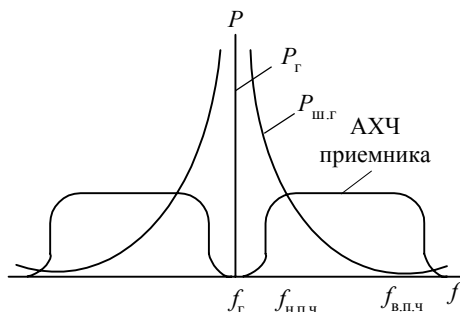


Рис. 10.4. Расположение основного и зеркального каналов относительно частоты гетеродина

гетеродина; $P_{\text{г}}$ – мощность гетеродина; $P_{\text{ш.г}}$ – мощность шумов гетеродина.

В зависимости от величины нижней частоты ПЧ величина $t_{\text{г}}$ лежит в диапазоне 170–180 дБ/Гц. Для снижения шумов гетеродина в рассматриваемом случае установлен дополнительный фильтр и тогда $t_{\text{г}} = 2,5 \cdot 10^{17} \cdot 10^{-18} \cdot 5 = 0,25 \cdot 5 = 1,25$. Составляющая фактора шума за счет гетеродина $F_{\text{г}} = t_{\text{г}} / L_{\text{ш.п.ч}} = 1,25 \cdot 10^{-4}$.

Проведем расчеты шумовой температуры приемника в зависимости от шумовой температуры УПЧ. Расчеты будем проводить для серийно выпускаемого диода 3 А138. Потери на преобразование в таком диоде для частот 89 ГГц составляют 5 дБ, для частот 150 ГГц – 6,2 дБ. Необходимая мощность гетеродина – 5–12 мВт.

На рис. 10.5 приведена шумовая температура приемника в зависимости от шумовой температуры УПЧ. Шумовое отношение диода $t_{\text{д}} = 0,6$.

На рис. 10.4 показана расстановка основного и зеркального каналов относительно частоты гетеродина.

Шумы гетеродина характеризуются шумовым отношением $\tau_{\text{г}}$

$$t_{\text{г}} = 2 \cdot 10^{17} m_{\text{А}} P_{\text{г}},$$

$$\text{где } m_{\text{А}} = 10 \lg \frac{P_{\text{ш.г}} + P_{\text{ш.з}}}{\Delta f_{\text{п.ч}} P_{\text{г}}} -$$

отношение мощности шума на двух несущих к мощности

Из полученных результатов следует, что для обеспечения требуемого фактора шума приемника необходим УПЧ с шумовой температурой 50–60 К. Для снижения влияния низкочастотной составляющей шума транзистора УПЧ нижнюю граничную частоту УПЧ целесообразно выбирать более чем 300 МГц и отказаться от зеркального канала.

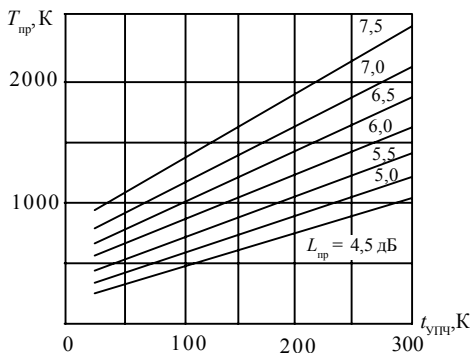


Рис. 10.5. Зависимость шумовой температуры приемника от шумовой температуры УПЧ

10.3. Приемник частоты 36,5 ГГц

Как было отмечено ранее, радиометрический приемник частоты 36,5 ГГц модуляционного типа построен по схеме супергетеродинного приемника. Он имеет два идентичных канала для приема вертикальной и горизонтальной поляризации. Структурная схема этого приемника приведена на рис. 10.6.

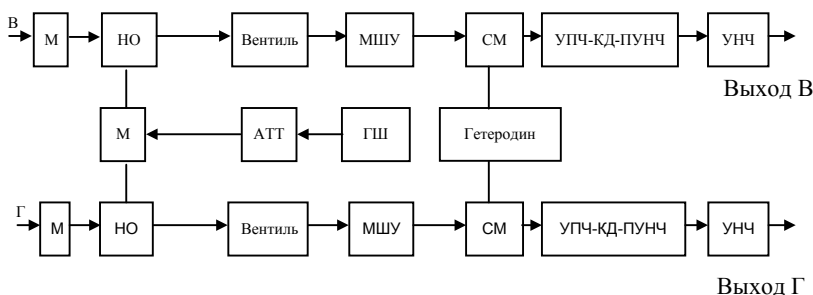


Рис. 10.6. Структурная схема канального приемника частоты 36,5 ГГц

Входной шумовой сигнал соответствующей поляризации поступает на вход канала, где модулируется во входном модуляторе сигналом, вырабатываемом в процессорном блоке.

Прием ведется в верхней полосе частот относительно частоты гетеродина, полоса которого формируется в малошумящем усилителе. МШУ представляет собой два каскада волноводных секций, в кото-

рых установлены транзисторные сборки, соединенные вентилем для обеспечения стабильности характеристик усилителя. Полосовой волноводный фильтр на выходе МШУ формирует необходимую полосу приема. Преобразование усиленного входного сигнала в сигнал промежуточной частоты происходит в смесителе. Он выполнен по технологии волноводно-планарных гибридно-интегральных схем, которая обеспечивает минимальные габариты при хороших технических характеристиках. Генератор-гетеродин используется на оба канала для обеспечения идентичности и стабильности характеристик каналов. Он выполнен на диоде Ганна, установленном в волноводной секции со стабилизирующим резонатором из инвара.

Сигнал на промежуточной частоте усиливается в УПЧ, выполненном в микрополосковом исполнении на транзисторах. Для обеспечения минимальных габаритов конструктивного УПЧ квадратичный детектор и предварительный усилитель низкой частоты на микросхеме операционного усилителя выполнены в одном корпусе. Для преобразования аналогового сигнала в цифровую форму используется усилитель низкой частоты на операционных усилителях и далее сигнал поступает на АЦП блока обработки.

Для обеспечения калибровки усиления приемного канала используется генератор шума, выполненный на ЛПД, установленном в волноводном фланце.

Сигнал ГШ регулируется до паспортизованной величины с помощью волноводного аттенюатора и через направленные ответвители поступает на вход соответствующего канала. Модуляция сигнала ГШ выполняется в модуляторе, также выполненном по технологии волноводно-планарных гибридно-интегральных схем, как и смеситель.

10.4. Реализация модуляторов СВЧ

На основании обзора существующих конструкций СВЧ модуляторов, приведенного в пп. 4.4, систематизируем основные характеристики полупроводниковых модуляторов в различных диапазонах частот (табл. 10.4). Здесь следует отметить, что рабочую полосу модуляторов можно значительно расширить, включая два выключателя на расстоянии $\lambda/4$. При этом на центральной частоте наблюдается увеличение вдвое потерь пропускания и потерь запираения.

На основании вышеприведенного анализа для рассматриваемой комплексной системы в различных частотных диапазонах с учетом требований к широкополосности наиболее целесообразно выбрать следующие типы модуляторов (табл. 10.5).

10.5. Смеситель частот 18,7; 23,8; 36,5 ГГц

Для приемных устройств для частот 18,7, 23 и 36,5 ГГц разработаны балансные смесители на диодах с барьером Шотки с балочными выводами, реализованные на микрополосковых и щелевых линиях. Конструктивно смесители трех вышеупомянутых частот выполнены одинаково и представляют собой секцию волновода прямоугольного сечения с установленной в центральном сечении волновода диэлектрической платой смесителя. Эскиз конструкции смесителя приведен на рис. 10.7.

Принципиальная электрическая схема смесителя и внешний вид этой платы приведены, соответственно, на рис. 10.8 и 10.9. На рис. 10.10 и 10.11 приведены схематический эскиз топологии и эскиз центральной части платы смесителя, на которых показано фазовое соотношение векторов мгновенной напряженности электромагнитного поля, принимаемого сигнала E_c и сигнала гетеродина E_r , поступающих на смесительные диоды.

Данный смеситель функционирует следующим образом: на один вход волноводной секции смесителя поступает принимаемый сигнал, а на второй вход волноводной секции – сигнал гетеродина. Эти сигналы возбуждают плавниковые щелевые линии смесителя, плавное сужение которых обеспечивает согласование смесителя с входными волноводными передающими линиями. Входной шумовой сигнал приемника, поступающий на смеситель по щелевой линии, разветвляясь, подводится к смесительным диодам.

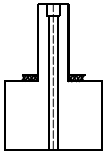
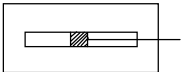
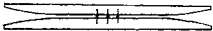
Сигнал гетеродина, поступающий с противоположной стороны смесительной волноводной секции, возбуждает короткозамкнутую щелевую линию. На расстоянии $l_1 = (2n-1)\lambda/4$ от конца этой линии на обратной стороне платы смесителя находится отрезок микрополосковой линии. При таком взаимном расположении щелевой и микрополосковой линии в последней возбуждается сигнал гетеродина, который, проходя по микрополосковой линии, включающей в себя четвертьволновый трансформатор, возбуждает в свою очередь сигнал в щелевой линии на

Основные характеристики полупроводниковых модуляторов

Тип модулятора	Параметры	Диапазоны частот, ГГц			
		10–20	20–40	40–80	80–100
Волноводно-штыревой	Потери пропускания, не более, дБ Потери запираания, не менее, дБ Рабочая полоса частот, %	0,4 20 4	Не применяются		
Резонансная диафрагма	Потери пропускания, не более, дБ Потери запираания, не менее, дБ Рабочая полоса частот, %	0,6 20 1	0,8 20 1	1,3 20 1	2,2 20 1
ВЩЛ (двухдиодные)	Потери пропускания, не более, дБ Потери запираания, не менее, дБ Рабочая полоса частот, %	0,7 25 >10	1,2 20 >10	1,8 20 >10	2,5 20 >10
Многодиодные резонансные решетки	Потери пропускания, не более, дБ Потери запираания, не менее, дБ Рабочая полоса частот, %	0,6 20 3	1 20 3	Не применяются	

Таблица 10. 5

Используемые типы модуляторов

Частота, ГГц	Тип модулятора	Полоса частот, МГц	Тип волновода	Потери пропускания, дБ	Потери записывания, дБ	КСВ	Потребляемая мощность, Вт
10,65	Волноводно-штыревой 	180	R120	< 0,5	> 20	< 1,2	< 0,5
18,7	Резонансная диафрагма 	200	R220	< 0,7	> 20	< 1,2	< 0,5
23,8	ВЦП 	400	R220	< 0,6	> 20	< 1,3	< 0,5
36,5		900	R3200	< 0,8	> 20	< 1,5	< 0,5
89		5000	R900	< 2	> 20	< 1,5	< 0,5
150		5000	R1400	< 3	> 20	< 2	< 0,5

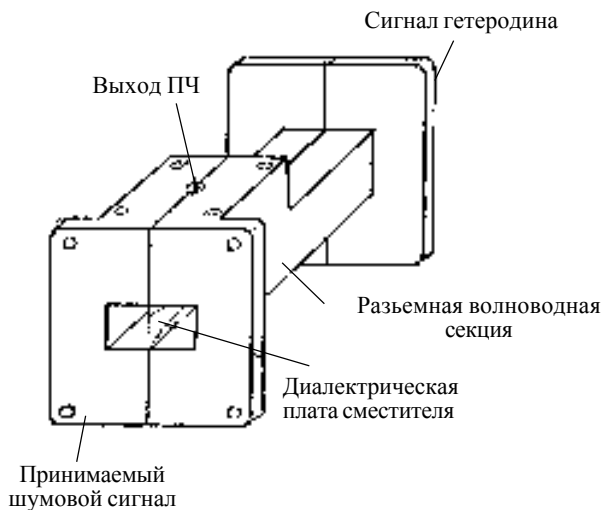


Рис. 10.7. Эскиз конструкции смесителя

лицевой стороне платы смесителя, по двум ветвям которой он поступает в противофазе на смесительные диоды. Следует отметить, что для уменьшения взаимного влияния неоднородностей диодов, суммарная длина двух ветвей этой линии l_2 должна составлять $(2n-1)\lambda/4$.

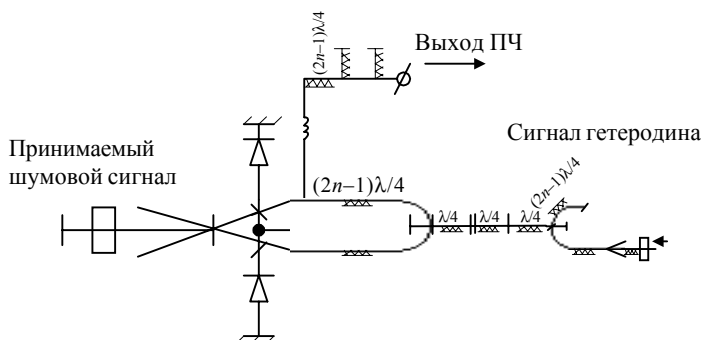


Рис. 10.8. Электрическая схема смесителя

Сигнал промежуточной частоты выделяется на общей площадке включения диодов через индуктивный полувиток, предназначенный для фильтрации высокой частоты сигнала и гетеродина. Здесь через отверстие в плате сигнал промежуточной частоты поступает на контактную площадку на оборотной ее стороне, откуда, также через отверстие поступает на микроволновую линию,



Рис. 10.9. Внешний вид смесителя

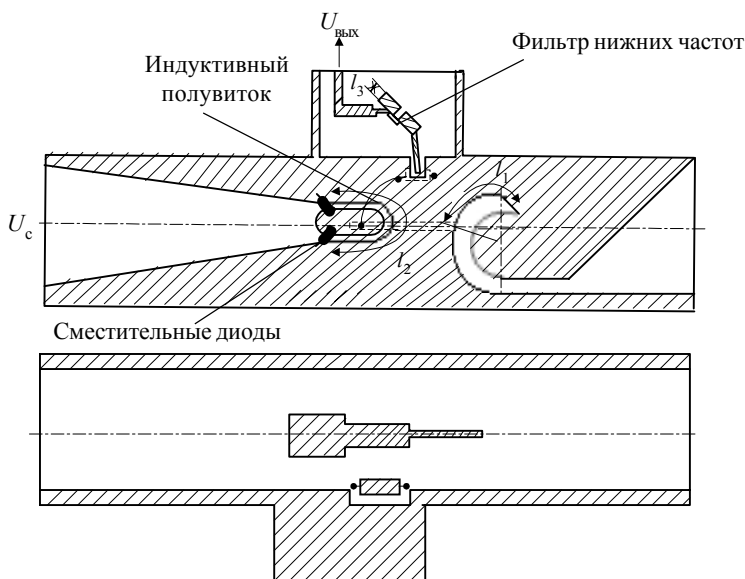


Рис. 10.10. Схематический эскиз топологии платы смесителя

расположенную на лицевой стороне платы. По микрополосковой линии сигнал поступает на фильтр низких частот, предназначенный для подавления близких частот входного сигнала и гетеродина, и представляющий собой два разомкнутых микрополосковых шлейфа длиной $l_3 = (2n-1)\lambda/4$, и далее поступает на выход смесителя.

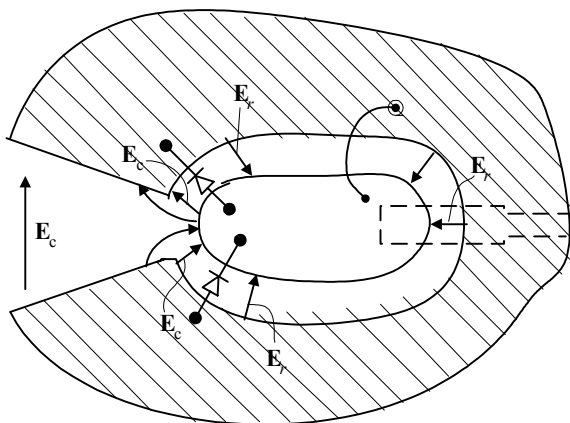


Рис. 10.11. Эскиз центральной части платы смесителя

10.6. Смесители частот 90 и 150 ГГц

подавляющая часть современных приемных устройств миллиметрового диапазона длин волн строится по супергетеродинной схеме с преобразователем частоты на входе, в особенности это относится к коротковолновой части этого диапазона, где практически отсутствуют входные малoshумящие усилители.

Если не идет речь о предельно чувствительных приемных устройствах с глубоким охлаждением, в качестве нелинейного элемента смесителей целесообразно использовать диоды с барьером Шотки (ДБШ), оформленные в виде субминиатюрных планарных конструкций с балочными выводами и установленные в волноводные смесительные камеры. В приемниках, работающих на фиксированных частотах, можно отказаться от использовавшихся ранее электровакуумных гетеродинов, требующих к тому же весьма сложного источника питания, и применять маломощные твердотельные генераторы на диодах Ганна (ГДГ).

Балансный смеситель частоты 90 ГГц с гетеродином на основной частоте

Балансный смеситель на частоту 90 ГГц представляет собой смесительную камеру, интегрированную с гетеродином (ГДГ) и предварительным усилителем промежуточной частоты (ПУПЧ).

Эквивалентная схема балансного смесителя приведена на рис. 10.12, а устройство – на рис. 10.13.

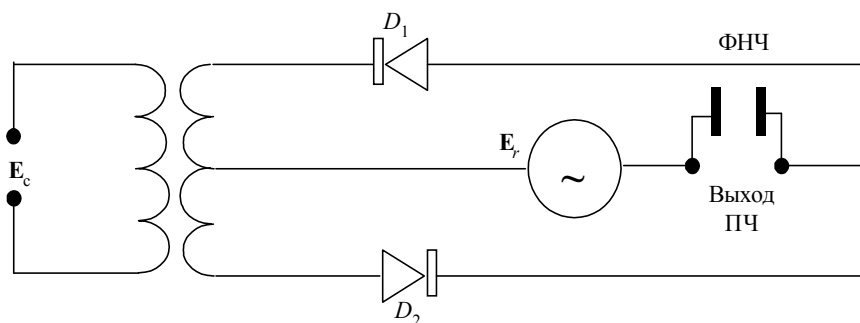


Рис. 10.12. Эквивалентная схема балансного смесителя

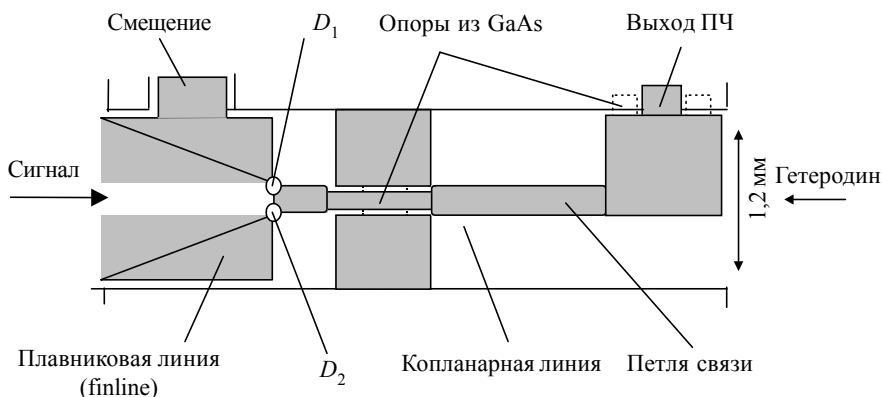


Рис. 10.13. Устройство балансного смесителя

Сигнальный вход смесителя представляет собой переход в виде плавниковой линии от волновода стандартного сечения $2,4 \times 1,2$ мм к диодной вставке.

Планарная диодная вставка, состоящая из двух последовательно включенных ДБШ с практически идентичными параметрами, устанавливается в сужении плавниковой линии, чем обеспечивается хорошее согласование вставки с волноводным входом сигнала, подача мощности гетеродина осуществляется через второй волноводный вход, с противоположной стороны конструкции при помощи плоской петли связи, переходящей в копланарную линию, соединенную со средней точкой диодной вставки через ту же копланарную линию, но в обратном направлении к коаксиальному разъему, снабженному эле-

ментарным фильтром нижних частот (ФНЧ), распространяется выходной сигнал на промежуточной частоте. Роль ФНЧ выполняют конструктивные емкости-опоры копланарной линии, выполненные из арсенида галлия.

Благодаря специфическому включению диодов, носящему в зарубежной литературе название "crjss-bar", в рабочем диапазоне частот смесителя достигаются:

- а) компенсацией шумов гетеродина;
- б) взаимной развязкой цепей сигнала и гетеродина;
- в) согласованием импедансов диодов с гетеродином и цепями промежуточной частоты.

Субгармонический смеситель частоты 90 ГГц

Основное достоинство субгармонического смесителя – возможность работы с более низкочастотным гетеродином. Разработанные в настоящее время генераторы Ганна имеют максимальную частоту генерации, незначительно превышающую 100 ГГц. Поэтому использование субгармонического смесителя автоматически повышает рабочую частоту приемника вдвое.

Субгармонический смеситель представляет собой волноводный узел с двумя параллельными волноводами (сигнальным и гетеродинным), образованными из двух идентичных половинок, разнимаемых параллельно плоскости Е. Следовательно, образуемая между половинками щель не вносит потерь в тракт, что особенно важно для сигнального волновода.

Гетеродинный волновод имеет сечение $5,2 \times 2,6 \text{ мм}^2$. Сигнальный волновод имеет плавный переход с основного сечения $2,4 \times 1,2 \text{ мм}^2$ на суженное – $2,4 \times 0,3 \text{ мм}^2$. В собранном узле проходит коаксиальная линия, пронизывающая волновод и одну из стенок сигнального в месте сужения. В цилиндрическом канале проходит зонд связи гетеродинного и сигнального волноводов. В сужении сигнального волновода на конце зонда монтируется планарная сборка встречно-параллельных диодов типа "Табу", другой вывод диодов контактирует с корпусом волновода. Противоположный конец коаксиала является выводом промежуточной частоты. Для обеспечения настройки за смесительными диодами расположен подвижной эксцентрик из фольги.

Измерение основных параметров приемника проводится с помощью черного тела, охлажденного до температуры кипящего азота. При исполнении субгармонического смесителя и ПУПЧ с $T_{\text{ш.ПУПЧ}} = 110 \text{ К}$ на час-

тоте 89 ГГц была получена шумовая температура приемника $T_{ш.пр} = 1100$ К и потери преобразования $L_{см} = 8,5$ дБ. Величина оптимальной накачки гетеродина не превышала 4,5 мВт. С балансным смесителем, гетеродином на основной частоте и встроенным ПУПЧ приемник имел $T_{ш.пр} = 850$ К, $L_{см} = 6,5$ дБ. Аналогичные результаты получены для диапазона 150 ГГц, при этом шумовая температура приемника составляет 1150 К.

10.7. Усилитель промежуточной частоты

Приемное устройство построено по схеме супергетеродинного приемника, обеспечивающего перенос сигнала на промежуточную частоту и его усиление на этой частоте. Исходя из требований к приемным устройствам различных частотных каналов, усилители промежуточной частоты соответствующих каналов должны обладать техническими характеристиками, представленными в табл. 10.6.

Таблица 10.6

Технические характеристики УПЧ

Частоты каналов, ГГц	10,5	18,7	23,8	36,5	89,0	150,0
Полоса пропускания УПЧ, МГц	110–290	500–700	500–900	1000–1900	100–2500	150–2500
Коэффициент усиления регулируемого УПЧ, дБ	60 ± 10	45 ± 10	45 ± 10	45 ± 10	45 ± 10	45 ± 10
Шум-фактор	≤ 2	≤ 2	≤ 2	≤ 2	≤ 1	≤ 1
Тип транзистора	Si	Si	Si	Si	Si	Si
Детектор	GaAs	GaAs	GaAs	GaAs	GaAs	GaAs
Коррекция АЧХ в полосе пропускания, дБ	± 3	± 3	± 3	± 3	± 3	± 3
Стабильность коэффициента усиления, дБ	± 2	± 2	± 2	± 2	± 2	± 2

УПЧ всех частотных каналов приемных устройств многоканального радиометра построены по одному принципу, но отличаются электрическими принципиальными схемами усилительных каскадов, полосой пропускания и коэффициентами усиления.

Типовая структурная схема УПЧ приведена на рис. 10.14.

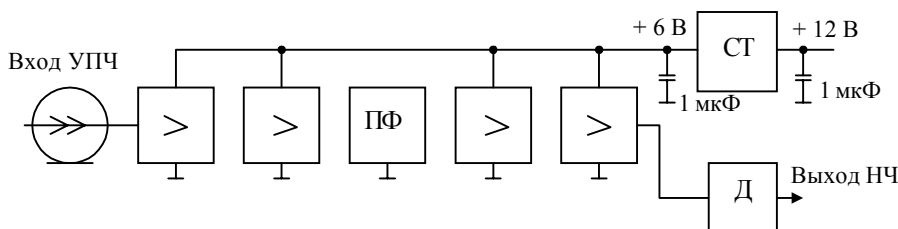


Рис. 10.14. Структурная схема УПЧ

Структурная схема включает в себя четыре каскада усиления, полосно-пропускающий фильтр *ПФ*, диодный детектор *Д* и внутренний стабилизатор питания *СТ*, причем полосно-пропускающий фильтр установлен между вторым и третьим каскадами. Регулировка усиления производится изменением режима работы каскадов, а также изменением числа каскадов, стоящих после фильтра.

Разработаны три вида усилительных каскадов УПЧ, позволяющих обеспечить требуемые технические характеристики всех частотных каскадов многоканального радиометра. В усилительных каскадах трех каналов 10,5, 18,7 и 23,8 ГГц применены биполярные транзисторы 2Т3115Б-2, имеющие коэффициент шума менее 4 дБ на частотах до 5 ГГц. Зависимости коэффициента усиления и коэффициента шума от частоты для транзисторов 2Т3115Б-2 приведены на рис. 10.15. В усилительных каскадах трех каналов 36,5, 89,0 и 150,0 ГГц применены полевые транзисторы 3П325А-2, имеющие коэффициент шума менее 1 дБ на частотах до 8 ГГц. Зависимость коэффициента усиления и коэффициента шума от частоты для транзисторов 3П325А-2 приведены на рис. 10.16.

Для частотного канала 10,65 ГГц разработана электрическая принципиальная схема усилительного каскада УПЧ с полосой пропускания 100–300 МГц, представленная на рис. 10.17.

Режим работы каскада задается резистором *R8* от общего стабилизатора питания +6 В. Стабилизация режима работы по постоянному току

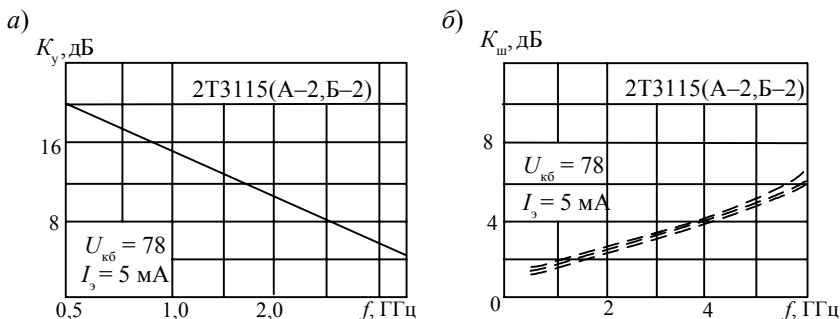


Рис. 10.15. Зависимость коэффициента усиления K_y (а) и коэффициента шума $K_{ш}$ (б) от частоты: $I_э$ – ток эмиттера; $U_{кб}$ – напряжение коллектор-база

транзисторов и коэффициента усиления обеспечивается обратными связями по постоянному и переменному току при помощи резисторов $R2$, $R5$, $R6$. Коррекция АЧХ производится элементами $R1$, $C2$, $C3$.

Коэффициент усиления составляет $18 \text{ дБ} \pm 1,0 \text{ дБ}$, $T_{ш} = 50 \text{ К}$.

Для частот 18,7 и 23,8 ГГц разработана электрическая принципиальная схема усилительного каскада УПЧ с полосой пропускания 500–1000 ГГц, представленная на рис. 10.18.

Режим работы каскада задается резисторами $R4$ и $R6$ от общего стабилизатора питания +6 В. Стабилизация коэффициента усиления каскада производится с помощью обратной связи, образованной за счет резисторов $R2$, $R6$, $R8$. Коррекция АЧХ производится элементами $R1$, $C2$, $C4$, $R5$ и $C8$ в полосе пропускания. Коэффициент усиления каскада составляет $9 \text{ дБ} \pm 1 \text{ дБ}$, $T_{ш} = 50\text{--}70 \text{ К}$.

Для частот 36,5; 89,0 и 150,0 ГГц разработана электрическая принципиальная схема усилительного каскада УПЧ с полосой пропускания 100–2500 ГГц, представленная на рис. 10.19.

Для согласования межкаскадных связей используются конструктивные индуктивности $L1$, $L3$, $L6$ и $L7$. Для выравнивания в полосе частот от 100 до 2500 МГц применена коррекция из элементов $C2$, $R2$; $R5$, $L5$;

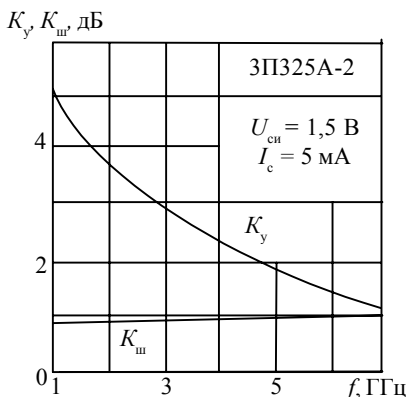


Рис. 10.16. Зависимость коэффициента шума и усиления от частоты: $U_{си}$ – напряжение "сток-исток"; I_c – ток стока

$R6, C6$. Коэффициент усиления каскада составляет $12,5 \text{ дБ} \pm 1 \text{ дБ}$ в полосе пропускания, $\text{ГШ} = 60\text{--}80 \text{ К}$.

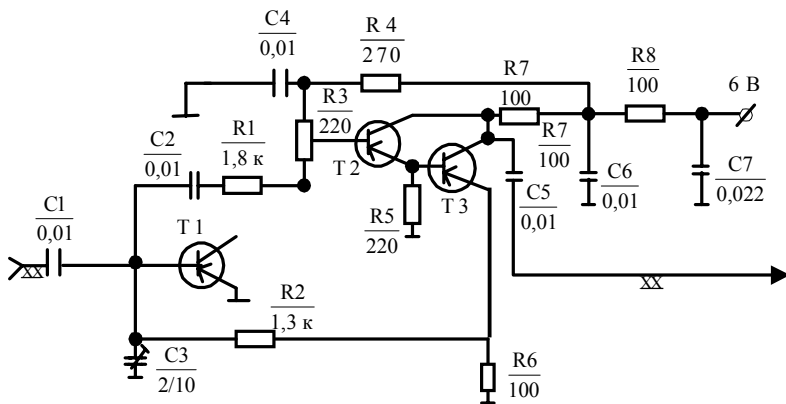


Рис. 10.17. Принципиальная схема УПЧ для приемника частоты 10,65 ГГц

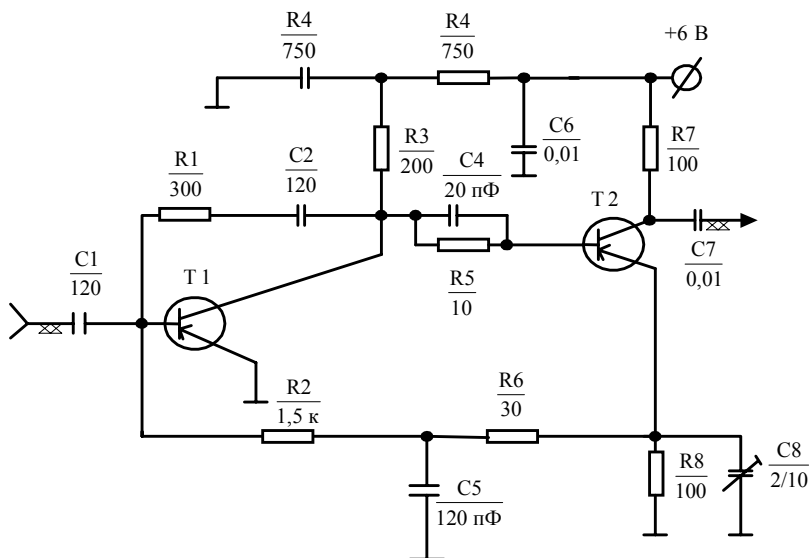


Рис. 10.18. Принципиальная схема УПЧ для приемников частот 18,7 и 23,8 ГГц

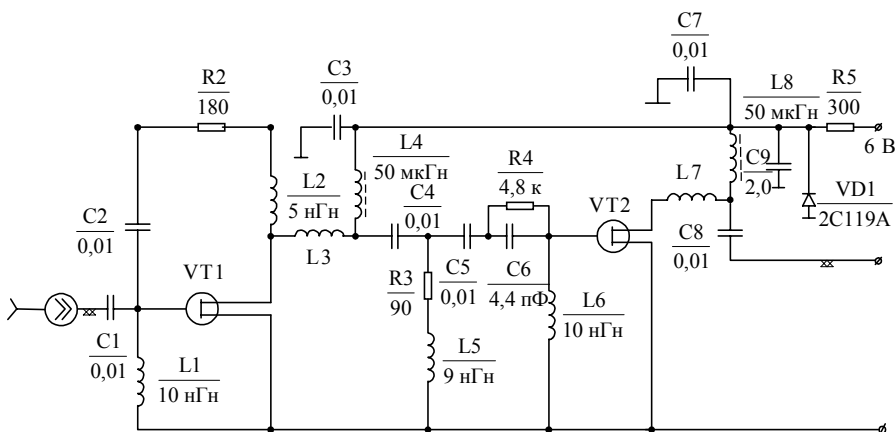


Рис. 10.19. Принципиальная схема УПЧ для приемников частот 36,5, 89,0 и 150,0 ГГц

10.8. Реализация полосно-пропускающих фильтров

1. При полосе пропускания УПЧ 110–290 МГц полосно-пропускающий фильтр состоит из двух фильтров: низкочастотного – на частоту среза 290 МГц и высокочастотного – на частоту 110 МГц при пульсации 0,5 дБ. Принципиальная схема фильтра представлена на рис. 10.20.

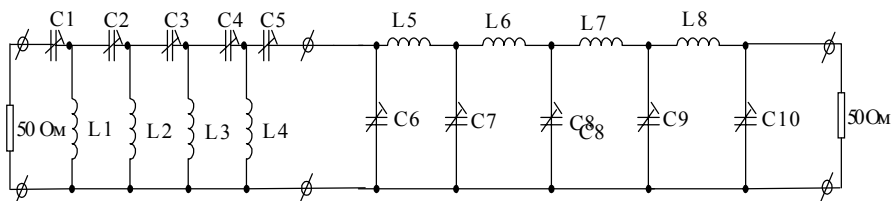


Рис. 10.20. Принципиальная схема полосно-пропускающего фильтра

Катушки индуктивности выполнены на диэлектрических кольцах размером 5×3×1 мм проводом ПЭВ-2 диаметром 0,31 мм. Конденсатор типа КТ4-21-8/40 пФ. При настройке фильтра производится взаимная компенсация согласования фильтра ВЧ и фильтра НЧ. Прямые потери фактически не превышают 2 дБ.

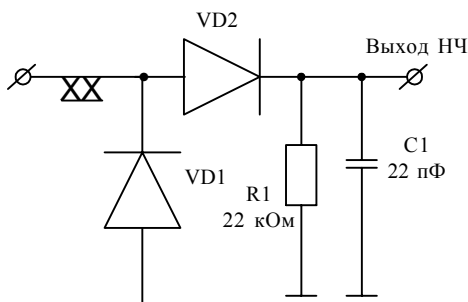
Результаты расчета элементов данного фильтра: $C1 = C5 = 19,3$ пФ; $L1 = L4 = 53,3$ нГн – 11 витков; $C2 = C4 = 12$ пФ; $L2 = L3 = 48,8$ нГн – 10 витков; $C3 = 11,7$ пФ; $C6 = C10 = 16,5$ пФ; $L5 = L8 = 37,2$ нГн – 9 витков; $C7 = C9 = 26,6$ пФ; $L4 = L6 = 40,6$ нГн – 10 витков; $C8 = 27,2$ пФ.

2. При полосе пропускания УПЧ 500–700 и 500–900 МГц фильтры выполнены по схеме, аналогичной рис. 10.20, с чебышевской АЧХ и отличаются параметрами фильтра ВЧ с частотами среза 700 и 900 МГц. Прямые потери не более 1,5 дБ в полосе пропускания. Элементы фильтра выполнены конструктивно на топологии плат фильтра из материала ФАФ-4Н толщиной 1 мм.

3. При полосе пропускания УПЧ 100–2500 и 150–2500 МГц фильтры для обеспечения плавной характеристики в большой полосе пропускания выполнены по Баттерворту. Фильтры НЧ выполнены на элементах с распределенными параметрами, а фильтр ВЧ конструктивно на элементах с сосредоточенными параметрами.

4. При полосе пропускания 1000–1900 МГц фильтры НЧ и ВЧ выполнены с чебышевской АЧХ, в качестве емкостей в фильтре ВЧ использованы конденсаторы типа КТ4-27-1/5 пФ-50 В. Остальные элементы фильтров НЧ и ВЧ выполнены конструктивно на элементах с распределенными параметрами.

10.9. Реализация детектора



Детектор сигнала выполнен по схеме удвоения на диодах 2A120A. Схема детектора представлена на рис. 10.21.

Рис. 10.21. Принципиальная схема детектора

10.10. УПЧ в интегральном исполнении

В качестве базового активного элемента в УПЧ радиометра применена интегральная микросхема JNA-03170, представляющая собой широкополосный малошумящий СВЧ-усилитель в герметичном керамическом корпусе. Электрические характеристики усилителя приведены в табл. 10.7.

На выходе УПЧ устанавливается детектор, используемый в режиме квадратичного детектирования, для которого справедливо соотношение

$$U_{\text{ВЫХ}} = bU_{\text{ВХ}}^2, \quad (5.5)$$

где $U_{\text{вх}}$ – напряжение на входе детектора; $U_{\text{вых}}$ – напряжение на выходе детектора; b – коэффициент передачи.

Экспериментально установлено, что максимальный уровень выходного напряжения детектора, при котором сохраняется квадратичность характеристики, составляет 10 мВ.

Таблица 10.7

Технические характеристики УПЧ

Характеристики	Единицы измерения	min	nom	max
Полоса пропускания по уровню-3 дБ	Гц	–	2,8	–
Коэффициент усиления	дБ	24,5	28	30
Неравномерность усиления в полосе от 0,01 до 2 ГГц	дБ	–	±0,5	–
Коэффициент шума	дБ	–	2,5	3
Уровень выходного сигнала при компрессии усиления 1 дБ	дБм	–	1,0	–
Диапазон рабочих температур	°С	-65	–	+200
Потребляемая мощность	мВт	–	–	200
Габаритные размеры корпуса микросхемы (без выводов)	мм	–	1,7×0,89	–

Принимая $b = 0,1$, получаем, что максимально допустимое значение мощности на входе детектора не превышает $P_{\text{вх.д}} = -57$ дБВт.

Схема включения усилительной микросхемы приведена на рис. 10.22.

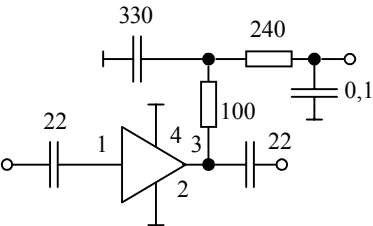


Рис. 10.22. Принципиальная схема усилителя:
 $E_{\text{пит}} = 7-10$ В; $J = 10$ мА

Уровень шума, приведенный ко входу приемного канала, определяется по формуле

$$P_{ш.с} = kT_s \Delta F, \quad (10.1)$$

где k – постоянная Больцмана; T_s – шумовая температура системы; ΔF – шумовая полоса приемного канала.

При этом

$$T_s = T_A + T_{пр}, \quad (10.2)$$

где T_A – шумовая температура антенны; $T_{пр}$ – шумовая температура приемного канала.

Для T_A динамический диапазон уровней находится в пределах от 3 до 350 К.

Требуемая величина коэффициента усиления приемного канала до входа детектора определяется из соотношения

$$K_p = \frac{P_{вх.д.}}{P_{ш.с}}. \quad (10.3)$$

Результаты расчетов в соответствии с (10.1), (10.2), (10.3) и с учетом требований, предъявляемых к приемникам радиометра, приведены в табл. 10.8.

Таблица 10.8

Расчетные значения характеристик канальных приемников

Центральная частота канала, ГГц	10,65	18,7	23,8	36,5	89	150
Динамический диапазон шумовых температур приемной системы, К	120– –470	290 –640	440– –790	530– –880	600– –950	1200– –1550
Полоса пропускания УПЧ, МГц	180	200	400	900	2400	2400
Относительная полоса пропускания УПЧ, %	90	33	57	62	200	204

Уровень шума, приведенный ко входу приемных каналов, дБ Вт	–125,3– –199,3	–121– –117,5	–116,1– –113,6	–111,8– –109,6	–104– –102	–101– –99,8
Уровень шума на выходе УПЧ, дБ Вт	–63–57	–60,5– –57	–59,5– –57	–59,2– –57	–59– –57	–58,2– –57
Коэффициент усиления приемного канала, дБ	62,3	60,5	56,6	52,6	45	42,8
Коэффициент усиления на входе УПЧ, дБ	15–20				–7–10	
Коэффициент усиления УПЧ, дБ	42,3– –47,3	40,5– –45,5	36,6– –41,6	32,6– –37,6	52–55	49,8– –52,8

Двухкаскадный УПЧ, выполненный на микросхемах JNA 03170, обеспечивает усиление 52–56 дБ. Для установки требуемой величины коэффициента усиления в тракт УПЧ включается аттенюатор, затухание которого выставляется при настройке каждого приемного канала.

При коэффициенте шума УПЧ, равного 2,5 дБ, его шумовая температура равна 230 К. При этом вклад, вносимый усилителем промежуточной частоты в суммарную шумовую температуру приемного канала, определяется соотношением

$$\Delta T_{\text{УПЧ}} = T_{\text{УПЧ}} \frac{L_{\text{А.Ф}} L_{\text{СМ}}}{K_{\text{УВЧ}}},$$

где $T_{\text{УПЧ}}$ – шумовая температура УПЧ; $L_{\text{А.Ф}}$ – коэффициент потерь по мощности в пассивных цепях антенно-фидерного тракта; $L_{\text{СМ}}$ – коэффициент потерь по мощности в смесителе приемника; $K_{\text{УВЧ}}$ – коэффициент усиления УВЧ приемника.

При $L_{\text{А.Ф}} = 0,5\text{--}1$ дБ, $L_{\text{СМ}} = 6,5$ дБ, $K_{\text{УВЧ}} = 20$ дБ составляющая шума, вносимая усилителем промежуточной частоты в общий шум приемного канала, не будет превышать 11,5–13 К.

Формирование требуемых частотных характеристик осуществляется комбинацией фильтров нижних и верхних частот (ФНЧ и ФВЧ), устанавливаемых в тракте УПЧ.

Применены фильтры третьего порядка с баттервортовской характеристикой, обеспечивающие крутизну спада характеристики в полосе задержания 18 дБ/октаву.

Частоты срезов фильтров выбраны в соответствии с техническими требованиями к граничным частотам полос пропускания канальных УПЧ.

Расчет электрических параметров фильтров осуществляется по стандартной методике с учетом выбранных частот среза.

С учетом изложенных соображений функциональная схема тракта УПЧ имеет вид, приведенный на рис. 10.23.

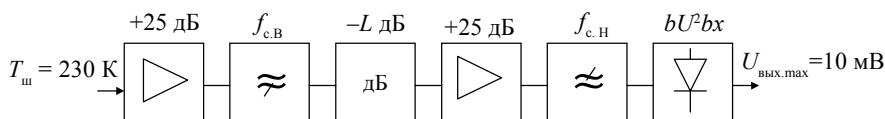


Рис. 10.23. Функциональная схема тракта УПЧ

Структура Π -образного ФНЧ 3-го порядка приведена на рис. 10.24. Структура T -образного ФВЧ 3-го порядка приведена на рис. 10.25.

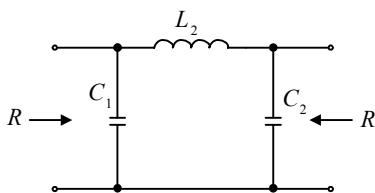


Рис. 10.24. Принципиальная схема Π -образного ФНЧ 3-го порядка

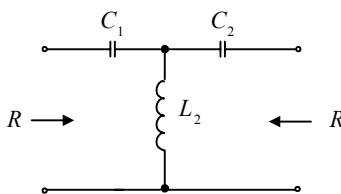


Рис. 10.25. Принципиальная схема T -образного ФВЧ 3-го порядка

Расчет параметров элементов ФНЧ и ФВЧ осуществляется по формулам

$$\text{для ФНЧ } C_m = CK_{mn}; \quad L_m = LK_{mn}, \quad (10.4)$$

$$\text{для ФВЧ } C_m = \frac{C}{K_{mn}}; \quad L_m = \frac{L}{K_{mn}}, \quad (10.5)$$

где m – номер элемента в схеме; n – порядок фильтра; K_{mn} – коэффициент, значение которого определяется по справочным таблицам, используемым при расчетах фильтров; C и L рассчитываются по формулам

$$L = \frac{R}{\omega_c}; \quad C = \frac{1}{\omega_c R}, \quad (10.6)$$

где ω_c – частота среза фильтра; R – сопротивление нагрузки.

Так как микросхема JNA-03170 по входу и выходу имеет согласование для работы в 50-омном тракте, принимается $R = 50$ Ом.

Значения коэффициентов для баттервортовских фильтров 3 и 5-го порядков приведены в табл. 10.9.

Таблица 10.9

Коэффициенты баттервортовских фильтров

m	Коэффициенты K_{mn}	
	$n = 3$	$n = 5$
1	1,0	0,618
2	2,0	1,618
3	1,0	2,0
4		1,618
5		0,618

Номинальные значения элементов ФНЧ и ФВЧ 3-го порядка рассчитанные по формулам (10.4), (10.5), (10.6) с использованием коэффициентов табл. 10.9 для соответствующих значений частот срезов f_c , приведены в табл. 10.10 и 10.11.

Таблица 10.10

Параметры элементов ФНЧ

f_c , МГц	L_2 , мкГн	C_1, C_2 , пФ
110	0,14	28,93
150	0,106	21,22
500	0,03	6,37
1000	0,016	3,18

Таблица 10.11

Параметры элементов ФВЧ

f_c , МГц	L_2 , мкГн	C_1, C_2 , пФ
290	0,14	10,98
700	0,006	4,55
900	0,004	3,54
1900	0,002	1,67

10.11. Расчет погрешности определения яркостной температуры подстиляющей поверхности

В соответствии с данными табл. 8.1 результирующая погрешность измерения шумовой температуры, поступающей на вход радиометра, не должна превышать 0,8 К для частот 10,65 и 18,7 ГГц и 1 К для частот 23,8, 36,5, 89,0 и 150,0 ГГц.

Погрешность измерения шумовой температуры, поступающей на вход радиометра, можно записать в виде

$$\Delta T_{\text{ш}} = \sqrt{(\Delta_n T_A)^2 + (\Delta_{\text{ст}} T_A)^2 + (\Delta T_{\text{н.к}})^2 + (\delta T_{\text{фл}})^2}, \quad (10.7)$$

где Δ_n – относительное значение нелинейности всего тракта радиометра; T_A – температура антенны; $\Delta_{\text{ст}}$ – относительное значение нестабильности коэффициента усиления радиометра за 1 с; $\Delta T_{\text{н.к}}$ – по-

грешность калибровки приемного тракта при наземной калибровке;
 $\delta T_{\text{фл}}$ – флюктуационная чувствительность радиометра.

Проведем вычисления по (10.7), при этом расчете будем использовать следующие значения составляющих величин: $\Delta_n = 10^{-4}$; $\Delta_{\text{ст}} = 10^{-4}$; $\Delta T_{\text{н.к}} = 0,2 \text{ К}$; $\delta T_{\text{фл}}$ – в соответствии с зависимостями для схем модуляционных радиометров, приведенными выше.

На рис. 10.26 приведена зависимость погрешности измерения шумовой температуры радиометра типа Дике от шумовой температуры антенны для шести частот; на рис. 10.27 – зависимость погреш-

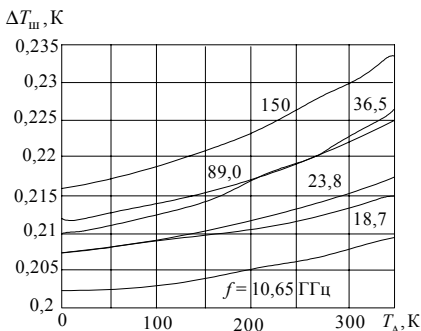


Рис. 10.26. Погрешность определения шумовой температуры для модуляционного радиометра

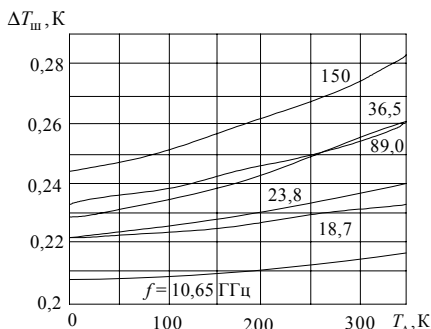


Рис. 10.27. Погрешность определения шумовой температуры для модуляционного радиометра с цифровой обработкой

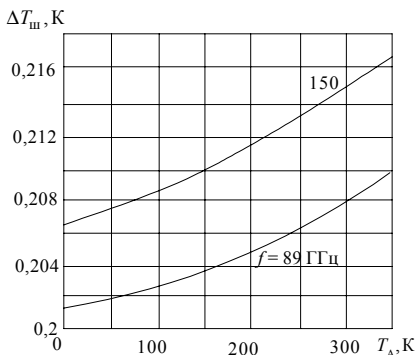


Рис. 10.28. Погрешность определения шумовой температуры для модуляционного радиометра с пилот-сигналом

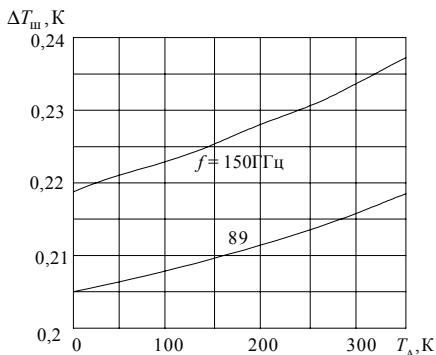


Рис. 10.29. Погрешность определения шумовой температуры для модуляционного радиометра с пилот-сигналом и цифровой обработкой

ности измерения шумовой температуры для модуляционного радиометра с цифровой обработкой сигнала от шумовой температуры антенны; на рис. 10.28 – зависимость для модуляционного радиометра с пилот-сигналом; на рис. 10.29 – зависимость для модуляционного приемника с пилот-сигналом и цифровой обработкой.

Из полученных зависимостей видно, что погрешность определения шумовой температуры при температуре антенны, равной 350 К, не превышает 0,25 К, а при нулевых значениях температуры антенны не превышает 0,28 К.

Получим выражение для погрешности определения яркостной температуры многоканальным радиометром. В течение одного периода луч антенны радиометра проходит по подстилающей поверхности, по зеркалу холодного космоса и зеркалу генератора шума. Выражение для антенной температуры при измерении яркостной температуры подстилающей поверхности запишется

$$T_A = T_{\text{я}}(1 - \beta_{\text{гл}})\eta\eta_{\text{тр}} + T_{\text{ф.с}} \frac{\beta_{\text{гл}}}{2}\eta\eta_{\text{тр}} + T_{\text{х.к}} \frac{\beta_{\text{гл}}}{2}\eta\eta_{\text{тр}} + \\ + T_0(1 - \eta_{\text{тр}}) + T_{\text{ш.А}}\eta_{\text{тр}},$$

где $T_{\text{я}}$ – яркостная температура подстилающей поверхности; β – коэффициент рассеяния главного лепестка антенны (потокосная эффективность); $T_{\text{ф.с}}$ – шумовая температура фона спутника; $T_{\text{х.к}}$ – шумовая температура холодного космоса; $T_{\text{ш.А}}$ – шумовая температура антенны; T_0 – температура волноводного тракта; η – КПД антенны; $\eta_{\text{тр}}$ – КПД тракта.

Выражение для антенной температуры при наблюдении зеркала холодного космоса запишется

$$T_{\text{А.х.к}} = T_{\text{х.к}}(1 - \beta_{\text{гл}})\eta\eta_{\text{тр}} + T_{\text{ф.с}} \frac{\beta_{\text{гл}}}{2}\eta\eta_{\text{тр}} + T_{\text{х.к}} \frac{\beta_{\text{гл}}}{2}\eta\eta_{\text{тр}} + \\ + T_0(1 - \eta_{\text{тр}}) + T_{\text{ш.А}}\eta_{\text{тр}}.$$

Выражение для антенной температуры при наблюдении зеркала генератора шума запишется

$$T_{A.Г.ш} = T_{Г.ш} (1 - \beta_{Г.ш}) \eta \eta_{тр} + T_{ф.к} \frac{\beta_{ГЛ}}{2} \eta \eta_{тр} + \\ + T_{х.к} \frac{\beta_{ГЛ}}{2} \eta \eta_{тр} + T_0 (1 - \eta_{тр}) + T_{ш.А} \eta_{тр},$$

где $\beta_{Г.ш}$ – коэффициент рассеяния луча антенны радиометра при наблюдении зеркала генератора шума.

Расчеты показали, что значение $\beta_{Г.ш}$ близко к значению $\beta_{ГЛ}$. Найдем разницу шумовых температур

$$T_{A.Г.ш} - T_{A.х.к} = [T_{Г.ш} (1 - \beta_{Г.ш}) - T_{х.к} (1 - \beta_{ГЛ})] \eta \eta_{тр} = \\ = (T_{Г.ш} - T_{х.к}) (1 - \beta_{ГЛ}) \eta \eta_{тр}, \quad (10.8)$$

$$T_A - T_{A.х.к} = (T_я - T_{х.к}) (1 - \beta_{ГЛ}) \eta \eta_{тр}. \quad (10.9)$$

Из выражения (10.8) с учетом формулы (10.9) получим выражение для определения яркостной температуры

$$T_я = T_{х.к} - \frac{T_A - T_{A.х.к}}{T_{A.Г.ш} - T_{A.х.к}} [T_{Г.ш} - T_{х.к}]. \quad (10.10)$$

Найдем полный дифференциал выражения (10.10), который запишется в виде

$$dT_я = \left(1 - (1 - \beta_{ГЛ}) \eta \eta_{тр} + \frac{T_я - T_{х.к}}{T_{Г.ш} - T_{х.к}} \right) dT_{х.к} + \frac{1}{\eta \eta_{тр} (1 - \beta_{ГЛ})} dT_A + \\ + \frac{T_я - T_{х.к}}{T_{Г.ш} - T_{х.к}} dT_{Г.ш} + \frac{T_я - T_{х.к}}{(T_{Г.ш} - T_{х.к}) \eta \eta_{тр} (1 - \beta_{ГЛ})} dT_{A.Г.ш} + \\ + \frac{T_я - T_{Г.ш}}{(T_{Г.ш} - T_{х.к}) \eta \eta_{тр} (1 - \beta_{ГЛ})} dT_{A.х.к}.$$

Перейдем к относительным погрешностям определения температур. В результате получим выражение для относительной погрешности измерения яркостной температуры в виде

$$\begin{aligned} \delta T_{\text{я}}^2 = & \left[\left(1 - (1 - \beta_{\text{гл}}) \eta \eta_{\text{тр}} + \frac{T_{\text{я}} - T_{\text{х.к}}}{T_{\text{г.ш}} - T_{\text{х.к}}} \right) \frac{T_{\text{х.к}}}{T_{\text{я}}} \delta T_{\text{х.к}} \right]^2 + \\ & + \left[\frac{1}{\eta \eta_{\text{тр}} (1 - \beta_{\text{гл}})} \frac{T_{\text{А}}}{T_{\text{я}}} \delta T_{\text{А}} \right]^2 + \left(\frac{T_{\text{я}} - T_{\text{х.к}}}{T_{\text{г.ш}} - T_{\text{х.к}}} \frac{T_{\text{г.ш}}}{T_{\text{я}}} \delta T_{\text{г.ш}} \right)^2 + \\ & + \left[\frac{T_{\text{я}} - T_{\text{х.к}}}{(T_{\text{г.ш}} - T_{\text{х.к}}) \eta \eta_{\text{тр}} (1 - \beta_{\text{гл}})} \frac{T_{\text{А.г.ш}}}{T_{\text{я}}} \delta T_{\text{А.г.ш}} \right]^2 + \\ & + \left[\frac{T_{\text{я}} - T_{\text{г.ш}}}{(T_{\text{г.ш}} - T_{\text{х.к}}) \eta \eta_{\text{тр}} (1 - \beta_{\text{гл}})} \frac{T_{\text{А.х.к}}}{T_{\text{я}}} \delta T_{\text{А.х.к}} \right]^2, \end{aligned}$$

где $\delta T_{\text{х.к}}$ – относительная погрешность определения шумовой температуры холодного космоса; $\delta T_{\text{А.х.к}}$ – относительная погрешность определения шумовой температуры антенны при наблюдении холодного космоса; $\delta T_{\text{г.ш}}$ – относительная погрешность определения шумовой температуры генератора шума; $\delta T_{\text{А.г.ш}}$ – относительная погрешность определения шумовой температуры антенны при наблюдении зеркала генератора шума; $\delta T_{\text{А}}$ – относительная погрешность определения шумовой температуры антенны при измерении яркостной температуры.

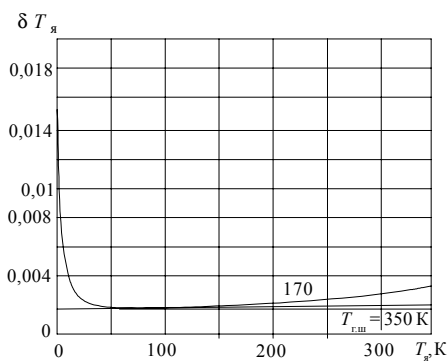


Рис. 10.30. Относительная погрешность определения яркостной температуры

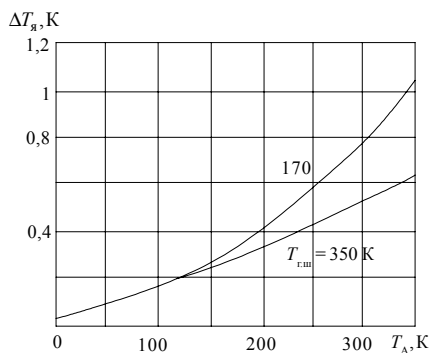


Рис. 10.31. Абсолютная погрешность определения яркостной температуры

Проведем расчет величины $\delta T_{\text{я}}$ для значений $T_{\text{х.к}} = 2,7 \text{ К}$; $T_{\text{я}} = 3 \text{ К}$; $\eta = \eta_{\text{тр}} = 0,95$; $T_{\text{г.ш}} = 350$ и 170 К ; $\beta_{\text{гл}} = 0,027$. При этом будем считать, что погрешности измерения температур одинаковы и составляют $0,3 \text{ К}$, что является наиболее плохим результатом.

На рис. 10.30 приведены зависимости для относительной погрешности измерения яркостной температуры многоканального сканирующего радиометра.

На рис. 10.31 приведена зависимость максимальной абсолютной погрешности определения яркостной температуры при помощи многоканального радиометра.

Приведенные расчеты показали, что величина абсолютной погрешности определения яркостной температуры не более $0,5 \text{ К}$ для всех частот при использовании ГШ с температурой, равной 350 К .

11. РЕАЛИЗАЦИЯ АНТЕННОГО УСТРОЙСТВА МНОГОКАНАЛЬНОГО РАДИОМЕТРА

11.1. Геометрия и структурная схема антенной системы

Антенное устройство многоканального радиометра создается на основе зеркальной параболической антенны со смещенным фокусом. В качестве облучателя используется многодиапазонный широкополосный рупор, возбуждаемый боковыми волноводами с волной основного типа H_{11} (рис. 11.1). Рупор ориентируется под углом 45° к фокальной оси родительского параболоида с тем, чтобы при вращении зеркала вокруг линии визирования, соединяющей фазовый центр рупора и центр зеркальной вырезки, сформировать конический сектор сканирования, образующая которого составляет угол 45° к оси КА. Рупорный облучатель вместе с радиометрической аппаратурой устанавливается в выдвижном контейнере и после развертывания антенного устройства в рабочее положение фазовый центр рупора автоматически совмещается с фокусом параболического зеркала (рис. 11.2).

На рис. 11.3 приведена структурная схема СВЧ-части антенной системы радиометра. Для обеспечения многочастотного режима работы радиометра с одной остронаправленной антенной принята однозеркальная схема построения антенны. В этом случае реализуются широкополосные возможности антенны, а трудности технической реализации определяются возможностями создания многочастотного рупора. Опыт разработки многочастотных облучателей получен при создании облучающих рупоров больших радиотелескопов в L -, S - и C -диапазонах.

Возбуждение двух ортогональных линейно поляризованных мод H_{11} в круглом рупоре осуществляется на каждой частоте путем подключения прямоугольных стандартных волноводов с ориентацией их широких стенок вдоль образующей конуса. Взаимная развязка ортогональных компонент обеспечивается путем введения симметричных, (под 90°),

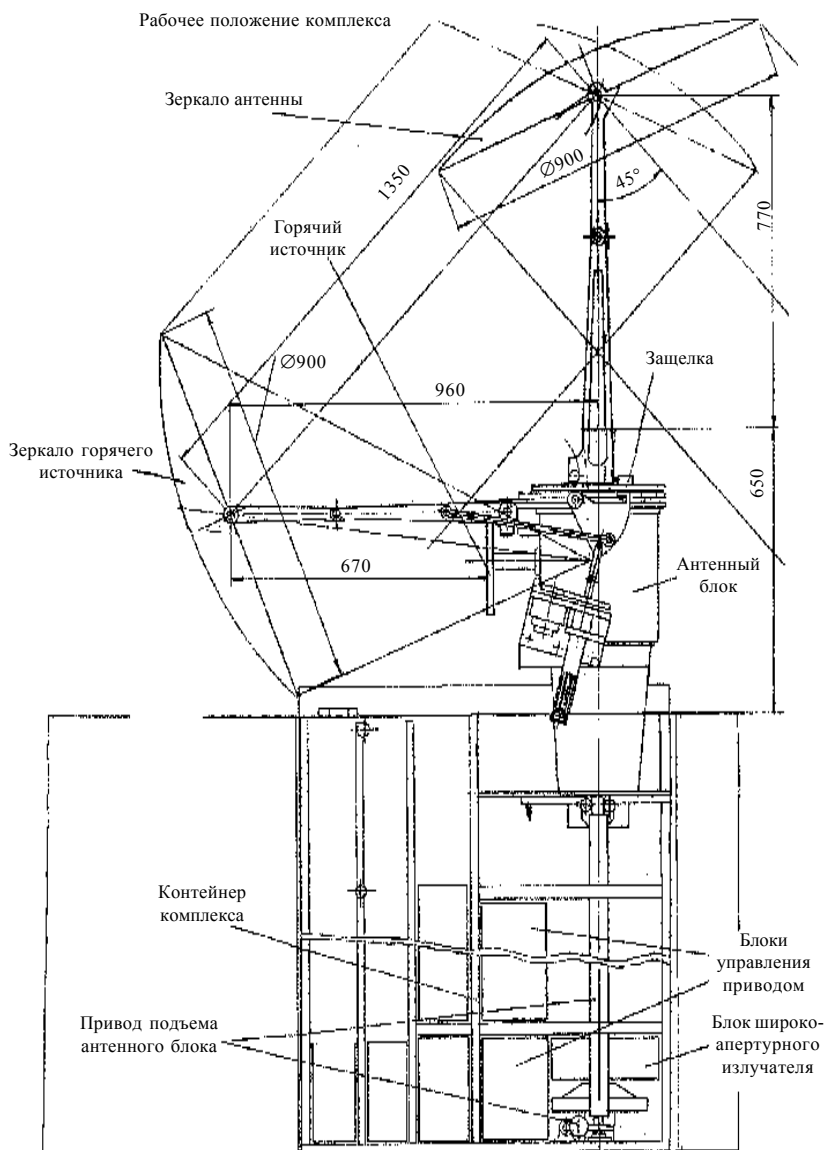


Рис. 11.2. Конструкция радиометра в рабочем положении

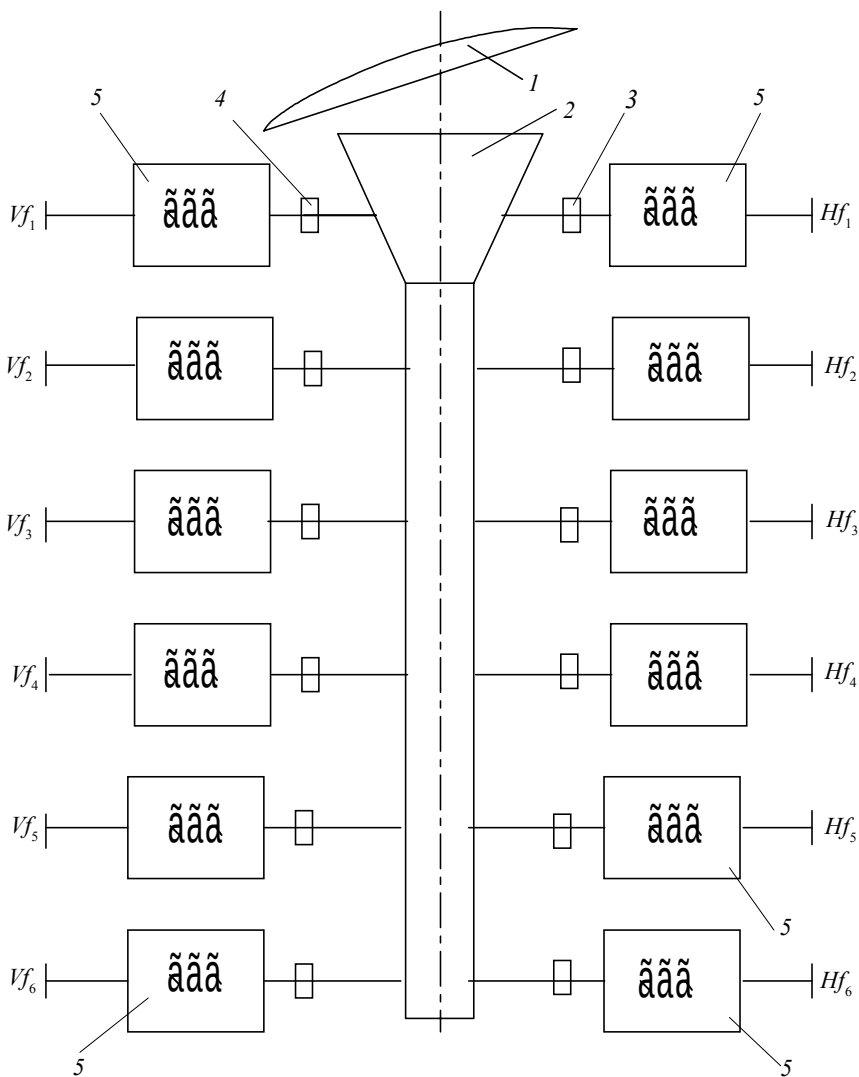


Рис. 11.3. Структурная схема СВЧ-части антенной системы радиометра:
 1 – зеркало со смещенным фокусом; 2 – облучающий рупор; 3 – волноводный переход (поляризация горизонтальная); 4 – волноводный переход (поляризация вертикальная); 5 – полосно-пропускающие фильтры

заглушенных в определенных сечениях волноводных входов, геометрия которых аналогична действующим входам.

В соответствии с выбранной структурной схемой расчетному и экспериментальному анализу подлежат:

- зеркальная система;
- облучающий многочастотный рупор;
- частотно-разделительные полосовые фильтры и комплексный сквозной анализ антенной системы в целом.

В процессе разработки также должна быть определена методика калибровки радиометра в реальном масштабе времени и соответствующее приборное обеспечение.

На первом этапе проводится расчет полосовых волноводных фильтров.

11.2. Расчет полосовых фильтров

Расчет резонаторов на двух разнесенных нерегулярностях в линии передачи

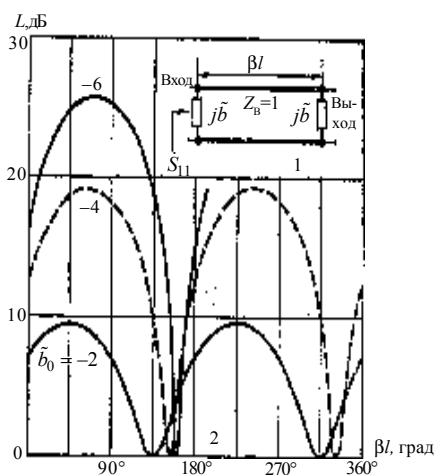


Рис. 11.4. Проходной резонатор на шунтирующих нерегулярностях (1) и частотная характеристика ослабления (2)

В полосно-пропускающих фильтрах СВЧ часто используются проходные резонаторы, образуемые парой разнесенных нерегулярностей в линии передачи. На рис. 11.4 изображен такой резонатор с двумя одинаковыми шунтирующими линию передачи нерегулярностями.

В качестве нерегулярностей могут быть использованы, например, диафрагмы в волноводах или другие реактивные элементы с параллельной схемой замещения. При стремлении реактивной проводимости $\tilde{b}$ к бесконечности (т. е. при уменьшении отверстия в диафрагмах) в пределе получает-

ся закороченный с двух сторон отрезок линии передачи, условие резонанса в которой, как известно, имеет вид $\beta_0 l = n\pi$, где $n = 1, 2, 3 \dots$ Однако передача мощности через такой изолированный резонатор невозмож-

на. При больших, но конечных значениях реактивной проводимости $\tilde{b}$ резонатор получает возможность обмена энергией с подводящими линиями передачи, причем степень связи, а следовательно, и полюсу пропускания можно регулировать подбором величины реактивной проводимости $\tilde{b}$.

Резонатор на рис. 11.4 состоит из трех каскадно включенных элементарных четырехполюсников, и его классическую матрицу передачи можно представить в виде произведения трех элементарных матриц. Пренебрегая омическими потерями (рис. 11.4, I) в нерегулярностях линии передачи, получаем матрицу передачи резонатора

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{a} & \dot{b} \\ \dot{c} & \dot{d} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} l & 0 \\ j\tilde{b} & l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\beta l & j\sin\beta l \\ j\sin\beta l & \cos\beta l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l & 0 \\ j\tilde{b} & l \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \cos\beta l - \tilde{b}\sin\beta l & j\sin\beta l \\ j[2\tilde{b}\cos\beta l + (1 + \tilde{b}^2)\sin\beta l] & \cos\beta l - \tilde{b}\sin\beta l \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (11.1)$$

где $-\tilde{b}$ реактивная проводимость (в общем случае зависящая от частоты); βl – электрическое расстояние между нерегулярностями, также зависящее от частоты.

Потребуем, чтобы на резонансной частоте коэффициент отражения s_{11} от входа резонатора обращался в нуль и, следовательно, чтобы вся подаваемая на его вход мощность полностью проходила на выход.

Это условие имеет вид

$$s_{11} = \frac{(\dot{a} - \dot{d}) + (\dot{b} - \dot{c})}{\dot{a} + \dot{b} + \dot{c} + \dot{d}} = 0.$$

Вследствие симметрии резонатора $\dot{a} \equiv \dot{d}$, и поэтому условие согласования входа сводится к простому равенству $\dot{b} = \dot{c}$. Приравнивая элементы $\dot{b}$ и $\dot{c}$ в матрице передачи (11.1), приходим к уравнению

$$\sin\beta l = 2\tilde{b}\cos\beta l + (1 - \tilde{b}^2)\sin\beta l,$$

которое можно рассматривать как условие резонанса. Корнями этого квадратного относительно $\tilde{b}$ уравнения являются значения

$$\tilde{b}'_0 = 2\operatorname{ctg}\beta_0 l; \quad \tilde{b}'' = 0,$$

причем второй корень $\tilde{b}_0''$ соответствует тривиальному случаю регулярной линии передачи и поэтому может быть отброшен. Следовательно, искомое трансцендентное уравнение для нахождения резонансных частот может быть записано

$$\tilde{b}_0(\omega_0) = 2 \operatorname{ctg} \left(\frac{\omega_0 l}{v_\Phi} \right). \quad (11.2)$$

Проводимость нерегулярности $\tilde{b}(\omega)$ является медленно меняющейся функцией, и это дает возможность по известной величине $\tilde{b}_0$ находить из (11.2) длину резонатора l , обеспечивающую нужную резонансную частоту ω_0 . На частотах, отличных от резонансной, коэффициент отражения от резонатора не равен нулю и, соответственно, будет наблюдаться уменьшение коэффициента передачи $|\dot{s}_{21}|$. В полосе частот функция ослабления резонатора по определению имеет вид

$$L = \frac{1}{|\dot{s}_{21}(\omega)|^2} = \frac{1}{4} |\dot{a} + \dot{b} + \dot{c} + \dot{d}|^2, \quad (11.3)$$

где учтена связь элементов матрицы рассеяния с элементами матрицы передачи. Подставляя значения элементов матрицы передачи резонатора из (11.1) в (11.3) и приводя подобные члены, получаем явное выражение для функции ослабления

$$L = 1 + \tilde{b}^2 \left(\cos \beta l - \frac{\tilde{b}}{2} \sin \beta l \right)^2. \quad (11.4)$$

Легко проверить, что при значениях $\tilde{b}$, удовлетворяющих (11.2), функция ослабления обращается в единицу. Характерные графики зависимости ослабления от электрической длины βl при различных постоянных значениях $\tilde{b}_0 < 0$ (случай индуктивной нерегулярности) показаны на рис. 11.4, 2.

В качестве рабочей области резонатора обычно используют значения электрической длины $\beta l \sim \pi$, т. е. $l \approx \frac{\lambda_{B0}}{2}$.

В окрестностях резонансных частот, определяемых уравнением (11.2), функция ослабления (11.4) может быть аппроксимирована двумя членами ряда Тейлора по переменной $\Phi = (\beta - \beta_0)i$

$$L \approx 1 + \tilde{b}_0^2 \left[1 + \frac{\tilde{b}_0^2}{4} \right] \Phi^2, \quad (11.5)$$

где $\tilde{b}_0$ – реактивная проводимость нерегулярности на резонансной частоте, причем $2\text{ctg}\beta_0 l = b_0$.

Используем очевидное определение электрической длины

$$\beta l = \frac{\omega l}{v_\Phi} = \frac{\omega l}{c} \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{\text{кр}}}{\omega} \right)^2},$$

в котором c – скорость света; ε_r и μ_r – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости диэлектрика, заполняющего сечение линии передачи с типом волны H , E или T ; $\omega_{\text{кр}}$ – соответствующая критическая частота.

Выполняя несложные тождественные преобразования, находим

$$\Phi = \frac{\beta_0 l}{1 - (\omega_{\text{кр}}/\omega_0)^2} \frac{\Delta\omega}{\omega_0}; \quad \Delta\omega = \omega - \omega_0.$$

Подстановка этого выражения в формулу (11.5) позволяет представить формулу для вносимого ослабления резонатора в окрестности резонансной частоты в каноническом виде

$$L \approx 1 + 4Q_{\text{вн}}^2 \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2, \quad (11.6)$$

где параметр

$$Q_{\text{вн}} = \frac{\tilde{b}_0}{2} \sqrt{1 + \frac{\tilde{b}_0^2}{4}} \frac{\beta_0 l}{1 - (\omega_{\text{кр}}/\omega_0)^2} \quad (11.7)$$

имеет смысл внешней добротности резонатора.

При учете омических потерь резонатор может быть охарактеризован также собственной добротностью Q_o , определяемой при закорачи-

вании подводящих линий передачи, и нагруженной добротностью Q_n , определяемой из соотношения $1/Q_n = 1/Q_{вн} + 1/Q_o$. Если $Q_{вн} \ll Q_o$, то нагруженная добротность практически совпадает с внешней добротностью. В этом случае внешняя добротность может быть измерена по ширине резонансной кривой, $Q_{вн} = \omega_o / (2\Delta\omega_{0,5})$, где границы полосы пропускания $2\Delta\omega_{0,5}$ соответствуют коэффициенту передачи мощности $|\dot{s}_{21}|^2 = 0,5$ (вносимое ослабление равно 3 дБ).

При $Q_{вн} > 100$ имеет место неравенство $\tilde{b}_0 \gg 1$, соответственно $\beta_0 l = \text{arctg} \frac{\tilde{b}_0}{2} \approx n\pi$, и формула (11.7) принимает более простой вид

$$Q_{вн} \approx \frac{n\pi\tilde{\beta}_0^2 l}{4 \left[1 - \left(\frac{\omega_{кр}}{\omega_0} \right)^2 \right]},$$

где n – число полуволн в резонаторе.

Из этой формулы следует, что внешняя добротность весьма критична к величине реактивной проводимости нерегулярности (пропорциональна ее квадрату).

Расчет волноводных фильтров с параллельной индуктивной связью

Волноводный фильтр, представленный на рис. 11.5, по существу, дуален фильтру с емкостной последовательной связью. Ниже приведены формулы для его расчета.

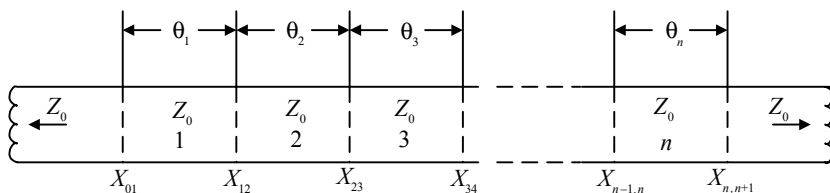


Рис.11.5. Схематическое изображение фильтра с параллельными индуктивными связями

$$\frac{K_{0l}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega_\lambda}{g_0 g_1 \omega_1'}}; \quad (11.8)$$

$$\left. \frac{K_{j,j+1}}{Z_0} \right|_{j=1, \dots, n-1} = \frac{\pi \omega_\lambda}{2 \omega'} \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}}; \quad (11.9)$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega_\lambda}{g_n g_{n+1} \omega_1'}}, \quad (11.10)$$

где $g_0, g_1, \dots, g_{n+1}$ – значения элементов фильтра-прототипа; ω_1 – граничная частота для фильтра прототипа; ω_λ – относительная ширина полосы пропускания, выраженная через длину волны в волноводе; $K_{j,j+1}$ – параметры инверторов сопротивления; Z_0 – сопротивление волновода.

Для неоднородностей, представленных только одной сосредоточенной параллельной индуктивностью, реактивное сопротивление $X_{j,j+1}$ определяется выражением

$$\frac{X_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{K_{j,j+1}/Z_0}{1 - (K_{j,j+1}/Z_0)^2}, \quad (11.11)$$

а электрические длины секций – выражением

$$\theta_1 = \pi - \frac{1}{2} \left[\arctg \left(\frac{2X_{j-1,j}}{Z_0} \right) + \arctg \left(\frac{2X_{j,j+1}}{Z_0} \right) \right]. \quad (11.12)$$

Для неоднородностей с более сложными эквивалентными схемами можно использовать данные табл. 11.1 и выражение

$$\theta_1 = \pi + \frac{1}{2} (\phi_{j-1,j} + \phi_{j,j+1}), \quad \text{рад}, \quad (11.13)$$

где величины ϕ обычно отрицательны.

Для преобразования характеристики ФНЧ в соответствующую характеристику ППФ используют формулы

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = \frac{2}{\omega_\lambda} \left(\frac{\lambda_{g0} - \lambda_g}{\lambda_{g0}} \right); \quad (11.14)$$

$$\omega_{\lambda} = \left(\frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \right) = \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2 \left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \right); \quad (11.15)$$

$$\lambda_{g0} = \frac{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}}{2}, \quad (11.16)$$

где λ_{g0} , λ_{g1} , λ_{g2} и λ – длины волн в волноводе на частотах ω_0 , ω_1 , ω_2 и ω ; λ_0 – длина плоской волны на частоте ω_c в среде, заполняющей волновод.

Для рассматриваемого фильтра применяются инверторы, показанные на рис. 11.6, и система работает подобно фильтру с последовательными резонаторами.

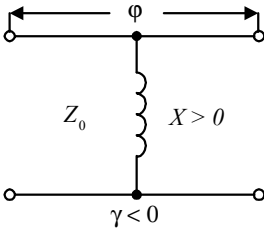


Рис. 11.6. Схема К-инвертора

На рис. 11.7 а, б, в приведены данные из работы [7] для случая, когда связь осуществляется с помощью индуктивной диафрагмы или индуктивного штыря. Графики реактивных сопротивлений относятся к эквивалентной цепи, показанной на

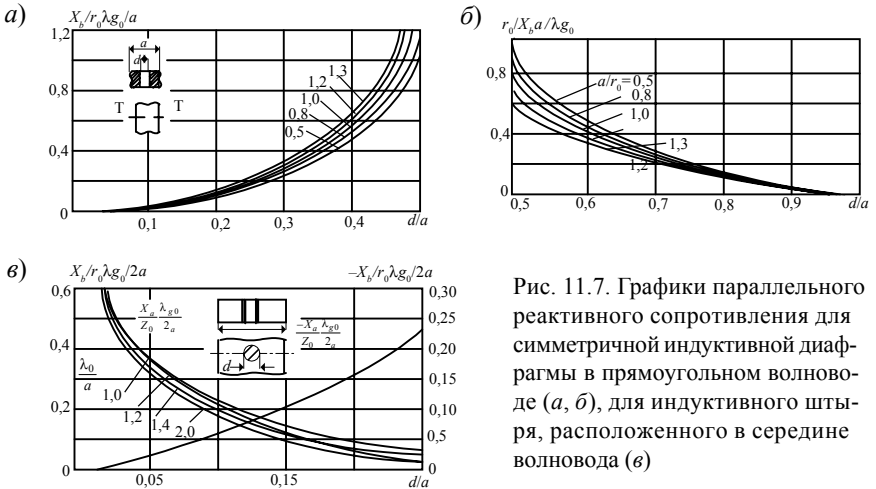


Рис. 11.7. Графики параллельного реактивного сопротивления для симметричной индуктивной диафрагмы в прямоугольном волноводе (а, б), для индуктивного штыря, расположенного в середине волновода (в)

рис. 11.8. Так как для очень тонкой диафрагмы $X_a \approx 0$, то могут быть использованы выражения (11.11) и (11.12), выведенные для случая простой параллельной сосредоточенной индуктивной неоднородности.

При осуществлении связи с помощью индуктивного штыря (или толстой диафрагмы) реактивным сопротивлением X_a уже пренебречь нельзя, и эта величина должна учитываться в расчете следующим образом. Вначале рассчитываются с помощью выражений (11.8)–(11.10) требуемые нормированные значения параметров инверторов $K_{j, j+1}/Z_0$. Затем, используя данные рис. 11.7, в вместе с формулами в первой графе табл. 11.1, строят зависимость величин K/Z_0 и φ в функции d/a для требуемой сред-

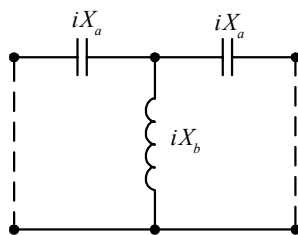


Рис. 11.8. Эквивалентная схема индуктивных неоднородностей

Таблица 11.1

Инвертирующие свойства неоднородностей в передающих линиях

Схемы, представляющие неоднородность в линии	Основные соотношения
	$K = Z_0 \left \operatorname{tg} \left(\frac{j}{2} + \operatorname{arctg} \frac{X_a}{Z_0} \right) \right , \text{ Ом;}$ $\varphi = -\operatorname{arctg} \left(\frac{2X_b}{Z_0} + \frac{X_a}{Z_0} \right) - \operatorname{arctg} \frac{X_a}{Z_0}, \text{ рад}$
	$J = Y_0 \left \operatorname{tg} \left(\frac{\varphi}{2} + \operatorname{arctg} \frac{B_a}{Y_0} \right) \right , \text{ См;}$ $\varphi = -\operatorname{arctg} \left(\frac{2B_b}{Y_0} + \frac{B_a}{Y_0} \right) - \operatorname{arctg} \frac{B_a}{Y_0}, \text{ рад}$

ней длины волны в волноводе λ_{g0} , соответствующей длине плоской волны в свободном пространстве λ_0 и ширине прямоугольного волновода a .

Из этого графика могут быть найдены диаметры стержней, определяющие отношения $K_{j,j+1}/Z_0$, а также соответствующие величины $\Phi_{j,j+1}$.

Далее определяется электрическое расстояние между центрами штырей на каждом конце j -го резонатора из выражения

$$\theta_1 = \pi + \frac{1}{2}(\Phi_{j-1,j} + \Phi_{j,j+1}). \quad (11.17)$$

За исключением случая больших штырей, величина $\Phi_{j,j+i}$ должна быть отрицательной. Расстояние между центрами штырей для j -го резонатора определяется выражением

$$l_j = \frac{\lambda_{g0}\theta_j}{2\pi}. \quad (11.18)$$

Эта методика дает достаточно высокую точность в случае, если относительная ширина полосы пропускания ω_λ , определенная через длину волны в волноводе, равна 20 %. С увеличением полосы пропускания выше 20 % точность расчета уменьшается.

Рассматриваемый волноводный фильтр будет иметь для колебаний типа TE_{10} вторую полосу пропускания. Средняя частота ее соответствует длине волны $\lambda_g = \lambda_{g0}/2$ и будет немного меньше, чем $2\omega_0$, из-за того, что λ_g и $X_{j,j+1}$ изменяются с частотой. Как и ранее, максимальное затухание между первой и второй полосами пропускания для колебаний типа TE_{10} при данной ширине волновода a может быть оценено с помощью выражения

$$(L_a) \approx 20 \lg \left[\frac{1}{\left(\frac{X_{01}}{Z_0} \right) \left(\frac{X_{12}}{Z_0} \right) \dots \left(\frac{X_{n,n+1}}{Z_0} \right)} \right] - (n+1)3,53 - 6,02, \quad (11.19)$$

где величины $X_{j,j+1}/Z_0$ определяется по известным $K_{j,j+1}/Z_0$ с помощью выражения (11.11).

Так как полосовой фильтр представляет каскадное соединение отрезков прямоугольного или круглого волноводов с электрическими длинами несколько меньшими половины длины волны, разделенных симметричными индуктивными диафрагмами, то его расчетная модель реализуется в виде каскадного объединения указанных четырехуголь-

ников. Фильтры должны работать в согласованном тракте, т. е. возбуждающие апертуры в стенках рупорного излучателя должны быть хорошо согласованными в значительных интервалах частот.

В табл. 11.2 показаны рабочие частоты каналов, подходящие стандартные прямоугольные волноводы для каждой рабочей частоты и желательные размеры круглых волноводов для резонаторов фильтров.

Таблица 11.2

Геометрические размеры элементов волноводного фильтра

Частота, ГГц	10,65	18,7	23,8	36,5	89	150
Тип волновода	WR90 R120	WR51 R180	WR42 R220	WR22 R320	R900	R1400
Диапазон рабочих частот, ГГц	8,2–12,4	15–22	18–26,5	33–50	73,8–112	14–173
Размеры прямоугольного волновода, мм	22,86 × ×10,16	12,954 × ×6,477	10,668 × ×4,318	5,689 × ×2,8448	2,540 × ×1,27	1,65 × ×0,826
Диаметр круглого волновода, мм	25,0	14,0	11,0	7,0	3,0	1,75

Рассмотрим однозвенные полосовые фильтры с проводимостью диафрагм $b_L = -5$. Результаты расчетов частотных характеристик фильтра для всех шести частотных каналов показаны на рис. 11.9–11.14, из которых видно, что характеристики типа запираания в широких интервалах частот несимметричны, на высших частотах запираание хуже, чем на низших, и примерно на удвоенной рабочей частоте наблюдаются паразитные полосы пропускания.

Неравномерность модуля коэффициента передачи в пределах парциальных полос пропускания каждого частотного поддиапазона определяется уровнем -3 дБ.

Частотные характеристики амплитуды и фазы элемента S02,01

Частоты: PC = 10650.000 FA = 5000.000 FZ = 18000.000 МГц

Число расчетных точек в полосе: FA-FZ NF = 99

Число элементов устройства: N = 3

Последовательность элементов: NN = 1 2 3

Библиотечные номера используемых элементов: $NL = 24\ 21\ 24$
 Параметры элементов: $PE = .0000\ .2000\ 2.7600\ .0000\ 1.0000\ .0000\ .2000$
 Нумерация входов элементов: $ME = 1\ 3\ 3\ 4\ 4\ 2$
 Выходы устройства: $MP = 1\ 2$

Частоты: $FC = 18700.000$ $FA = 10000.000$ $FZ = 25000.000$ МГц
 Число расчетных точек в полосе: $FA-FZ$ $NF = 99$
 Число элементов устройства: $N = 3$
 Последовательность элементов: $NN = 1\ 2\ 3$
 Библиотечные номера используемых элементов: $NL = 24\ 21\ 24$
 Параметры элементов: $PE = .0000\ .2000\ 2.7600\ .0000\ 1.0000\ .0000\ .2000$
 Нумерация входов элементов: $ME = 1\ 3\ 3\ 4\ 4\ 2$
 Выходы устройства: $MP = 1\ 2$

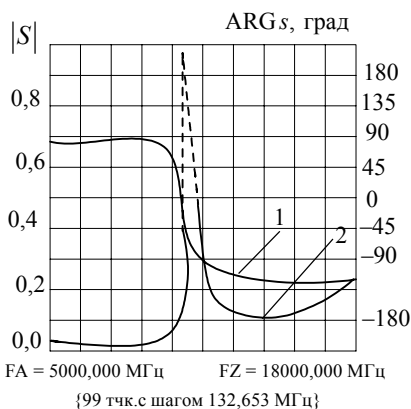


Рис. 11.9. Частотные зависимости модуля и фазы коэффициента отражения:
 1 – фаза коэффициента передачи;
 2 – модуль коэффициента передачи

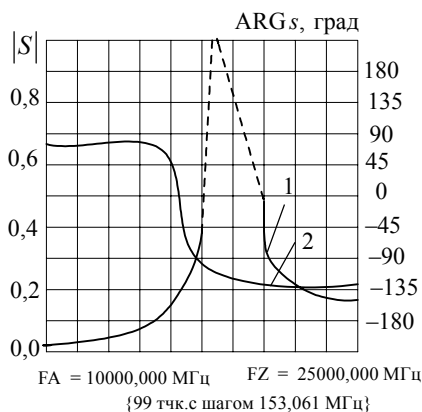


Рис. 11.10. Частотные зависимости модуля и фазы коэффициента отражения:
 1 – фаза коэффициента передачи;
 2 – модуль коэффициента передачи

Частоты: $FC = 23.800$ $FA = 10000.000$ $FZ = 40000.000$ МГц
 Число расчетных точек в полосе: $FA-FZ$ $NF = 99$
 Число элементов устройства: $N = 3$
 Последовательность элементов: $NN = 1\ 2\ 3$
 Библиотечные номера используемых элементов: $NL = 24\ 21\ 24$
 Параметры элементов: $PE = .0000\ .2000\ 2.7600\ .0000\ 1.0000\ .0000\ .2000$
 Нумерация входов элементов: $ME = 1\ 3\ 3\ 4\ 4\ 2$
 Выходы устройства: $MP = 1\ 2$

Частоты: FC = 36500.000 FA = 18000.000 FZ = 99000.000 МГц

Число расчетных точек в полосе: FA-FZ NF = 99

Число элементов устройства: N = 3

Последовательность элементов: NN = 1 2 3

Библиотечные номера используемых элементов: NL = 24 21 24

Параметры элементов: PE = .0000 .2000 2.7600 .0000 1.0000 .0000 .2000

Нумерация входов элементов: ME = 1 3 3 4 4 2

Выходы устройства: MP = 1 2

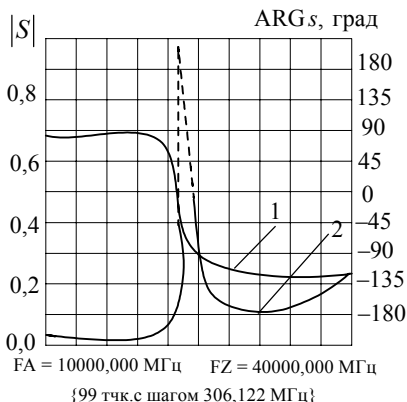


Рис. 11.11. Частотные зависимости модуля и фазы коэффициента отражения:
1 – фаза коэффициента передачи;
2 – модуль коэффициента передачи

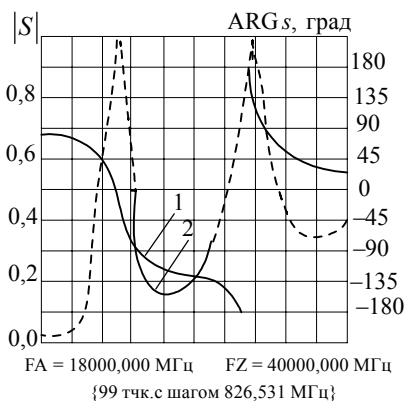


Рис. 11.12. Частотные зависимости модуля и фазы коэффициента отражения:
1 – фаза коэффициента передачи;
2 – модуль коэффициента передачи

Частоты: FC = 8900.000 FA = 3000.000 FZ = 20000.000 МГц

Число расчетных точек в полосе: FA-FZ NP = 99

Число элементов устройства: N = 3

Последовательность элементов: NN = 1 2 3

Библиотечные номера используемых элементов: NL = 24 21 24

Параметры элементов: PE = .0000 .2000 2.7600 .0000 1.0000 .0000 .2000

Нумерация входов элементов: ME = 1 3 3 4 4 2

Выходы устройств: MP = 1 2

Частоты: FC = 15000.000 FA = 5000.000 FZ = 30000.000 МГц

Число расчетных точек в полосе: FA-FZ NF = 99

Число элементов устройства: N = 3

Последовательность элементов: NN = 1 2 3

Библиотечные номера используемых элементов: NL = 24 21 24

Параметры элементов: PE = .0000 .2000 2.7600 .0000 1.0000 .0000 .2000
 Нумерация входов элементов: ME = 1 3 3 4 4 2
 Выходы устройства: MP = 1 2

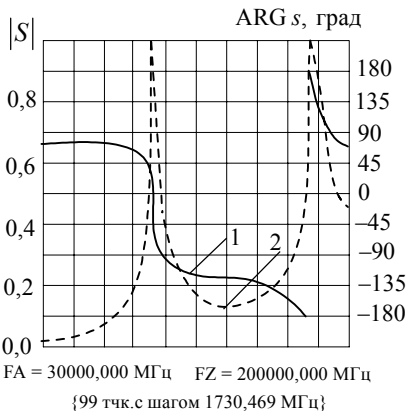


Рис. 11.13. Частотные зависимости модуля и фазы коэффициента отражения:
 1 – фаза коэффициента передачи;
 2 – модуль коэффициента передачи

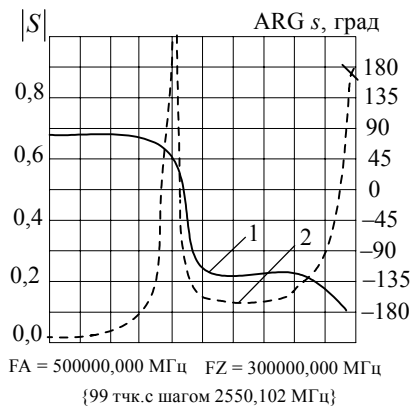


Рис. 11.14. Частотные зависимости модуля и фазы коэффициента отражения:
 1 – фаза коэффициента передачи;
 2 – модуль коэффициента передачи

11.3. Расчет конического рупора с изломом образующей

Математическая модель рупорной антенны

Рупорная антенна с изломом образующей (рис. 11.15) моделируется двумя состыкованными друг с другом конечными металлическими конусами. Первый конус имеет угол полураствора α , а второй – β . На расстоянии R_0 от вершины первого конуса к нему подсоединяется круглый одномодовый металлический волновод с волной H_{11} . Диаметр волновода $D_w = 0,75\lambda$; λ – рабочая длина волны. Длина всего рупора до питающего волновода L_p , а расстояние от апертуры D_a до излома L_i .

Поле питающего волновода возбуждает поле в полости рупора и в свободном пространстве, претерпевая отражения в области волноводно-рупорного перехода, в области излома и в раскрыве рупора.

Для расчета поля в области каждого рупора используется модель антенны в виде бесконечного металлического конуса. Поля в каждом конусе задаются в виде набора собственных волн. Амплитуды этих волн определяются следующим образом.

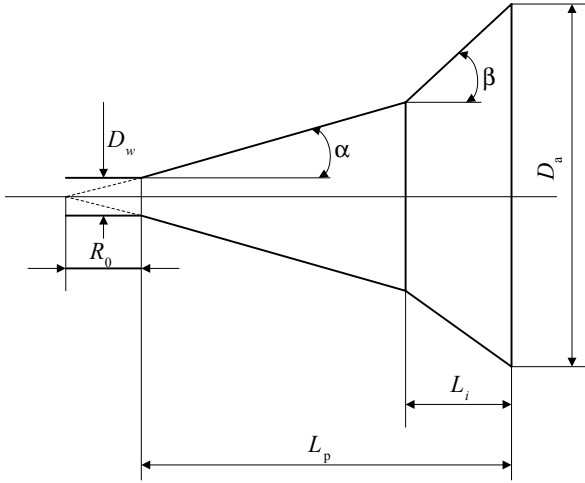


Рис. 11.15. Рупорная антенна с изломом образующей

Поле, возбужденное питающим волноводом в полости первого конуса, представляется в виде суммы двух полей:

- поля нижней собственной волны магнитного типа;
- поля, обусловленного дифракцией падающей волноводной волны на изломе образующей рупора (в области волноводно-рупорного перехода).

В результате поперечные составляющие суммарного электрического поля, прошедшего из питающего волновода, имеют вид [12]

$$\begin{aligned}
 E_{\vartheta} = (r, \vartheta, \varphi) = & \left\{ \frac{2}{kr} \sum_{n=0}^{\infty} \left(k A_n^{\vartheta} \right) \left[h_{\nu_n}^{(2)}(kr) + kr h_{\nu_n}^{(2)'}(kr) \right] \frac{\partial}{\partial \vartheta} P_{\nu_n}^1(\cos \vartheta) - \right. \\
 & \left. - \frac{2W_0}{\sin \vartheta} \sum_{n=0}^{\infty} \left(k A_n^M \right) h_{\mu_n}^{(2)}(kr) P_{\mu_n}^1(\cos \vartheta) \right\} \cos \varphi, \\
 E_{\varphi} (r, \vartheta, \varphi) = & \left\{ - \frac{2}{kr \sin \vartheta} \sum_{n=0}^{\infty} \left(k A_n^{\vartheta} \right) \left[h_{\nu_n}^{(2)}(kr) + kr h_{\nu_n}^{(2)'}(kr) \right] \times \right. \\
 & \times \frac{\partial}{\partial \vartheta} P_{\nu_n}^1(\cos \vartheta) + 2W_0 \sum_{n=0}^{\infty} \left(k A_n^M \right) h_{\mu_n}^{(2)}(kr) \times \\
 & \times P_{\mu_n}^1(\cos \vartheta) \frac{\partial}{\partial \vartheta} P_{\mu_n}^1(\cos \vartheta) \left. \right\} \sin \varphi.
 \end{aligned} \tag{11.20}$$

Здесь $A_n^{\text{э.м}}$ – комплексные амплитуды гармоник электрических и магнитных волн; $h_v^{(2)}(x)$ – сферическая функция Ханкеля 2-го рода порядка v ; $P_v^m(x)$ – присоединенная функция Лежандра 1-го рода порядка v ранга m ; $W_0 = 120\pi$ – волновое сопротивление среды; k – волновое число; r, ϑ, φ – сферические координаты точки, в которой рассматривается поле, вершина сферической системы координат совпадает с вершиной рупора; v_n – n -й корень уравнения $P_{v_n}^m(\cos \alpha) = 0$; μ_n – n -й корень уравнения $\frac{\partial}{\partial \alpha} P_{\mu_n}^m(\cos \alpha) = 0$.

В формуле (11.20) и далее зависимость поля от азимутальной координаты определяется (в силу осевой симметрии рупора) падающим полем, имеющим лишь одну (первую) вариацию по φ .

Амплитуда низшей магнитной волны $A_l^{\text{м}}$ представляет собой сумму двух компонент. Первая компонента – неизвестная амплитуда низшей гармоники $A_l^{\text{м}(1)}$, возбуждаемой волноводом. Вторая компонента – амплитуда низшей собственной волны $A_l^{\text{м}(2)}$, обусловленная дифракцией в области волноводно-рупорного перехода.

Дифракционная часть поля в рупоре находится путем введения в области излома образующей рупора эквивалентного кольцевого магнитного кромочного тока [13], амплитуда которого определяется волноводным полем, падающим на излом

$$I_o^{\text{м}} = \left(\frac{W_0}{ik} \right) D^h A_{11} \left(\frac{a}{v_{11}^2} \right) J_1(v_{11}) \cos \varphi, \quad (11.21)$$

где

$$D^h = - \frac{\left(\frac{2\pi}{\Psi} \right) \sin \left(\frac{\pi^2}{\Psi} \right)}{\left[\cos \left(\frac{\pi^2}{\Psi} \right) - \left(\Psi_0 \frac{\pi}{\Psi} \right) \right]};$$

$\Psi = \pi + \alpha$; Ψ_0 – угол наблюдения в локальной цилиндрической системе координат с центром в точке излома и с осью z , параллельной ребру; A_{11} – амплитуда падающей волноводной волны; $a = D_w/2$ – радиус волновода; v_{11} – 1-й корень уравнения $J_1(x) = 0$.

Из (11.21) видно, что кромочный ток зависит от угла наблюдения, т. е. является фиктивным. Он используется для приближенного описания процесса дифракции поля в области острых кромок и изломов образующей [14]. Известно, однако [15], что он практически точно описывает дифракционное поле на расстоянии $\sim \lambda/2$ от кромки вне каустической области. Последнее ограничение устраняется заменой формулы для дифракционного коэффициента D^h , полученной в рамках геометрической теории дифракции (ГТД), на соответствующую формулу из равномерной ГТД. Расчеты показывают, что дифракционное поле в рупоре описывается наиболее точно при $\psi_0 = \pi/2$.

Комплексные амплитуды гармоник дифракционного поля определяются формулами

$$A_n^{\text{э.дифр}} = -\frac{iI_0^M}{4L(l, v_n, v_n)} \frac{\partial}{\partial \alpha} P_{v_n}^1(\cos \alpha) kR_0 j_{v_n}(kR_0);$$

$$A_n^{\text{в.дифр}} = -\frac{iI_0^M}{4W_0 M(l, v_n, v_n)} P_{\mu_n}^1(\cos \alpha) [j_{v_n}(kR_0) + kR_0 j_{v_n}(kR_0)], \quad (11.22)$$

где

$$L(m, v_n, v_n) = \frac{v_n(v_n + 1) \sin \alpha}{2v_n + 1} \frac{\partial}{\partial \alpha} P_{v_n}^m(\cos \alpha) \frac{\partial}{\partial v_n} P_{v_n}^m(\cos \alpha);$$

$$M(m, v_n, v_n) = -\frac{\mu_n(\mu_n + 1) \sin \alpha}{2\mu_n + 1} \frac{\partial}{\partial \alpha} P_{\mu_n}^m(\cos \alpha) \frac{\partial}{\partial \alpha \partial \mu_n} P_{\mu_n}^m(\cos \alpha).$$

Формула (11.21) используется также для расчета амплитуды отраженного поля в волноводе. В этом случае полагаем $\psi_0 = 0$. В результате для коэффициента отражения Γ основной волны получаем

$$\Gamma = -iD^h \sqrt{1 - \left(\frac{v_{11}}{ka}\right)^2} \left[2ka(v_{11}^2 - 1) \right]. \quad (11.23)$$

Поскольку в обоих случаях значения ψ_0 далеки от каустической области ($\psi_0 = \pi$), коррекция D^h не требуется.

Таким образом, амплитуда $A_l^{M(2)}$ определяется током I_0^M непосредственно. Амплитуда $A_l^{M(1)}$ определяется из уравнения баланса мощностей.

ти поля, прошедшего из волновода, и суммарного поля, возбужденного в рупоре

$$P_w = P_{\text{осн}} + P_{\text{дифр}}, \quad (11.24)$$

где
$$P_w = \left[\frac{(W_0 |A_{11}|^2)}{\left(\frac{4v_{11}^4}{a^4} \right)} \right] \left[1 - J_0^2(v_{11}) - J_1^2(v_{11}) \right] \frac{(1 - |\Gamma|^2)}{\sqrt{1 - \frac{v_{11}^2}{(ka)^2}}} - \text{мощность,}$$

прошедшая из волновода;

$$P_{\text{осн}} = 2\pi W_0 |A_1^{(1)}|^2 M(l, \mu_0 \mu_0);$$

$$P_{\text{дифр}} = 2\pi \left\{ W_0 \sum_{n=0}^{\infty} |A_1^{(2)}|^2 M(l, \mu_n \mu_n) + \frac{l}{n} \sum_{n=0}^{\infty} |A_n^3|^2 L(l, \mu_n \mu_n) \right\}.$$

Из (11.24) находим

$$|A_1^{(1)}| = \sqrt{\frac{(P_w - P_{\text{дифр}})}{2\pi W_0 M(l, \mu_0, \mu_0)}}. \quad (11.25)$$

Фаза основной гармоники принимается совпадающей с фазой поля в волноводе в области излома, которая считается равной нулю.

Формулы (11.20), (11.22) и (11.25) полностью определяют суммарное поле в полости рупора. Это суммарное поле распространяется из области горловины рупора до излома, где трансформируется в поле во втором конусе и излучается в свободное пространство, дифрагируя на кромке апертуры.

Поле во втором конусе определяется путем перераспределения поперечных составляющих электрического поля в первом конусе по поперечным составляющим поля во втором конусе на радиусе R_2 , равном радиусу излома в сферической системе координат второго конуса. При этом считаем, что поле, распространяющееся из второго конуса, может быть представлено в виде набора собственных волн первого конуса вплоть до радиуса R_2 . Наиболее просто и быстро перераспределение полей осуществляется с помощью метода коллокации. В этом случае должны выполняться равенства

$$\begin{aligned}
E_{\vartheta}^{(1)}\left(r_i, \vartheta_i^{(1)}\right) &= E_{\vartheta}^{(2)}\left(R_2, \vartheta_i^{(2)}\right); \\
E_{\varphi}^{(1)}\left(r_i, \vartheta_i^{(1)}\right) \cos\left(\vartheta_i^{(1)} - \vartheta_i^{(2)}\right) &= E_{\varphi}^{(2)}\left(R_2, \vartheta_i^{(2)}\right); \\
i &= 1, \dots, M
\end{aligned}
\tag{11.26}$$

где $E_{\vartheta, \varphi}^{(1),(2)}$ – составляющие поля в первом и втором конусе соответственно; $r_i\left(\vartheta_i^{(1)}\right), \vartheta_i^{(1)}$ и $R_2, \vartheta_i^{(2)}$ – координаты точек коллокации в системах координат первого и второго конуса соответственно; M – число точек коллокации.

Выражения для E_{ϑ} и E_{φ} в обоих конусах задаются формулами (11.20).

Система (11.26) представляет собой систему линейных уравнений относительно амплитуд гармоник поля во втором конусе. При увеличении числа точек коллокации M эта система становится переопределенной и решается по методу наименьших квадратов. Установлено, что решение системы (11.26) дает достоверные значения амплитуд гармоник при расположении точек коллокации на радиусе R_2 с шагом, не превышающим $\lambda/2$.

Проверка правильности выбора числа M осуществляется следующим образом. Достоверные значения амплитуд гармоник должны автоматически удовлетворять уравнению баланса мощности

$$P_1 = P_2,$$

где $P_{1,2}$ – мощность, переносимая полем в первом и втором конусе соответственно.

Выражения для $P_{1,2}$ совпадают с выражениями для $P_{\text{диф}}$ в формуле (11.24).

Суммарное поле во втором конусе распространяется из области стыка до раскрыва, где излучается в свободное пространство, дифрагируя на кромке апертуры.

Дифракция поля на кромке апертуры описывается также путем введения эквивалентного кромочного тока, амплитуда которого пропорциональна составляющей H_{φ} суммарного падающего поля

$$I_1^M = -\left(\frac{W_0}{ik}\right) D_1^h H_{\varphi}(kR_p), \tag{11.27}$$

где

$$D_1^h = \frac{1}{\cos\left(\frac{\varphi}{2}\right)}; \quad \Psi_0 = \frac{\pi}{2};$$

kR_p – длина образующей рупора;

$$H_\varphi(kr, \alpha, 0) = -2i \left\{ \frac{1}{kr \sin \vartheta} \sum_{n=0}^{\infty} (kA_n^M) \left[h_{\mu_n}^{(2)}(kr) + kr h_{\mu_n}^{(2)'}(kr) \right] P_{\mu_n}^1(\cos \alpha) + \right. \\ \left. + \frac{1}{W_0} \sum_{n=0}^{\infty} (kA_n^3) h_{\nu_n}^{(2)}(kr) \frac{\partial}{\partial \alpha} P_{\nu_n}^1(\cos \alpha) \right\}.$$

Поле излучения рупора в ближней и дальней зоне рассчитывается путем переразложения поля на сферической апертуре рупора (на радиусе R_p) в ряд по сферическим гармоникам. Поле вне апертуры считается равным нулю. Иными словами, для расчета поля излучения используется апертурное приближение. Погрешность такого способа расчета поля в переднем полупространстве незначительна [16]. При этом наиболее удобно дифракционную часть поля, обусловленную кромочным током (11.27), суммировать с полем апертуры непосредственно в поле излучения рупора, а не добавлять его в апертурное распределение.

Поле в ближней зоне рупора в точке с координатами (z, ϑ, φ) записывается в виде

$$E_\vartheta(r, \vartheta, \varphi) = \left\{ \frac{1}{kr} \sum_{n=0}^{\infty} (kF_n^3) \left[h_n^{(2)}(kr) + kr h_{\nu_n}^{(2)'}(kr) \right] \frac{\partial}{\partial \vartheta} P_n^1(\cos \vartheta) - \right. \\ \left. - \frac{iW_0}{\sin \vartheta} \sum_{n=0}^{\infty} (kF_n^M) h_n^{(2)}(kr) P_n^1(\cos \vartheta) \right\} \cos \varphi, \quad (11.28)$$

где коэффициенты возбуждения $F_n^{3,M}$ определяются суммарным полем в апертуре и кромочным током по формулам

$$E_\varphi(r, \vartheta, \varphi) = \left\{ -\frac{1}{kr \sin \vartheta} \sum_{n=0}^{\infty} (kF_n^3) \left[h_n^{(2)}(kr) + kr h_n^{(2)'}(kr) \right] P_n^1(\cos \vartheta) + \right. \\ \left. + iW_0 \sum_{n=0}^{\infty} (kF_n^M) h_n^{(2)}(kr) \frac{\partial}{\partial \vartheta} P_n^1(\cos \vartheta) \right\} \sin \varphi,$$

$$kF_n^3 = \frac{P_n^1(\cos\beta)}{I_{nn} \left[h_n^{(2)}(kR_p) + kR_p h_n^{(2)'}(kR_p) \right]} \times \\ \times \left\{ n(n+1) \sin\beta \sum_{k=1}^{\infty} \frac{B_k^3}{(n-\nu_k)(n+\nu_k+1)} + B_0 \right\} - \\ - \frac{ikI_0}{I_{nn}} (kR_p) j_n(kR_p) \frac{\partial}{\partial\beta} P_n^1(\cos\beta);$$

$$B_k^3 = 2(kA_k^3) \left[h_{\nu_k}^{(2)}(kR_p) + kR_p h_{\nu_k}^{(2)'}(kR_p) \right] \frac{\partial}{\partial\beta} P_{\nu_k}^1(\cos\beta);$$

$$B_0 = -iW_0 kR_p (2i) \sum_{k=0}^{\infty} (kA_k^M) h_{\mu_k}^{(2)}(kR_p) P_{\mu_k}^1(\cos\beta);$$

$$kF_n^M = \frac{\frac{\partial}{\partial\beta} P_n^1(\cos\beta)}{I_{nn} h_n^{(2)}(kR_p)} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{B_k^M}{(\mu_k - n)(\mu_k + n + 1)} - \\ - \frac{ikI_0}{I_{nn}} \left[j_n(kR_p) + (kR_p) j_n'(kR_p) \right] P_n^1(\cos\beta); \\ B_k^M = 2i(kA_k^M)(\mu_k + 1) \mu_k h_{\mu_k}^{(2)}(kR_p) P_{\mu_k}^1(\cos\beta);$$

$$I_{nn} = [2n(n+1)(n+1)!] / [(2n+1)(n-1)!].$$

Амплитуды гармоник суммарного поля в рупоре $A_k^{3,M}$ учитывают лишь падающее на апертуру поле. Они определяются формулами (11.21), (11.22).

Поле в дальней зоне рассчитывается с помощью формул вида (11.28), в которых используются асимптотические представления для функций Ханкеля 2-го рода при $kr \rightarrow \infty$

$$h_n^{(2)} \sim (1/kr) i^{n+1} \exp(-ikr);$$

$$h_n^{(2)} + krh_n^{(2)'} \sim i^n \exp(-ikr).$$

Формулы (11.28) позволяют рассчитать фазовую диаграмму (ФД) антенны в ближней или дальней зоне. Кроме того, по ФД можно рассчитать положение фазового центра.

В силу осевой симметрии антенны фазовый центр располагается на оси z . Положение частичного фазового центра z_0 определяется соотношением

$$kz_0 = -\Phi''(\vartheta, \varphi) \Big|_{\vartheta, \varphi=0^0}, \quad (11.29)$$

где $\Phi(\vartheta, \varphi)$ – ФД рупора.

На практике $\Phi''(0)$ вычисляется по разностной формуле

$$\Phi''(0) \approx 2 [-\Phi(0) + \Phi(\Delta\vartheta)].$$

В общем случае рупорная антенна не обладает фазовым центром. Поэтому положение частичного фазового центра будет меняться при изменении угла ϑ . При отсутствии истинного фазового центра часто используют другую характеристику – эквивалентный фазовый центр или центр излучения. Для данной антенны он определяется формулой

$$k\tilde{z}_0 = \frac{\left[\sum_{n=1}^N F(\vartheta_n, \varphi = \text{const}) \cos \vartheta_n \right]}{\left[\sum_{n=1}^N (\cos \vartheta_n)^2 \right]}, \quad (11.30)$$

где $\vartheta_n, n = 1, \dots, N$ – набор дискретных значений угла ϑ в заданном азимутальном сечении $\varphi = \text{const}$.

Более точные результаты определения фактического положения фазового центра (как центра излучения) могут быть получены с учетом амплитудной ДН рупора, играющей роль весовой функции.

Для этого в условия (11.30) минимального отклонения фазовой характеристики в сечениях $\varphi = 0$ и $\varphi = 90^\circ$ от сферической вводится амплитудная ДН в этих же плоскостях в пределах углов засветки зеркала, и из совместной системы линейных уравнений определяются координаты искомого фазового центра. Знание положения фазового центра на оси рупора необходимо для последующего его совмещения с фокусом зеркала.

Алгоритм расчета электрических характеристик рупора

Алгоритм расчета электрических характеристик рупора имеет следующий вид:

1. Задаются исходные данные для расчета:

- рабочая частота;
- угол полураствора рупора;
- диаметр апертуры;
- длина рупора;
- расстояние от апертуры рупора до излома.

Диаметр питающего волновода также задается в числе исходных данных. По умолчанию он принимается равным $0,75\lambda$ (λ – длина волны).

2. Рассчитывается комплексная амплитуда кромочного тока в области горловины рупора (по формуле (11.20)).

3. Рассчитывается коэффициент отражения в питающем волноводе по формуле (11.23).

4. Рассчитываются комплексные амплитуды гармоник дифракционного поля в первом конусе (по формулам (11.22)).

5. Рассчитывается комплексная амплитуда основной гармоники прошедшего в первый конус поля (по формуле (11.25)).

6. Рассчитываются коэффициенты возбуждения поля во втором конусе полем, падающим на излом из первого конуса (по формулам (11.26)).

7. Рассчитывается комплексная амплитуда кромочного тока, расположенного вдоль кромки апертуры рупора (по формуле (11.27)).

8. Далее рассчитывается одна из следующих характеристик:

- поле излучения в ближней зоне (по формулам (11.28));
- ДН рупора в дальней зоне (по асимптотикам формул (11.28)).

9. Рассчитывается положение частичного фазового центра и центра излучения рупора в плоскостях E и H (по формулам (11.29) и (11.30)).

10. Предусмотрена возможность расчета ФД антенны в этих плоскостях.

Результаты расчета ДН рупора на рабочих частотах

Расчет ДН рупорного облучателя на каждой рабочей частоте проводился многократно по приведенной выше методике с тем, чтобы последующий учет фактических характеристик облучателя при расчете ДН зеркальной системы позволил определить оптимальную геометрию рупора с изломом образующей (рис. 11.15). На рис. 11.16–11.20

представлены ДН рупора на шести рабочих частотах в двух ортогональных плоскостях, там же приведены их фазовые характеристики, свидетельствующие о том, что распространяющиеся в рупоре волны формируют в раскрыве квазисферический волновой фронт.

В процессе разработки многочастотного рупора был определен разбег фазовых центров на каждой рабочей частоте, представляемый на рис. 11.21, из которого следует, что их максимальный разброс не превышает 15 мм. Совмещение фокуса зеркала с положением фазовых центров на частоте $\sim 36,5$ ГГц приведет к тому, что расхождение положений фазовых центров от положения фокуса на остальных частотах не превышает 3 мм, за исключением диапазона 10,65 ГГц. Последующий расчет ориентации максимумов ДН антенн с зеркальной системой показал, что существует их угловое смещение, которое не превышает $0,7^\circ$ на частоте 10,65 ГГц от направления 45 и не более $0,2^\circ$ на частотах 89 и 150 ГГц.

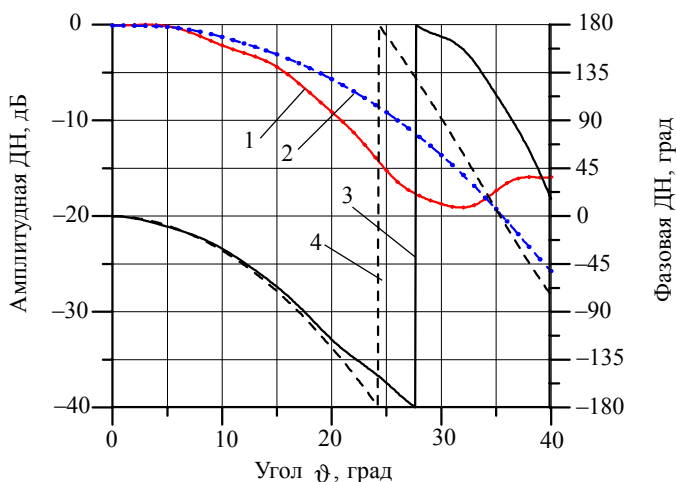


Рис. 11.16. ДН рупора на частоте 10,65 ГГц, диаметр раскрыва 70,00 мм, первый угол = $3,00^\circ$, второй угол = $12,00^\circ$, от излома до раскрыва = 122,00 мм: 1 – амплитуда в E -плоскости; 2 – амплитуда в H -плоскости; 3 – фаза в E -плоскости; 4 – фаза в H -плоскости

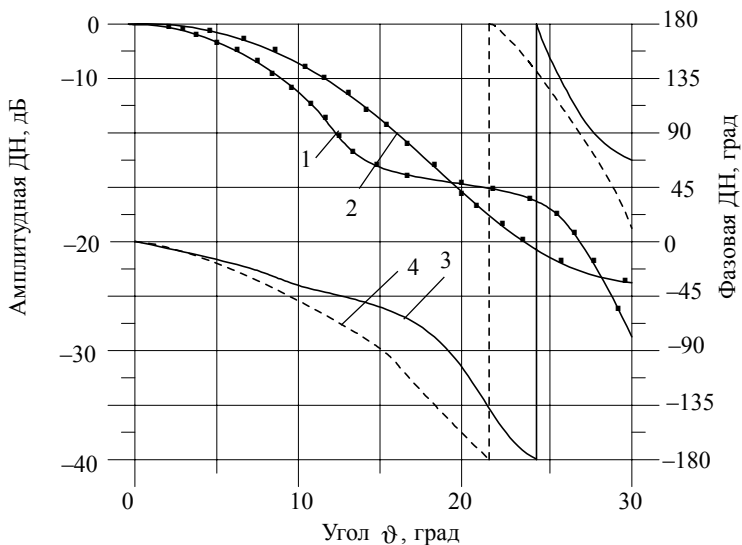


Рис.11.17. ДН рупора на частоте 18,70 ГГц, диаметр раскрытия 70,00 мм, первый угол = 3,00°, второй угол = 12,00°, от излома до раскрытия = 122,00 мм: 1 – амплитуда в E -плоскости; 2 – амплитуда в H -плоскости; 3 – фаза в E -плоскости; 4 – фаза в H -плоскости

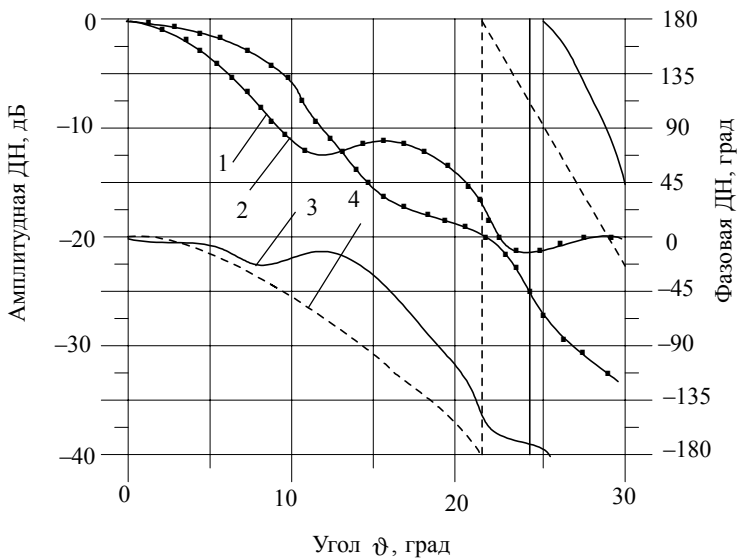


Рис.11.18. ДН рупора на частоте 23,80 ГГц, диаметр раскрытия 70,00 мм, первый угол = 3,00°, второй угол = 12,00°, от излома до раскрытия = 122,00 мм: 1 – амплитуда в E -плоскости; 2 – амплитуда в H -плоскости; 3 – фаза в E -плоскости; 4 – фаза в H -плоскости

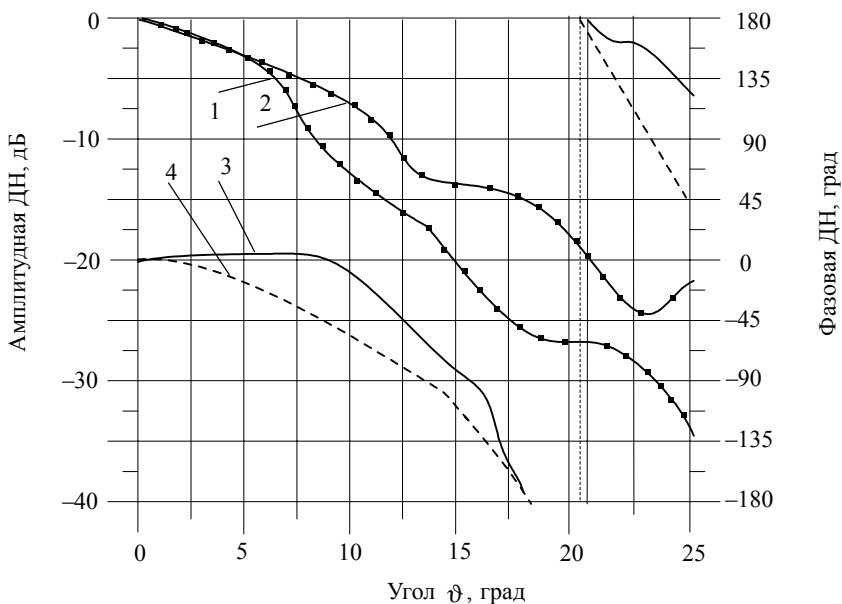


Рис. 11.19. ДН рупора на частоте 38,50 ГГц, диаметр раскрыва 70,00 мм, первый угол = 3,00°, второй угол = 12,00°, от излома до раскрыва = 122,00 мм: 1 – амплитуда в E -плоскости; 2 – амплитуда в H -плоскости; 3 – фаза в E -плоскости; 4 – фаза в H -плоскости

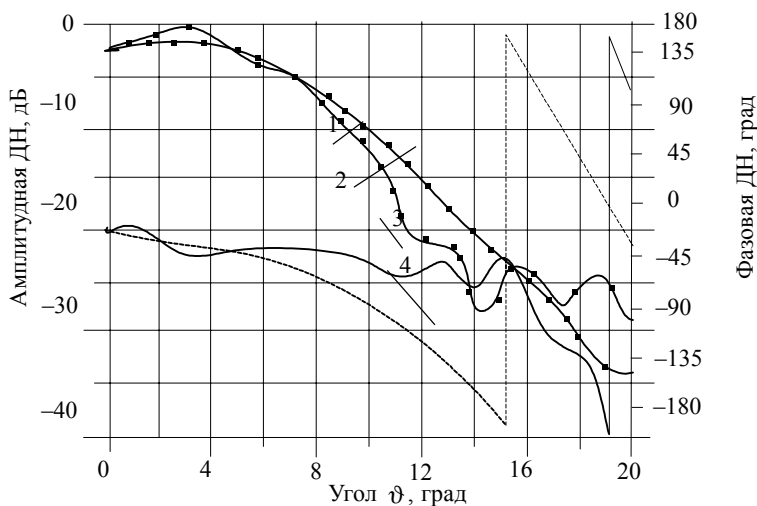
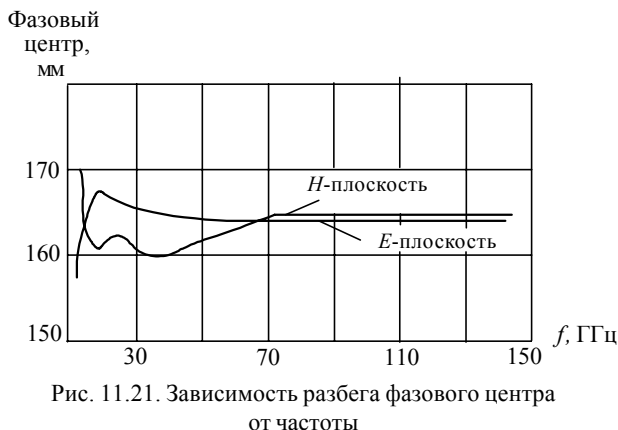


Рис. 11.20. ДН рупора на частоте 89,00 ГГц, диаметр раскрыва 70,00 мм, первый угол = 3,00°, второй угол = 12,00°, от излома до раскрыва = 122,00 мм: 1 – амплитуда в E -плоскости; 2 – амплитуда в H -плоскости; 3 – фаза в E -плоскости; 4 – фаза в H -плоскости



11.4. Расчет антенн

Математическая модель зеркальной антенны

Расчет параметров зеркальной антенны проводится токовым методом, который также называют методом физической оптики. При использовании этого метода диаграмма направленности вычисляется путем интегрирования произведения функции Грина и распределения плотности тока на освещенной поверхности зеркала, причем плотность поверхностного тока в каждой точке принимается равной плотности тока на идеальной бесконечной касательной плоскости. С помощью результатов решения дифракционных задач этот метод позволяет внести в распределение токов поправки на кривизну зеркала, а также краевой и теневой эффекты.

Сопоставление токового метода и апертурного, другого часто используемого метода расчета ДН зеркальных антенн, показывает, что основные преимущества первого метода сводятся к следующему:

- возможность исследования как ближних, так и дальних и задних боковых лепестков с учетом дифракционных эффектов на краях зеркала;
- возможность дальнейшего уменьшения погрешности расчета путем введения поправок в распределении токов.

Результаты апертурного метода достаточно близко совпадают с результатами токового метода лишь при вычислении структуры первых боковых лепестков и коэффициента направленного действия.

Задача нахождения распределения поверхностных токов на зеркале решается приближенно при следующих допущениях:

- ДН облучателя не изменяется при внесении его в параболоид;
- любая точка зеркала находится в дальней зоне облучателя, т. е. на расстояниях, значительно превышающих длину волны и линейные размеры облучателя;
- размеры зеркала и радиус кривизны в любой точке его поверхности значительно больше длины волны, благодаря чему элементы поверхности зеркала ($dS_3 \gg \lambda_2$) можно принимать за плоские; это означает, что для определения вектора плотности поверхностных токов можно пользоваться формулой

$$\mathbf{j} = 2[\mathbf{n} \times \mathbf{H}_{\text{обл}}],$$

где $\mathbf{H}_{\text{обл}}$ – вектор напряженности магнитного поля волны, возбуждаемой облучателем и падающей на зеркало; токи и тангенциальные составляющие полей на неосвещенной поверхности зеркала принимаются равными нулю.

Следует отметить, что токовый метод дает достаточно точный результат и в заднем полупространстве в том случае, если на краю зеркала имеется значительное снижение уровня падающего поля от облучателя (10–15 дБ и более), что часто бывает и на практике.

Анализ точности токового метода показывает, что основная неточность этого метода обязана своим происхождением краевым токам, т. е. токам на освещенной стороне зеркала вблизи его кромки. Эти токи при удалении от края зеркала быстро затухают: эффективная ширина полосы краевого тока около $0,1-0,2\lambda$. В этом случае поле можно представить в виде суммы поля, рассчитанного токовым методом и поле поправочных краевых волн. Реализация этого принципа составляет содержание метода физической теории дифракции (ФТД).

Таким образом, токовый метод является универсальным для расчета зеркальных антенн.

Рассмотрим применение этого метода к расчету зеркальных антенн, геометрия которых в случае вырезки из параболоида вращения (офсетная зеркальная система) и система координат (XYZ , связанная с зеркалом и $X'Y'Z'$, связанная с облучателем) приведены на рис. 11.22.

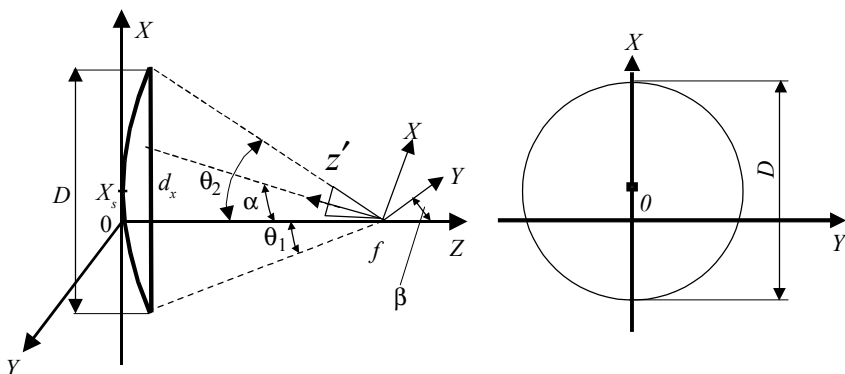


Рис.11.22. Геометрия зеркальной антенны

На рис. 11.22 приняты следующие обозначения: θ_1, θ_2 – углы, под которыми видны края зеркала из фокуса в плоскости XOZ ; f – фокус родительского параболоида; α, β – углы поворота облучателя в плоскостях XOZ и YOZ соответственно; d_x, d_y – размер апертуры зеркала в плоскостях XOZ и YOZ соответственно.

Проекция раскрыва на плоскость XOY представляет из себя окружность диаметром

$$D = d_y;$$

$$d_x = D \sqrt{1 + \left(\frac{X_s}{2f} \right)^2},$$

где X_s – центр зеркала.

Пусть нам известна ДН рупорного облучателя

$$\begin{aligned} E(r) = & \theta_0 F_E(\theta) \left[a e^{i\psi} \cos \varphi + b \sin \varphi \right] + \\ & + \varphi_0 F_H(\theta) \left[-a e^{i\psi} \sin \varphi + b \cos \varphi \right], \end{aligned} \quad (11.31)$$

где $F_E(\theta), F_H(\theta)$ – ДН облучателя в плоскости векторов **E** и **H** соответственно; параметры a, b, ψ – определяют поляризацию облучателя в соответствии с табл. 11.3.

Параметры облучателя

Поляризация	a	b	ψ
Линейная X	1	0	0
Линейная Y	0	1	0
Правая круговая	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{\pi}{2}$
Левая круговая	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\pi}{2}$

Поскольку ось рупорного облучателя не совпадает с осью OZ зеркальной системы применим следующую процедуру. Найдем координаты произвольной точки M на зеркале в системе координат XYZ (M_x, M_y, M_z), а затем пересчитаем эти координаты в системе координат $X'Y'Z'$ по формуле

$$\begin{pmatrix} M'_x \\ M'_y \\ M'_z \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & 0 & -\sin \alpha \\ -\sin \alpha \sin \beta & \cos \beta & -\cos \alpha \sin \beta \\ \sin \alpha \cos \beta & \sin \beta & \cos \alpha \cos \beta \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} M_x \\ M_y \\ M_z \end{pmatrix}.$$

По найденным координатам M' определяем углы θ, φ , для которых рассчитывается ДН облучателя $\mathbf{H}'_{\text{обл}}$. Затем эти составляющие вектора $\mathbf{H}'$ пересчитываются в систему координат зеркала

$$\begin{pmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \sin \beta & \sin \alpha \cos \beta \\ 0 & -\cos \beta & -\sin \beta \\ \sin \alpha & \cos \alpha \sin \beta & -\cos \alpha \cos \beta \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} H'_x \\ H'_y \\ H'_z \end{pmatrix}.$$

Далее находим распределение тока на зеркале

$$\mathbf{j}^{\text{д}} = 2[\mathbf{n} \times \mathbf{H}_{\text{обл}}], \quad (11.32)$$

где составляющие вектора нормали $\mathbf{n}_k$ поверхности зеркала в произвольной точке M запишутся так

$$\begin{aligned}
n_x &= \frac{-M_x}{\sqrt{M_x^2 + M_y^2 + 4f^2}}; \\
n_y &= \frac{-M_y}{\sqrt{M_x^2 + M_y^2 + 4f^2}}; \\
n_z &= \frac{-M_z}{\sqrt{M_x^2 + M_y^2 + 4f^2}}.
\end{aligned} \tag{11.33}$$

В дальней зоне определяем векторный потенциал

$$\mathbf{A}^e = \int_S \mathbf{j}^e(x, y, z) e^{ikx\xi} e^{iky\eta} e^{ikz \cos \theta} dS, \tag{11.34}$$

где $\xi = \sin \theta \cos \varphi$; $\eta = \sin \theta \sin \varphi$, а интегрирование ведется по криволинейной поверхности S . Перейдем от поверхности зеркала к касательной плоскости в соответствующей точке (x, y) . Якобиан соответствующего преобразования запишется

$$G(x, y) = \left[1 + \left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial S}{\partial y} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{|\mathbf{n}|}{2f}. \tag{11.35}$$

Тогда вместо выражения (11.34) получим

$$\mathbf{A}^e = \int_A \mathbf{j}^e(x, y, z) G(x, y) e^{ikx\xi + ik y \eta + i k z \cos \theta} dA, \tag{11.36}$$

а отсюда найдем распределение поля в дальней зоне

$$\begin{aligned}
E_x &= E_\theta \cos \theta \cos \varphi - E_\varphi \sin \varphi; \\
E_y &= E_\theta \cos \theta \sin \varphi + E_\varphi \cos \varphi; \\
E_\theta &= A_\theta^e = A_x^e \cos \theta \cos \varphi + A_y^e \cos \theta \sin \varphi - A_z^e \sin \theta; \\
E_\varphi &= A_\varphi^e = -A_x^e \sin \varphi + A_y^e \cos \varphi.
\end{aligned} \tag{11.37}$$

Коэффициент направленного действия можно определить по формуле

$$G = \frac{\pi F_m^2}{\lambda^2 P_{\text{обл}}}, \quad (11.38)$$

где F_m – максимальное значение ДН антенны, а $P_{\text{обл}} = \int_{\theta=0}^{\pi/2} \int_{\varphi=0}^{2\pi} |F_{\text{обл}}|^2 \sin \theta d\theta d\varphi$ – мощность облучателя.

Отсюда определим полный коэффициент использования поверхности (КИП_{полн}) антенны

$$K = \frac{G}{G_0} = \frac{G\lambda^2}{4\pi S_0} = G \left(\frac{\lambda}{\pi D} \right)^2, \quad (11.39)$$

где D – диаметр зеркала.

КИП переливания энергии за края зеркала

$$K_p = \frac{P_{\text{зер}}}{P_{\text{обл}}}, \quad (11.40)$$

где $P_{\text{зер}}$ – полная мощность, излучаемая зеркалом, $P_{\text{зер}} = \int_A \mathbf{n}[\mathbf{e} \times \mathbf{h}] dA$.

Поскольку $K = K_p K_a$, то отсюда можно определить апертурный коэффициент использования поверхности.

Результаты расчета ДН и интегральных параметров антенной системы

После расчета ДН рупора проведем вычисления ДН и определим интегральные характеристики антенной системы радиометра в сборе в каждом частотном диапазоне. Соответствующие ДН приведены на рис. 11.24–11.29, а значения коэффициентов усиления G , коэффициентов рассеяния, использования поверхности и ширины ДН представлены в табл. 11.4.

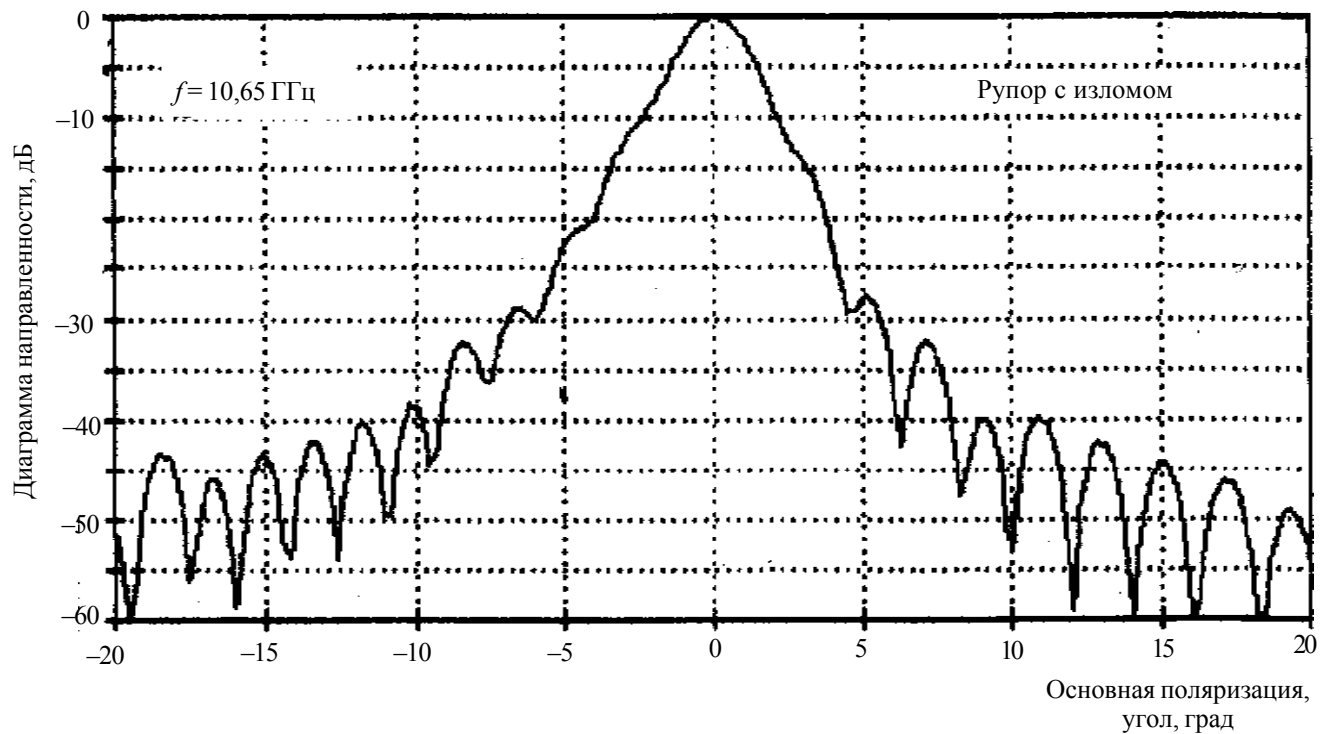


Рис.11.24. ДН зеркальной антенны на $f = 10,65 \text{ ГГц}$: направленность 36,4 дБ; полная эффективность антенны 0,364; коэффициент апертурной эффективности 0,451; коэффициент рассеяния 0,806; ширина главного лепестка (по уровню -3 дБ) $2,205^\circ$

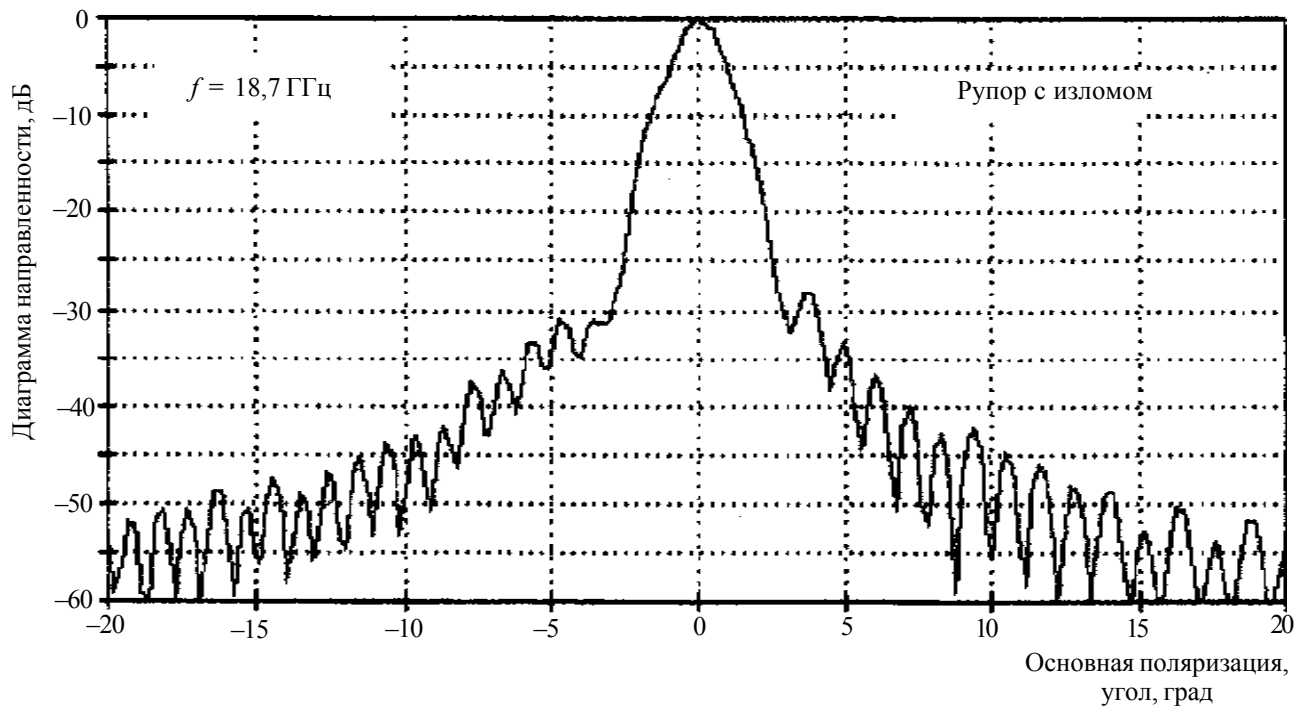


Рис.11.25. ДН зеркальной антенны на $f = 18,7 \text{ ГГц}$: направленность 40,2 дБ; полная эффективность антенны 0,283; коэффициент апертурной эффективности 0,304; коэффициент рассеяния 0,929; ширина главного лепестка (по уровню -3 дБ) $1,439^\circ$

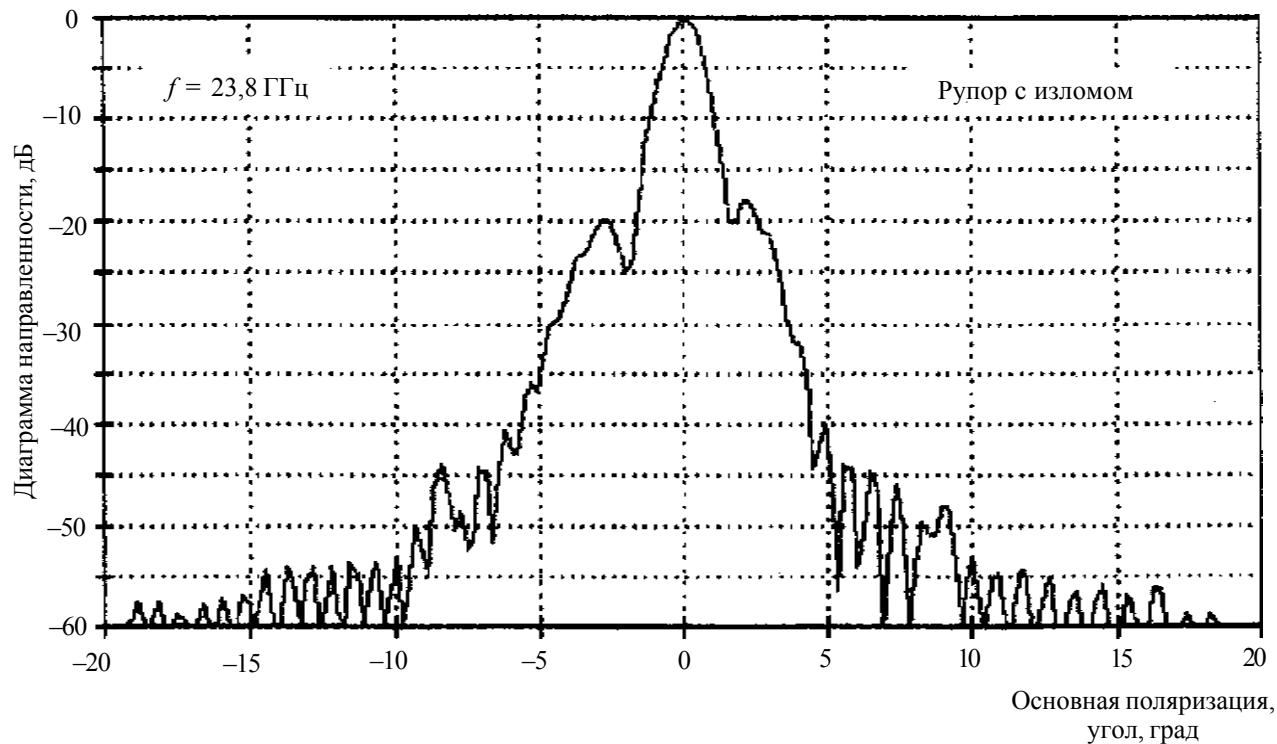


Рис. 11.26. ДН зеркальной антенны на $f = 23,8 \text{ ГГц}$: направленность 41,8 дБ; полная эффективность антенны 0,255; коэффициент апертурной эффективности 0,276; коэффициент рассеяния 0,923; ширина главного лепестка (по уровню -3 дБ) $1,144^\circ$

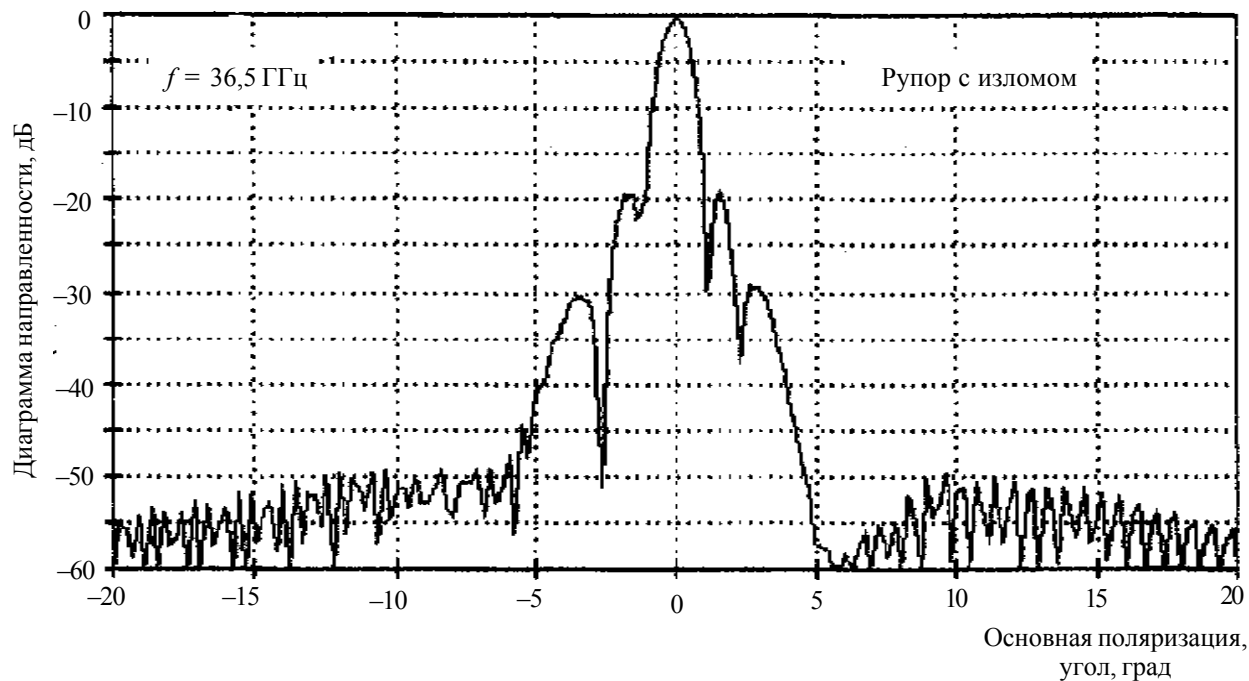


Рис. 11.27. ДН зеркальной антенны на $f = 36,7 \text{ ГГц}$: направленность 44,7 дБ; полная эффективность антенны 0,212; коэффициент апертурной эффективности 0,219; коэффициент рассеяния 0,965; ширина главного лепестка (по уровню -3 дБ) $0,927^\circ$

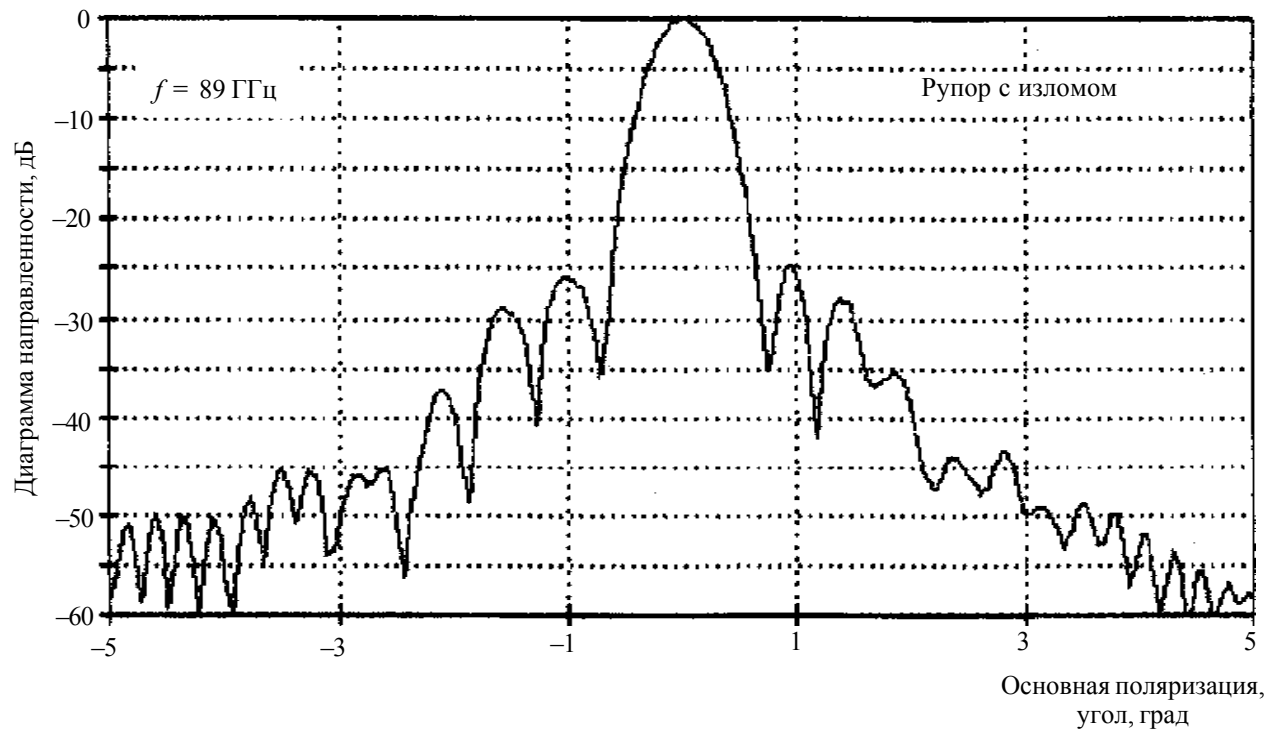


Рис.11.28. ДН зеркальной антенны на $f = 89 \text{ ГГц}$: направленность 51,5 дБ; полная эффективность антенны 0,169; коэффициент апертурной эффективности 0,170; коэффициент рассеяния 0,991; ширина главного лепестка (по уровню -3 дБ) $0,476^\circ$

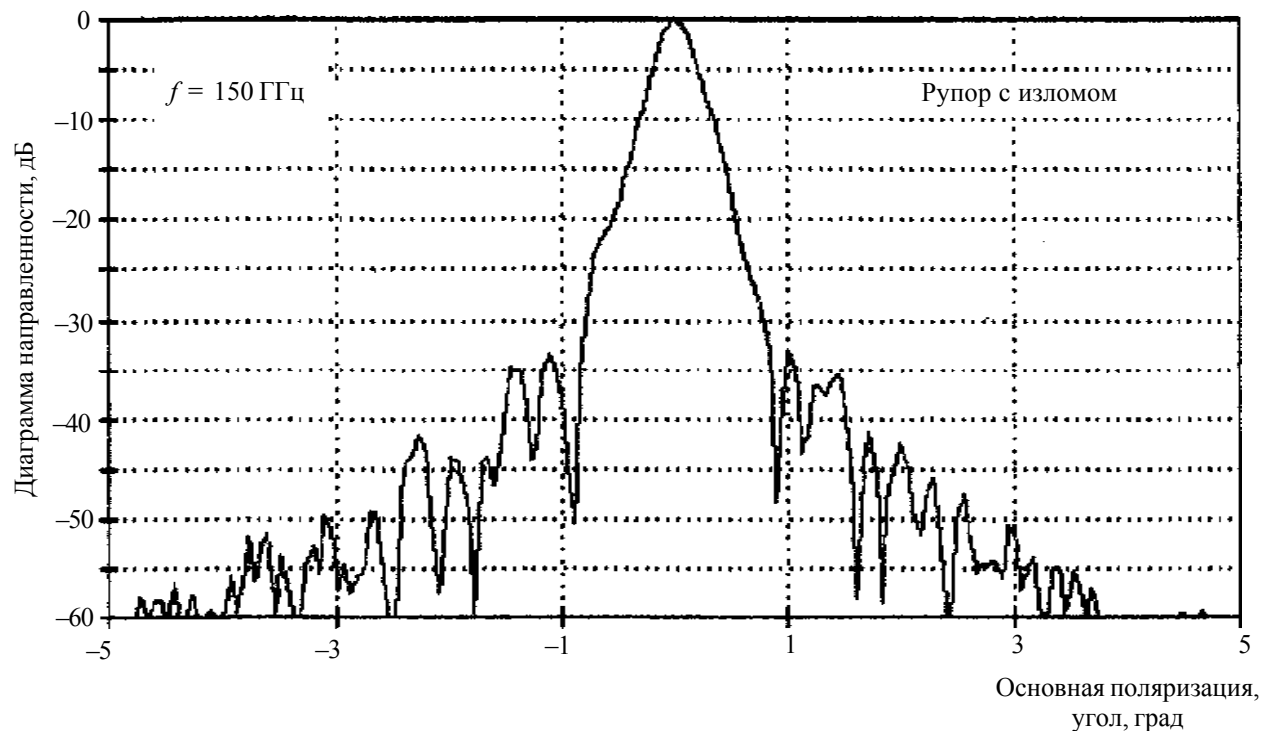


Рис. 11.29. ДН зеркальной антенны на $f = 23,8$ ГГц: направленность 54,6 дБ; полная эффективность антенны 0,123; коэффициент апертурной эффективности 0,123; коэффициент рассеяния 0,999; ширина главного лепестка (по уровню -3 дБ) $0,301^\circ$

Результаты расчетов параметров зеркальной антенны

f , ГГц	10,65	18,7	23,8	36,5	89	150
KIP_p	0,806	0,929	0,923	0,965	0,99	0,999
$KIP_{полн}$	0,364	0,283	0,255	0,212	0,17	0,123
$G_{полн}$, дБ	36,4	40,2	41,8	44,7	51,5	54,6
$K_p \cdot 10^2$	2,46	0,5	1,8	2,1	2,1	0,24
$\Delta\theta_{0,5 \text{ расч}}^\circ$	2,2	1,44	1,14	0,93	0,48	0,3
$\eta_{фид}$, дБ	0,4	0,5	0,55	0,7	0,9	1,0
$\eta_{БЗ}$, дБ	0,3	0,5	0,2	0,9	1,2	1,2
G_Σ , дБ	35,4	38,9	40,3	42,8	49,1	52,2

В табл. 11.4 использованы следующие обозначения:

KIP_p – коэффициент, учитывающий рассеяние энергии за края зеркала. С ростом частоты ДН рупорного облучателя сужается, что ведет к уменьшению величины рассеянной мощности;

$KIP_{полн}$ – коэффициент использования поверхности зеркала, учитывающий неравномерность амплитудно-фазового распределения токов на поверхности зеркала;

$G_{полн}$ – полный коэффициент усиления антенны;

K_p – доля энергии, содержащаяся в боковых лепестках диаграммы направленности;

$\Delta\theta_{0,5 \text{ расч}}^\circ$ – расчетная ширина ДН антенны по половинной мощности;

$\eta_{фид}$ – диссипативные потери высокочастотной энергии в цепи питания рупора (фильтры, соединительные волноводы, просачивание энергии в соседние частотные каналы и т. д.);

$\eta_{БЗ}$ – ориентировочные потери эффективности антенны, определяемые тем, что параболический рефлектор находится в

ближней зоне рупорного облучателя; учет этого фактора приведет к заметным отличиям распределения тока на поверхности рефлектора от рассчитанного; сложность учета этого фактора в математической модели устройства приводит к необходимости физического моделирования и, тем самым, экспериментального подтверждения и уточнения приведенных величин;

G_{Σ} , дБ – расчетная эффективность антенны с учетом всех перечисленных факторов.

11.5. Расчет конструкции параболического рефлектора

Рассматриваемый параболический рефлектор относится к внеосевым параболоидам, основными технологическими показателями которого служат следующие:

- форма рабочей световой зоны и ее размеры;
- уравнение параболоида в меридиональном сечении (т. е. в плоскости XOY), на рис.11.30;
- крутизна поверхности;
- радиус ближайшей сферы сравнения;
- асферичность поверхности в меридиональном сечении.

Рабочая световая зона внеосевого параболоида имеет форму эллипса с осями: большая ось – 980 мм, малая ось – 890 мм, если тело вырезки внеосевого параболоида имеет форму цилиндра, ось которого параллельна координатной оси OY .

Уравнение параболоида в меридиональном сечении (т. е. в плоскости XOY) имеет вид $y^2 = 2px = 2 \cdot 1960x = 3920x$ с радиусом при вершине $R_0 = p = 1960$ мм и фокусом F , лежащим на оси OX на расстоянии $p/2 = 980$ мм от вершины O параболоида, получаемого вращением поверхности B (рис. 11.30) вокруг оси координат OX .

Крутизна поверхности измеряется углом φ_c наклона к оси OX нормали к поверхности параболоида в верхней точке $C(x_c; y_c) = C(413, 660; 1185, 936)$ рабочей световой зоны $\varphi_c = \arctg y_c/p = \arctg 0,661885 = 33,5^\circ$.

Ближайшая сфера сравнения, меридиональное сечение которой получило название "четырёхточечной окружности" вследствие того, что эта окружность пересекает верхнюю и нижнюю ветви параболы в четырех точках:

$$C(x_c, y_c) = C(429,331; 1297,296);$$

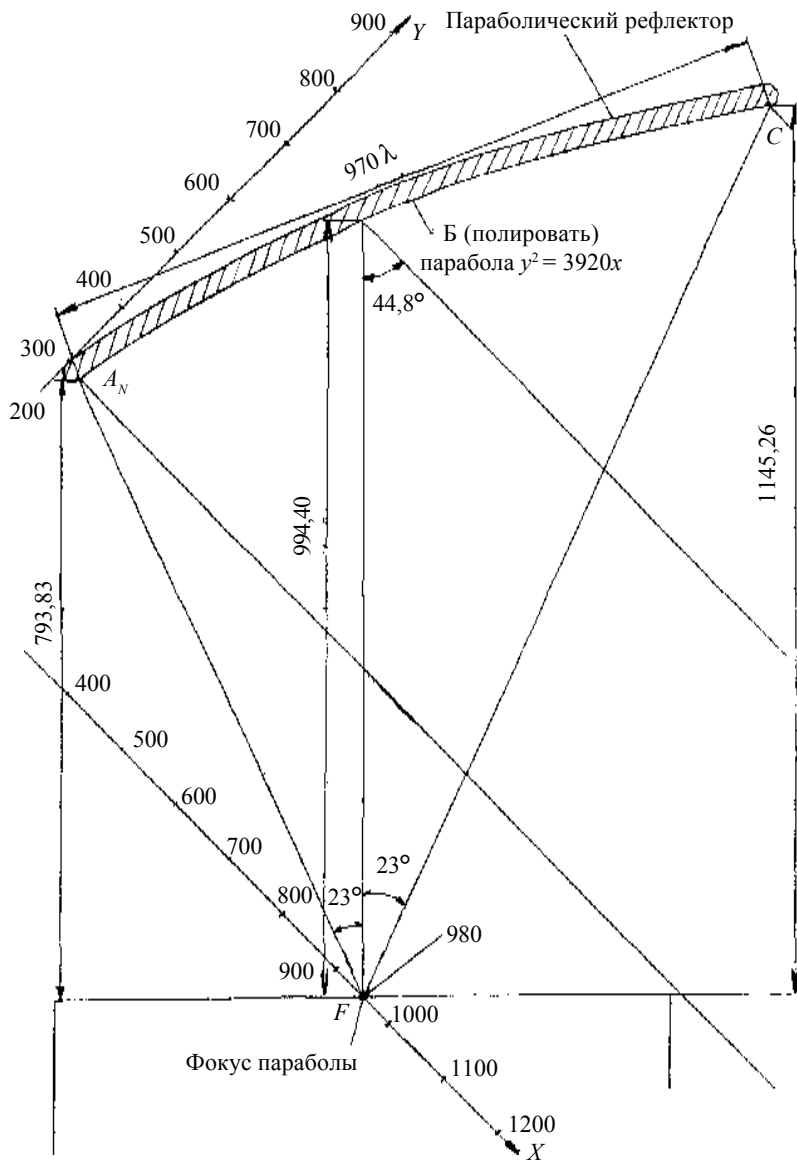


Рис. 11.30. Конструкция параболического рефлектора

$$AN(x_N, y_N) = A_N(40,565; 398,764);$$

$$(x_N, -y_N) = (40,565; -398,767);$$

$$(x_c, -y_c) = (429,331; -1297,296)$$

имеет радиус R_S , определяемый по формуле

$$R_S = \sqrt{\frac{2(y_N^2 + y_c^2) + (x_c - x_N)^2}{4} + \left[\frac{y_c^2 - y_N^2}{2(x_c - x_N)} \right]^2} = 2192,775 \text{ мм.}$$

У ближайшей сферы сравнения радиуса R_S ее центр M , лежащий на оси OX , смещен относительно начала координат O на величину X_0 , определяемую из соотношения

$$X_0 = \frac{X_c + X_N}{2} + \frac{Y_c^2 - Y_N^2}{2(X_c - X_N)} = 2194,947 \text{ мм.}$$

Проведенный точностной анализ показал, что отклонение значения радиуса ближайшей сферы сравнения R_S и отклонение величины смещения ее центра относительно начала координат X_0 должны быть одного знака для

$$R_S = 2192,775 \pm 0,01 \text{ мм} \quad \text{и} \quad X_0 = 2194,947 \pm 0,01 \text{ мм.}$$

Асферичность поверхности внеосевого параболоида в меридиональном сечении (т. е. в плоскости XOY) определяется величинами A_4 , представляющими собой наибольшие отступления поверхности внеосевого параболоида от ближайшей сферы сравнения. При этом A_4 определяется как разность радиусов двух сфер, описанных из одного центра M , лежащего на оси OX и смещенного от начала координат на величину X_0 , т. е. A_4 равна разности радиусов ближайшей сферы сравнения и сферы, проходящей через текущую точку параболы с координатами x_n, y_n

$$A_4 = R_S - \sqrt{(x_n - x_0)^2 + y_n^2}.$$

Результаты расчета A_4 сведены в табл. 11.5.

К дополнительным технологическим характеристикам параболического рефлектора относятся:

– угол ψ_V , определяемый наклоном прямой, проведенной из центра ближайшей сферы сравнения в условный центр $V(x_V, y_V)$ рабочей световой зоны внеосевого параболоида

$$\psi_V = \arcsin \frac{A_N C}{2R_S} + \arcsin \frac{Y_N}{R_S} = 23,56^\circ;$$

– координаты условного центра $V(x_V, y_V)$ рабочей световой зоны внеосевого параболоида

$$Y_V = -\frac{p}{\operatorname{tg} \psi_V} + \sqrt{\left(\frac{p}{\operatorname{tg} \psi_V}\right)^2 + 2px_0} = 762,57 \text{ мм};$$

$$X_V = \frac{Y_V^2}{2p} = 171,03 \text{ мм}.$$

Таблица 11.5

Результаты расчета параметра A_4

Y , мм	X , мм	A_4 , мм
A_N : 398,767	40,565	1,7988
400	40,816	1,8208
500	51,658	2,755
550	63,776	3,7364
600	91,837	5,7515
650	107,781	6,7371
700	125,0	7,6708
750	143,495	8,5233
800	163,965	9,2614
850	184,311	9,8510
900	206,633	10,2552

Продолжение табл. 11.5

Y, мм	X, мм	A ₄ , мм
950	230,230	10,4339
1000	255,102	10,3455
1050	981,250	9,9474
1100	308,673	9,1932
1150	337,372	8,0359
1200	367,347	6,4260
1250	398,597	4,3113
C: 1297,296	429,331	1,7988

Приведенные выше технологические параметры внеосевого параболоида позволяют полностью решить задачи изготовления и производственного контроля параболического рефлектора.

11.6. Методика текущей калибровки бортового радиометра

Достоверная интерпретация радиометрических измерений обеспечивается с помощью текущих калибровочных процедур, осуществляемых при каждом цикле сканирования. Измерительная информация накапливается в течение времени вращения антенны в пределах (–50 до +50 град), калибровочная информация фиксируется в моменты прохождения прожекторного луча антенны через калибровочные отражатели двух типов. Первый отражатель (рис. 11.31) представляет собой плоский металлический экран, расположенный на торцевой поверхности КА таким образом, что переотраженный от него прожекторный луч направляется на свободный участок неба с известной шумовой температурой.

К плоскому экрану не предъявляется жестких требований по качеству плоскостности, как к параболическим отражателям. Если ДН переотраженного луча концентрируется в угловом секторе порядка 10–15 град, то это не приведет к изменению уровня принимаемой шумовой мощности. Второй отражатель выполнен в виде вырез-

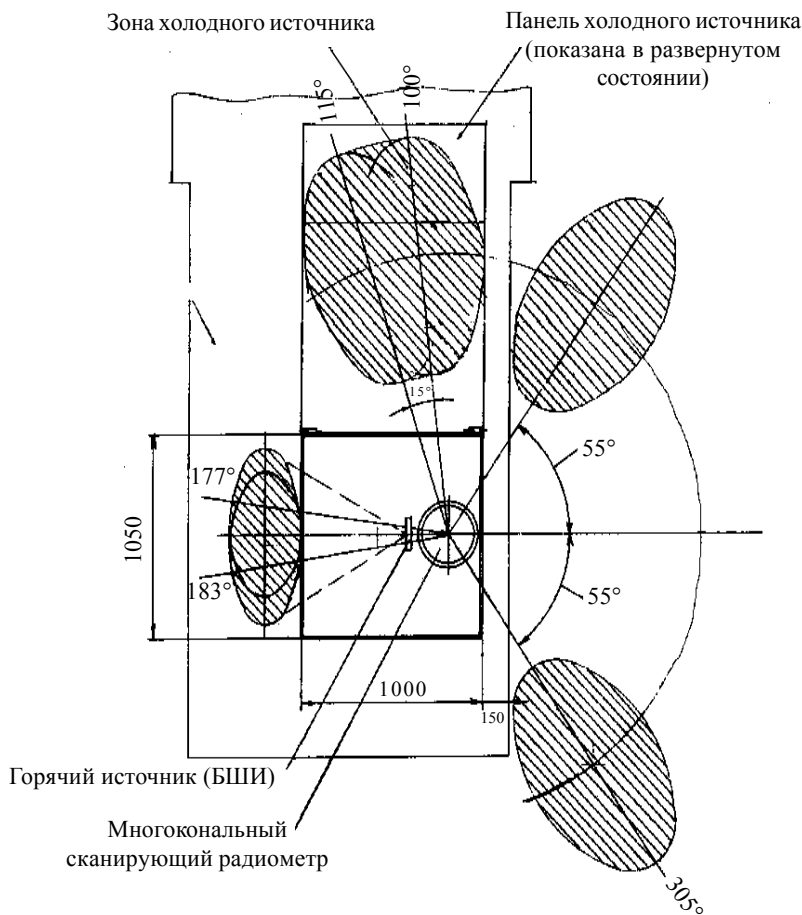


Рис. 11.31. Схема рабочих зон радиометра

ки из параболического зеркала, аналогичной основной зеркальной антенне, (рис. 11.2) и расположен на той же торцевой поверхности КА таким образом, чтобы при вращательном движении основного зеркала прожекторные лучи двух антенн становились коллинеарными (сонаправленными) с встречной ориентацией. При этом зона фокусировки или концентрации поля калибровочного зеркала, именуемая кластером, должна последовательно проходить по раскрыву окна БШИ с контролируемой температурой. В этом случае при относительно небольших размерах удастся зафиксировать приемником радиометра практически всю излучаемую шумовую мощность. Доля

перехватываемой шумовой мощности при движении основной антенны пропорциональна величине скалярного произведения поля в кластере на поле, излучаемое БШИ, которая полагается равномерно распределенной по раскрытию окна со случайной поляризацией векторных компонент. В соответствии с этим время калибровки определяется временем прохождения кластера по раскрытию окна с 4%-ным снижением уровня шумовой мощности.

Проведенные расчеты позволили установить, что время прохождения луча антенны радиометра в калибровочной зоне составляет порядка 14 мс. На рис. 11.32, 11.33, 11.34 показаны картины пространственного распределения шумовой мощности на частоте 10,7 ГГц, перехватываемой антенной радиометра при ее вращении вокруг линии визирования, совпадающей с осью рупора и линии уров-

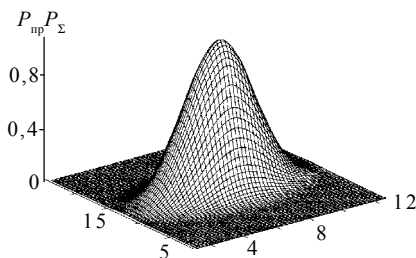


Рис. 11.32. Диаграмма облучения без смещения антенны для $f = 10,6$ ГГц

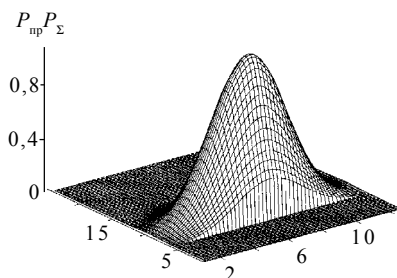


Рис. 11.33. Диаграмма облучения со смещением антенны на 1,5 угл. град для $f = 10,6$ ГГц

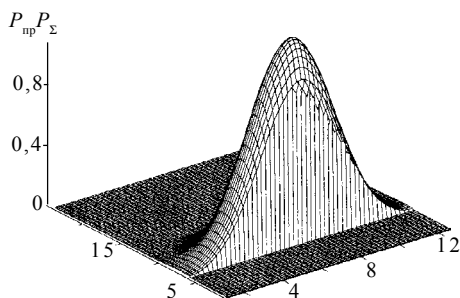


Рис. 11.34. Диаграмма облучения со смещением антенны на 2,5 угл. град для $f = 10,6$ ГГц

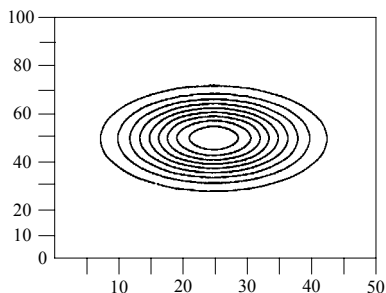


Рис. 11.35. Линии равного уровня диаграммы облучения без смещения антенны для $f = 10,6$ ГГц

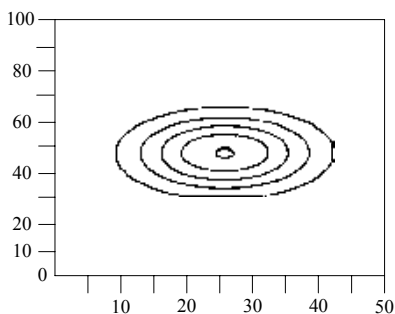


Рис. 11.36. Линии равного уровня диаграммы облучения для смещения антенны на 1,5 угл. град для $f = 10,6$ ГГц

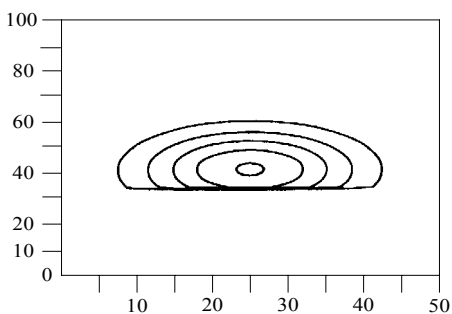


Рис. 11.37. Линии равного уровня диаграммы облучения для смещения антенны на 2,5 угл. град для $f = 10,6$ ГГц

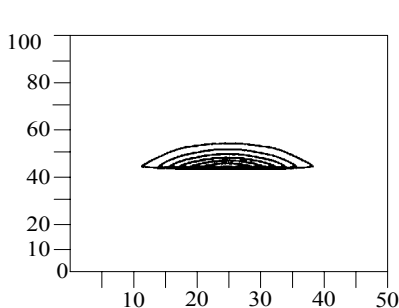


Рис. 11.38. Линии равного уровня диаграммы облучения для смещения антенны на 4 угл. град для $f = 10,6$ ГГц

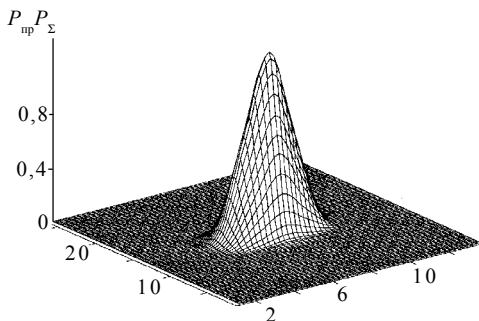


Рис. 11.39. Диаграмма облучения без смещением антенны для $f = 18,7$ ГГц

ней кластера для нескольких положений луча антенны в калибровочной зоне сектора сканирования, а на рис. 11.35–11.38 показаны линии уровня поля с шагом 0,2. Приведенные диаграммы позволяют рассчитать долю мощности P_{Σ} , излучаемой БШИ, попадающей на вход радиометрического приемника $P_{пр}$. При работе радиометра на более высоких частотах эффективный диаметр кластера уменьшается и степень снижения мощности на краю калибровочной зоны будет меньше 4 %. На рис. 11.39 показана пространственная форма кластера на частоте 18,7 ГГц, подтверждающая этот вывод. Для оценки величин коэффициентов рассеяния мощности в процессе переотражения электромагнитной энергии от зеркал в кирхгофовом прибли-

Коэффициент рассеянной мощности в зависимости от диаметра калибровочного зеркала на двух рабочих частотах

f , ГГц	β ($GHB_k = 1,5$ м)			
	$D_2 = 900$ мм	$D_2 = 1000$ мм	$D_2 = 1100$ мм	$D_2 = 1200$ мм
10,65	16 %	0,775 %	0,415 %	0,25 %
18,7	0,18 %	—	—	—

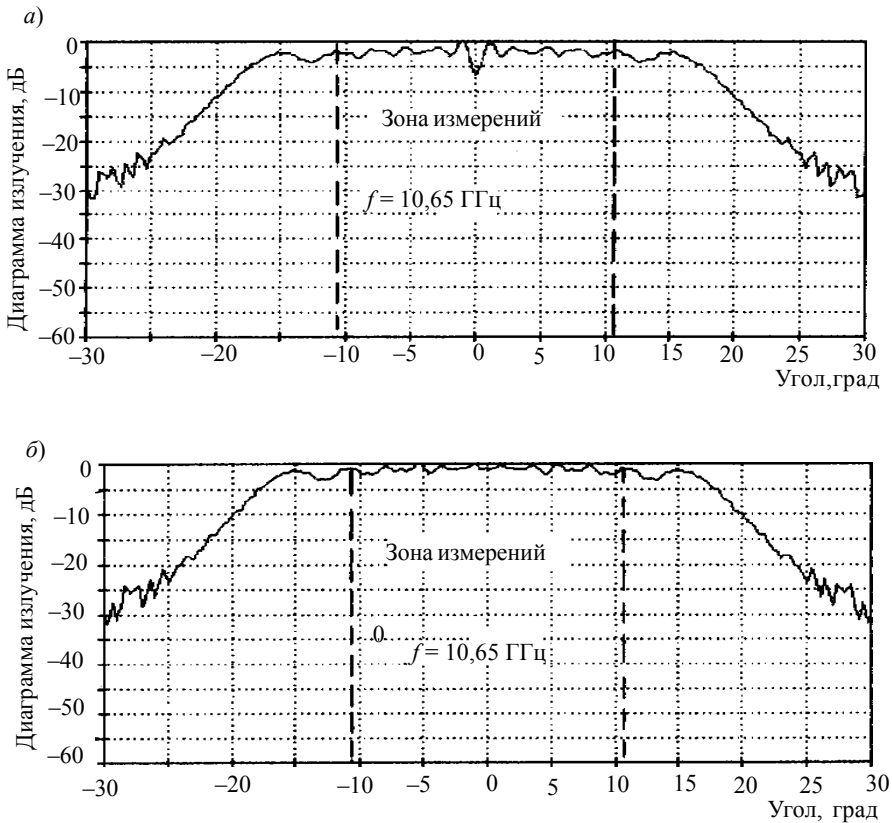


Рис. 11.40. Распределение поля в поперечном сечении прожекторного луча вблизи раскрыва калибровочного зеркала на $f = 10,65$ (а) и $10,85$ (б) ГГц

жении был проведен расчет структуры полей в ближней зоне. В табл. 11.6 представлены значения коэффициентов рассеянной мощности в зависимости от диаметра калибровочного зеркала на двух рабочих частотах, а на рис. 11.40, 11.41, 11.42 показано распределение поля в поперечном сечении прожекторного луча вблизи раскрыва калибровочного зеркала. Эти результаты позволяют спрогнозировать общие потери шумовой мощности, излученной БШИ, в режиме калибровки и при необходимости провести коррекцию размеров калибровочного зеркала и раскрыва окна БШИ.

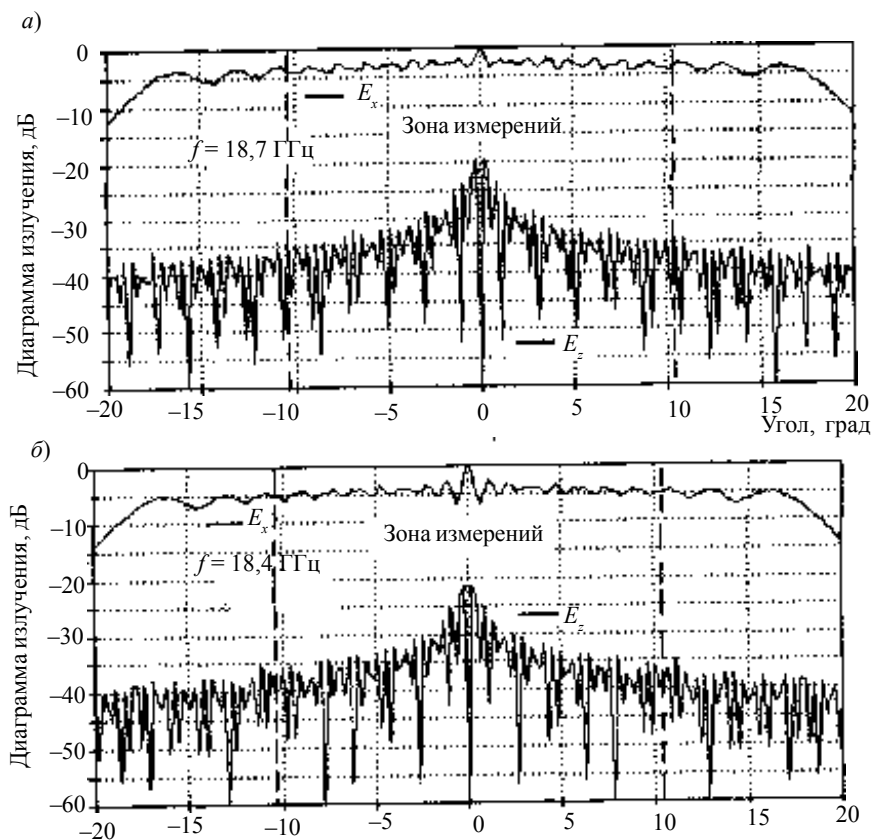


Рис. 11.41. Распределение поля в поперечном сечении прожекторного луча вблизи раскрыва калибровочного зеркала на $f = 18,7$ (а) и $18,4$ (б) ГГц

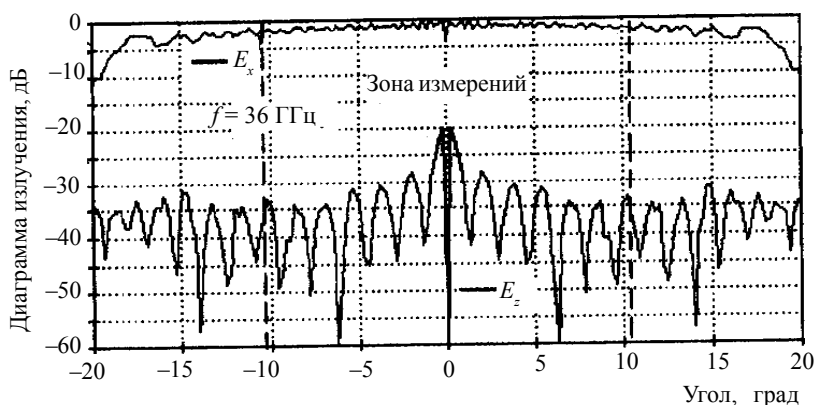


Рис. 11.42. Распределение поля в поперечном сечении прожекторного луча вблизи раскрыва калибровочного зеркала на $f = 36,5$ ГГц

БШИ представляет собой металлический корпус, внутри которого расположена пластина излучателя, закрытая со стороны апертуры теплозащитной вставкой. С противоположной стороны излучателя находится пластина нагревателя. Температура излучателя измеряется платиновыми датчиками температуры, соединенными, как и нагреватель, с блоком управления БШИ, обеспечивающим постоянную температуру пластины излучателя и, следовательно, постоянную шумовую температуру по программе, выполняемой центральным процессором.

Структурная схема управления нагревом БШИ приведена на рис. 11.43.

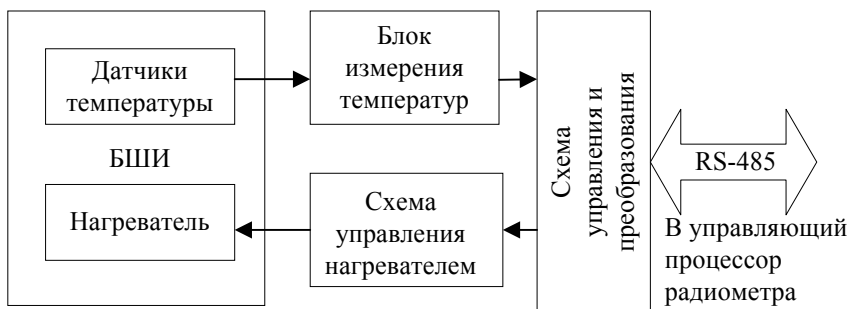


Рис. 11.43. Структурная схема управления приводом БШИ

11.7. Влияние фонового излучения на радиометрические измерения

При движении спутника по синхронно-солнечной орбите могут иметь место дополнительные погрешности радиометрических измерений за счет солнечной радиации, попадающей на вход приемника в результате отражения от зеркала холодного космоса (рис. 11.44). На рис. 11.45 приведена траектория движения спутника по солнечной орбите, а на рис. 11.46 схематически показана привязка аппаратуры радиометра к системе координат спутника. Первичное размещение зеркала холодного космоса соответствовало сдвигу 45° по оси β (по углу места). Из рис. 11.47 следует, что при $\beta = 45^\circ$ имеет место попадание солнечной радиации, отраженной от зеркала холодного космоса, на вход радиометрического приемника. Поэтому для нейтрализации этого воздействия необходимо повернуть по углу места зеркало холодного космоса на 5° , что обеспечит защитный интервал не менее 10° от направления приема солнечной радиации.

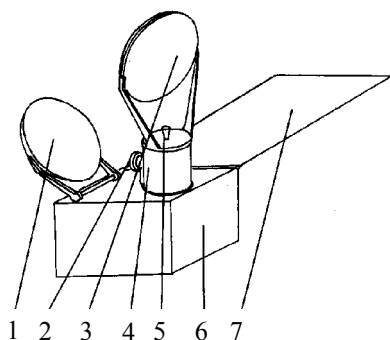


Рис. 11.44. Сканирующий радиометр:

- 1 – зеркало горячего источника;
- 2 – бортовой широкоапертурный излучатель;
- 3 – основной рефлектор;
- 4 – вращающаяся часть;
- 5 – многоканальный облучатель;
- 6 – неподвижная часть;
- 7 – зеркало холодного космоса

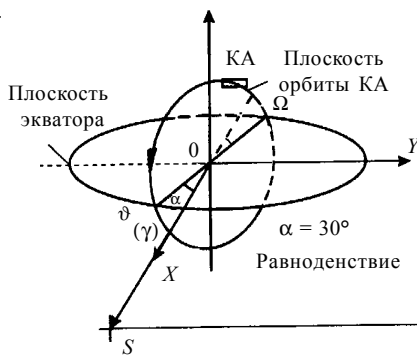


Рис. 11.45. Траектория движения спутника по синхронно-солнечной орбите

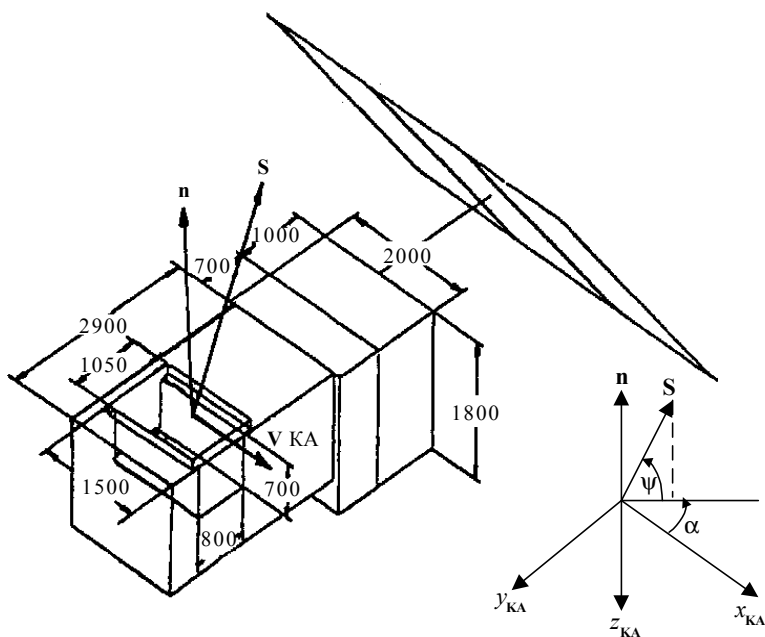


Рис. 11.46. Привязка аппаратуры к системе координат спутника

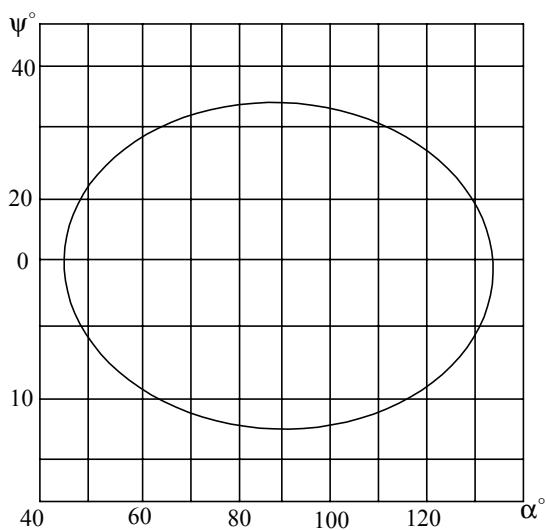


Рис.11.47. Углы визирования Солнца в системе координат спутника

Выражение для антенной шумовой температуры при наблюдении Земли записывается в виде

$$T_A = \left[T_{\text{я}}(1-\beta) \frac{4\pi - \Omega_3}{\Omega_6} \right] + \beta T_{\text{ф}} \frac{\Omega_6 - \Omega_3}{\Omega_6} \eta_A + (1 - \eta_A) T_0,$$

где $T_{\text{я}}$ – радиояркая температура Земли; β – коэффициент рассеяния антенны; η_A – КПД антенны; T_0 – термодинамическая температура антенны; $T_{\text{ф}}$ – шумовая температура фона; Ω_3 – телесный угол Земли; Ω_6 – телесный угол боковых лепестков; $\Omega_{\text{гл}}$ – телесный угол главного лепестка.

Температура фона является суммой собственного излучения космического аппарата и излучения Солнца, рассеянного космическим аппаратом. Собственное шумовое излучение космического аппарата можно записать

$$T_{\text{ш}} = (1 - |\Gamma_1|^2) T_0,$$

где Γ_1 – коэффициент отражения от поверхности антенны.

Величина $T_{\text{ш}}$ составляет 5–50 К. Солнечное излучение зависит от принимаемой длины волны. Величина плотности потока солнечной энергии может быть записана

$$S_{\Theta} = \frac{k}{2\pi\lambda^2} T_{\Theta} \Omega_{\Theta},$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/град Гц – постоянная Больцмана; λ – длина волны; $\Omega_{\Theta} = 6 \cdot 10^{-5}$ стер – телесный угол Солнца; $T_{\Theta} [\text{К}] = 5 \cdot 10^{-5} \lambda$ – радиояркая температура Солнца (λ – длина волны излучения Солнца).

Мощность, попадающая в зеркало от диффузной поверхности космического аппарата, определяется выражением

$$P_k = S_{\text{эф}} S_{\Theta} F(\psi),$$

где $S_{\text{эф}}$ – эффективная поверхность антенны; ψ – угол места; $F\psi$ – диаграмма рассеяния.

Для угла $\psi = 45^\circ$ величина $F(\psi) = 0,1$. Расчетное значение коэффициента рассеяния диаграммы направленности антенны при сканировании Земли составляет для частоты 10,65 ГГц величину 0,0167, для частоты 18,7 ГГц – величину 0,005. Для более высоких частот коэффициент рассеяния менее 10^{-3} . Тогда шумовое излучение Солнца, принимаемое антенной при сканировании Земли, при угле визирования на Солнце 45° составляет около $1,67 \cdot 10^{-1}$ К. При изменении угла

визирования Солнца в пределах 0–50 угл. град шумовая температура фона, принимаемая антенной на частоте 10,65 ГГц, будет изменяться в пределах от 10^{-2} до 1,2 К.

При калибровке радиометра по зеркалу холодного космоса шумовая температура запишется в виде

$$T_{\text{А.х.к}} = T_{\text{х.к}}(1 - \beta_{\text{гл}})\eta + \beta_{\text{гл}}\eta T_{\text{ф}} + T_0(1 - \eta),$$

где $T_{\text{х.к}}$ – температура холодного космоса.

В этом случае коэффициент рассеяния совпадает с вышеназванным, а величина шумового фонового излучения, принимаемого антенной, будет равной предыдущей.

При калибровке антенны по бортовому широкоапертурному излучателю коэффициент рассеяния антенны составит величину $2 \cdot 10^{-3}$ на частоте 10,65 ГГц. В этом случае принимаемое фоновое излучение антенны на частоте 10,65 ГГц будет не более 0,2 К. На других частотах фоновое излучение будет существенно меньше.

В результате проведенных расчетов видно, что погрешность измерения шумового излучения Земли за счет фонового излучения при использовании калибровок не будет превышать 0,2 К.

12. ТЕПЛОВОЙ И МЕХАНИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ МНОГОКАНАЛЬНОГО РАДИОМЕТРА

12.1. Тепловой расчет

В космосе основным процессом теплообмена КА и его элементов с окружающим пространством является излучение. Внешняя поверхность КА подвергается воздействию потоков энергии, излучаемой Солнцем, планетами и фоновой радиацией (излучение галактик, звезд и т. д.).

Поверхность космического аппарата излучает в окружающее пространство энергию, пропорциональную поглощенному внешнему тепловому потоку и внутренним тепловыделениям в самом аппарате.

Солнце является основным источником излучения в околосолнечном пространстве. Плотность солнечного излучения составляет на верхней границе земной атмосферы около $q_c = 1400 \text{ Вт/м}^2$ и изменяется обратно пропорционально квадрату расстояния от Солнца. Излучение Земли состоит из отраженного солнечного излучения и собственного излучения, определяемого ее температурой. Интегральное количество энергии, идущее от поверхности планеты, практически равно количеству солнечной энергии, падающей на нее. Отраженная энергия пропорциональна альбедо планеты a . Для Земли $\alpha = 0,35$, а плотность излучения Земли $q_{30} = 1400 \cdot 0,35 = 490 \text{ Вт/м}^2$.

Фоновая радиация мала и в сумме по любому направлению не превышает 10^{-5} Вт/м^2 .

Для элемента внешней поверхности космического аппарата можно записать тепловой баланс

$$m_i c_i \frac{dT}{d\tau} = \sum \Phi_i A_i + \Phi_{\text{вн}} - \epsilon \sigma T^4, \quad (12.1)$$

где m_i – масса поверхности элемента; c_i – теплоемкость; T – температура элемента; Φ_i – внешний лучистый тепловой поток, падающий на поверхность элемента; $\Phi_{\text{вн}}$ – количество тепла, подведенное к эле-

менту поверхности от смежных частей КА; A_i – коэффициент поглощения поверхности; ε_i – степень черноты поверхности; $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8} \text{ Вт/м}^2\text{К}^4$ – постоянная Стефана–Больцмана.

Сумма внешних тепловых потоков

$$\Sigma \Phi_i = A_c j_c q_c + A_z j_z q_z. \quad (12.2)$$

Коэффициенты поглощения A_c и A_z идентичны, так как источником излучения в обоих случаях является Солнце. В установившемся тепловом режиме величина аккумулируемой космической аппаратом энергии равна нулю. Поэтому, используя уравнение (12.2), можно записать выражение из уравнения (12.1) в виде

$$T = \sqrt[4]{\frac{\frac{A_S}{\varepsilon} q_c \Phi_c + q_z \Phi + q_{\text{вн}}}{\sigma}}. \quad (12.3)$$

Величина $q_{\text{вн}}$ зависит от внешних условий и температур элементов, окружающих исследуемую часть конструкции. В общем виде выражение для определения $q_{\text{вн}}$ имеет вид

$$q_{\text{вн}} = \frac{1}{F} \sum_{i=1}^n \varepsilon_i \sigma_i T_i^4 \Phi_{ij} F_i, \quad (12.4)$$

где Φ_{ij} – угловые коэффициенты между поверхностями соответствующих окружающих элементов и поверхностью исследуемого элемента конструкции; F_i – площадь поверхности i -го окружающего элемента; ε_i – степень черноты i -го окружающего элемента; T_i – температура поверхности i -го окружающего элемента; n – количество элементов, окружающих исследуемый элемент.

Из зависимости (12.4) видно, что расчет величины $q_{\text{вн}}$ очень трудоемок и связан с решением систем нелинейных уравнений большой размерности, так как T_i в общем случае неизвестны.

В данном случае в связи с незначительным влиянием $q_{\text{вн}}$ на температуру исследуемых элементов конструкции величина $q_{\text{вн}}$ была принята равной 100 Вт/м^2 , что заведомо превышает реальное значение $q_{\text{вн}}$.

В настоящее время приборы и сам КА изготавливаются из специальных конструкционных материалов, а поверхности приборов КА покрыты специальными эмалями и тканевыми материалами. Эти материалы обладают различными величинами поглощения солнеч-

ной энергии и степени черноты, что позволяет излучать выделенную тепловую энергию внутри приборов и переизлучать тепло, полученное от Солнца. Тем самым появляется возможность заставить температуру внутри прибора, установленного на освещенной поверхности КА.

Наиболее распространенным конструкционным материалом является композиционный материал, имеющий характеристики: $A_S = 0,75$ и $\epsilon = 0,94$.

Терморегулирующее покрытие класса истинный отражатель имеет характеристики $A_S \leq 0,3$ и $\epsilon \geq 0,9$ (излучатель – белая эмаль).

Тепловой режим зеркала горячего источника определяется теплообменом с окружающей средой с учетом взаимного экранирования и переизлучения зеркала антенны, горячего источника, контейнера комплекса. Влиянием кондуктивной составляющей между зеркалом горячего источника, зеркалом антенны и контейнером комплекса можно пренебречь вследствие конструкции соединительных кронштейнов, имеющих большое термическое сопротивление проходу тепла.

Таким образом, температуры зеркала полностью определяются его внешним теплообменом с окружающей средой.

Из анализа конструкции аппарата следует, что в режиме наибольшей температуры зеркала угол падения солнечного излучения равен 45° .

Солнце облучает вогнутую поверхность зеркала. Тыльная поверхность зеркала облучается потоком излучения от Земли с углом примерно 10° .

Расчет температуры зеркала проведен по (12.3) для следующих вариантов поверхности зеркала:

а) зеркало антенны без специального покрытия эмалью, т. е. оптические коэффициенты исходного композиционного материала: $A_S = 0,75$, $\epsilon = 0,94$.

$$T = \sqrt[4]{\frac{A_S}{\epsilon} \frac{q_S \Phi_c + q_z \Phi + q_{\text{вн}}}{\sigma}} =$$

$$= \sqrt[4]{\frac{0,75}{0,94} \frac{1400 \cdot 0,7 + 490 \cdot 0,17 + 100}{5,67 \cdot 10^{-8}}} = 361,2 \text{ K} = 88,2^\circ \text{ C};$$

б) зеркало покрыто белой эмалью с оптическими коэффициентами $A_S \leq 0,3$ и $\epsilon \geq 0,9$

$$T = 307,9 \text{ K} = 34^\circ \text{ C}.$$

В режиме наибольшей температуры (максимальных внешних тепловых потоков) задняя сторона сканирующего зеркала облучается Солнцем под углом примерно 45° , а вогнутая поверхность зеркала ориентирована на Землю. В расчетах предполагалось, что Солнце облучает зеркало на всей территории. Так как зеркало вращается на один оборот за 1,7 с, то на Землю оно ориентировано половину оборота, и поэтому зеркало находится в квазистационарном тепловом режиме. Проведем расчет температуры сканирующего зеркала для следующих случаев:

1. Зеркало антенны без специального покрытия эмалью, т. е. оптические коэффициенты поверхности зеркала соответствуют исходному композиционному материалу. Расчеты дают $T = 375,4 \text{ K} = 102,4^\circ \text{ C}$.

2. Зеркало покрыто белой эмалью с оптическими коэффициентами $A_S \leq 0,3$ и $\epsilon \geq 0,9$. Из расчетов получаем $T = 329,8 \text{ K} = 56,8^\circ \text{ C}$.

Для этого элемента конструкции также видно, что температура зеркала стабилизируется на достаточно низком значении.

Приборный отсек имеет форму цилиндра (для тепловых расчетов) с размерами: диаметр 350 мм, высота 400 мм. Внутри отсека расположены приборы со средним тепловыделением 50 Вт. По формуле (12.3) проведем расчет температуры приборного отсека для поверхности, покрытой белой эмалью с оптическими коэффициентами $A_S \leq 0,3$ и $\epsilon \geq 0,9$. Из расчета следует, что $T = 307 \text{ K} = 34^\circ \text{ C}$.

При непрерывной работе радиометра тепловой расчет проводится по выражению (12.5)

$$t_i = QR + t_{\text{нар}} + (t_{\text{пр}}^0 - QR - t_{\text{нар}}) e^{-\frac{\tau}{RGc}}, \quad (12.5)$$

где t_i – текущая температура радиометра, К; Q – величина теплопроводности прибора, Вт; R – термическое сопротивление отвода тепла в окружающую среду, К/Вт; $t_{\text{нар}}$ – температура окружающей среды, К; $t_{\text{пр}}^0$ – начальная температура радиометра, К; τ – время работы радиометра, с; G – вес радиометра, кг; c – средняя удельная теплоемкость, Дж/кгК.

В нем учитывается нестационарный тепловой режим теплопередачи. Результаты расчета для этого случая приведены в табл. 12.1.

Расчеты показали, что установившаяся температура прибора достигает $69,8^\circ \text{ C}$ через 9 ч непрерывной работы радиометра.

Проведенные расчеты показали, что тепловой режим многоканального радиометра при использовании специальных покрытий характери-

Результаты расчета температуры антенного блока

τ , ч	T_A , °C
1	45
2	52
3	57
4	61
5	64
6	66
7	68
8	69
9	69,8

зуется незначительными температурами. При этом установившаяся температура для составных частей радиометра следующая:

- зеркало горячего источника – 34 °C;
- зеркало антенное сканирующее – 56,8 °C;
- вращающаяся часть антенной подсистемы – 69,8 °C.

12.2. Принцип разработки математических моделей конструкций космической техники

Общие положения

Существующие и вновь создаваемые конструкции космической техники отличаются разнообразием. Их множественные отличия друг от друга вместе с тем включают немало подобных элементов. Исходя из эксплуатационных условий и действующих нагрузок, различные узлы космических конструкций можно рассчитать по единой методике. Но при этом нельзя упускать из виду то, что их проектирование и расчет во многом отличаются от проектирования и расчета сооружений и аппаратуры эксплуатируемых в наземных условиях.

Особенности проектирования подобных конструкций вызваны различными воздействующими на них факторами окружающей среды и механическими усилиями (ударными импульсами, вибрациями и т. п.), приложенными к ним в момент старта, полета на участке выведения на

орбиту, при орбитальном маневре, торможении при возвращении на Землю и т. д.

К числу факторов окружающей среды следует отнести:

- длительное пребывание в условиях невесомости с инерционными нагрузками на несколько порядков меньшими, чем в земных условиях (полет по орбите);
- кратковременное (ударное) воздействие инерционных нагрузок (выведение, маневр, стыковка и т. п.);
- зависимость распределения гравитационного градиента от распределения массы объекта;
- существенное влияние аэродинамического давления при полете на низких орбитах и давления света при полете на высоких орбитах;
- для целого ряда элементов космических конструкций существенное влияние температурных градиентов при перепаде температур (от -160 до $+100^{\circ}\text{C}$).

Однако и малые механические нагрузки с незначительным перепадом температур в условиях космического полета приводят к изменениям формы конструкции. Оболочки космических антенн должны быть рассчитаны из условий сохранения рабочей поверхности с высокой точностью. Для разворачиваемых в космосе конструкций при расчете весьма важно учитывать требования упорядоченного раскрытия. Множество пленочных (тканевых) элементов, практически не обладающих моментом инерции и не способных воспринимать усилия сжатия, должны рассчитываться по схеме мягкой оболочки.

Значительное место отводится стержневым конструкциям, связанными и не связанными с упомянутыми оболочками. Во всех подобных случаях должны решаться задачи оптимизации.

Тенденция к совершенствованию расчетных схем, их максимальному приближению к реальности – характерна для проектирования современных космических конструкций. Следствием такого совершенствования является получение в процессе расчета данных, которые на Земле экспериментально получить практически невозможно и они позволяют существенно уменьшить массу силовых элементов космических конструкций.

Современные расчетные схемы основываются на представлении конструкции в виде дискретных элементов. Для решения поставленных задач широко используют численные методы и вычисления на

ЭВМ. Для анализа разнообразных сложных конструкций разработаны алгоритмы и созданы программы.

Среди различных методов расчета космических конструкций выделяется метод конечных элементов (МКЭ). С его помощью наиболее достоверно описывается напряженное состояние конструкций и ее деформации при действии любых нагрузок. Он универсален, так как применим к объектам различных конфигураций и позволяет учитывать динамику, нелинейность и в то же время легко алгоритмизируется и реализуется с использованием ЭВМ.

Сущность метода конечных элементов

Идея МКЭ заключается в аппроксимации сплошной среды с бесконечным числом степеней свободы с совокупностью простых элементов, имеющих конечное число степеней свободы и связанных между собой в узловых точках. МКЭ предусматривает следующие основные этапы расчета:

- разбиение рассматриваемой конструкции (тела) на конечные элементы;
- аппроксимацию зависимых переменных кусочно-полиномиальными функциями с неизвестными параметрами для каждого конечного элемента;
- подстановку аппроксимирующей функции в определяющие уравнения и их решения, дающие значение параметров, полностью определяющих искомые функции внутри элемента через их значения в узловых точках.

Математически МКЭ представляет минимизацию функционала потенциальной энергии путем отыскания линейной комбинации пробных функций

$$\varphi = \sum_1^N a_i \varphi_i,$$

где a_i – коэффициенты, определяемые из системы N алгебраических уравнений; φ_i – пробные функции.

Основная задача – выбрать φ_i так, чтобы обеспечить простоту вычисления с заданной точностью.

При применении МКЭ эти функции принимают кусочно-полиномиальными, отличными от нуля в окрестности только одного узла,

при этом коэффициенты a_i приобретают определенный физический смысл.

В подавляющем большинстве расчетов в качестве базового метода используется метод перемещения. В этом случае разрешающее уравнение получают путем минимизации полной потенциальной энергии системы, представленной полем перемещения. Этими уравнениями описывается равновесие узлов системы, а искомые неизвестные являются компонентами перемещения узлов.

Расчет с помощью МКЭ в форме метода перемещений сводится к следующим операциям:

- разбиение конструкции на конечные элементы (КЭ) и подготовка топологической, геометрической и физической информации, установление факторов взаимодействия с внешней средой;
- построение для выделенных КЭ соответствующих матриц (жесткости, масс, теплопроводности и др.) и векторов, определяющих зависимости между реакциями и перемещениями в узлах элемента;
- формирование размещающей системы линейных алгебраических уравнений (дифференциальных уравнений в нестационарных случаях);
- решение системы уравнений и установление полей перемещений, напряжений, температуры и др.;
- обработку и анализ полученной информации.

Математический аппарат метода конечных элементов

Основные уравнения теории упругости твердого тела выводятся с учетом следующих допущений:

- рассматриваемая конструкция (твердое тело) обладает свойствами сплошности и однородности;
- испытываемые ею деформации незначительны, поэтому зависимости перемещений и деформаций линейны, а уравнения равновесия можно составить для начального недеформированного состояния;
- физические зависимости, определяющие свойства материалов конструкции, также линейны.

Уравнения упругости, представленные выше, устанавливают связь между напряжениями, деформациями, перемещениями и внешними силами.

Напряжения

Напряжения характеризуют меру интенсивности внутренних сил, возникающих в деформируемом теле под влиянием внешних силовых и температурных воздействий. В каждой точке тела напряженное состояние определяется девятью составляющими, которые образуют тензор напряжений

$$\begin{pmatrix} \sigma_x & \tau_{xy} & \tau_{xz} \\ \tau_{yx} & \sigma_y & \tau_{yz} \\ \tau_{zx} & \tau_{zy} & \sigma_z \end{pmatrix}.$$

Пары напряжений сдвига имеют одинаковые значения: $\tau_{yx} = \tau_{xy}$, $\tau_{zx} = \tau_{xz}$, $\tau_{yz} = \tau_{zy}$. На рис. 12.1 показаны положительные направления составляющих тензора напряжений. Составляющие напряжения на произвольно ориентированной площадке q_x , q_y , q_z могут быть представлены через компоненты тензора и направляющие косинусы нормали к площадке с осями x , y , z $\cos(nx) = l$, $\cos(ny) = m$ и $\cos(nz) = n$

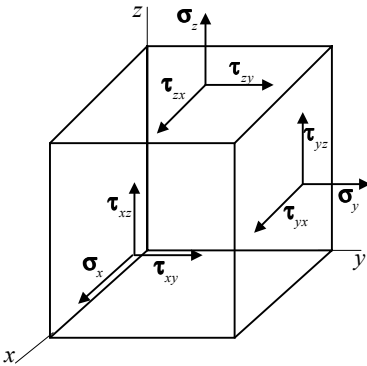


Рис. 12.1. Напряжение сдвига

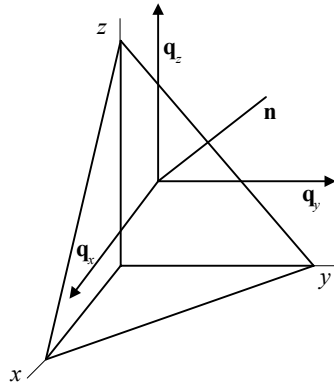


Рис. 12.2. Составляющие напряжений на произвольно ориентированной площадке

$$\begin{aligned} \sigma_x l + \tau_{yx} m + \tau_{zx} n &= q_x ; \\ \tau_{xy} l + \sigma_y m + \tau_{zy} n &= q_y ; \\ \tau_{xz} l + \tau_{yz} m + \sigma_z n &= q_z . \end{aligned} \tag{12. 6}$$

Нормальное напряжение на этой площадке

$$\sigma_n = q_x l + q_y m + q_z n.$$

Если σ – модуль вектора напряжения

$$\sigma^2 = q_x^2 + q_y^2 + q_z^2,$$

то тангенциальная составляющая напряжения на площади.

Главные напряжения $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ определяются как корни кубического уравнения, получаемого из (12.6) при $q_x = \sigma l; q_y = \sigma m; q_z = \sigma n$

$$\sigma^3 + J_1 \sigma^2 + J_2 \sigma - J_3 = 0,$$

где

$$J_1 = \sigma_x + \sigma_y + \sigma_z; \quad J_2 = \sigma_x \sigma_y + \sigma_y \sigma_z + \sigma_z \sigma_x - \tau_{xy}^2 - \tau_{yz}^2 - \tau_{zx}^2;$$

$$J_3 = \sigma_x \sigma_y \sigma_z + \tau_{xy} \tau_{yz} \tau_{zx} - \sigma_x \tau_{zy}^2 - \sigma_y \tau_{xz}^2 - \sigma_z \tau_{yx}^2.$$

Инварианты тензора напряжений J_1, J_2 , неизменны в данной точке при любой ориентации осей координат.

В состоянии равновесия справедливы следующие уравнения:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \sigma_x}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{yx}}{\partial y} + \frac{\partial \tau_{zx}}{\partial z} + p_x^* &= 0; \\ \frac{\partial \tau_{xy}}{\partial x} + \frac{\partial \sigma_y}{\partial y} + \frac{\partial \tau_{zy}}{\partial z} + p_y^* &= 0; \\ \frac{\partial \tau_{xz}}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{yz}}{\partial y} + \frac{\partial \sigma_z}{\partial z} + p_z^* &= 0, \end{aligned} \quad (12.7)$$

где p_x^*, p_y^*, p_z^* – заданные по величине силы, приходящиеся на единицу объема.

Перемещения и деформации

При приложении к телу сил его форма и размеры изменяются. В начальном состоянии координаты произвольной точки тела x, y, z , в конечном –

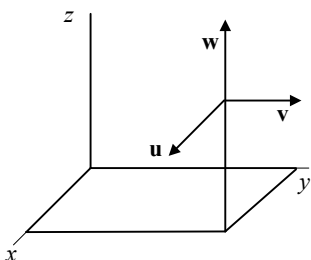


Рис. 12.3. Координаты произвольной точки при перемещении

$x + u, y + v, z + w$, где u, v, w – составляющие вектора полного перемещения (рис. 12.3).

Деформация определяет относительное изменение формы и размеров тела. Компоненты линейных $\epsilon_x, \epsilon_y, \epsilon_z$ и угловых $\gamma_{xy}, \gamma_{yz}, \gamma_{zx}$ деформаций по аналогии с напряжениями образуют тензор

$$\begin{pmatrix} \epsilon_x & \frac{1}{2}\gamma_{xy} & \frac{1}{2}\gamma_{xz} \\ \frac{1}{2}\gamma_{yx} & \epsilon_y & \frac{1}{2}\gamma_{yz} \\ \frac{1}{2}\gamma_{zx} & \frac{1}{2}\gamma_{zy} & \epsilon_z \end{pmatrix}.$$

Связи между деформациями и перемещениями (в линейной теории) имеют вид

$$\begin{aligned} \epsilon_x &= \frac{\partial u}{\partial x}; \quad \epsilon_y = \frac{\partial v}{\partial y}; \quad \epsilon_z = \frac{\partial w}{\partial z}; \\ \gamma_{xy} &= \frac{\partial u}{\partial y} + \frac{\partial v}{\partial x}; \quad \gamma_{yz} = \frac{\partial v}{\partial z} + \frac{\partial w}{\partial y}; \quad \gamma_{zx} = \frac{\partial w}{\partial x} + \frac{\partial u}{\partial z}. \end{aligned} \quad (12.8)$$

Физические зависимости

Для линейно-упругого анизотропного тела связь между напряжениями и деформациями можно представить в следующей форме:

$$\begin{Bmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \sigma_z \\ \tau_{xy} \\ \tau_{yz} \\ \tau_{zx} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} & d_{14} & d_{15} & d_{16} \\ & d_{22} & d_{23} & d_{24} & d_{25} & d_{26} \\ & & d_{33} & d_{34} & d_{35} & d_{36} \\ & & & d_{44} & d_{45} & d_{46} \\ & & & & d_{55} & d_{56} \\ & & & & & d_{66} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \epsilon_x \\ \epsilon_y \\ \epsilon_z \\ \gamma_{xy} \\ \gamma_{yz} \\ \gamma_{zx} \end{Bmatrix}, \quad (12.9)$$

где d_{ij} – коэффициенты упругости ($d_{ij} = d_{ji}$).

В компактной форме уравнение (12.9) записывается так

$$\{\sigma\} = [D]\{\varepsilon\}.$$

Обращенная зависимость

$$\{\varepsilon\} = [C]\{\sigma\}.$$

В развернутом виде

$$\begin{Bmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \varepsilon_z \\ \gamma_{xy} \\ \gamma_{yz} \\ \gamma_{zx} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & c_{14} & c_{15} & c_{16} \\ & c_{22} & c_{23} & c_{24} & c_{25} & c_{26} \\ & & c_{33} & c_{34} & c_{35} & c_{36} \\ & & & c_{44} & c_{45} & c_{46} \\ & & & & c_{55} & c_{56} \\ & & & & & c_{66} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \sigma_z \\ \tau_{xy} \\ \tau_{yz} \\ \tau_{zx} \end{Bmatrix},$$

где c_{ij} – коэффициенты ($c_{ij} = c_{ji}$).

В общем случае для анизотропного тела в физические зависимости входит 21 коэффициент.

Если упругие свойства тела симметричны относительно трех взаимно перпендикулярных плоскостей, оно называется ортотропным. Для такого тела напряжения и деформации выражаются уравнением

$$\begin{Bmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \sigma_z \\ \tau_{xy} \\ \tau_{yz} \\ \tau_{zx} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} & 0 & 0 & 0 \\ & d_{22} & d_{23} & 0 & 0 & 0 \\ & & d_{33} & 0 & 0 & 0 \\ & & & d_{44} & 0 & 0 \\ & & & & d_{55} & 0 \\ & & & & & d_{66} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \varepsilon_z \\ \gamma_{xy} \\ \gamma_{yz} \\ \gamma_{zx} \end{Bmatrix}.$$

Физические зависимости в этом случае определяются девятью независимыми коэффициентами.

Для изотропного тела матрица $[D]$ упрощается. В ней содержится только два независимых коэффициента: модуль упругости E и коэффициент Пуассона μ . В этом случае

$$d_{11} = d_{22} = d_{33} = (1 - \mu)E / (1 + \mu)(1 - 2\mu); \quad d_{12} = d_{13} = d_{23} = \mu E / (1 + \mu) \times \\ \times (1 - 2\mu); \quad d_{44} = d_{55} = d_{66} = E / (2 + 2\mu).$$

Граничные условия

Поверхность деформированного тела делится на две части:

– S_q – на которой граничные условия задаются через внешние нагрузки;

– S_u – где заданы перемещения.

Обозначив заданные составляющие внешних сил, отнесенных к единице площади поверхности S_q , через q_x^* , q_y^* , q_z^* , получим граничные условия в напряжениях

$$q_x = q_x^*, \quad q_y = q_y^*, \quad q_z = q_z^*, \quad (12.10)$$

где $*$ означает, что величина задана.

Значения q_x , q_y , q_z определяются уравнениями (12.6).

Если на поверхности S_u заданы перемещения u^* , v^* , w^* , граничные условия можно представить в виде

$$u = u^*, \quad v = v^*, \quad w = w^*. \quad (12.11)$$

Приведенные выше соотношения составляют систему уравнений трехмерного упругого тела в прямоугольных координатах:

– уравнения равновесия (12.7);
– соотношения между деформациями и перемещениями (12.8);
– физические зависимости (12.9), а также граничные условия в напряжениях (12.10) и перемещениях (12.11).

Всего имеется 15 неизвестных: 6 составляющих напряжений, 6 компонент деформаций и 3 перемещения. Такое же число уравнений, описывающих деформированное состояние внутри тела, а также граничные условия на поверхности позволяют построить решение задачи.

12.3. Метод конечных элементов (метод перемещений)

Общие положения

Рассмотренные уравнения теории упругости позволяют определить необходимые "механические" характеристики проектируемой конструкции и ее элементов. Пути решения этих задач различны. В их число входят нижеперечисленные методики, базирующиеся на следующих принципах:

- принцип возможных изменений напряженного состояния;
- смешанные вариационные принципы;
- вариационный метод Рэлея-Ритца;
- методы взвешенных невязок;
- принципы возможных перемещений.

За несколько последних десятилетий основным способом решения задач строительной механики применительно к механизмам со сложной кинетической схемой (множество степеней свободы) стал метод конечных элементов (МКЭ). МКЭ основан на представлении конструкции, являющейся непрерывным деформируемым твердым телом нередко сложной формы, в виде некоторого числа дискретных элементов конечных размеров (конечных элементов (КЭ)). В качестве КЭ могут рассматриваться прямо- и криволинейные стержни, балки, пластины различной конфигурации, оболочки, трехмерные массивные тела. При этом предлагается, что КЭ связаны между собой в точках, расположенных на их границах. Эти точки называют узлами.

Поле перемещений в каждом элементе представляется системой аппроксимирующих функций, выраженных через перемещения в узловых точках.

Эти перемещения являются основными неизвестными при решении задач. Деформации и напряжение в элементе могут быть представлены узловыми перемещениями, если аппроксимирующие функции подставить в геометрические соотношения, а их, в свою очередь, подставить в зависимости, определяющие свойства материала.

В МКЭ принята векторно-матричная форма представления уравнений. Векторы узловых перемещений и сил связаны матрицей, называемой матрицей жесткости элемента. Это – симметричная относительно главной диагонали матрица с размером, соответствующим числу степеней свободы КЭ. Построенные матрицы жесткости отдельных элементов необходимо объединить для всей системы в единое целое. Для этого используются условия равенства узловых перемещений соседних элементов. Так получают глобальную матрицу жесткости, характеризующую жесткость всей системы. Число неизвестных в этих уравнениях равно числу искомых величин в узловых точках. По полученным решениям с помощью аппроксимирующих функций можно определить

величины перемещений, деформаций и напряжений внутри каждого элемента. Степень точности решений зависит от размеров и форм КЭ, числа узловых точек и вида аппроксимирующих функций. Уточнение решений достигается повторными расчетами с КЭ различного вида.

Метод возможных перемещений

Наиболее часто при использовании МКЭ применяют метод возможных перемещений.

Как указывалось ранее, развернутая форма уравнений принципа возможных перемещений может быть представлена в виде

$$\begin{aligned} & \iiint [\sigma_x \delta \epsilon_x + \sigma_y \delta \epsilon_y + \sigma_z \delta \epsilon_z + \tau_{xy} \delta \gamma_{xy} + \tau_{yz} \delta \gamma_{yz} + \tau_{zx} \delta \gamma_{zx}] dx dy dz - \\ & - \iint [p_x^* \delta v + p_y^* \delta w] dx dy dz - \\ & - \int_{S_q} [q_x^* \delta u + q_y^* \delta v + q_z^* \delta w] dS = 0. \end{aligned} \quad (12.12)$$

Для упругого тела предполагается существование функции потенциальной энергии деформации W . Линейно-упругому анизотропному телу соответствует

$$W = \frac{1}{2} d_{11} \epsilon_x^2 + d_{12} \epsilon_x \epsilon_y + \dots + d_{56} \gamma_{yz} \gamma_{zx} + \frac{1}{2} d_{66} \gamma_{zx}^2.$$

Приращение этой функции можно выразить через компоненты деформаций

$$\delta W = \frac{\partial W}{\partial \epsilon_x} \delta \epsilon_x + \frac{\partial W}{\partial \epsilon_y} \delta \epsilon_y + \frac{\partial W}{\partial \epsilon_z} \delta \epsilon_z + \frac{\partial W}{\partial \gamma_{xy}} \delta \gamma_{xy} + \frac{\partial W}{\partial \gamma_{yz}} \delta \gamma_{yz} + \frac{\partial W}{\partial \gamma_{zx}} \delta \gamma_{zx}.$$

Здесь частные производные $\frac{\partial W}{\partial \epsilon_i}$ равны соответствующим составляющим напряжений

$$\begin{aligned} \frac{\partial W}{\partial \epsilon_x} &= \sigma_x; & \frac{\partial W}{\partial \epsilon_y} &= \sigma_y; & \frac{\partial W}{\partial \epsilon_z} &= \sigma_z; & \frac{\partial W}{\partial \gamma_{xy}} &= \tau_{xy}; \\ & & \frac{\partial W}{\partial \gamma_{yz}} &= \tau_{yz}; & \frac{\partial W}{\partial \gamma_{zx}} &= \tau_{zx}. \end{aligned}$$

Приращение работы внутренних сил отсюда равно приращению потенциальной энергии деформации.

Если выразить W через составляющие перемещений u, v, w , то соотношение (12.12) примет вид

$$\iiint \delta W(u, v, w) dx dy dz - \iiint [p_x^* \delta u + p_y^* \delta v + p_z^* \delta w] dx dy dz - \int_{S_q} [q_x^* \delta u + q_y^* \delta v + q_z^* \delta w] dS = 0. \quad (12.13)$$

Если внешние (объемные и поверхностные) нагрузки не изменяются ни по величине, ни по направлению при переходе в состояние, определяемое возможными перемещениями, можно ввести функцию полной потенциальной энергии

$$\Theta = \iiint W(u, v, w) dx dy dz - \iiint [p_x^* u + p_y^* v + p_z^* w] dx dy dz - \int_{S_q} [q_x^* u + q_y^* v + q_z^* w] dS.$$

По (12.13) можно судить о том, что полная потенциальная энергия системы стационарна, т. е. $\delta\Theta=0$.

Отсюда вытекает следующая формулировка: из всех допустимых перемещений $u; v; w$, удовлетворяющих заданным геометрическим граничным условиям, действительными являются те, что приводят к стационарности полной потенциальной энергии.

Это условие – частный случай возможных перемещений и применимо только к упругим телам, нагруженным консервативными силами.

Следует отметить, что найденные значения перемещений и напряжений, естественно оказываются приближенными. Степень их точности зависит от размеров и форм выбранных КЭ, числа узловых точек и вида аппроксимирующих функций.

12.4. Конструкция многоканального сканирующего радиометра

Радиометр состоит из блоков электроники, выдвижного антенного блока, двух складывающихся зеркал – антенного зеркала и зеркала горячего источника, складывающейся панели холодного источ-

ника, закрывающей весь радиометр в транспортном положении, механизма подъема выдвижного антенного блока, механизма разворота зеркал, компенсатора.

Все эти элементы расположены в контейнере. При этом зеркала и выдвижной антенный блок – в верхней части контейнера, а блоки электроники и компенсатор – в нижней части.

Выдвижной антенный блок выполнен в виде несущего выдвижного контейнера, внутри которого помещен вращающийся блок радиометра с электроприводом и неподвижные элементы вращающегося трансформатора, датчика угла и оптической линии связи (рис. 12.4).

Конструктивно вращающийся блок радиометра выполнен в виде полого цилиндра, вращающегося в двух опорах. Внутри цилиндра установлены 6-диапазонный облучатель, блоки СВЧ и соединительные волноводы, элементы оптической линии связи; верхняя опора цилиндра и стальное кольцо, вращающееся в трех парах шарикоподшипников. Со стороны дна опорой является ось, на которой установлены два радиально-упорных шарикоподшипника. На этой же оси установлены датчики углов и безлюфтовая муфта для соединения с электродвигателем. На нижней стороне цилиндра размещены также вращающийся трансформатор и блок оптической линии связи. В верхней части блока – на крышке цилиндра, установлен кронштейн крепления поворотной вилки антенного зеркала.

На верхнем фланце наружного цилиндра имеется площадка для установки на ней 3-х кареток с двумя шарикоподшипниками, которые попарно установлены на качающихся коромыслах (рис. 12.5). В этих шарикоподшипниках вращается стальное кольцо.

Выдвижной контейнер имеет цилиндрическую форму с большими окнами по образующей цилиндра. Окна служат для удобства монтажа, обслуживания и облегчения конструкции (рис. 12.6).

На дне контейнера установлены стакан с двумя шарикоподшипниками, неподвижные части вращающегося трансформатора, датчика угла и оптической линии связи. На дне контейнера также установлен полый конический корпус с электродвигателем, установленным соосно с блоком радиометра и соединенным с радиометром безлюфтовой прецизионной муфтой.

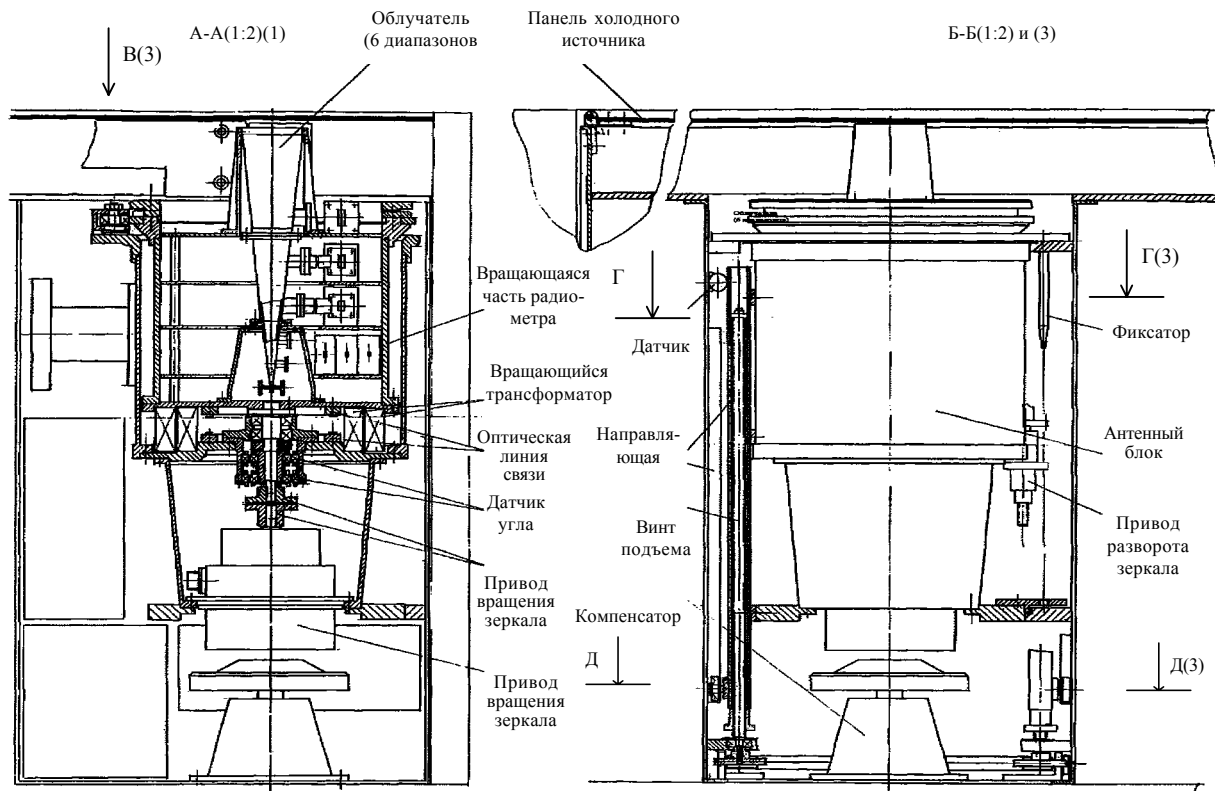


Рис. 12.4. Конструкция выдвижного антенного блока

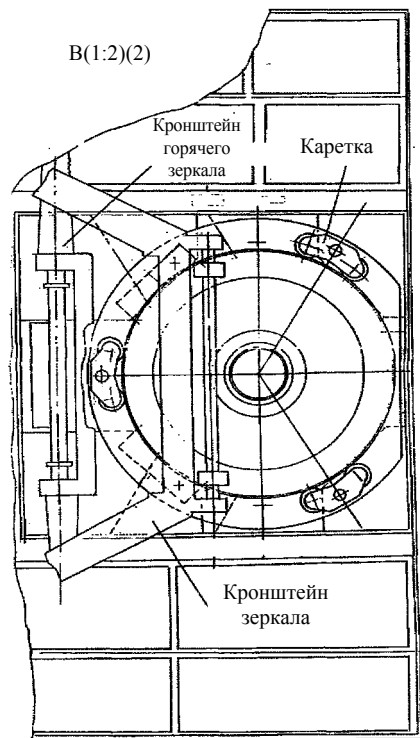


Рис. 12.5. Конструкция верхней части вращающегося блока

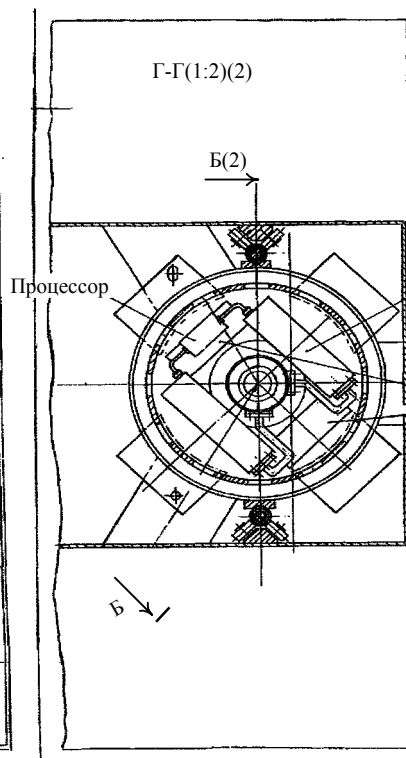


Рис. 12.6. Компонка электронных блоков

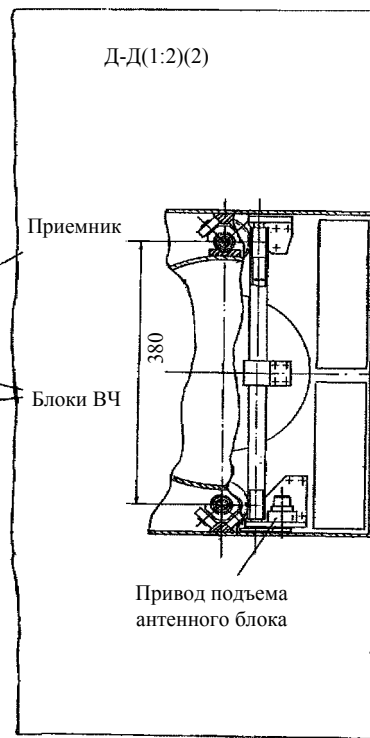


Рис. 12.7. Привод подъема антенного блока

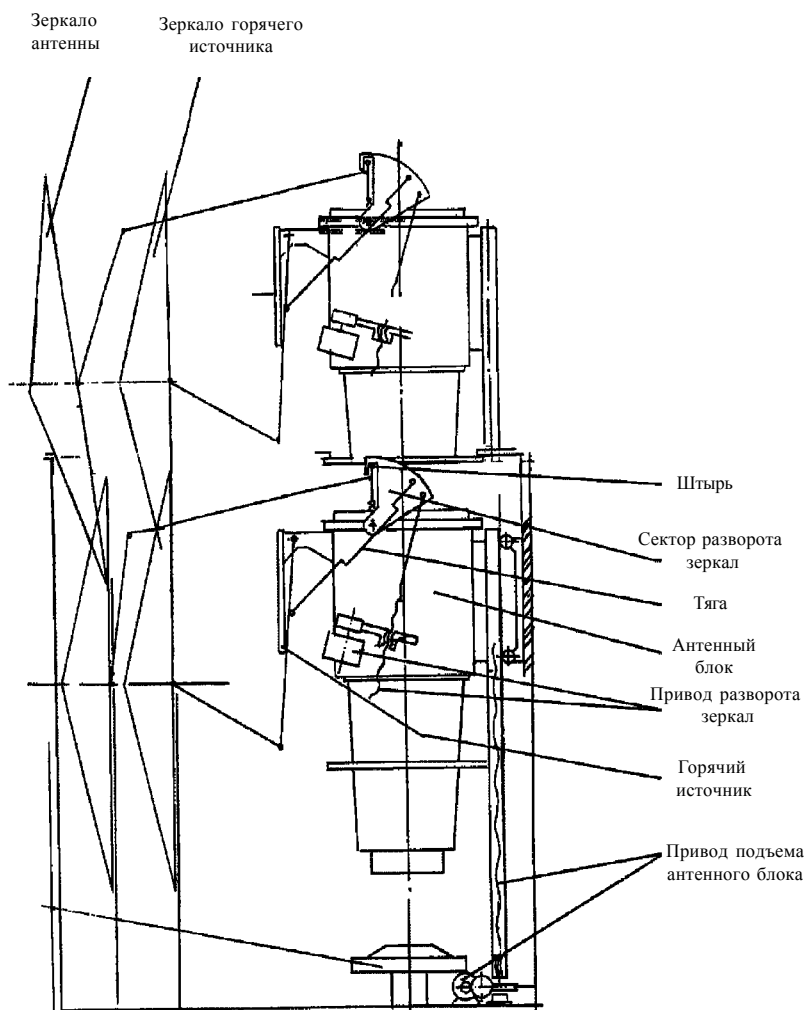


Рис. 12.8. Схема подъема антенного блока

На нижнем и верхнем фланцах контейнера имеются два цилиндрических силовых опорных пояска, с помощью которых контейнер центрируется в основном контейнере в нерабочем положении.

Кроме того, на боковой поверхности контейнера имеются две цилиндрические направляющие, снабженные ходовыми гайками, а внутри направляющих расположены ходовые винты, взаимодействующие с этими гайками (рис. 12.7). Для исключения перекосов при подъеме контейнера винты кинематически связаны друг с другом. При вращении винтов контейнер движется вверх, сходит с центрирующих поясков и направление движения осуществляется системой роликов, установленных в основном контейнере и взаимодействующих с длинными цилиндрическими направляющими. В конце подъема в нижний посадочный пояс, имеющий развитую специальную плоскую поверхность, плотно прижимается к базовому фланцу в верхней части основного контейнера. Точное ориентирование выдвижного контейнера осуществляется двумя ловителями, расположенными на верхнем фланце основного контейнера и соответствующими отверстиями на нижнем фланце выдвижного контейнера.

Выдвижной контейнер, вместе с установленным в нем вращающимся блоком радиометра по специальным направляющим с помощью электропривода и двух ходовых винтов, установленных в нижней части основного контейнера выдвигается в рабочее положение, выступая над поверхностью спутника на расчетную величину. На боковой поверхности контейнера закреплен горячий источник.

В основном контейнере имеются пеналы, где в транспортном положении находятся оба зеркала антенн, удерживаемые механизмом заштыривания. Зеркала представляют собой вырезку из параболоида, выполнены из углепластика и снабжены необходимыми крепежными элементами.

Зеркало горячего источника и антенное зеркало установлены на поворотных вилках, кроме того оба зеркала имеют возможность развернуться в местах своего крепления на необходимый угол, заданный упорами. Поворот в рабочее положение зеркал осуществляется с помощью пружинных механизмов, расположенных в шарнирных механизмах.

В транспортном положении антенный блок, антенное зеркало и зеркало горячего источника расположены внутри основного контейне-

ра. Зеркала расположены каждое в своем пенале, удерживаясь в этом положении механизмом разворота зеркал, а также панелью холодного источника, зачеканной стопорным устройством.

На рис. 12.8 приведена схема подъема антенного блока. При срабатывании стопорного устройства пальцы, удерживающие панель холодного источника, убираются, панель освобождается и под действием пружинных механизмов разворачивается на 180° и располагается параллельно поверхности объекта. При поступлении соответствующей команды электропривод подъема антенного блока через пару винт–гайка перемещает по направляющим антенный блок в рабочее положение (т. е. вверх). Оба зеркала, сохраняя неподвижное положение относительно антенного блока, по направляющим выдвигаются из своих пеналов (ячеек) основного неподвижного контейнера.

После установки выдвигаемого антенного блока в рабочее положение поступает команда на электропривод механизма разворота зеркал. Электродвигатель привода через редуктор, и пару винт–гайка поворачивает фигурный сектор, связанный с рычажными системами зеркал. При повороте от 0 до 30° сектор поворачивает кронштейн крепления антенного зеркала на 45° через штырь, который находится в пазу сектора. При этом антенное зеркало выходит из основного кронштейна и при помощи пружинного механизма занимает рабочее положение относительно своего кронштейна. В то же время кронштейн рычажной системы зеркала горячего источника остается все это время практически неподвижным. При дальнейшем движении сектора штырь выходит из паза сектора, но продолжает касаться сектора, антенное зеркало плавно разворачивается при помощи пружинных механизмов до рабочего положения. В это же время при помощи тяги, соединяющей сектор с кронштейном рычажной системы, начинает разворачиваться в рабочее положение и зеркало горячего источника. Разворот обоих зеркал осуществляется по часовой стрелке и фиксируется в рабочем положении с помощью специальных устройств.

После завершения цикла подъема и установки зеркал в рабочее положение включается электродвигатель, вращающий радиометр.

Возмущающие моменты, возникающие вследствие вращения радиометра, гасятся с помощью электромеханического маховика

компенсатора, установленного на дне основного неподвижного контейнера соосно с электродвигателем привода радиометра.

Для обеспечения режимов калибровки используется плоский отражающий экран, образующийся при развороте панели холодного источника. Ось вращения основного зеркала перпендикулярна плоскости отражающего экрана. При калибровке в течение времени измерительного интервала в зону луча основной антенны не должны попадать элементы конструкции. Точность положения оси вращения радиометра, а также точность взаимного расположения зеркала относительно осей спутника гарантируется наличием необходимых ловителей и жесткостью конструкции всего устройства.

Для проведения наземных автономных испытаний выдвижного антенного блока разработаны специальные механические устройства, позволяющие отрегулировать взаимное расположение всех устройств радиометра с заданной точностью. К ним относятся поворотный стол, юстировочный стол и кронштейн. Для проведения испытаний радиометра в сборе он устанавливается на специальной раме на поворотный стол. Ось вращения излучателя должна совпадать с осью вращения стола с погрешностью не более 0,05 мм. Положение стола в горизонтальной плоскости регулируется с помощью трех домкратов и контролируется двумя уровнями. Рама служит для согласования размеров стола и радиометра, а также при необходимости, размещения грузов-противовесов. На юстировочном столе устанавливаются необходимые для испытаний различные радиометрические и оптические устройства, положения которых относительно зеркала радиометра должно быть установлено строго определенно, причем положение радиометрических устройств контролируется оптическими способами, для чего посадочные места на кронштейне для всех устройств выполнены идентичными. Угол кронштейна выполнен с большой точностью и для всех испытаний равен $44,8^\circ$. Стол юстировочный может быть точно отгоризонтирован с помощью имеющихся в конструкции стола домкратов.

Контроль осуществляется уровнями. Для полной юстировки прибором конструкция стола обеспечивает плоско-параллельное перемещение по двум взаимно перпендикулярным осям в горизонтальной плоскости в пределах 60 мм.

12.5. Механический расчет многоканального сканирующего радиометра

Этот расчет выполнялся в следующей последовательности:

- разработано техническое задание, на базе которого определены граничные условия и аппроксимирующие функции;
- принято принципиальное решение по виду конструкции многоканального радиометра и особенностям его кинематической схемы, на основе которых разработаны конечно-элементные модели узлов радиометра для наиболее характерных положений комплекса (в процессе подъема антенного блока, начала вращения основной антенны и т. п.);
- проведены динамические расчеты отклика конструкции, определены перемещения, скорости и ускорения, на основе чего получены оценки влияния возникающих напряжений и деформаций в элементах конструкции и возникающих инерционных сил, воздействующих на ориентацию космического аппарата;
- определены собственные частоты колебаний конструкции и соответствующие им формы колебательных движений;
- на основе полученной расчетом жесткости узлов радиометра определены характеристики материалов и геометрических размеров сечений конструктивных элементов.

Подвергавшиеся исследованию конечно-элементные модели были представлены взаимосвязанной системой графов (ГКЭМ), каждый из которых обладал соответствующими геометрическими характеристиками, массой, жесткостью и ориентацией в пространстве (рис.12.9–12.14).

В качестве иллюстраций расчета на рис. 12.15–12.19 представлены граф основной антенны и графики перемещений скорости и ускорений ее наиболее характерных узлов во время подъема и разворота.

Таким образом, разработанные математические модели и проведенные расчеты позволили заключить следующее.

1. Создание математических моделей космических конструкций с использованием метода конечных элементов позволяет с достаточной степенью точности оценить предлагаемую конструкцию.

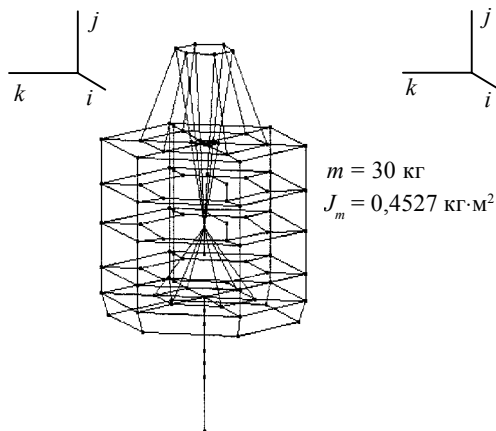


Рис. 12.9. ГКЭМ вращающейся части антенного блока (АБ)

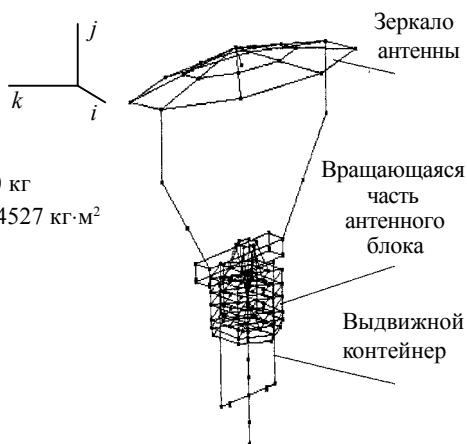


Рис. 12.10. ГКЭМ вращающейся части АБ в рабочем положении

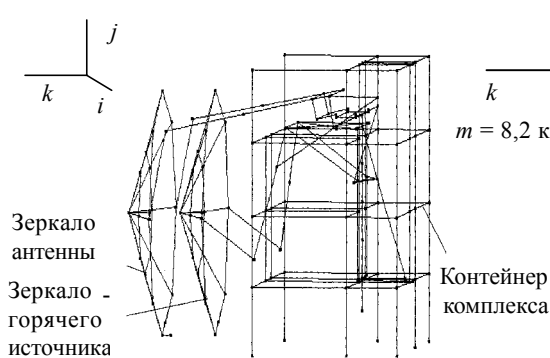


Рис. 12.11. ГКЭМ выдвигающейся части АБ в транспортировочном положении

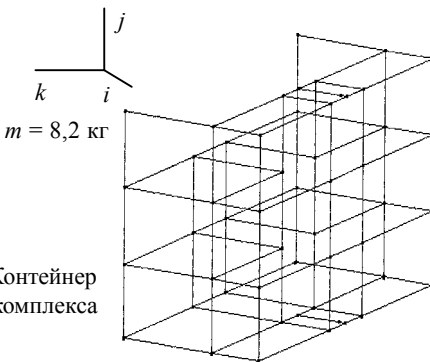


Рис. 12.12. ГКЭМ контейнера комплекса

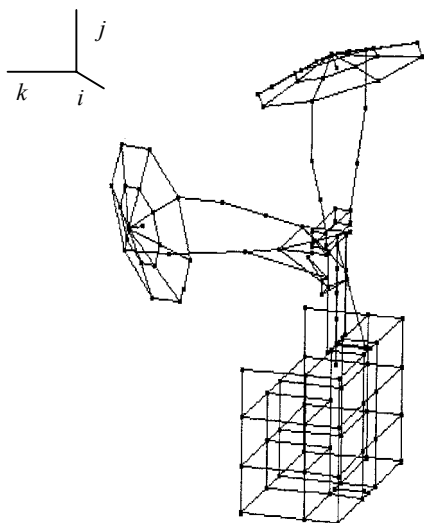


Рис. 12.13. ГКЭМ контейнера комплекса

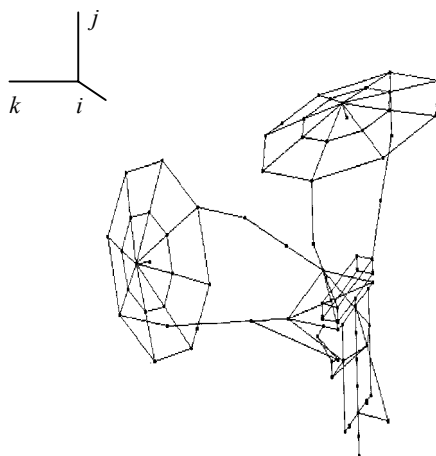


Рис. 12.14. ГКЭМ АБ в рабочем положении с учетом нежесткого контейнера

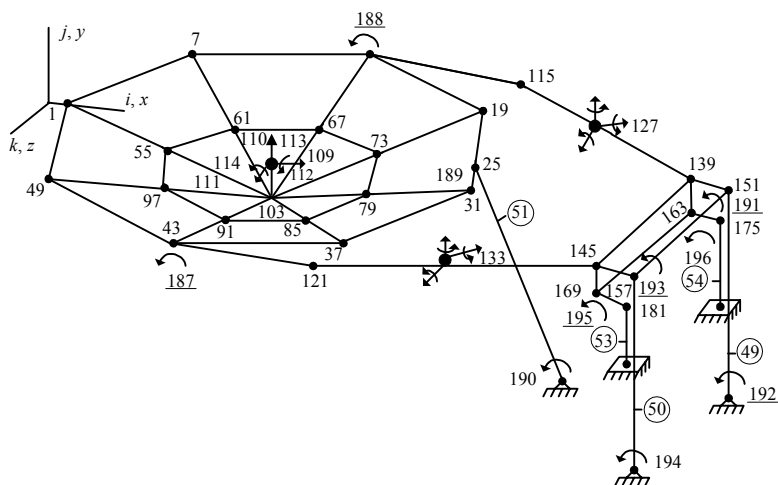
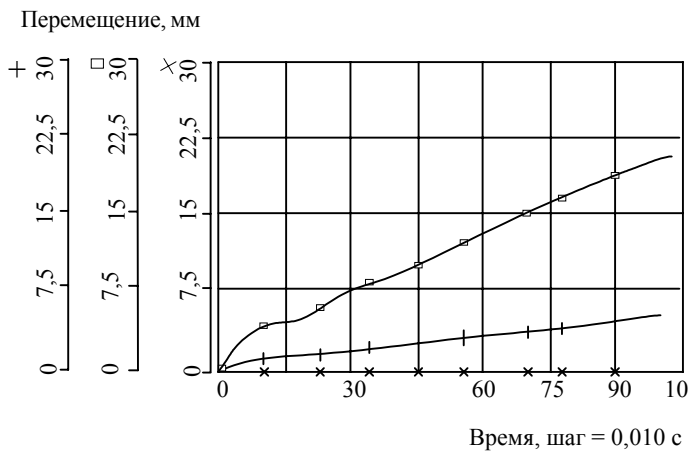


Рис. 12.15. Граф конечно-элементной модели зеркала основной антенны (ЗАО)

a)



б)

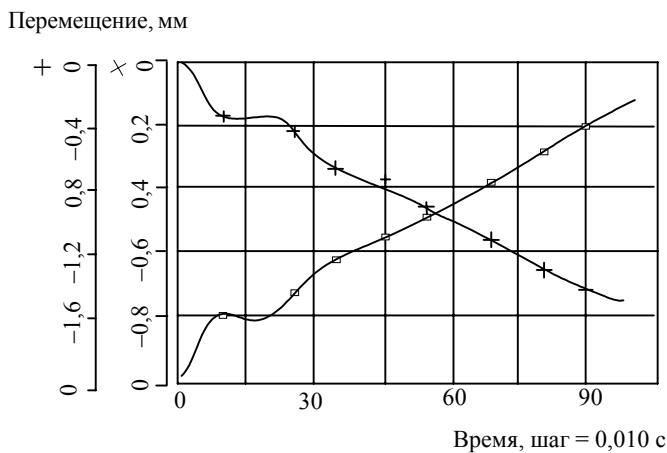
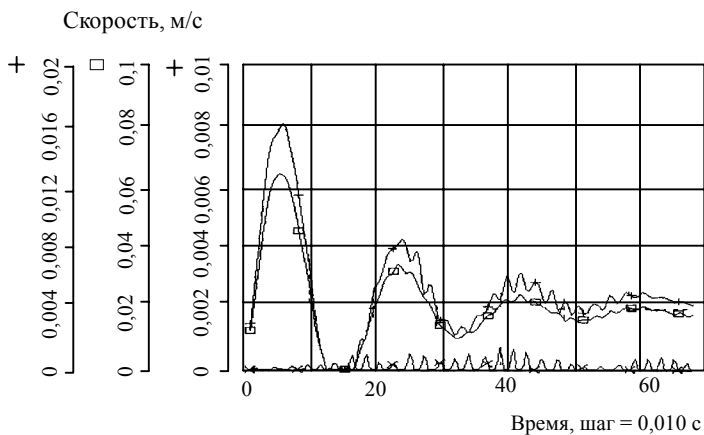


Рис. 12.16. Характер изменений во времени перемещений центра масс (ЦМ) ЗАО (a) и правого рычага кронштейна (б)

a)



б)

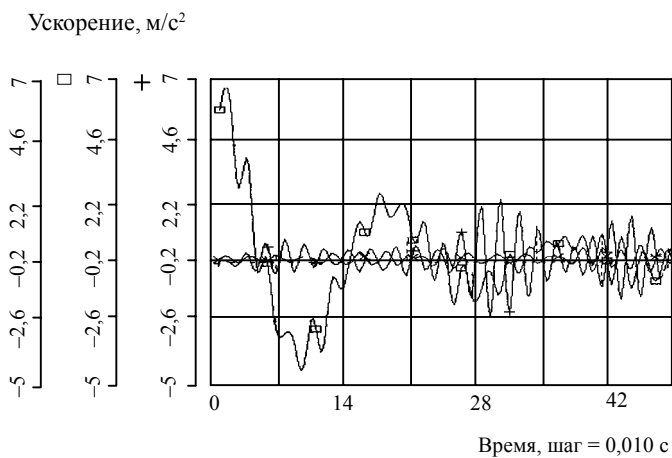
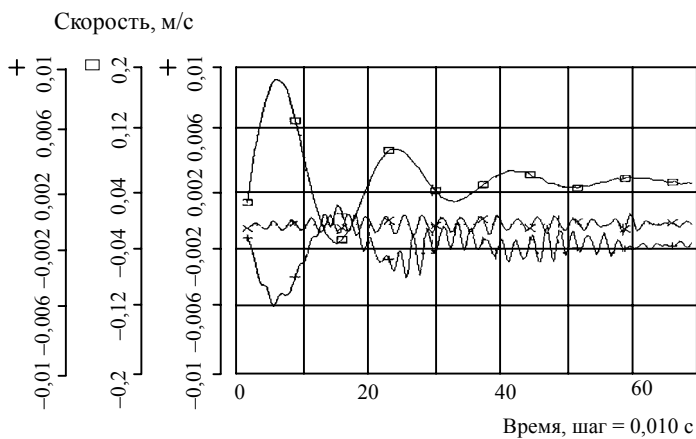


Рис. 12.17. Характер изменения скорости (a) и ускорений (б) ЦМ ЗАО

а)



б)

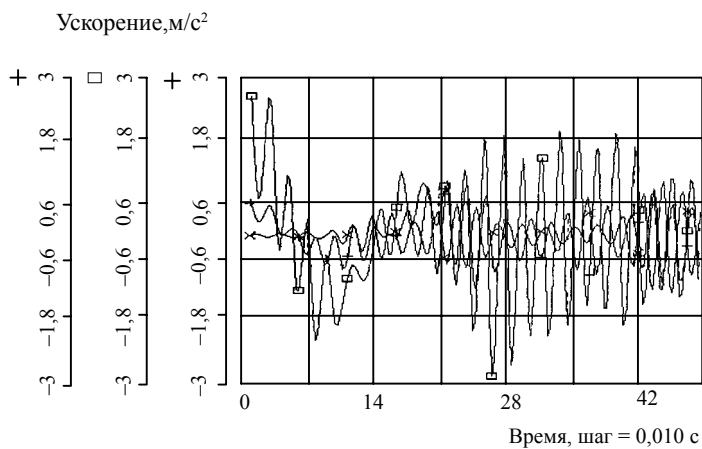


Рис. 12.18. Характер изменения скорости (а) и ускорения (б) правого рычага кронштейна (то же и для левого)

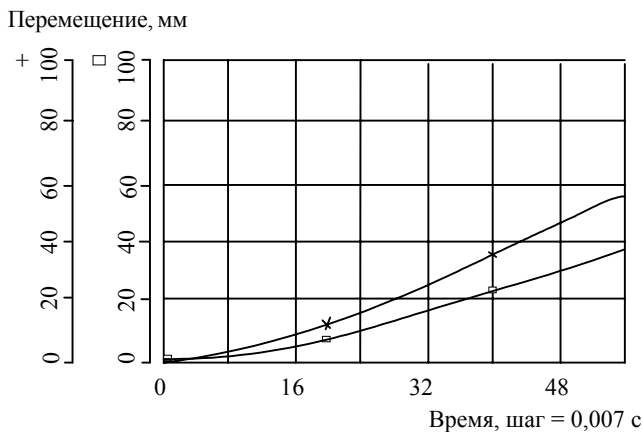


Рис. 12.19. Зависимость во времени линейных перемещений характерных точек ЗАО при развороте

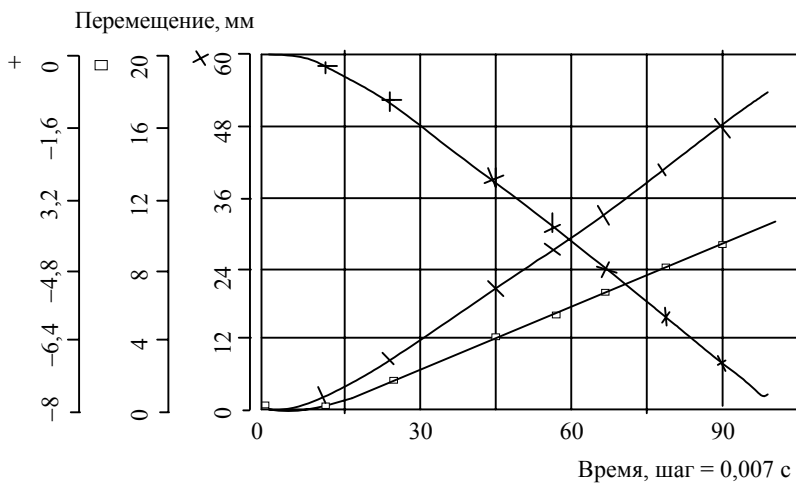


Рис. 12.20. Зависимость во времени линейных перемещений характерных точек ЗАО при развороте

Скорость, рад/с

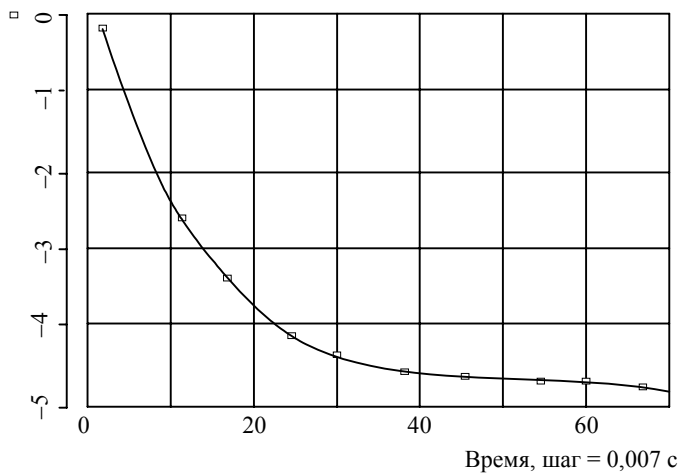


Рис. 12.21. Зависимость во времени угловой скорости разворота ЗАО

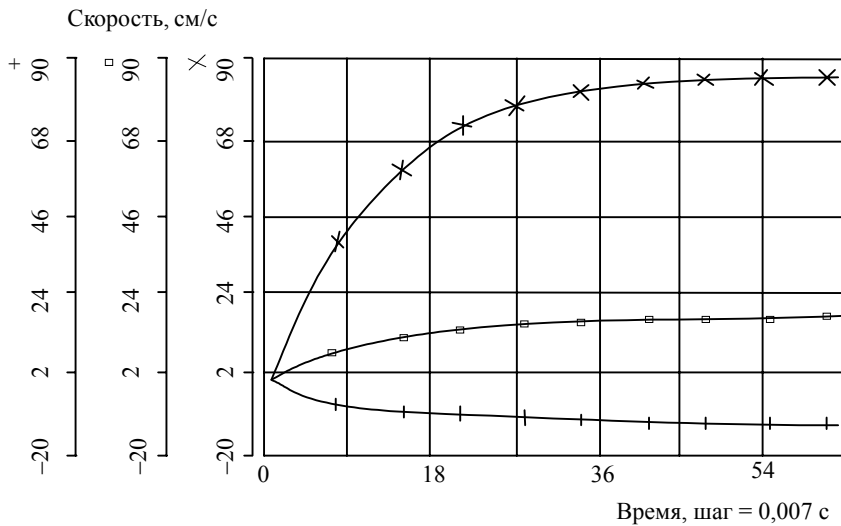


Рис. 12.22. Зависимость во времени линейной скорости XI при развороте ЗАО

2. Применение МКЭ резко уменьшает финансовые и временные затраты при разработке и изготовлении конструкций космической техники.

3. Использование МКЭ позволяет определить характеристики космических конструкций в условиях, которые невозможно симитировать на Земле.

13. ИСПЫТАНИЯ МНОГОКАНАЛЬНОГО РАДИОМЕТРА

13.1. Технические характеристики и состав испытательного комплекса

Испытательный комплекс должен обеспечивать испытания и калибровку многоканального сканирующего радиометра по параметрам, приведенным в табл. 13.1, 13.2 и 13.3. Необходимые значения погрешности измерений параметров радиометра представлены в табл. 13.1. Измеряемые параметры в процессе бортовой системы калибровки даны в табл. 13.2, а значения погрешности измерений этих параметров приведены в табл. 13.3.

Таблица 13.1

Погрешности измерений

Параметр	Погрешность измерения, не более
Частота	0,1 % от значения частоты
Полоса частот СВЧ тракта	5 % от значения полосы
Чувствительность, К	0,02
Погрешность калибровки, К	0,3
Угол визирования, град	0,03
Период сканирования, с	0,01
Погрешность поддержания периода сканирования, мс	0,01
Отклонение оптической оси антенны от оси вращения, град	0,01

Продолжение табл. 13.1

Параметр	Погрешность измерения, не более
Ширина ДН антенны	5 % от значения ширины ДН
Потоковая эффективность	2 %
Частотная развязка, дБ	3
Поляризационная развязка, дБ	3
Полоса частот УПЧ	5 % от значения полосы
Уровень выходного напряжения, мВ	3
Нелинейность коэффициента передачи	0,03 %
Нестабильность коэффициента усиления за период сканирования	10^{-4} (1 ед. младшего разряда АЦП)

Таблица 13.2

Измеряемые параметры при бортовой системе калибровки

Параметр	Величина и погрешность измерения
Частота аттестации БШИ, ГГц	10,65 18,7 23,8 36,5 89,0 150,0
Полоса частот БШИ, МГц	180 200 400 900 5000 5000
Коэффициент излучения БШИ, ε	0,990 0,993 0,995 0,996 0,998 0,998
Погрешность измерения, ε	± 0,001
Температура БШИ, К	(350–360) ± 30
Перепад температуры БШИ, К	± 0,2
Погрешность выходной температуры БШИ, К	Не более 0,2
Коэффициент отражения зеркала холодного космоса	0,995

Погрешности измерений

Параметр	Погрешность измерения, не более
Частота аттестации БШИ, ГГц	0,1 % от значения частоты
Коэффициент излучения БШИ, ϵ	0,002
Температура БШИ, К	0,1
Перепад температуры БШИ, К	0,1
Коэффициент отражения зеркала холодного космоса	0,003

Испытательный комплекс целесообразно размещать в двух вариантах: безэховой камере (БЭК) и свободном пространстве. При работе в безэховой камере имитируется работа в свободном пространстве при температуре окружающей среды $T_0 = 273 + t_0$, где t_0 – температура окружающей среды в градусах Цельсия. При работе в свободном пространстве на открытой площадке имитируется радиояркая температура холодного космоса, в качестве которой используется радиояркая температура неба в зените $T_{\text{х.к}} = T_{\text{я.з}}$, где $T_{\text{я.з}}$ – радиояркая температура неба в зените.

В БЭК komponуются три комплектации испытательного комплекса:

1-я комплектация – предназначена для измерения основных характеристик антенной системы радиометра (коэффициента усиления, ширины и формы ДН, поляризационных характеристик, развязки частотных каналов и ориентации электрических осей антенны во всех частотных диапазонах радиометра и поляризационных каналов).

2-я комплектация – предназначена для калибровки БШИ по генератору шума и для измерения КПД и коэффициента рассеяния антенной системы радиометрическим методом.

3-я комплектация – предназначена для проверки плоскостности зеркала холодного космоса.

В свободном пространстве на открытой площадке расположен стенд, предназначенный для измерений коэффициента рассеяния зеркала холодного космоса, калибровки радиояркой температуры

холодного космоса и определения КПД антенны при работе по зеркалу холодного космоса.

Испытательный комплекс (ИК) 1-й комплектации представляет собой коллиматорную антенну с вынесенным облучателем для каждого частотного диапазона, в прожекторный луч которой устанавливается измеряемая антенна. В месте расположения измеряемой антенны (рабочей зоне) реализуется почти плоская электромагнитная волна. Для уменьшения уровня помехи ИК должен быть окружен радиопоглощающими щитами или помещен в безэховую камеру (рис. 13.1).

Внутренняя поверхность БЭК должна быть покрыта широкодиапазонным радиопоглощающим материалом, обеспечивающим величину коэффициента отражения не более 3 % по мощности при нормальном падении плоской волны в каждом частотном диапазоне на поверхности РПМ. Профилирование стен и потолка дает дополнительное увеличение уровня безэховости на –7–10 дБ. БЭК должна быть аттестована на рабочих частотах диапазона в соответствии со стандартной методикой проверки безэховости в измерительной зоне (зоне расположения рабочей антенны).

В состав ИК входят:

- зеркальный рефлектор с эллиптическим закругленным контуром, обеспечивающий диаметр прожекторного луча около 1400–1500 мм;
- держатель зеркала;
- облучатели на указанные частотные диапазоны;
- вспомогательные измерительные антенны (зонды) с КУ ~10 дБ;
- сканер;
- опорно-поворотное устройство;
- опорный стол;
- вспомогательное устройство для крепления и ориентации лазера;
- отрезки волноводных элементов (прямые отрезки, скрутки 90°, переходники и т. д.);
- генераторы сигналов на указанные в ТЗ частотные диапазоны;
- измерители мощности на указанные диапазоны частот;
- He-Ne лазер.

Зеркальный рефлектор – параболическая антенна – должен обеспечить: равномерность плотности потока энергии в рабочей зоне,

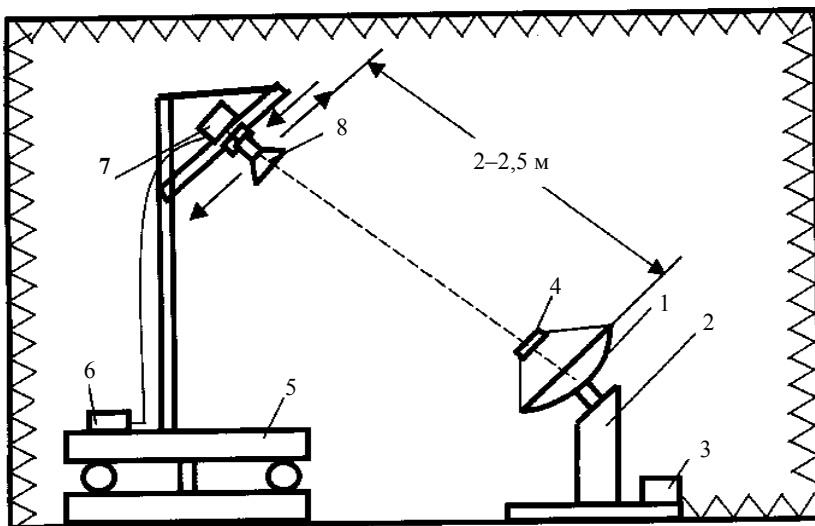


Рис. 13.1. Испытательный комплекс 1-й комплектации:

1 – зеркало коллиматора; 2 – опорный стол; 3 – коллиматорный генератор; 4 – сменный облучатель; 5 – опорное устройство (ОПУ) КА; 6 – регистратор; 7 – приемник; 8 – сканер с зондовым рупором на F_k ($k = 1, \dots, 6$)

параллельность пучка электромагнитной волны, малый уровень паразитного излучения. Рефлектор устанавливается на юстировочном стенде с ориентацией по углу места примерно 45° с целью формирования плоской электромагнитной волны, падающей с этого направления на рабочее зеркало радиометра, также ориентируемое по оси коллиматора. Для этого предварительно проводится оптическая юстировка и совмещение осевых направлений рабочего зеркала и коллиматора. Такое геометрическое расположение имитирует работу радиометра в свободном пространстве при фиксированных направлениях рабочей антенны в пространстве.

Диаметр рефлектора коллиматора выбирается из пространственных компромиссных условий – минимальных амплитудных и фазовых флуктуаций поля в измерительной зоне, соответствующих диаметру зеркала рабочей антенны, и приемлемых минимальных размеров антенны коллиматора, ограничиваемых производственно-техническими возможностями ее изготовления.

На рис. 13.2, а, б и 13.3 приведены графики монохроматических амплитудных распределений на расстоянии 2,5–3 м от вершины колли-

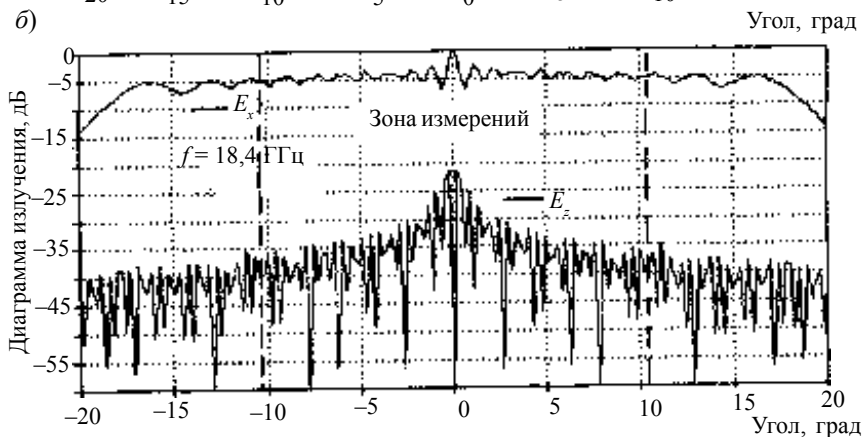
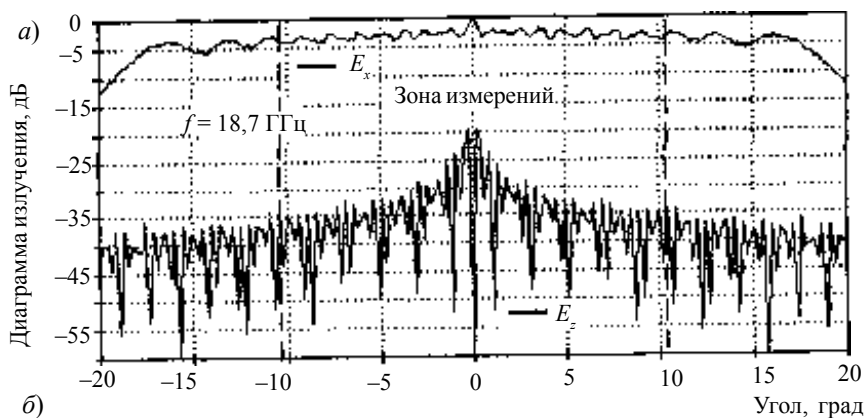


Рис.13.2. Распределение поля для $f = 18,7$ и $18,4 \text{ ГГц}$

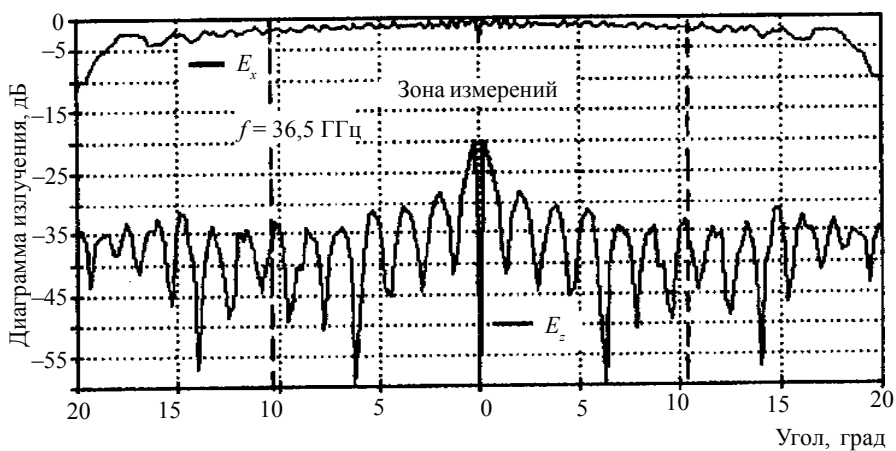


Рис. 13.3. Распределение поля для $f = 36,5 \text{ ГГц}$

матора диаметром 1,8 м на центральных частотах рабочих диапазонов 18,7; 36,5 ГГц. С увеличением частоты снижаются амплитуды осцилляций поля в измерительной зоне от 1,0 до 0,3 дБ и менее, а фазовые флуктуации поля не превышают 10 эл. град. Фактически характер осциллирующих распределений поля в измерительной зоне сглаживается, так как радиометр работает в полосе частот. На краях измерительной зоны в области расположения рабочей антенны степень снижения амплитуды поля коллиматора не превышает 2 дБ относительно величины амплитуды в центре. При этом погрешность измерения формы ДН не превышает 5 % по сравнению с равномерным распределением поля в измерительной зоне.

Облучатель каждого частотного диапазона должен иметь:

- уровень кроссполяризации (не более 25 дБ);
- диаграмму направленности, обуславливающую облучение кромки зеркала по уровню поля –10 дБ.

Вспомогательные измерительные антенны (зонды) предназначены для измерения структуры поперечного распределения поля в измерительной зоне. Геометрия зеркала коллиматора должна обеспечить низкий уровень кроссполяризации (–30 дБ) и соответствие механической и электрической осей коллиматора.

Сканер предназначен для измерения параметров коллиматорного пучка в рабочей зоне 1200×1200 мм в двух ортогональных направлениях. На штанге сканера крепится зонд. Предусматривается возможность поворота антенны-зонда вокруг собственной оси с целью раздельного измерения вклада в рассеянное поле поляризационных составляющих. Погрешность угловых шкал $+30'$, линейных $+0,5$ мм.

На опорно-поворотном устройстве устанавливается корпус КА (антенный макет) с аппаратурой радиометра и штатной антенной системой. Погрешность азимутальной и угломестных шкал $+2'-3''$.

Опорный стол предназначен для установки зеркала коллиматора с оптическим коллиматором или со сменными облучателями. Опорный стол должен перемещаться в пределах ± 100 мм в двух взаимоперпендикулярных направлениях и в пределах ± 50 по углу места.

Для оптической юстировки взаимного положения антенны радиометра и коллиматора может использоваться лазер. Для ориентации лазера при измерении положения электрической оси испытуемой

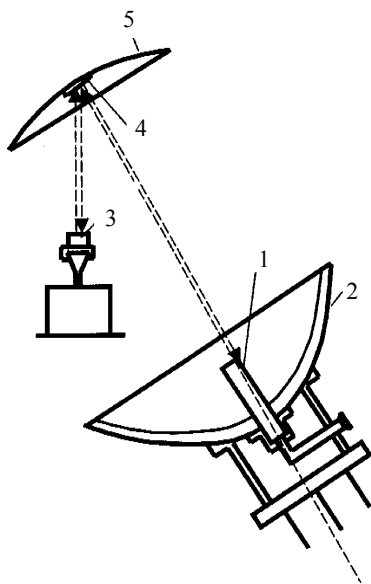


Рис. 13.4. Юстировочный стенд: 1 – труба оптического коллиматора; 2 – зеркальная антенна-коллиматор; 3 – плоскопараллельное зеркало; 4 – плоскопараллельное зеркало на технологической призме (непараллельность $1,2^\circ$); 5 – рабочее зеркало

ет при точной установке оптического коллиматора совпадающее взаимное расположение рабочего зеркала и оси коллиматора под углом 45° к продольной оси КА. Совмещение осей рабочего зеркала и коллиматора осуществляется с помощью регулировочных приспособлений юстировочного стенда в угломестном и азимутальном направлениях. Погрешность оптической юстировки составляет 2–3 угл. мин, что обеспечивает требуемую точность измерения ширины ДН и направлений ориентации главного максимума ДН.

После проведения оптической юстировки труба оптического коллиматора снимается, а отверстие в вершине зеркала-коллиматора закрывается технологической заглушкой, внешний профиль которой соответствует профилю поверхности параболоида в данном месте. После проведения оптической юстировки производится измерение радиотехнических параметров.

антенны и юстировки компактного полигона необходимо вспомогательное устройство.

Оптическая юстировка коллиматора проводится с помощью набора плоскопараллельных зеркал, устанавливаемых на технологических опорных призмах, и оптического коллиматора, размещаемого на опорном фланце юстировочного стенда в отверстии в вершине зеркала коллиматора (рис. 13.4). В вершине рабочего зеркала устанавливается плоскопараллельное зеркало на технологической металлической призме с непараллельностью противоположных граней $1,2^\circ$. На технологической крышке облучающего рупора устанавливается плоскопараллельное зеркало с перекрестием. Такое расположение их гарантиру-

Испытательный комплекс 2-й комплектации состоит из безэховой камеры, эталонной антенны с известными радиотехническими параметрами (КПД, коэффициент приема по боковым лепесткам, ДН и т. д.) и двух эталонных апертурных генераторов шума. Источники шума выбираются с минимальной и максимальной, близкой к верхнему пределу диапазона измерений радиометра, шумовыми температурами ($T_{\min}$ и $T_{\max}$ соответственно).

Структурная схема ИК 2-й комплектации приведена на рис. 13.5. В безэховую камеру помещается исследуемый радиометр. Эталонная антенна устанавливается таким образом, чтобы луч рабочего зеркала радиометра, переведенного в положение 1, полностью перекрывался данной антенной и фокусировался ею на апертурном эталонном источнике шума. Характеристики эталонной антенны аналогичны характеристикам коллиматора ИК 1-й комплектации. Эталонный источник шума устанавливается в фокусе эталонного калибровочного зеркала. Нерабочая часть поверхности эталонного источника и корпус радиометра закрываются поглощающим материалом для учета влияния излучения, принятого по боковым лепесткам ДН эталонной антенны.

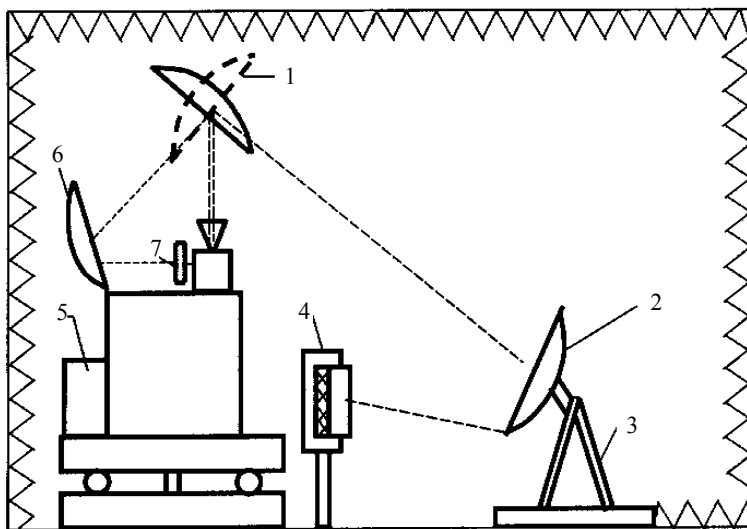


Рис. 13.5. Схема испытаний бортового широкоапертурного излучателя БШИ: 1 – рабочее зеркало; 2 – коллиматор; 3 – юстировочный стенд; 4 – широкоапертурный ГШ; 5 – КИА НЧ; 6 – зеркало «горячего источника»; 7 – БШИ

Образцовый широкоапертурный излучатель шума представляет собой сосуд Дюара, заполненный жидким азотом, внутри которого установлена излучающая пластина специальной формы. Конструкция образцового широкоапертурного излучателя приведена на рис. 5.3.

Шумовая температура, излучаемая этой пластиной, определяется соотношением

$$T_{\text{ш}} = \epsilon T,$$

где T – термодинамическая температура излучателя, равная температуре кипения азота; ϵ – коэффициент излучения.

Величина шумовой излучаемой температуры может регулироваться с помощью аттенуатора 3

$$T_{\text{ш1}} = \epsilon T + T_1 l,$$

где T_1 – термодинамическая температура аттенуатора; l – коэффициент прохождения аттенуатора.

Наличие ряда аттенуаторов с различными коэффициентами прохождения l позволяет получить ряд калибровочных шумовых температур.

Испытательный комплекс 3-й комплектации представлен на рис. 13.6.

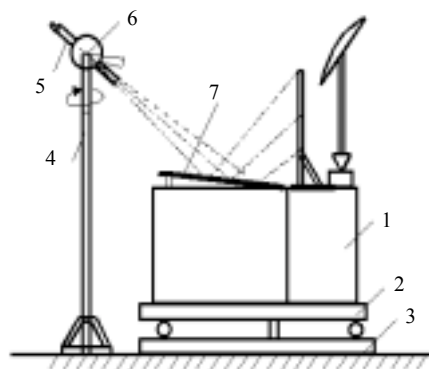


Рис. 13.6. Испытательный комплекс 3-й комплектации: 1 – корпус КА; 2 – поворотный стол; 3 – опорное устройство; 4 – опорная стойка; 5 – лазер; 6 – секторная алидада; 7 – плоский экран ("холодное зеркало")

Радиометр устанавливается на опорном устройстве безэховой камеры. Рядом на поворотной стойке 4 устанавливается оптический лазер 5, укрепленный на секторной угломерной алидаде 6. Принцип действия ИК заключается в следующем. Лазер последовательно ориентируется в определенной точке контролируемого холодного экрана. Отраженный от плоскости измерительную плоскость 7, установленную на корпусе контейнера радиометра в

фиксированном положении. Координаты светового пятна регистрируются и вводятся в ЭВМ. При этом отражающие свойства зеркала холодного космоса определяются величинами отклонения его поверхно-

сти от идеальной плоскости. Оценка степени отклонения производится с помощью статистических параметров: среднего угла наклона плоскости (математического ожидания), дисперсии поверхности от плоскости и радиуса корреляции.

Структурная схема ИК, размещаемого на открытой площадке, приведена на рис. 13.7. На открытую площадку помещается металлический уголкового отражатель, направленный в зенит. Уголкового отражателя представляет собой конструкцию из металлических листов, установленную под углом 45° . Внутри уголкового отражателя размещается радиометр. Порядок работы комплекса следующий: радиояркость температур, фиксируемая зеркалом холодного космоса, будет равна яркостной температуре неба и температуре стенок уголкового отражателя, которая равна яркостной температуре неба в исследуемом радиодиапазоне. При закрытии апертуры уголкового отражателя поглощающим материалом яркостная температура на входе антенны холодного космоса радиометра будет равна температуре окружающей среды T_0 . При размещении поглощающего материала под зеркалом холодного космоса при полном перекрытии уголкового отражателя температура фона для зеркала холодного космоса будет равна T_0 .

Для определения абсолютной погрешности измерения радиояркости температуры подстилающей поверхности радиометра в зоне прожекторного луча рабочего зеркала устанавливается образцовый апертурный ГШ (рис. 13.8).

13.2. Методика испытаний антенной системы

Целью испытаний антенной системы многоканального сканирующего радиометра является подтверждение исправности, работоспособности и соответствия параметров требованиям технических характеристик.

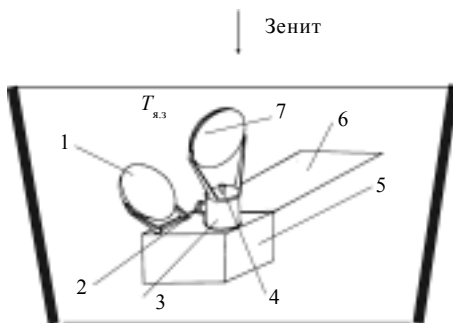


Рис. 13.7. Схема ИК на открытой площадке: 1 – поглощающий диск-излучатель; 2 – главный луч диаграммы направленности антенны; 3 – проводящий экран; 4 – облучатель; 5 – неподвижная часть; 6 – зеркало холодного космоса; 7 – калибруемая антенна

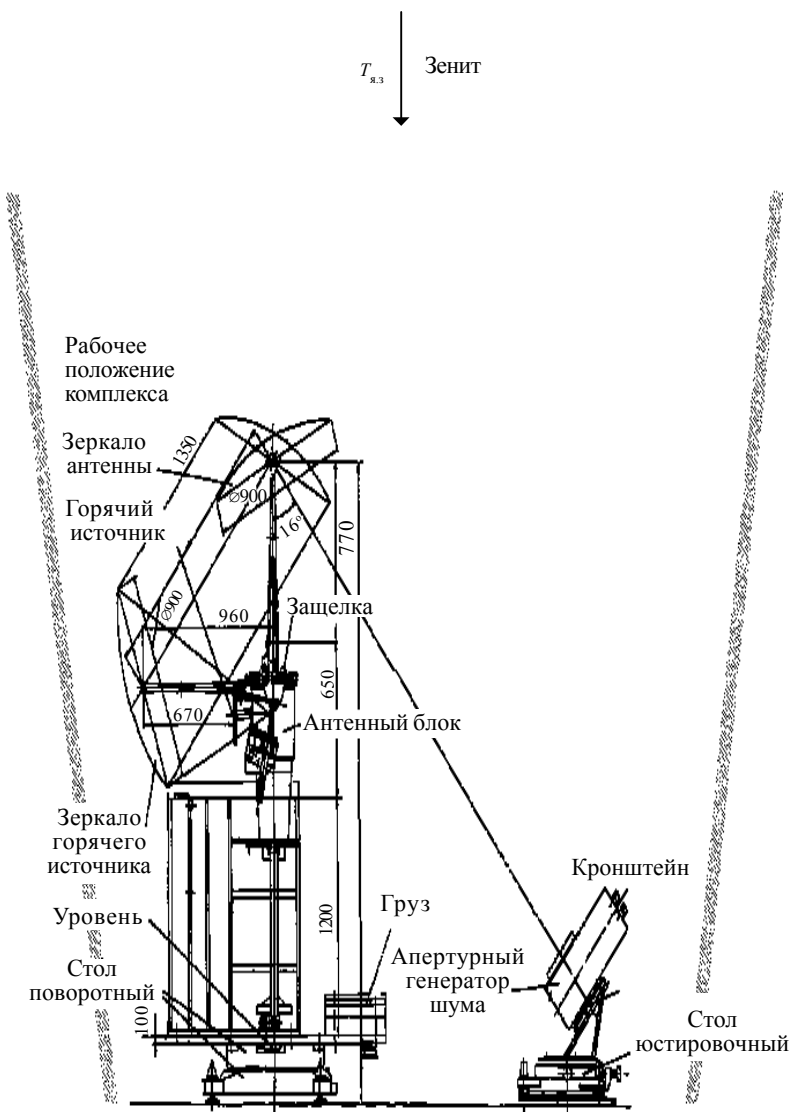


Рис. 13.8. Стенд на открытой площадке

Методика измерения ширины диаграммы направленности

1. Измерение ширины диаграммы направленности антенны выполняется по уровню половинной мощности для одной из центральных частот рабочих диапазонов в горизонтальной плоскости проводится в приемо-передающем режиме.

2. Измерения проводятся в условиях ИК.

3. Измерения проводятся отдельно для каждой частоты многоканального сканирующего радиометра. При измерении в каждом частотном диапазоне в качестве источника сигнала используется панорамный измеритель КСВ соответствующего частотного диапазона.

4. Контейнер многоканального сканирующего радиометра устанавливается на поворотном столе. Производится включение радиометра и раскрытие его антенной системы.

5. Структурная схема измерительной установки приведена на рис. 13.9. Схема размещения оборудования приведена на рис. 13.10.

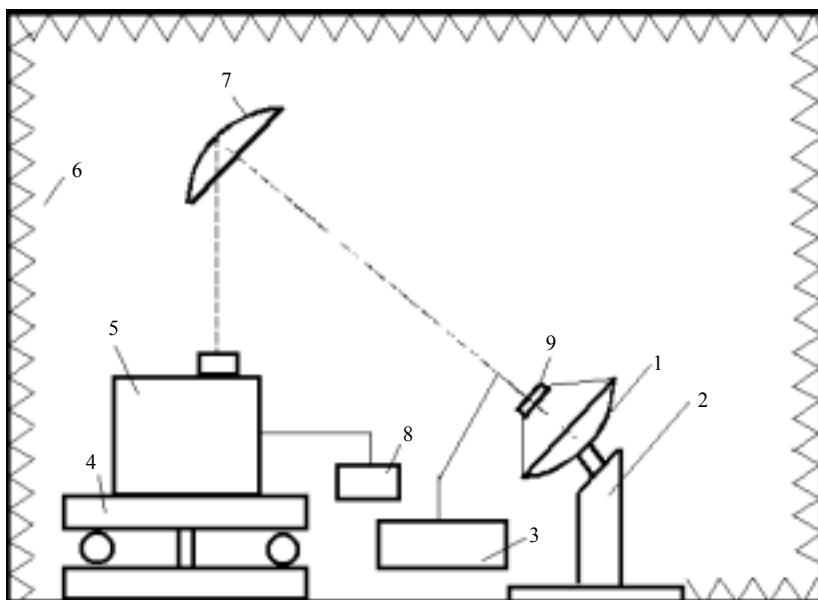


Рис. 13.9. Структурная схема измерительной установки:

1 – коллиматор; 2 – опорное устройство (ОПУ) коллиматора (юстировочный стенд); 3 – панорамный измеритель КСВ; 4 – ОПУ КА; 5 – контейнер радиометра; 6 – поглощающий материал; 7 – рабочее зеркало; 8 – контрольно-измерительная аппаратура (КИА) радиометра; 9 – сменный облучатель

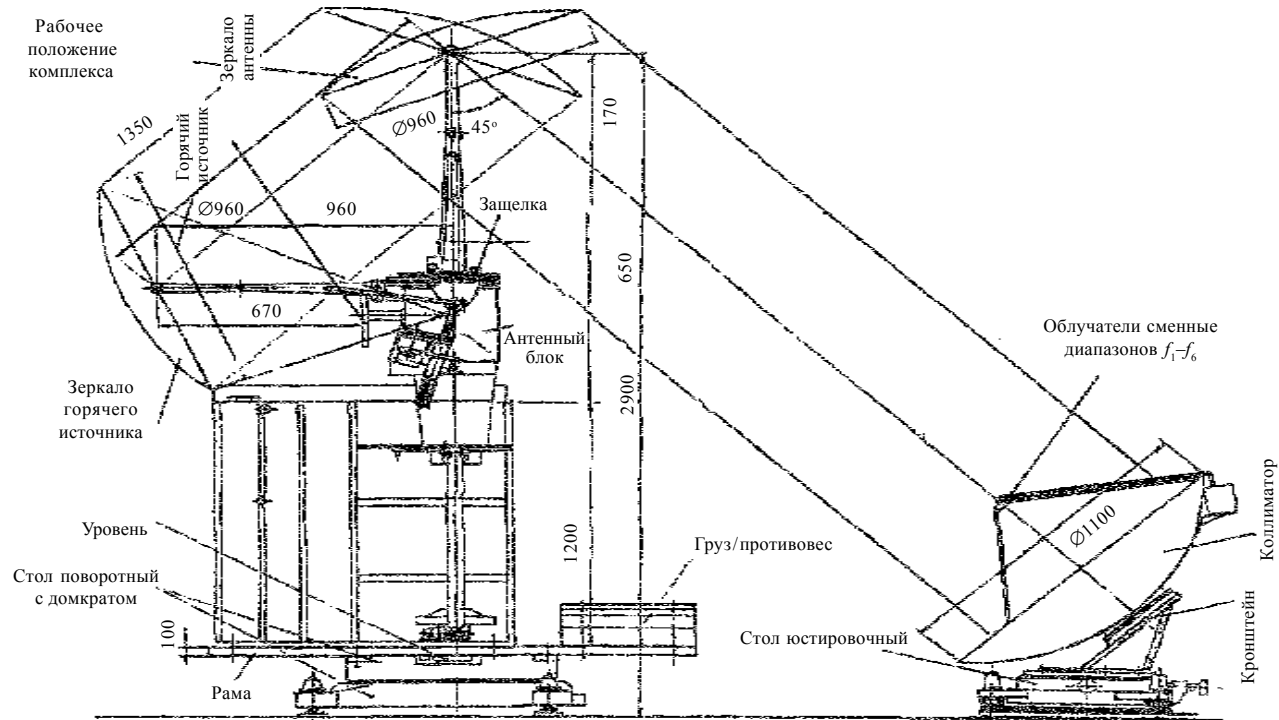


Рис. 13.10. Схема размещения испытательной аппаратуры при изменении ДН

С выхода СВЧ панорамного измерителя сверхвысокочастотный сигнал поступает на сменный рупорный излучатель соответствующей частоты, устанавливаемый в фокусе параболической антенны-коллиматора компактного полигона, формирующей плоский фронт волны, падающей на испытываемую рабочую антенну, что позволяет имитировать условия дальней зоны. Предварительно должна быть проведена оптическая юстировка антенны коллиматора на совмещение ее оптической оси с оптической осью испытываемой (рабочей) антенны.

6. По лимбу поворотного стола фиксируется угловое (по азимуту) положение испытываемой антенны, соответствующее максимальному сигналу на соответствующем выходе радиометра. Фиксируется уровень этого сигнала.

7. При помощи поворотного стола проводится поворот антенны до падения уровня сигнала на 3 дБ. По лимбу поворотного стола производится отсчет угла поворота антенны θ_1 .

8. После возвращения антенны в положение, соответствующее максимуму принимаемого сигнала, повторяются операции п. 7 для противоположного направления поворота антенны, производится отсчет угла θ_2 , соответствующего уменьшению уровня сигнала на 3 дБ относительно максимального уровня.

9. Ширина диаграммы направленности по уровню -3 дБ определяется выражением

$$\Delta\theta_{0,5} = \theta_1 - \theta_2.$$

10. Разворачивается сменный облучатель на коллиматоре на 90° по отношению к прежней ориентации и проводятся измерения ширины диаграммы направленности в этой плоскости аналогично пп. 6–10.

11. После измерения ширины диаграммы направленности в двух плоскостях плоскость поляризации на выходе СВЧ панорамного измерителя изменяется на ортогональную ей и повторяются измерения пп. 6–10.

Методика измерения коэффициента рассеяния антенны

1. Измерения проводятся на шести частотах $f_1, \dots, f_6$. Схема размещения оборудования приведена на рис. 13.11.

2. Коэффициент рассеяния антенны определяется соотношением

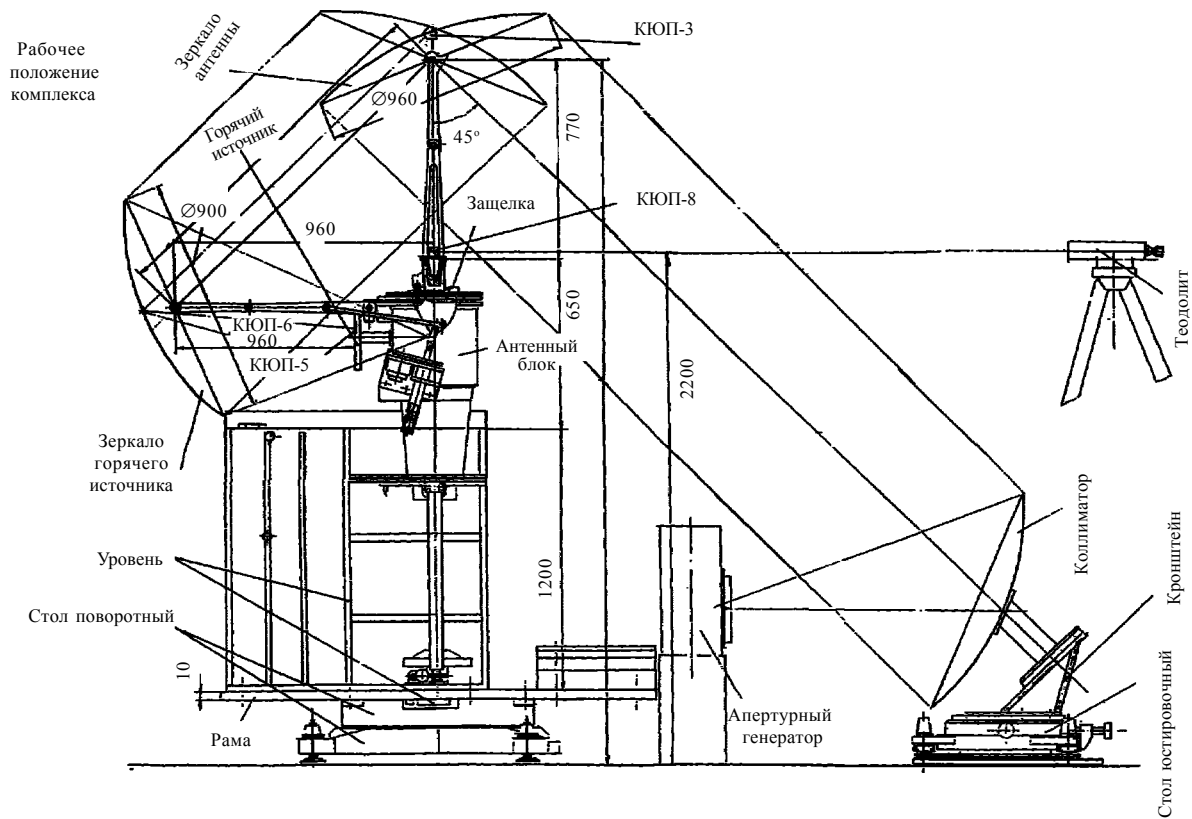


Рис. 13.11. Схема размещения оборудования для измерения коэффициента рассеяния и КПД антенны

$$\beta_{\text{гл}} = 1 - \frac{\int_{\Omega_{\text{гл}}} F^2 k \Delta f T d\Omega}{\int_{4\pi} F^2 k \Delta f T d\Omega},$$

где $\Omega_{\text{гл}}$ – угловая ширина главного лепестка по уровню $-(20-25)$ дБ; T – шумовая температура внешнего пространства в пределах $\Omega_{\text{гл}}$; $F^2(\theta, u)$ – нормированная энергетическая ДН рабочей антенны; Δf – полоса частот; k – постоянная Больцмана.

3. В фокальную область коллиматора устанавливается эталонный генератор шума с известной температурой $T_{\text{г.ш}}$ (рис. 13.11). Антенна радиометра ориентируется в направлении коллиматорной антенны так, чтобы ее ДН на частоте 10 ГГц находилась в пределах измерительной зоны коллиматора. На рис. 13.12, а приведена схема эксперимента, из которой следует, что при наблюдении из центра рабочего зеркала антенна коллиматора занимает угол 2×19 угл. град. Таким образом, для того чтобы вывести главный лепесток антенны радиометра на край луча коллиматора, необходимо повернуть антенну радиометра на угол $\Theta_1 = 19^\circ - \Theta_{00}/2$, как показано на рис. 13.12, б. Это гарантирует нахождение ДН более высоких частот также в пределах измерительной зоны. На каждой частоте радиометра фиксируется уровень принимаемой шумовой мощности P_1 .

4. Рабочая антенна радиометра поворачивается так, чтобы главный лепесток ДН на частоте 10,65 ГГц вышел за пределы измерительной зоны. Главные лепестки ДН на более высоких частотах при этом также будут находиться вне измерительной зоны. В этом случае необходимо повернуть антенну радиометра на угол $\Theta_2 = 19^\circ + \Theta_{00}/2$, как показано на рис. 13.12, в и 13.12, г. Зона коллимации будет занимать четверть боковых лепестков ДН исследуемой антенны. На каждой частоте радиометра записывается уровень принимаемой шумовой мощности P_2 , определяемый температурой фона $T_{\text{ф}}$ в пределах главного лепестка и основной части боковых лепестков и температурой $T_{\text{г.ш}}$ – в пределах дополнительной части боковых лепестков.

5. Эталонный шумовой генератор выключается и производится измерение фоновой шумовой мощности, принимаемой антенной радиометра из всего пространства в пределах угла 4π радиан.

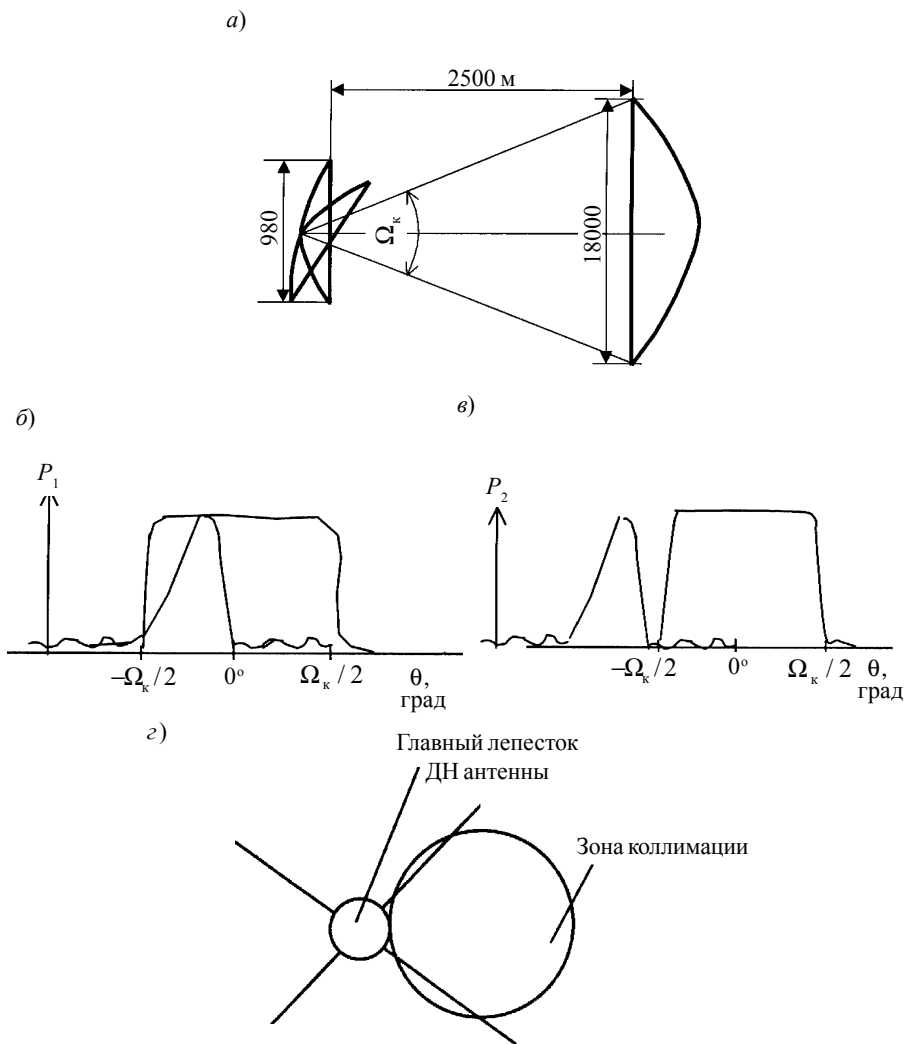


Рис. 13.12. Измерение коэффициента рассеяния антенны по трем измерениям:
 а – схема эксперимента; б – угловое положение диаграммы направленности измерительной антенны в зоне прожекторного луча коллиматора; в – угловое положение диаграммы направленности измерительной антенны вне зоны прожекторного луча коллиматора; г – положение диаграммы направленности измерительной антенны относительно прожекторного луча в поперечной плоскости

6. Расчет коэффициента рассеяния проводится по формулам:

$$P_1 = \int_{\Omega_{\text{гл}}} F_{\text{гл}}^2 k \Delta f T_{\text{г.ш}} d\Omega + \int_{\Omega_{\text{к}} / \Omega_{\text{гл}}} F_6^2 k \Delta f T_{\text{г.ш}_1} d\Omega + \int_{4\pi / \Omega_{\text{к}}} F_6^2 k \Delta f T_{\text{ф}} d\Omega;$$

$$P_2 = \int_{4\pi / \Omega_{\text{к}}} F^2(0, \varphi) k \Delta f T_{\text{ф}} d\Omega + \int_{\Omega_{\text{к}}} F_6^2 k \Delta f T_{\text{г.ш}} d\Omega;$$

$$P_3 = \int_{4\pi} F^2(0, \varphi) k \Delta f T_{\text{ф}} d\Omega;$$

$$\beta_{\text{гл}} = 1 - \frac{(P_2 - P_1)\alpha}{P_3},$$

где P_1 – шумовая мощность ТГШ в пределах главного лепестка ДН антенны; P_2 – шумовая мощность ТГШ в пределах боковых лепестков ДН; P_3 – шумовая мощность при выключенном ГШ, когда антенна повернута на угол больше 90° ; α – калибровочный коэффициент.

7. При использовании генератора шума с температурой 350 К возможно вычисление коэффициента рассеяния по двум измерениям пп. 4 и 5. В этом случае результат измерения по п. 4 запишется в виде

$$T'_A = T_{\text{ф}}(1 - \beta_{\text{гл}})\eta + \frac{T_{\text{г.ш}}\beta_{\text{гл}}\eta}{4} + \frac{3T_{\text{ф}}\beta_{\text{гл}}\eta}{4} + T_0(1 - \eta).$$

При измерении, проведенном по п. 5, результат запишется в виде

$$T''_A = T_{\text{ф}}\eta + T_0(1 - \eta).$$

Тогда коэффициент рассеяния вычисляется по формуле

$$\beta = \frac{4(T'_A - T''_A)}{\eta(T_{\text{г.ш}} - T_{\text{ф}})}.$$

Измерение коэффициента полезного действия (КПД) антенной системы радиометра

1. Для измерения КПД антенной системы радиометрическим методом собирается схема в соответствии с рис. 13.13. Схема размещения оборудования приведена на рис. 13.11.

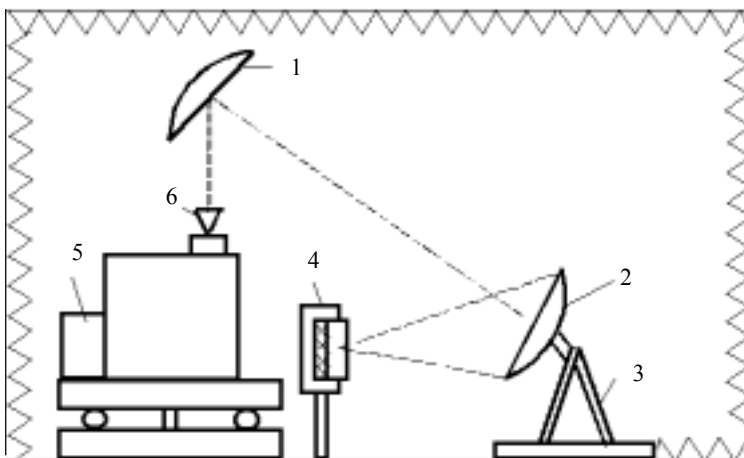


Рис. 13.13. Схема для измерения КПД антенной системы радиометрическим методом: 1 – рабочее зеркало; 2 – зеркало горячего источника; 3 – юстировочный стенд; 4 – широкоапертурный ГШ; 5 – КИА НЧ; 6 – облучатель

2. Измерение КПД проводится на каждой частоте путем сравнения уровня шумовой мощности, принимаемой приемниками радиометра соответствующей частоты от внутреннего генератора шума (ВГШ) с известной паспортизованной температурой при отключенном антенном входе, с шумовой мощностью при приеме внешнего шумового источника. В качестве внешнего источника шумовой мощности используется широкоапертурный генератор шума также с известной паспортизованной температурой на каждой частоте.

3. Расчет КПД антенной системы производится следующим образом. Во время измерения апертура ГШ располагается непосредственно перед апертурой антенны. В этом случае шумовая температура на входе радиометра составляет

$$T_{A_1} = \eta T_{\text{Г.ш}} + (1 - \eta)T_0,$$

где $T_{\text{Г.ш}}$ – шумовая температура, используемого в данном случае азотоохлаждаемого ГШ; T_0 – температура окружающей среды.

После этого антенна на входе радиометрического приемника заменяется на азотоохлаждаемую согласованную нагрузку. И тогда шумовая температура на входе радиометра определяется выражением

$$T_{A_2} = T_{\text{Г.ш}}.$$

Приращение антенной шумовой температуры на входе радиометра

$$T_{A_1} - T_{A_2} = T_{A_1} - T_{г.ш} = T_{г.ш} \eta + (1 - \eta) T_0 - T_{г.ш},$$

откуда

$$\eta_A = \frac{T_{A_1} - T_0}{T_{г.ш} - T_0}.$$

Методика измерения развязки между каналами радиометра

1. Измерения развязки между каналами радиометра проводятся прямым отсчетом.

2. Измерения проводятся в безэховой камере в каждом частотном диапазоне на установке, структурная схема которой приведена на рис. 13.14.

3. Проводится калибровка измерительной установки: устанавливается уровень сигнала U_{f1} на выходе канала соответствующего диапазону частот генератора стандартных сигналов, который регулируется встроенным аттенуатором ГСС.

4. Измеряется уровень сигнала на выходе остальных каналов радиометра $U_{f2}, U_{f3}, \dots, U_{fn}$; при этом при помощи встроенного аттенуатора ГСС компенсируется уровень сигнала на величину ослабления $L_{АТТ}$.

5. Рассчитывается развязка между каналами 1 и 2 по формуле

$$L_{раз} = 10 \lg \left(\frac{U_{f2}}{U_{f1}} \right) + L_{АТТ}.$$

6. Аналогично рассчитывается развязка между каналами 1–3, 1–4, ..., 1–n.

7. Аналогично проводится измерение развязки на остальных частотах.

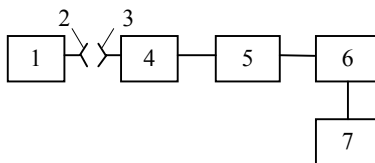


Рис. 13.14. Структурная схема установки для измерения развязки между каналами радиометра: 1 – генератор стандартных сигналов (ГСС) Г4-155, Г4-156, РГ4-14; 2 – образцовая антенна; 3 – блок облучателей; 4 – радиометрические приемники; 5 – блок предварительной обработки данных; 6 – КИА НЧ; 7 – блок питания

Методика измерения потерь в облучателе антенн радиометра

1. Измерение потерь в облучателе производится методом короткого замыкания.

2. Измерения проводятся на блоке облучателей на установке, структурная схема которой изображена на рис. 13.15.

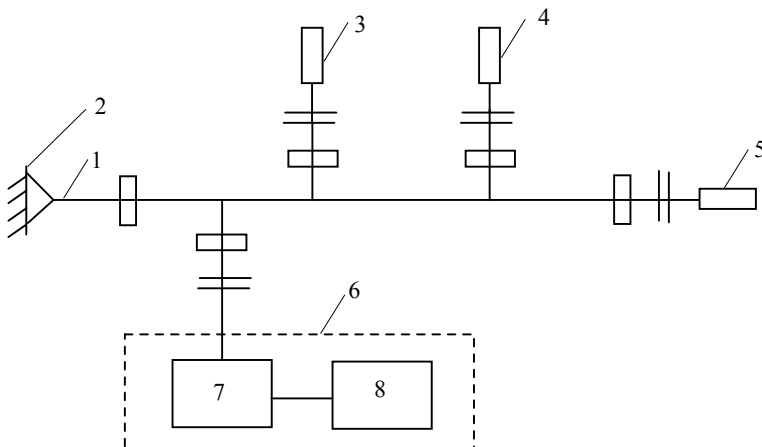


Рис. 13.15. Структурная схема установки для измерения потерь в облучателе антенн радиометра: 1 – блок облучателей радиометра; 2 – короткозамыкатель; 3, 4, 5 – согласованные нагрузки; 6 – измеритель КСВН типа Р2-61, Р2-65, Р2-66, РР2-01; 7 – блок СВЧ измерителя; 8 – блок индикации

3. Включается панорамный измеритель КСВН одного из частотных диапазонов радиометра и производится его калибровка.

4. Волноводный вход блока СВЧ измерителя КСВ подключается к выходному фланцу горизонтальной поляризации первого канала. Выходы остальных частотных каналов подключаются к согласованным нагрузкам.

5. Закорачивается апертура рупорного облучателя антенны радиометра.

6. Измеряется минимальный уровень КСВ– $K_{\text{кз}f_1}$.

7. Расчет потерь облучателя на данной частоте производится по формуле

$$\eta_{\text{обл}_1} = \frac{K_{\text{кз}f_1} - 1}{K_{\text{кз}f_1} + 1}.$$

8. Аналогично проводятся измерения потерь с других выходов блока облучателей антенны радиометра.

Методика измерения КСВ на каждой частоте радиометра

1. Измерение КСВ на каждой частоте радиометра производится прямыми измерениями.

2. Измерения проводятся на установке, структурная схема которой изображена на рис. 13.16.

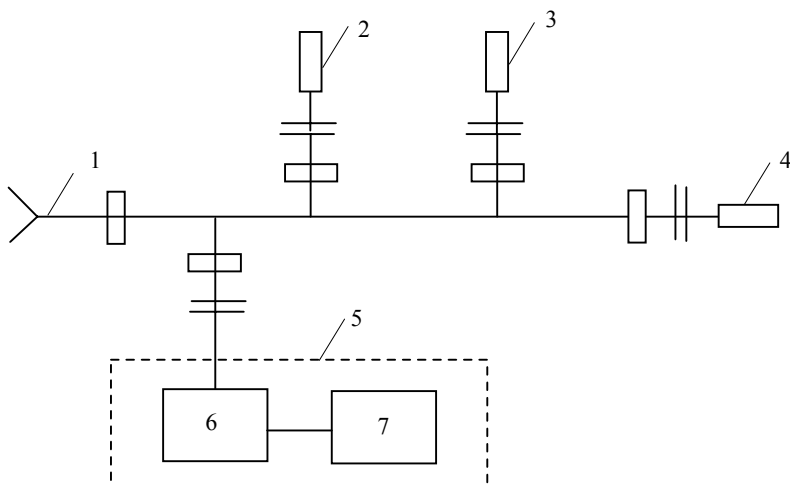


Рис. 13.16. Функциональная схема стенда для измерения КСВ на каждой частоте радиометра: 1 – блок облучателей радиометра; 2, 3, 4 – согласованная нагрузка; 5 – измеритель КСВН типа Р2-61, Р2-65, Р2-66, РР2-01; 6 – блок СВЧ измерителя; 7 – блок индикации

3. Включается панорамный измеритель КСВН соответствующего частотного диапазона и производится его калибровка.

4. Волноводный вход измерителя КСВН подключается к выходному фланцу горизонтальной поляризации первого канала; к фланцам остальных частотных каналов подключаются согласованные нагрузки.

5. Производится отсчет КСВ по шкале блока индикации измерителя, устанавливая ручкой "Уровень" минимальное и максимальное значение в полосе частот на экране блока индикации.

6. Аналогично проводятся измерения КСВН с других выходов блока облучателя антенны радиометра.

Методика измерения положения радиооси антенны

1. Измерение положения радиооси антенны радиометра производится в приеме-передающем режиме.
2. Измерения проводятся в условиях испытательного комплекса.
3. Измерения проводятся отдельно для каждой частоты с использованием коллиматора, волноводной измерительной линии, двойного T -моста и генератора сигналов соответствующего частотного диапазона.
4. Контейнер радиометра устанавливается на опорно-поворотном устройстве, производится включение радиометра и раскрытие антенной системы.
5. Структурная схема измерений приведена на рис. 13.17.

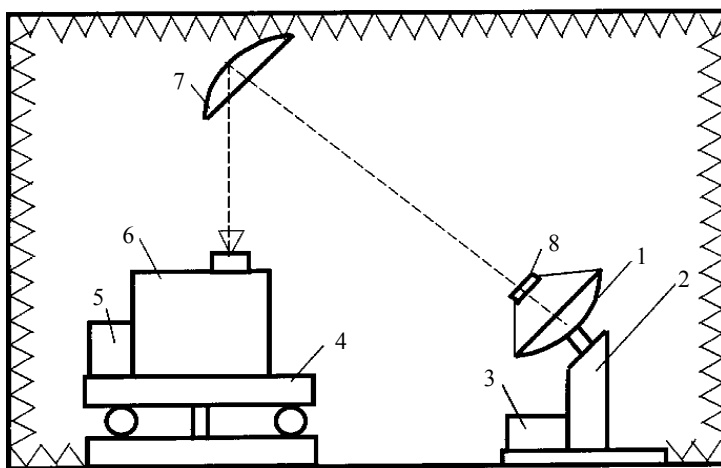


Рис. 13.17. Измерительная установка для измерения положения радиооси антенны: 1 – зеркало коллиматора; 2 – ОПУ коллиматора (юстировочный стенд); 3 – генератор; 4 – ОПУ КА; 5 – КИА НЧ; 6 – контейнер радиометра; 7 – рабочее зеркало; 8 – волноводная линейка с двойным T -мостом

6. Измерения проводятся следующим образом.

6.1. Предварительно должна быть проведена оптическая юстировка антенны коллиматора на совмещение его оптической оси с оптической осью рабочей антенны.

6.2. Включить генератор и перемещая облучатель коллиматора, установить на выходе соответствующего канала радиометра мак-

симального сигнала по суммарному каналу двойного T -моста, и минимальный уровень по разностному каналу.

6.3. Вращая поворотное устройство с антенной радиометра, можно восстановить ориентацию антенн в направлении на центр волноводной линейки. При этом фиксируется положение радиооси по пеленгационной характеристике в соответствии с сигналом, принимаемом радиометром.

6.4. Устанавливая последовательно антенну радиометра с помощью поворотного устройства в различные положения зоны обзора, можно определить разброс положения радиооси на всех рабочих частотах радиометра.

Методика определения оптической оси антенной системы при сканировании

1. Методика разработана с целью удовлетворения следующих требований:

- обеспечение совпадения оптических осей сканирующей антенны и излучателя;
- обеспечение совпадения фокальных точек антенны и излучателя;
- обеспечения требуемого направления луча визирования антенны на подстилающую поверхность относительно оси вращения антенны ($44,8 \pm 0,1$ угл. град) и сохранения его в пределах не менее 100 град по азимуту;
- согласование оптических осей сканирующей антенны и бортового широкоапертурного излучателя.

Оптическая проверка электромагнитного датчика угла поворота антенны осуществляется с погрешностью 0,02 угл. град.

2. Методика юстировки основывается на использовании промышленно выпускающихся приборов специальных контрольно-юстировочных приспособлений (КЮП). При разработке методики предполагалось, что поверхность зеркала антенны не имеет оптического качества. Поэтому в процессе разработки конструкции зеркала предусматриваются технологические посадочные места для юстировочных элементов оптического качества (КЮП-1). Количество, качество, размеры и форма указанных элементов оговариваются с разработчиком высокочастотной части, конструкторами и изготовителями зеркала. Ориентировочный вид зеркала антенны и КЮП-1 по-

казаны на рис. 13.18 и 13.19. В процессе изготовления зеркала антенны контроль его качества и формы производится совместно с КЮП-1. В случае наличия оптического качества поверхности антенного зеркала методика юстировки остается без изменений, изготавливать КЮП-1 не нужно.

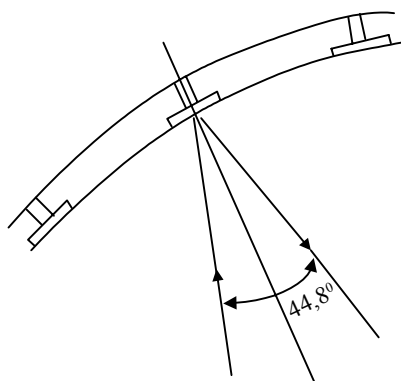


Рис. 13.18. Взаимное расположение зеркала антенны и КЮП-1

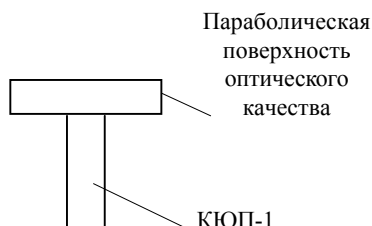


Рис. 13.19. Контрольно-юстировочное приспособление

3. После установки зеркала антенны и излучателя на технологические места и их закрепления в расчетном положении приступают к юстировке в следующей последовательности. Схема размещения оборудования приведена на рис. 13.20.

3.1. Совмещение осей излучателя и антенны производится в соответствии с рис. 13.21 следующим образом. КЮП-2 устанавливается на излучатель. Наблюдают автоколлимационный блик от КЮП-2 через автоколлимационный теодолит 1, установленный вблизи расчетной точки пересечения опорного и отраженного от зеркала антенны пучков. Совмещают блики или перекрестия от передней грани КЮП-2 и плоскости КЮП-2, перпендикулярной его излучающей поверхности, фиксируя тем самым ось теодолита перпендикулярную отраженному от излучающей плоскости излучателя пучку.

3.2. Устанавливают автоколлимационный теодолит 2, совмещая его перекрестие с перекрестием теодолита 1, фиксируя тем самым ось 1-2. Устанавливают КЮП-3 в центральное посадочное отвер-

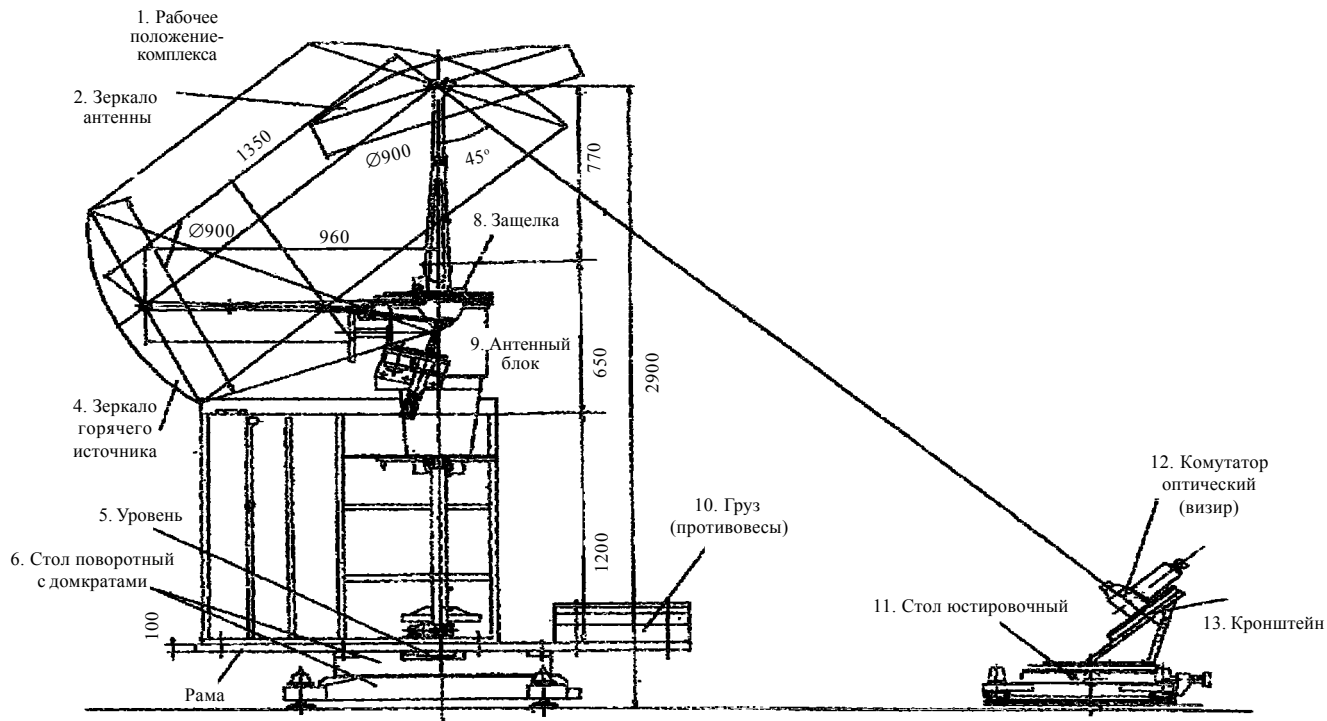


Рис. 13.20. Схема размещения оборудования

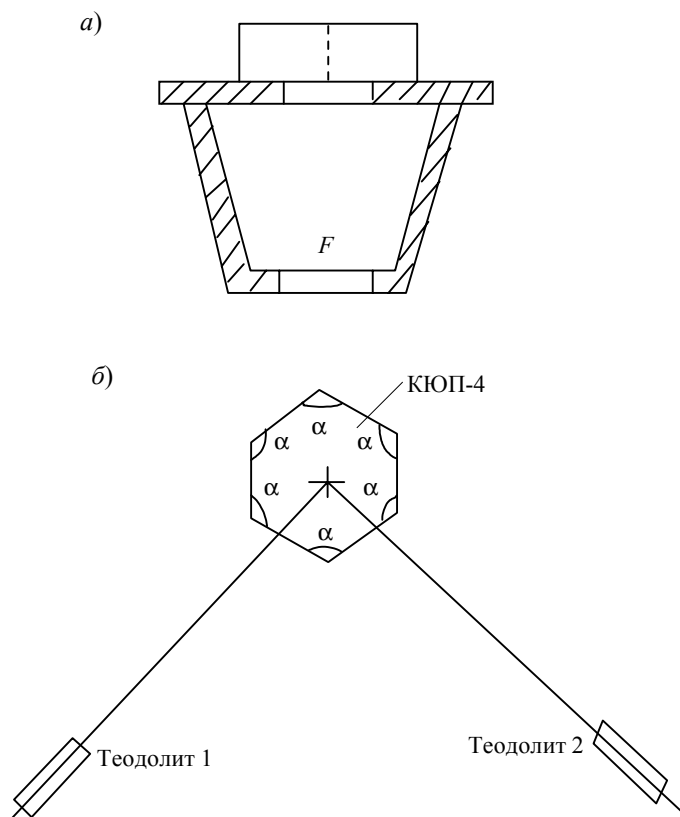


Рис. 13.21. Схема проверки датчика поворота:
a – вид КЮП-4; *б* – схема проверки

стие зеркала антенны. Освещают его теодолитом 2, наблюдая блики от поверхностей в оба теодолита, вращая и перемещая теодолит 1, добиваются совмещения всех перекрестий в одно. В случае невозможности совмещения блика от КЮП-3 с остальными выясняют причину и устраняют ее. Если причина лишь в положении антенны и теодолита, наклоняют антенну в нужное положение, перемещая и доворачивая теодолит дополнительно в случае необходимости. Проверяют установку, наблюдая перекрестие теодолита 2 (рис. 13.21).

3.3. В случае совмещения всех перекрытий в одно, считается совпадение оптических осей сканирующей антенны и измерителя достигнутым. В случае выполнения п. 3.2 и резком изображении пере-

крестия КЮП-2 фокальные точки зеркала антенны и излучателя будут совмещены.

3.4. Если при выполнении пп. 3.2 и 3.3 перекрестия резкие и отсчет по лимбу теодолита равен $45,2 \pm 0,1$ угл. град обеспечение требуемого направления луча визирования антенны на подстилающую поверхность относительно оси вращения считается выполненным, так как угол отклонения луча КЮП-3 равен $44,8 \pm 0,1$. Проверка отсутствия увода луча от положения $44,8$ угл. град в различных азимутальных положениях антенны проводится аналогичным способом.

3.5. Проверка правильности работы электромагнитного датчика поворота производится в соответствии с рис. 13.21 с помощью КЮП-4, установленного на излучатель. Если настроить N теодолитов по автоколлимационным бликам от КЮП-4 и, задав угол α по электромагнитному датчику, проверить совпадение бликов от 1 до $N-1$ граней в автоколлиматорах 1 до $N-1$, то в случае совпадения бликов считают, что электромагнитный датчик даст правильные результаты. При несовпадении выясняют причину рассогласования и устраняют ее.

3.6. Согласование оптических осей излучающей антенны и бортового широкоапертурного излучателя производится с помощью КЮП-5, устанавливаемого на специально предусмотренное конструктивно технологическое место в блоке БШИ, и КЮП-6 – в технологическое посадочное место антенны БШИ в соответствии с рис. 13.22, где КЮП-5 определяет положение излучающей плоскости БШИ, а КЮП-6 – плоскости нормальной к оси излучающей антенны БШИ. Развернув антенну радиометра в сторону БШИ, устанавливают КЮП-2 на излучатель, совмещают блики от КЮП-2, -3, -5, -6 подвижками БШИ и его антенны.

Методика определения периода сканирования антенны радиометра

1. Измерение периода сканирования производится на оптическом стенде, используя автоколлимационный метод.

2. При измерении используются контрольно-юстировочные приспособления КЮП-2, КЮП-3, КЮП-5, КЮП-6, установленные на антенной системе радиометра, согласно рис. 13.23.

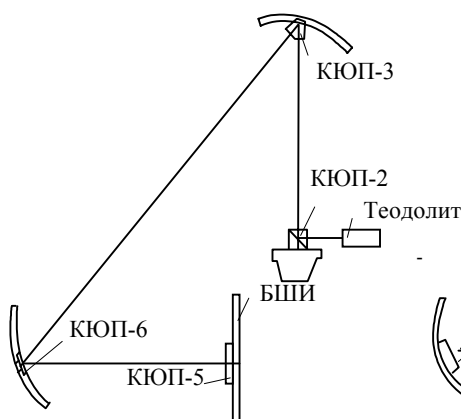


Рис. 13.22. Схема согласования оптических осей излучающей апертуры и БШИ

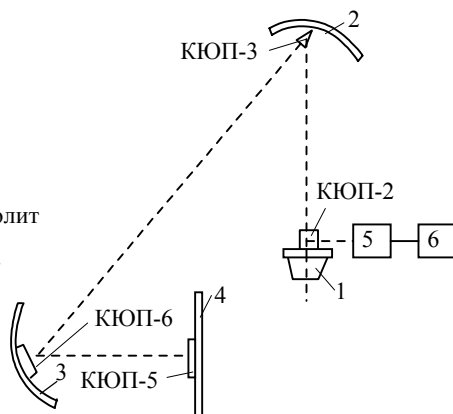


Рис. 13.23. Схема для определения периода сканирования антенны радиометра: 1 – блок облучателей радиометра; 2 – рабочее зеркало; 3 – зеркало "горячего источника"; 4 – БШИ; 5 – оптический приемник; 6 – осциллограф

3. На выходе автоколлиматора подключается оптический приемник, сигнал которого регистрируется осциллографом.

4. Включается привод антенны радиометра. На осциллографе наблюдается импульс, соответствующий прохождению луча через автоколлиматор.

5. Измеряется временной интервал между импульсами, соответствующий периоду сканирования антенны.

Методика измерения уровня кроссполяризации

Для измерения кроссполяризационной компоненты поля необходимо линейно-поляризационную зондовую антенну на сканере вначале развернуть на 90° по отношению к вектору поляризации падающей волны от облучателя и повторить измерения распределения поля в измерительной зоне.

Далее вернуть зондовую антенну в первоначальное положение и развернуть сменный облучатель коллиматора на 90° . Повторить измерения распределения поля в измерительной зоне.

Расчет уровня кроссполяризационного поля произвести по формуле

$$K = 20 \lg \frac{\sum_{i=1}^n A_{i \text{ осн}}}{\sum_{i=1}^n B_{i \text{ кр}}},$$

где $\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n A_{i \text{ осн}}$ – средняя величина основной поляризационной компоненты; $\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n A_{i \text{ кр}}$ – средняя величина кроссполяризационной компоненты.

Процедура измерения повторяется на всех рабочих частотах радиометра с использованием сменных облучателей и соответствующих антенн-зондов.

13.3. Методика испытаний приемного тракта

Методика определения флюктуационной чувствительности радиометра

1. По определению – флюктуационной чувствительностью радиометра принято считать минимальный сигнал, который может быть зафиксирован радиометром и равный среднеквадратичному отклонению выходных флюктуаций, которое запишется в виде выражения

$$\delta T_{\text{фл}} = T_k \frac{\sigma U_0}{U_k},$$

где T_k – шумовая температура генератора шума; σU_0 – среднеквадратичное отклонение осредненного значения; U_k – перепад напряжения, соответствующий шумовой температуре T_k .

На рис. 13.24 приведена запись выходного напряжения радиометра при подаче источника шума 392 К.

2. В качестве генераторов шума используются газоразрядный ГШ с поляризационным аттенюатором и образцовый охлаждаемый ГШ с поглощающим или поляризационным аттенюаторами. В случае газоразрядного ГШ температуру шума можно представить в виде

$$T_k = [T_{\text{г.ш}} L](1 - |\Gamma|^2),$$

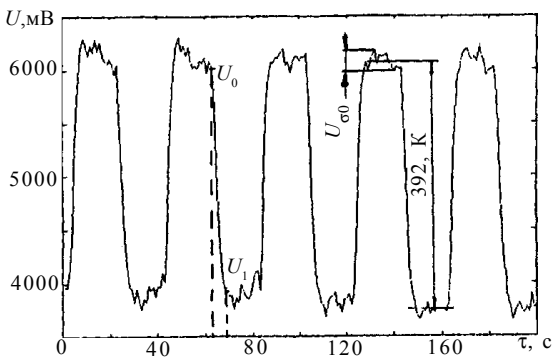


Рис. 13.24. Временные диаграммы сигнала на выходе АЦП радиометра при $T_{\text{ш}} = 392 \text{ К}$

где $T_{\text{г.ш}} = 18 \cdot 10^3 \text{ К}$ – шумовая температура газоразрядного генератора шума; L – ослабление в размах поляризационного

аттенюатора; $|\Gamma| = \frac{k-1}{k+1}$ –

коэффициент отражения от входа поляризационного аттенюатора; T_0 – термодинамическая температура аттенюатора.

Погрешность установки шумовой температура для это типа ГШ составляет

$$\Delta T_{\text{г.ш}} = \pm 0,1 \text{ К}.$$

Для образцового охлаждаемого генератора шума (ОГШ) с поляризационным аттенюатором шумовая температура записывается в виде

$$T_k = [T_{\text{г.ш}} L] (1 - |\Gamma|^2).$$

Температура ОГШ с аттенюатором поглощающего типа запишется в виде

$$T_k = T_{\text{г.ш}} L - T_0 (1 - L).$$

Для этого генератора шума погрешность установки уровня при $L = 0$ определяется паспортными характеристиками ГШ и составляет

$$\Delta T_{\text{г.ш}} = \pm 0,01 \text{ К}.$$

3. Измерение флюктуационной чувствительности канала радиометра при использовании газоразрядного ГШ производится следующим образом:

Собирают структурную схему измерений согласно рис. 13.25. Включают источник питания радиометра типа Б5-21 и наблюдают на экране осциллографа выходную шумовую дорожку устройства, а на вольтметре ВКЗ-61А измеряют среднеквадратичное значение напряжения собственных шумов U_{σ} .

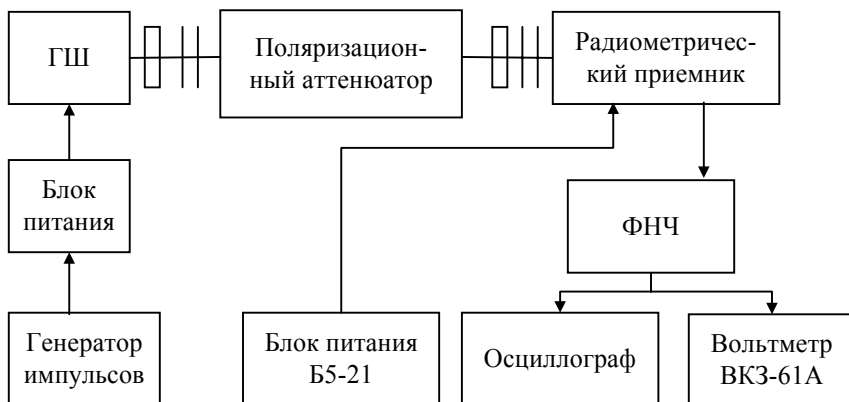


Рис. 13.25. Структурная схема измерений флюктуационной чувствительности

Установив на аттенюаторе ослабление примерно 23 дБ, включают генератор шума и измеряют на ВКЗ-61А выходное напряжение U_k .

Флюктуационная чувствительность, приведенная ко времени 1с, рассчитывается по формуле

$$\delta T_{\text{фл}} = \frac{T_k U_{\sigma} / 2}{U_k \sqrt{\Delta F_n \tau}},$$

где T_k – мощность ГШ, ослабленная аттенюатором; U_{σ} – средне-квадратичное значение напряжения собственных шумов; U_k – напряжение калибровочного сигнала, соответствующее температуре T_k ; ΔF_n – полоса фильтра нижних частот, включенного на выходе блока, ($\Delta F_n = 2500$ Гц); τ – время усреднения, равное 1 с.

Генератор шума и аттенюатор, соответствующего частотного диапазона радиометра, выбираются из состава КПА.

4. Измерение флюктуационной чувствительности при использовании образцового генератора шума. Собирается структурная схема согласно рис. 13.26.

Проводится два измерения при двух положениях аттенюатора, рассчитывается перепад шумовой температуры и вычисляется флюктуационная погрешность.

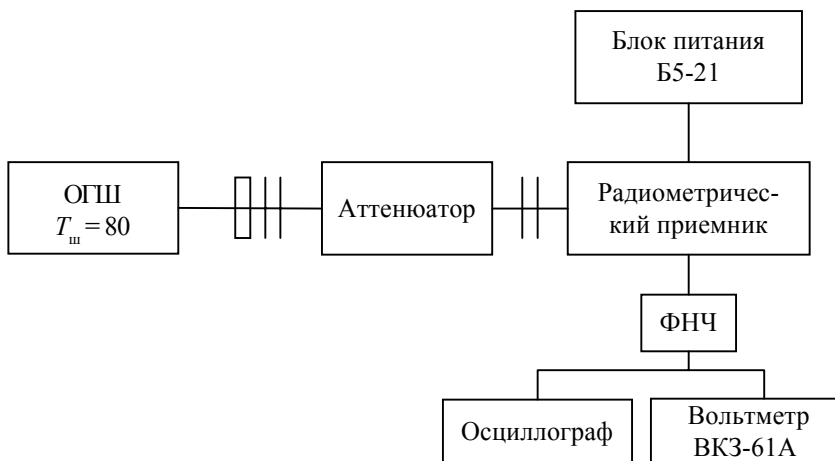


Рис. 13.26. Структурная схема измерения флюктуационной чувствительности с использованием образцового генератора шума

5. Измерение флюктуационной чувствительности радиометра при обработке сигнала процессором радиометра.

В этом случае на вход радиометра подключается один из генераторов шума соответствующего частотного диапазона, а запись сигнала производится при помощи контрольно-измерительной аппаратуры КИА НЧ и флюктуационная чувствительность вычисляется с помощью специальной программы.

Методика определения абсолютной погрешности измерения шумовой температуры испытательного комплекса

Методика калибровки системы горячего источника (БШИ)

Структурная схема установки для калибровки приведена на рис. 13.27.

Порядок калибровки

1. Антенная система радиометра переводится в положение 1.
2. В фокус эталонной антенны устанавливается апертурный источник с шумовой температурой $T_{\min}$. Установка взаимного расположения зеркал производится при помощи юстировочных устройств.

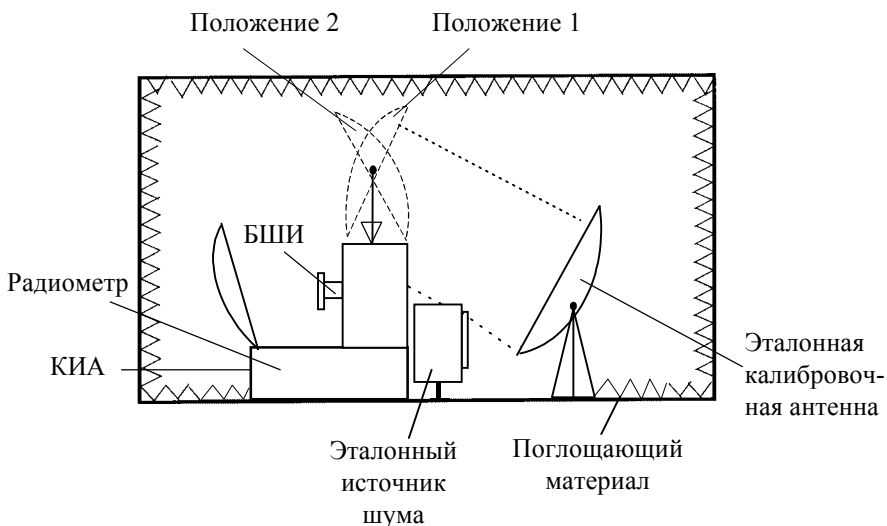


Рис. 13.27. Схема испытаний системы горячего источника (БШИ)

Производится измерение шумовой температуры радиометрическим приемником, в результате которого на выходе получаем код N_1 , соответствующий температуре $T_{\min}$. Далее выходное напряжение представляем в виде кода, получающегося после оцифровки аналого-цифровым преобразователем.

3. Антенная система радиометра остается в положении 1.

4. В фокус эталонной антенны устанавливается апертурный источник с шумовой температурой $T_{\max}$.

5. Производится измерение шумовой температуры радиометрическим приемником, в результате которого на выходе получаем код N_2 , соответствующий температуре $T_{\max}$.

6. Антенная система радиометра переводится в положение 2. Производится юстировка по методике, разработанной для юстировки измерительных стендов.

7. БШИ радиометра разогревается до установления рабочей температуры.

8. С датчиков, расположенных на БШИ, считываются показания термодинамической температуры t_0 .

9. Производится измерение шумовой температуры радиометрическим приемником, в результате которого на выходе получаем код N_0 .

Порядок вычислений калибровочных коэффициентов

Антенная температура, принимаемая радиометром от эталонного источника, может быть рассчитана с помощью следующего выражения:

$$T_{Ai} = (1 - \beta_э) \eta_э T_{иi} + \beta_э T_{\phi} \eta_э + T_э (1 - \eta_э),$$

где $\beta_э$ – коэффициент рассеяния эталонной антенны; $\eta_э$ – КПД эталонной антенны; $T_{иi}$ – шумовая температура эталонного источника; $T_э$ – термодинамическая температура эталонной антенны; T_{ϕ} – температура фона.

Функцию передачи радиометра с точностью в пределах линейности тракта можно описать следующим выражением:

$$T_A = aN + b,$$

где

$$a = \frac{T_{A1} - T_{A2}}{N_1 - N_2}; \quad b = \frac{T_{A2} N_1 - T_{A1} N_2}{N_1 - N_2}, \quad (13.1)$$

а T_{A1} и T_{A2} вычисляются с учетом значений $T_{и1} = T_{\min}$, а $T_{и2} = T_{\max}$.

Шумовое излучение, поступающее от системы "горячей" калибровки радиометрического комплекса, имеет яркостную температуру, пропорциональную термодинамической температуре БШИ

$$T_{\text{БШИ}} = K t_{\text{БШИ}} + \beta_k T_{\phi} \eta_k + T_k (1 - \eta_k), \quad (13.2)$$

где T_k и η_k – термодинамическая температура и КПД горячего космоса, соответственно; β_k – постоянная рассеяния антенны при приеме излучения "горячего" источника.

Коэффициент K вычисляется из следующего выражения:

$$K = \frac{a N_0 + b - \beta_k T_{\phi} \eta_k + T_k (1 - \eta_k)}{t_{\text{БШИ}}}. \quad (13.3)$$

При бортовых калибровках для восстановления $T_{\text{БШИ}}$ по изменениям термодинамической температуры БШИ необходимо использовать выражение (13.2) с учетом существующих рабочих условий T_{ϕ} и T_k .

Погрешность калибровки

Для оценки погрешности измерений при калибровке системы бортовой калибровки необходимо проанализировать выражение (13.3) с учетом (13.1) и (13.2).

При вычислениях коэффициента передачи от БШИ на вход радиометра используются измеряемые параметры $T_{и1}$, $T_{и2}$, N_1 , N_2 , t_0 , N_0 , погрешность определения которых и определяет погрешность вычисляемого коэффициента.

Ошибку определения коэффициента K можно записать как

$$\Delta K = \sqrt{\left(\frac{\partial K}{\partial T_{и1}} \Delta T_{и1}\right)^2 + \left(\frac{\partial K}{\partial T_{и2}} \Delta T_{и2}\right)^2 + \left(\frac{\partial K}{\partial N_1} \Delta N_1\right)^2 + \left(\frac{\partial K}{\partial N_2} \Delta N_2\right)^2 + \left(\frac{\partial K}{\partial N_0} \Delta N_0\right)^2 + \left(\frac{\partial K}{\partial t_{БШИ}} \Delta t_{БШИ}\right)^2},$$

где $\Delta T_{и1}$ и $\Delta T_{и2}$ – погрешности задания шумовой температуры эталонных источников; ΔN_0 , ΔN_1 , ΔN_2 – погрешности измерения шумовой температуры радиометрическим комплексом; Δt_0 – ошибки измерения термодинамической температуры БШИ;

$$\frac{\partial K}{\partial T_{и1}} = \frac{(1-\beta_3)\eta_3(N_0 - N_2)}{t_{БШИ}(N_1 - N_2)};$$

$$\frac{\partial K}{\partial T_{и2}} = \frac{(1-\beta_3)\eta_3(N_1 - N_0)}{t_{БШИ}(N_1 - N_2)};$$

$$\frac{\partial K}{\partial N_1} = \frac{(1-\beta_3)\eta_3(T_{и1} - T_{и2})(N_2 - N_0)}{t_{БШИ}(N_1 - N_2)^2};$$

$$\frac{\partial K}{\partial N_2} = \frac{(1-\beta_3)\eta_3(T_{и1} - T_{и2})(N_0 - N_1)}{t_{БШИ}(N_1 - N_2)^2};$$

$$\frac{\partial K}{\partial N_0} = \frac{(1-\beta_3)\eta_3(T_{и1} - T_{и2})}{t_{БШИ}(N_1 - N_2)};$$

$$\frac{\partial K}{\partial t_0} = - \frac{(1 - \beta_3) \eta_3 [N_0 (T_{и1} - T_{и2}) + (T_{и2} N_1 - T_{и1} N_2)]}{t_{БШИ}^2 \cdot (N_1 - N_2)} +$$

$$+ \frac{\beta_3 T_{\phi} \eta_3 + T_3 (1 - \eta_3) + \beta_k T_{\phi} \eta_k - T_k (1 - \eta_k)}{t_{БШИ}^2}.$$

Получаемое значение ошибки ΔK определяет погрешность измерения радиометром с учетом калибровки по БШИ

$$\Delta T_{БШИ} = \Delta K t_{БШИ}.$$

Полученное выражение не учитывает влияния неточности задания T_{ϕ} и T_k , поскольку

$$\Delta T_{\phi} \beta_k \eta_k + \Delta T_k (1 - \eta_k) \ll \Delta T_k t_{БШИ}.$$

Методика оптической юстировки БШИ

1. Установить теодолит T_1 так, чтобы точка пересечения оси зрительной трубы и оси ее вращения находилась примерно в точке A (рис. 13.28) и выставить ось зрительной трубы теодолита в горизонт. При этом ось зрительной трубы должна проходить через прямоугольную призму контрольно-юстировочного приспособления (КЮП-2) на высоте примерно равной половине высоты катетной грани.

2. Разворачивая КЮП-2 и T_1 относительно друг друга, наблюдать автоколлимационный блик от отражающей катетной грани призмы. Оценить в угловой мере рассогласование автоколлимационного блика и сетки T_1 . Если оно больше 10 с, то необходимо с помощью регулировочных винтов ОПУ добиться, чтобы рассогласование было меньше 10 с. Развернуть вращающуюся часть радиометра на 90° и наблюдать в теодолит T_1 автоколлимационный блик от боковой грани призмы КЮП-2. Добиться несовпадения автоколлимационного блика и сетки теодолита в пределах 10 с. Выполнение этого пункта обеспечивает горизонтальность выходной плоскости облучателя.

3. Развернуть зрительную трубу T_1 по углу места на угол $67,6^\circ$ (рис. 13.29) и с помощью оптического визира теодолита осуществить предварительное наведение зрительной трубы на КЮП-1. (КЮП-1 устанавливается постоянно на зеркало антенны основной (ЗАО) и зеркало "горячего" источника (ЗГИ) при их изготовлении). Точное

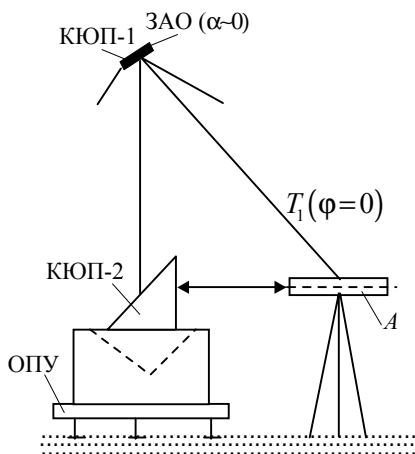


Рис. 13.28. Выставление в горизонт плоскости облучателя по автоколлимации от КЮП-2: α – азимут; φ – угол места

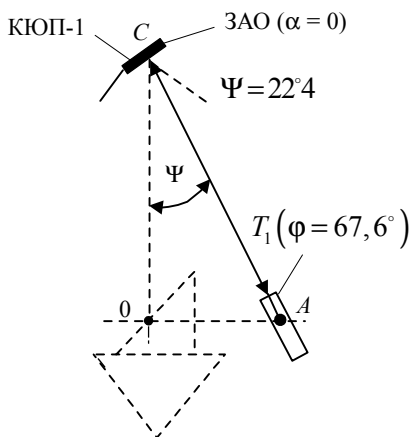


Рис. 13.29. Выставление визирной оси теодолита T_1 в плоскости падения луча на ЗАО по автоколлимации от КЮП-1

наведение зрительной трубы осуществляется с помощью наводящих винтов. Контроль точного наведения осуществляется по совпадению автоколлимационного блика от КЮП-1 с сеткой зрительной трубы с погрешностью не более 10 угл. с в вертикальной и горизонтальной плоскостях. При выполнении этого пункта необходимо контролировать установку теодолита в горизонт. Выполнение этого пункта обеспечивает установку оси зрительной трубы в плоскости падения луча ЗАО.

4. Снять КЮП-2. Установить T_2 от оси вращения ЗАО на расстоянии $0 \text{ctg} \Psi$ оппозиционно T_1 (рис. 13.30) и установить его в горизонт. С помощью наводящих винтов T_2 выставить ось его горизонтальной трубы параллельно оси зрительной трубы T_1 . Контроль осуществляется по совпадению изображения сетки T_1 с сеткой T_2 .

5. Не меняя положения T_2 , переставить T_1 в положение В (рис. 13.31), т. е. на расстоянии от оси вращения ЗАО равном $0 \text{ctg} \Psi$, и выставить ось его зрительной трубы параллельно оси зрительной трубы T_2 . При выполнении этого пункта необходимо проверить горизонтальную установку T_1 и T_2 .

6. Установить КЮП-2 на выходную плоскость облучателя и, вращая его, добиться совпадения автоколлимационного блика от катетной грани призмы КЮП-2 с сеткой зрительной трубы T_1

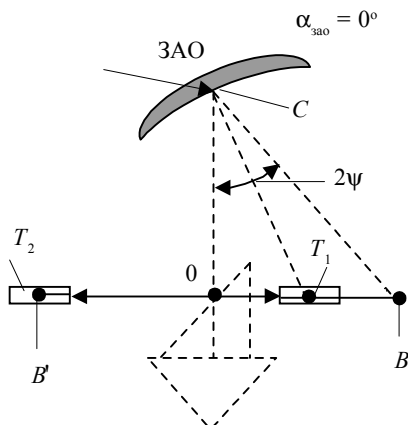


Рис. 13.30. Установка теодолита T_2 по теодолиту T_1 ; $\alpha_{3ao} = 0^\circ$; $2\psi = 44^\circ 8'$; $OB' = OB$; $OB = 0 \text{ctg}$

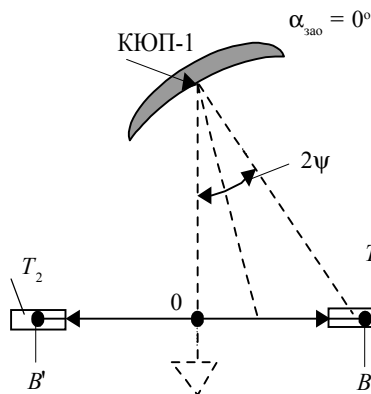


Рис. 13.31. Установка теодолита T_1 в точку B по теодолиту T_2

(рис. 13.32). Рассогласование в горизонтальной и вертикальной плоскостях не должно превышать 10 с. Выполнение этого пункта обеспечивает ориентацию. КЮП-2 по отношению к плоскости падения луча на 3АО.

7. Установить на БШИ КЮП-4.

8. Развернуть вращающуюся часть MWRI на 180° по датчику углового положения.

9. Установить расположение элементов в соответствии с рис. 13.33

10. Наблюдать в автоколлимационный теодолит T_1 автоколлимационный блик от зеркала КЮП-4 и оценить его расположение с сеткой T_1 , которое не должно превышать 3 угл. мин.

11. Определение угла наклона плоскости калибровочного зеркала холодного космоса (ЗХК) к горизонтальной плоскости.

12. После выполнения описанных выше работ, установить опоры под наружные (незафиксированные) углы рамы ЗХК.

13. Устанавливая поочередно квадрат угломер на специальные (фрезерованные) площадки, размещенные вдоль длинных сторон ЗХК у конца откидной панели, измерить угол наклона ЗХК к горизонтальной плоскости. Измеренные на обеих сторонах углы наклона ЗХК должны находиться в пределах 6 ± 1 угл. град.

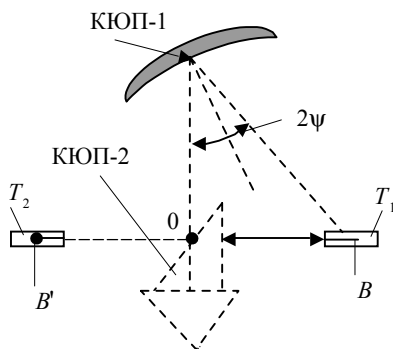


Рис. 13.32. Ориентация КЮП-2 в начальное положение по теодолиту T_1

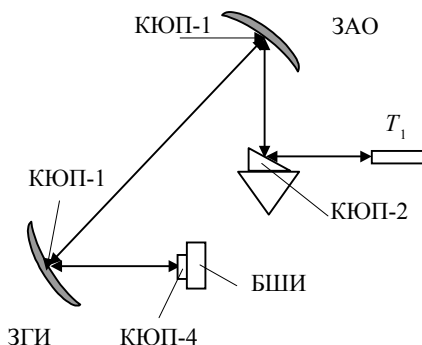


Рис. 13.33. Схема для определения взаимного расположения ЗАО, ЗГИ и БШИ

Калибровка коэффициента усиления и некомпенсированной нулевой составляющей радиометрического комплекса по двум апертурным генераторам шума

Для определения основных параметров тракта радиометра (коэффициента усиления и нулевой составляющей) необходимо провести соответствующие калибровки.

В этом случае в состав установки для калибровки, кроме радиометра с рупорной антенной, двумя рефлекторами и БШИ, должны войти рефлектор коллиматора и сменный образцовый широкоапертурный излучатель, что позволяет получить два значения шумовой температуры на входе радиометра.

Измерения включают два этапа: на первом – основной параболический рефлектор радиометра развернут в направлении на рефлектор горячего источника так, что его оптическая ось лежит в одной плоскости с оптическими осями рефлектора "горячего" источника и самого БШИ и на вход радиометра поступает сигнал от БШИ; на втором этапе основной рефлектор радиометра разворачивается в направлении на рефлектор коллиматора так, что их оптические оси и оптическая ось образцового широкоапертурного излучателя лежат в одной плоскости. В этом случае на вход радиометра поступает сигнал от образцового широкоапертурного излучателя.

В общем случае, если величина боковых и задних лепестков мала и коэффициент рассеяния незначителен, то выходное напряжение радиометра можно представить в виде

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{yc}} T_{\text{A}} + U_0,$$

где K_{yc} – коэффициент усиления радиометра, В/град; U_0 – некомпенсированный нулевой уровень выходного напряжения.

При калибровке радиометрического комплекса по двум независимым шумовым источникам с термодинамическими температурами T_1 и T_2 и антенными температурами T_{A1} , T_{A2} , выходное напряжение будет записано в следующем виде:

$$U_{\text{вых1}} = K_{\text{yc}} T_{\text{A1}} + U_0;$$

$$U_{\text{вых2}} = K_{\text{yc}} T_{\text{A2}} + U_0.$$

Из этой системы уравнений получим выражение для коэффициента усиления всей радиометрической системы и для некомпенсированной нулевой составляющей выходного напряжения

$$K_{\text{yc}} = \frac{U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}}{T_{\text{A1}} - T_{\text{A2}}};$$

$$U_0 = \frac{U_{\text{вых1}} T_2 - U_{\text{вых2}} T_1}{T_2 - T_1}.$$

Здесь предполагается, что прожекторный луч антенны радиометра полностью перекрывается антенной коллиматора, калибровка производится с использованием черного тела с температурой T (T_1 или T_2), уровень боковых и задних лепестков мал, КПД антенны близок к 1. Тогда

$$T_{\text{A1}} = T_1, \quad T_{\text{A2}} = T_2.$$

Погрешности определения параметров K_{yc} , U_0 и T_{A} .

Считаем, что погрешности определения выходных напряжений и термодинамических температур ГШ одинаковы, тогда, проводя дополнительные преобразования, получаем

$$\delta K_{\text{yc}} = \frac{\Delta K_{\text{yc}}}{K_{\text{yc}}} = \sqrt{\frac{T_1^2 + (T_1 + \Delta T)^2}{(\Delta T)^2} \delta T^2 + \frac{U_1^2 + (U_1 - K_{\text{yc}} \Delta T)^2}{K_{\text{yc}}^2 (\Delta T)^2}}, \quad (13.4)$$

относительная погрешность определения величины U_0 , которая при $\delta U_1 = \delta U_2$, $\delta T_1 = \delta T_2$ запишется в виде

$$\delta U_0 = \frac{\Delta U_0}{U_0} = \sqrt{\frac{(T_2 U_1)^2 + (T_1 U_2)^2}{(T_2 U_1 - T_1 U_2)^2} \delta U^2 + \frac{2(U_1 - U_2)^2 T_1^2 T_2^2}{(T_1 - T_2)^2 (T_2 U_1 - T_1 U_2)^2} \delta T^2}. \quad (13.5)$$

Относительная ошибка измерения величины T_A рассчитывается по формуле

$$\delta T_A = \frac{\Delta T_A}{T_A} = \sqrt{\left(1 + \frac{U_0}{k_{yc} T_A}\right)^2 \delta U_{вых}^2 + \delta k_{yc}^2 + \left(\frac{U_0}{k_{yc} T_A}\right)^2 \delta U_0^2}.$$

На основании (13.4) и (13.5) были проведены расчеты, результаты которых представлены на рис. 13.34–13.37. При этом считалось, что относительные погрешности определения температуры образцового ГШ и выходного напряжения составляют $\delta T = 10^{-4}$ и $\delta U = 10^{-4}$.

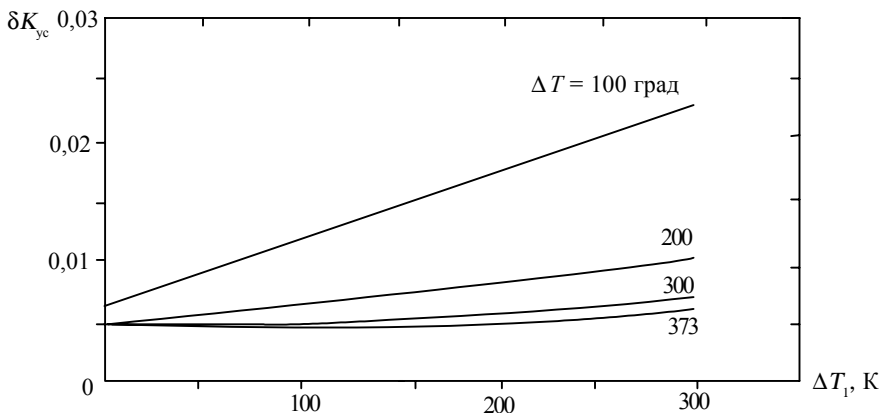


Рис. 13.34. Среднеквадратическая погрешность измерения коэффициента усиления радиометрической системы в зависимости от температуры первого эталона при фиксированной разнице двух эталонов и $K_{yc} = 0,015$ В/К

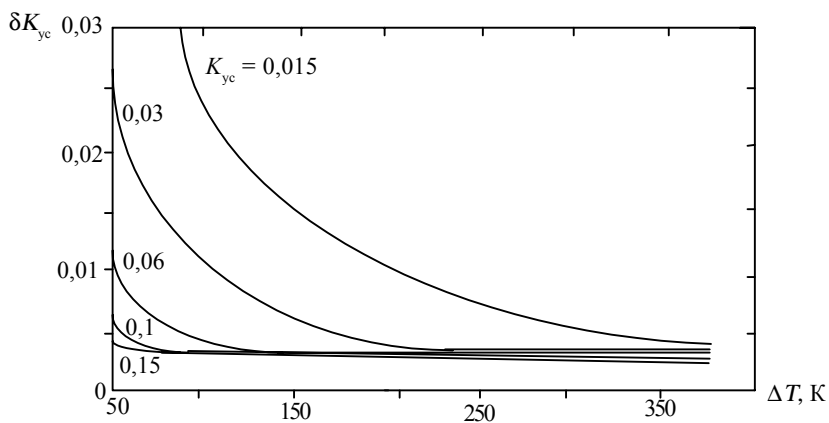


Рис. 13.35. Среднеквадратическая погрешность определения коэффициента усиления в зависимости от разницы температур

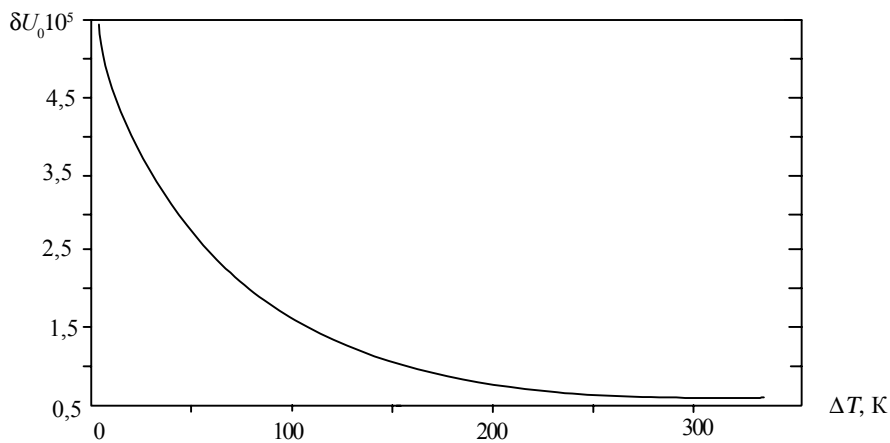


Рис. 13.36. Среднеквадратическая погрешность смещения нуля радиометра от разницы температур эталонов при $T_1 = 400$ К

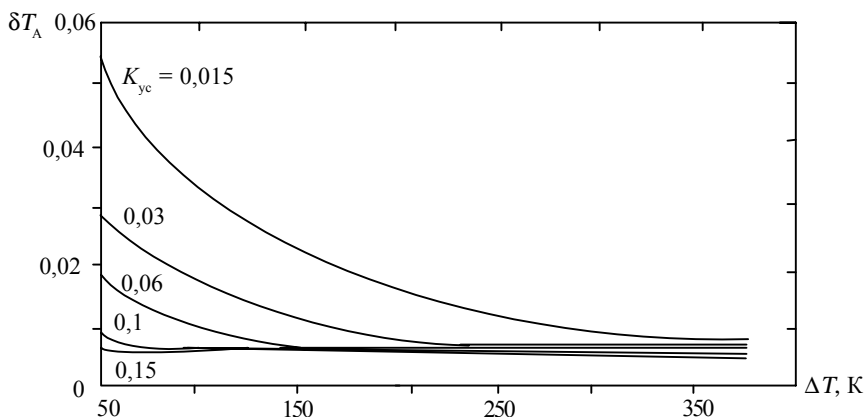


Рис. 13.37. Зависимость среднеквадратической погрешности T_A от разности температур эталонов при различных коэффициентах усиления радиометрической системы

Методика определения погрешности измерения шумовой температуры при калибровке по двум ГШ в дальней зоне

Порядок проведения калибровки следующий. В дальней зоне антенны радиометра устанавливаются три эталонных ГШ. Производится последовательное измерение антенных температур при наведении антенн на эталонные ГШ. Первые два являются калибровочными ГШ, а третий – измеряемым (эквивалент подстилающей поверхности). При установке генератора шума в дальней зоне шумовая температура на выходе радиометра записывается в виде

$$T_{A1} = T_1(1 - \beta_{гл}) \frac{\Omega_{г.ш1}}{\Omega_{гл}} \eta \eta_{тр} + T_{\phi} \frac{\Omega_{гл} - \Omega_{г.ш}}{\Omega_{гл}} \times \\ \times (1 - \beta_{гл}) \eta \eta_{тр} + \beta_{гл} \eta_{тр} T_{\phi} + (1 - \eta_{тр}) T_0 + T_{ш.А} \eta_{тр},$$

где T_1 , T_2 – температура пространственных ГШ; $\Omega_{г.ш1}$ – телесный угол, под которым виден ГШ; $\Omega_{гл}$ – телесный угол главного лепестка; $\eta_{тр}$ – КПД тракта; T_{ϕ} – температура фона для безэховой камеры [$T_0(1-K) \approx 293\text{K}$]; T_0 – температура окружающей среды.

Шумовая температура апертуры 3-го генератора шума $T_{яр.гш}$ при калибровке по двум установленным в дальней зоне ГШ с шумовыми температурами T_1 и T_2 запишется в виде

$$T_{\text{яр.г.ш}} = \frac{1}{[1 - \beta_{\text{гл}} (4\pi - \Omega_{\text{г.ш}})] \Omega_6} \left[\frac{U_{\text{выхА}} - U_{\text{г.ш1}}}{U_{\text{г.ш1}} - U_{\text{г.ш2}}} (T_1 - T_2) (1 - \beta_{\text{гл}}) \frac{\Omega_{\text{г.ш}}}{\Omega_{\text{гл}}} + \right. \\ \left. + T_1 (1 - \beta_{\text{гл}}) + T_{\text{ф}} (1 - \beta_{\text{гл}}) \frac{\Omega_{\text{гл}} - \Omega_{\text{г.ш}}}{\Omega_{\text{гл}}} - \beta_{\text{гл}} T_{\text{ф}} \frac{\Omega_{\text{г.ш}}}{\Omega_6} \right],$$

где Ω_6 – телесный угол боковых лепестков; $U_{\text{г.ш1}}$ – напряжение на выходе радиометра при наблюдении ГШ с температурой T_1 ; $U_{\text{г.ш2}}$ – напряжение на выходе радиометра при наблюдении ГШ с температурой T_2 ; $U_{\text{выхА}}$ – напряжение на выходе радиометра при наблюдении ГШ с температурой $T_{\text{г.ш}}$.

Абсолютная погрешность определения шумовой температуры эквивалента подстилающей поверхности запишется в виде

$$\Delta T_{\text{г.ш}} = T_{\text{г.ш}} - T_{\text{яр.г.ш}}.$$

*Методика определения погрешности измерения
шумовой температуры при калибровке по
двум ГШ в ближней зоне*

Структурная схема калибровки приведена на рис. 13.38. В ближней зоне антенны радиометра расположены два апертурных эталонных ГШД: 1-й является калибровочным ГШ, 2-й – эквивалентом шумовой температуры подстилающей поверхности. Радиометр размещается в безэховой камере на ОПУ. Как показано на рис. 13.38, производится юстировка относительно плоскостей эталонного ГШ до получения плоскопараллельной картины. Порядок проведения эксперимента следующий.

Производится включение радиометра, штатное вращение по циклограмме и производится измерение сигнала от 1-го калибровочного ГШ, от 2-го калибровочного ГШ (БШИ) и 3-го ГШ (эквивалента подстилающей поверхности).

Для калибровки радиометра используют регулируемый широкоапертурный излучатель. Шумовая температура имеет три диапазона: 80–250, 150–250, 300–350 К, в которых можно зафиксировать 9 значений шумовой температуры.

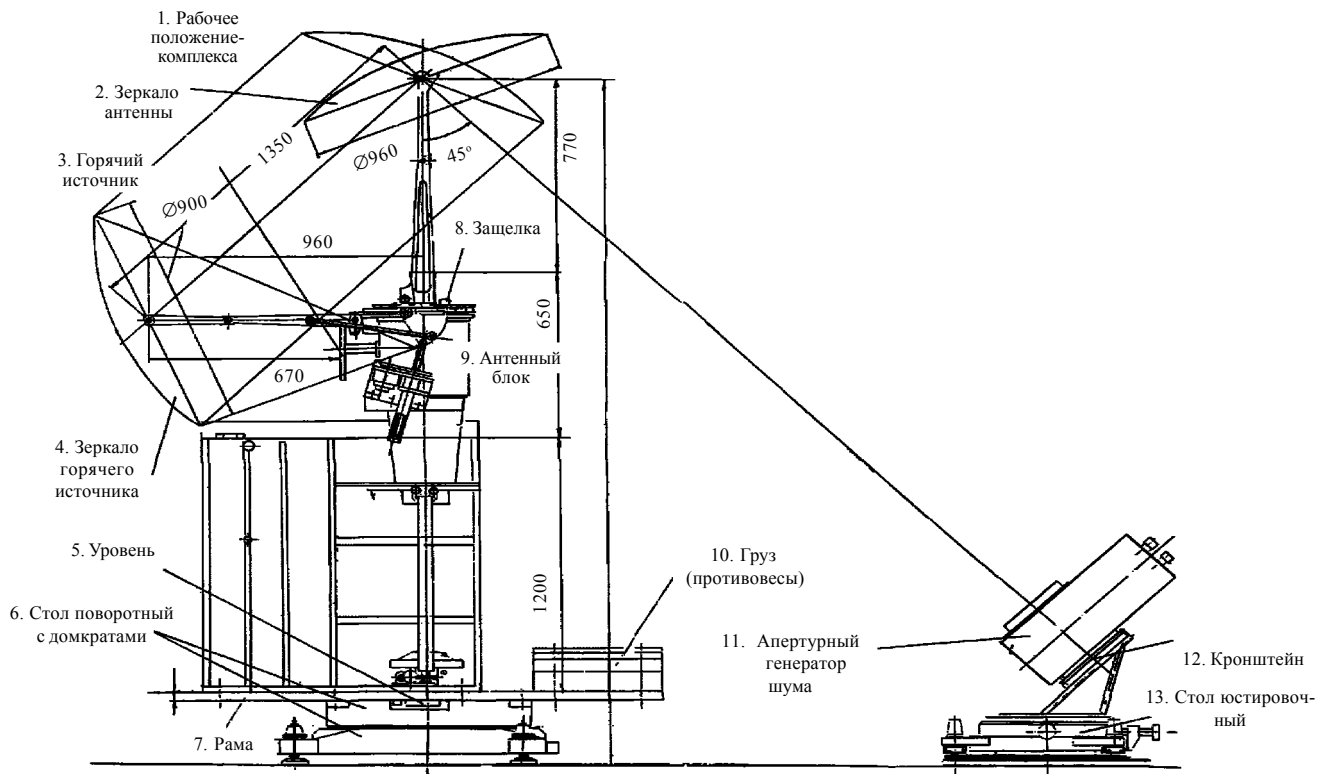


Рис. 13.38. Схема установки измерительной аппаратуры

При установке генератора шума в ближней зоне, как показано на рис. 13.38, шумовая температура на выходе антенны запишется в виде

$$T_{A1} = \left[T_1(1 - \beta_{\text{гл}}) + T_1 \beta_{\text{гл}} \frac{\Omega_{\text{к}} - \Omega_{\text{гл}}}{\Omega_{\text{к}}} \right] \beta_{\text{г.ш}} \eta_{\text{тр}} + T_{\text{ф}} \eta_{\text{тр}} \beta_{\text{гл}} \frac{4\pi - \Omega_{\text{к}}}{4\pi} + T_0(1 - \eta_{\text{тр}}) + T_{\text{ш.а}} \eta_{\text{тр}},$$

где $\Omega_{\text{к}}$ – телесный угол, который занимает апертура генератора шума или коллиматора генератора шума относительно центра антенного зеркала радиометра; $\beta_{\text{г.ш}}$ – коэффициент рассеяния, вносимый генератором шума или коллиматором при размещении в ближней зоне.

Значения $\beta_{\text{г.ш}}$ – для $f = 10,65$ ГГц приведены и в табл. 13.4.

Таблица 13.4

Величина коэффициента рассеяния антенны, вносимого генератором шума ($f = 10,65$ ГГц)

$D_{\text{а}} = 1,3$ м			$R = 2,5$ м		$R = 1,5$ м	
$\Theta_{\text{к}}$, угл. град	R , м	$\beta_{\text{г.ш}}$, %	$D_{\text{а}}$, м	$\beta_{\text{г.ш}}$, %	$D_{\text{а}}$	$\beta_{\text{г.ш}}$, %
11,1	2,5	17,8	1,3	17,8	1,3	20,2
13,8	2,0	18,5	1,1	6,3	1,1	5,3
18,1	1,5	20,2	0,9	1,37	0,9	1,14
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
8,0	3,5	17,9	0,2	4,6	0,2	0,2

Шумовая температура генератора шума с температурой T_3 (эквивалента подстилающей поверхности), установленного в ближней зоне, при калибровке по двум генераторам шума с температурами T_1 и T_2 , установленными также в ближней зоне, запишется в виде

$$T_3 = \frac{U_{\text{г.ш3}} - U_{\text{г.ш1}}}{U_{\text{г.ш1}} - U_{\text{г.ш2}}} (T_1 - T_2) + T_1.$$

Абсолютная погрешность определения шумовой температуры эквивалента подстилающей поверхности запишется в виде

$$\Delta T = T_{г.ш} - T_3.$$

Методика проверки динамических диапазонов измерения шумовой температуры

1. Проверка динамического диапазона осуществляется на измерительном стенде, структурная схема которого приведена на рис. 13.39.

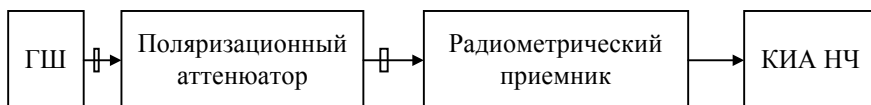


Рис. 13.39. Структурная схема измерительного стенда

2. Генератор шума имеет постоянную шумовую температуру ($T_{г.ш} = 18 \cdot 10^3$ К). Шумовая температура на входе радиометра определяется следующим выражением:

$$T_{ш} = [T_{г.ш}L](1 - |\Gamma|^2) + (1 - L)T_{A_i}, \quad (13.6)$$

где L , Γ – коэффициенты передачи и отражения поляризационного аттенуатора; T_{A_i} – термодинамическая температура аттенуатора.

Коэффициент отражения Γ используемого генератора шума близок к нулю.

3. Для проверки динамического диапазона измеряемых необходимо изменять показания аттенуатора от -50 до 17 дБ.

4. По отличию расчетной температуры $T_{ш}$, определяемой по (13.6) и измеренной $T_{ш.изм}$, определяется погрешность измерения

$$\Delta T = T_{ш} - T_{ш.изм},$$

где $T_{ш.изм}$ определяется как

$$T_{ш} = \frac{1}{K} U_{\text{вых}},$$

где K – коэффициент передачи радиометра.

5. Используя генераторы шума и поляризационные аттенуаторы соответствующих частотных диапазонов, производится проверка динамического диапазона измерения шумовой температуры на каждой частоте радиометра.

Методика определения шумовой температуры внутреннего генератора шума

1. Измерение проводится радиометрическим методом на измерительном стенде, изображенном на рис. 13.40.

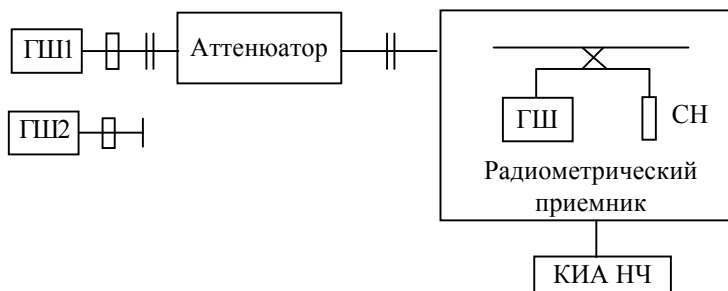


Рис. 13.40. Структурная схема измерительного стенда

2. В качестве генераторов шума используются образцовые охлаждаемые пространственные генераторы шума с аттенюатором поляризационного или поглощающего типа. Погрешность установки выходного уровня ГШ определяется паспортными характеристиками и составляет $\Delta T_{\text{г.ш}} = \pm 0,01$ К.

3. Ко входу антенны поочередно подключаются два пространственных генератора шума. Фиксируются выходные уровни U_1 , U_2 .

4. При закрытом антенном входе приемника регистрируется выходной уровень U_3 , соответствующий шумовой температуре включенного внутреннего генератора шума в канале одной из поляризаций.

5. Вычисляется шумовая температура внутреннего генератора шума по формуле

$$T_{\text{вн}} = \frac{U_3 - U_1}{U_2 - U_1} (T_2 - T_1) + T_1,$$

где T_1 , T_2 – температура пространственного генератора шума; U_1 , U_2 , U_3 – уровни, соответствующие сигналам генераторов шума.

6. Измерения повторяются для приемников каждого частотного диапазона для каналов обеих поляризаций с использованием соответствующих пространственных генераторов шума и аттенюаторов.

Методика измерения времени усреднения сигнала

1. Время усреднения сигнала определяется выбором элементов схемы радиометра, квадратичного детектора, усилителя низкой частоты, АЦП. Переходной процесс выходного напряжения радиометра приведен на рис. 13.24.

2. Известно, что напряжение на входе и выходе низкочастотного тракта связаны соотношением

$$U_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вых}}(t) - \tau \frac{dU_{\text{вых}}}{dt}.$$

Тогда при изменении входного сигнала постоянная времени вычисляется из выражения

$$\tau = -\frac{\tau_1}{\ln \frac{U_1}{U_0}}, \quad (13.7)$$

где U_0 – напряжение на выходе радиометра в начальный момент; U_1 – напряжение на выходе радиометра в момент времени τ_1 .

3. Для измерения времени усреднения собирается схема, приведенная на рис. 13.41.

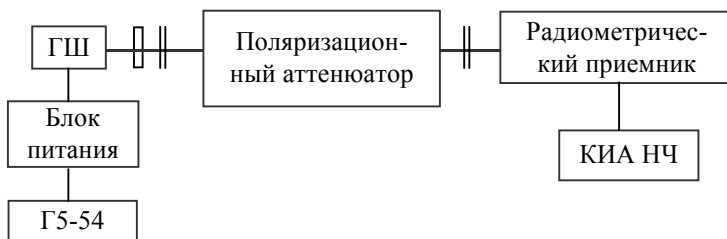


Рис. 13.41. Схема измерения времени усреднения

4. Включается источник питания радиометра.

5. Включаем ГШ и устанавливаем затухание аттенюатора равным 23 дБ (что соответствует 90 К).

Производится запись сигнала на ЭВМ КИА НЧ.

Вычисляется постоянная времени по программе в соответствии с выражением (13.7).

6. Измерения повторяются для радиометрического приемника каждой частоты, используя ГШ соответствующего диапазона частот.

Измерение неравномерности амплитудно-частотной характеристики радиометра и его полосы пропускания

1. Собирается схема измерительного стенда в соответствии с рис. 13.42.

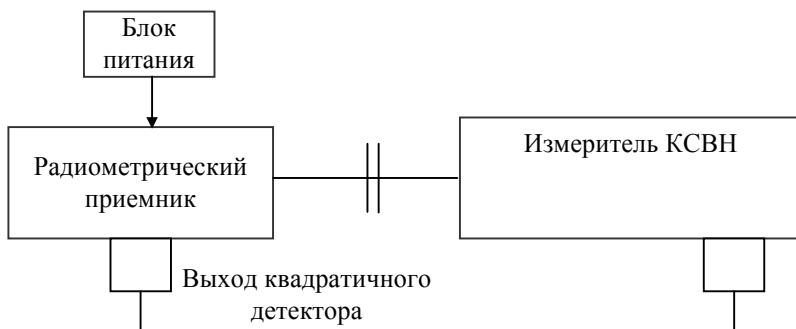


Рис. 13.42. Структурная схема измерительного стенда

Измеритель КСВ выбирается в соответствии с частотным диапазоном радиометрических приемников.

Производится калибровка измерителя КСВ в соответствии с инструкцией на прибор.

Сигнал с выхода квадратичного детектора подается на сигнальный вход измерительного блока. На экране индикаторного блока будет получена АЧХ вида, приведенного на рис. 13.43.



Рис. 13.43. Примерный вид АЧХ

2. Ручкой "отсчет" производится перемещение измерительной линии на экране измерительного блока до совпадения с нижним A_1 и верхним A_2 уровнем флуктуации АЧХ. Производятся вычисления неравномерности АЧХ как

$$\Delta A = (A_1 - A_2), \text{ дБ.}$$

3. Ручкой "метка" производится перенос частотной метки на край полосы пропускания по уровню 0,7. При этом производятся отсчеты f_n и f_v .

Полосы пропускания вычисляются как

$$\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}.$$

Методика проведения измерений нелинейности

1. Состав и структурная схема стенда представлены на рис. 13.44.

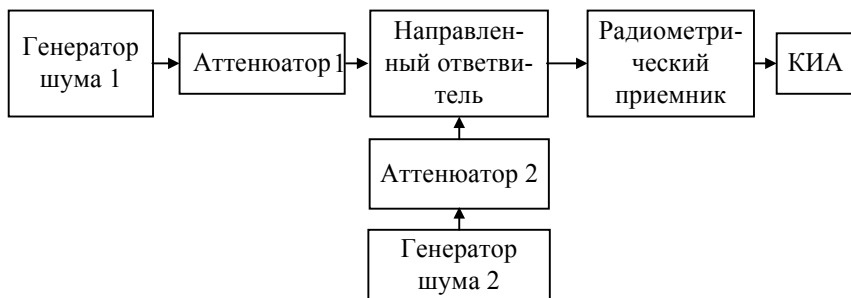


Рис. 13.44. Структурная схема измерительного стенда

Измерения нелинейности коэффициента усиления радиометрического приемника производятся в каждом частотном диапазоне.

Низкотемпературный источник шумового сигнала (ГШ1) измерительного стенда через аттенюатор и направленный ответвитель подключаются на вход радиометрического приемника.

Аттенюатор имеет два фиксированных положения:

- пропускание всей мощности;
- ослабление сигнала в L раз.

Сигнал высокотемпературного источника генератора шума (ГШ₂) через аттенюатор с плавной регулировкой поступает на другой вход направленного ответвителя.

В качестве низкотемпературного источника генератора шума каждой частоты используется образцовый генератор шума, шумовая температура которого равна 80 К. Высокотемпературным источником эталонного сигнала является образцовый генератор шума с излучаемой шумовой температурой, равной $18 \cdot 10^3$ К.

2. Порядок проведения измерений.

Измерения нелинейности проводятся в каждом частотном канале по следующему алгоритму:

2.1. Аттенюатор 1 устанавливается в открытое положение.

В этом случае температуру на входе радиометрического приемника можно представить следующим образом:

$$T_{ш1} = K_{отв} T_{г.ш1} + T'_2,$$

где $T_{г.ш1}$ – шумовая температура генератора шума 1; T' – шумовая температура, прошедшая на вход радиометра от других источников (генератора шума 2, аттенюатора 2, направленного ответвителя).

Шумовая температура $T_{ш1}$ измеряется и фиксируется.

2.2. Аттенюатор 1 устанавливается в положение "ослабление L ". Тогда шумовую температуру на входе радиометра можно записать как

$$T_{ш2} = T_{г.ш1} K_{отв} L + (1 - L) K_{отв} T_{АТТ1} + T'_1,$$

где $T_{АТТ1}$ – термодинамическая температура аттенюатора 1; L – коэффициент ослабления аттенюатора 1; $K_{отв}$ – коэффициент пропускания ответвителя.

Разница между $T_{ш2}$ и $T_{ш1}$ определяется выражением

$$\Delta T_{ш1} = T_{ш2} - T_{ш1} = K_{отв} (1 - L) (T_{АТТ1} - T_{г.ш1}).$$

2.3. Аттенюатор 1 устанавливается в открытое положение, а положение аттенюатора 2 изменяется таким образом, чтобы измеряемая шумовая температура на входе приемника, определяемая выражением

$$T_{ш3} = T_{г.ш1} K_{отв} + T'_2,$$

была равна температуре $T_{ш2}$, т. е.

$$T_{ш2} = T_{ш3} \text{ и } T'_2 = T'_1 + K_{отв} (1 - L) (T_{АТТ1} - T_{г.ш1}).$$

2.4. Аттенюатор 1 устанавливается в положение "ослабление L ". Тогда шумовую температуру на входе радиометра можно записать как

$$T_{ш4} = T_{г.ш1} L K_{отв} + (1 - L) K_{отв} T_{АТТ1} - T'_2,$$

где $T_{ш4}$ отличаются от $T_{ш3}$ на фиксированное приращение, равное

$$\Delta T_{ш2} = T_{ш4} - T_{ш3} = K_{отв} (1 - L) (T_{АТТ1} - T_{г.ш1}).$$

Пункты 2.3. и 2.4. необходимо повторять, каждый раз изменяя $T_{шi}$ на приращение $\Delta T_{шi}$, до тех пор пока $T_{ш}$ не превысит верхний предел диапазона измеряемых температур.

3. Результатом измерений является зависимость $T_{\text{ш.изм}}$ от $T_{\text{ш}}$. По отклонению этой зависимости от линейной определяется нелинейность радиометрического приемника.

Соответствующие отсчеты $T_{\text{ши}}$ вычисляются по формуле

$$T_{\text{ши}} = \sum_{n=1}^i \Delta T_{\text{шн}},$$

при этом начальное значение шумовой температуры $T_{\text{ш1}}$ берется за начало отсчета, поскольку для определения нелинейности абсолютное значение $T_{\text{ш}}$ не важно.

Методика измерения нестабильности коэффициента передачи

1. Измерение нестабильности коэффициента передачи приемных устройств радиометра производится в температурном рабочем диапазоне.

2. Нестабильность коэффициента передачи определяется следующими характеристиками приемных устройств:

- стабильностью частоты гетеродина;
- выходной мощностью гетеродина;
- стабильностью коэффициента передачи усилителей промежуточной частоты и усилителей низкой частоты.

3. Для измерения частоты сигнала гетеродина F_c сигналов КВЧ и СВЧ диапазонов необходимо выполнить следующие операции:

Анализатор спектра СВЧ настроить на измеряемый сигнал соответствующего частотного диапазона, для этого установить его в исходный режим работы и набрать цифровое значение центральной частоты $F_{\text{ц}}$. При измерении частоты F_c сигналов менее 26 ГГц набирается $\langle F_{\text{ц}} \rangle$, равная примерно 5 ГГц, а для измерения F_c больше 26 ГГц набирается $\langle F_{\text{ц}} \rangle$ около 3 ГГц. Установить полосу обзора $\langle \text{ПО} \rangle$, равной 2 ГГц.

Вычислить необходимую частоту F_r настройки синтезатора СВЧ по формуле

$$F_r = \frac{1}{n} (F_c^0 - F_{\text{ц}}),$$

где F_c^0 – ориентировочное значение частоты измеряемого сигнала;
 n – номер гармоники частоты синтезатора СВЧ.

Номер n выбирается в зависимости от диапазона частот преобразователя частоты:

$n = 1$ для волновода $11 \times 5,5$ мм;

$n = 2$ для волновода $7,2 \times 3,4$ мм;

$n = 3$ для волновода $5,2 \times 2,6$ мм;

$n = 4$ для волновода $3,6 \times 1,8$ мм;

$n = 5$ для волновода $2,4 \times 1,2$ мм.

Синтезатор СВЧ настроить на частоту F_c .

Подключить источник измеряемого сигнала на вход анализатора спектра сигналов КВЧ и СВЧ диапазонов, т. е. соединить выход этого источника со входом направленного ответвителя (или аттенюатора), включенного на входе преобразователя частоты соответствующего диапазона. Подать измеряемый сигнал. На экране индикатора анализатора спектра должен наблюдаться отклик на сигнал. При работе с собранным радиометром анализатор подключается к облучателю аттенюатора радиометра.

Установить в соответствии с техническим описанием и инструкцией по эксплуатации анализатора спектра СВЧ отклик на сигнал и отсчетный маркер в центр экрана; настроить, введя режим "СОПРЯЖЕНИЕ", на максимум отклика; установить полосы обзора <ПО>, пропускания <П> и видеофильтра <ВФ> оптимальные для измерения частоты в зависимости от качества измеряемого сигнала; в левой части экрана индикатора прочесть частоту измеряемого сигнала.

Для измерения частоты F_c сигналов КВЧ и СВЧ диапазонов, генерируемых свободными несинхронизированными источниками, когда паразитная девиация частоты сигналов относительно велика, полосу пропускания <П> нужно выбирать 3 или 1 МГц; при этом полосы обзора <ПО> будут не менее 200 или 100 МГц.

Для измерения частоты F_c спектрально-чистых сигналов, например, сигналов синтезаторов частоты КВЧ, в анализаторе спектра нужно выбирать полосы обзора <ПО> в пределах от 20 до 200 МГц.

Измерение частоты сигналов гетеродинов в диапазоне 39,6 ГГц производится с помощью анализатора спектра С4-60. В этом случае измерение абсолютного значения частоты при работе по входу преселектора (в диапазоне до 12 ГГц) выполняется путем установки отклика сигнала ручками "Частота ГГц грубо, плавно" в центр экрана и отсчет частоты по индикатору "Частота ГГц". Погрешность измерения не превышает ± 1 %.

При работе с прибором по входу смесителя возможен прием сигнала по зеркальному каналу и на гармониках гетеродина. Поэтому при измерении частоты следует прежде всего убедиться, что сигнал принимается по основному каналу и затем определить номер гармоники гетеродина в соответствии с инструкцией. Определить и записать значение частоты сигнала по основному каналу f_0 , определить значение частоты f_3 при приеме по зеркальному каналу. Определить номер рабочей гармоники гетеродина из выражения

$$N = \frac{1100}{f_0 - f_3}.$$

Далее в соответствии с полученным значением N и установкой переключателя "Диапазон ГГц" отсчет значения частоты сигнала производится непосредственно по индикатору "Частота ГГц". Погрешность измерения частоты не более $\pm 1\%$.

4. Измерение мощности сигнала гетеродина осуществляется по следующей методике

Подключить гетеродин на соответствующий вход анализатора спектра. Измеряемый сигнал должен подаваться на вход преобразователя частоты через направленный ответвитель (или аттенюатор), который обеспечит на входе преобразователя уровень сигнала не больше максимально измеряемого. Абсолютный уровень измеряется компарированием измеряемого сигнала с известным сигналом калибратора. Калибратором уровня служит генератор шума с аттестованной спектральной плотностью мощности шума на его выходе.

Процедура измерения абсолютного уровня сигнала примерно следующая (измерения производить на квадратичной шкале, в логарифмическом масштабе, с использованием аттенюаторов ПЧ анализатора спектра).

Настроить анализатор спектра на измеряемый сигнал, как и для измерения частоты. Установите измерительную полосу обзора <ПО> 100 или 20 МГц. Отключить источник измеряемого сигнала вместе с направленным ответвителем (аттенюатором) от входа преобразователя и подключить к нему калибратор уровня. Включить калибратор, отсчитать по маркеру уровень $M_{гш}$ его сигнала на частоте настройки. Отсчет записать или внести в память анализатора.

Подключить источник измеряемого сигнала и измерить отношение ΔM его уровня к уровню сигнала калибратора. Абсолютный уровень сигнала определяется по измеренным значениям $M_{гш}$ и ΔM .

При измерении уровней сигналов, частоты которых недостаточно стабильны, рекомендуется включать в анализаторе спектра режим слежения за частотой измеряемого сигнала.

Для измерения мощности сигнала гетеродина в диапазоне 1,46–39,6 ГГц используется анализатор спектра С4-60. Измерения проводятся в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис. 13.45.

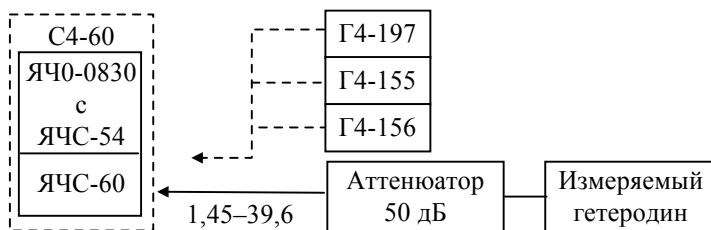


Рис. 13.45. Структурная схема измерений мощности гетеродина

Подготовить ЯЧС-60 из комплекта С4-60 к измерениям в соответствии с инструкцией по эксплуатации, поставив внешний смеситель соответствующего диапазона.

Перед измерениями провести калибровку амплитудной шкалы прибора в соответствии с инструкцией. При работе в диапазоне до 12 ГГц использовать преселектор прибора ЯЧС-60, подключаемый в соответствии с инструкцией. Органы управления прибора установить в положения, рекомендуемые инструкцией при измерении в диапазоне 1,45–39,6 ГГц, обратив внимание на положение следующих регулировок:

- переключатель "Диапазон GHz" – в соответствии с измеряемой частотой гетеродина;
- тумблер "лог./линейный" – линейный.

Для выполнения измерения установить по соответствующему генератору частоту сигнала, близкую к частоте измеряемого гетеродина, и мощность на калиброванном выходе, равную 1 мкВт. Ручками "Частота GHz грубо, плавно" установить отклик сигнала генератора в центр экрана ЭЛТ. Далее необходимо установить амплитуду этого отклика, равной 8 делениям масштабной сетки ЭЛТ, ручка-

ми плавного и ступенчатого аттенюаторов "номинальный уровень", отсчитать показания ступенчатого аттенюатора N_1 по шкале "dBmW". Затем, подключив измеряемый гетеродин вместе с аттенюатором (–50 дБ) на вход смесителя, или преселектора – до 12 ГГц, анализатора спектра, установить амплитуду отклика в пределах экрана с помощью ступенчатого аттенюатора и отметить его показания N_2 по шкале "dBmW". Отметить далее уровень этого отклика в делениях n масштабной сетки индикатора.

Абсолютный уровень мощности измеряемого гетеродина в децибелах относительно мВт определить по формуле

$$P_{\text{изм}} = N_2 - N_1 - 20 \lg \frac{8}{n} + 20 \text{ дБ} \cdot \text{Вт}.$$

Без учета погрешностей за счет неравномерности АЧХ и за счет неточности калибровки выхода генератора сигнала погрешность измерения составляет $\Delta = \pm 1$ дБ.

Измерение нестабильности коэффициента передачи приемных устройств производится на стенде, структурная схема которого приведена на рис. 13.46.

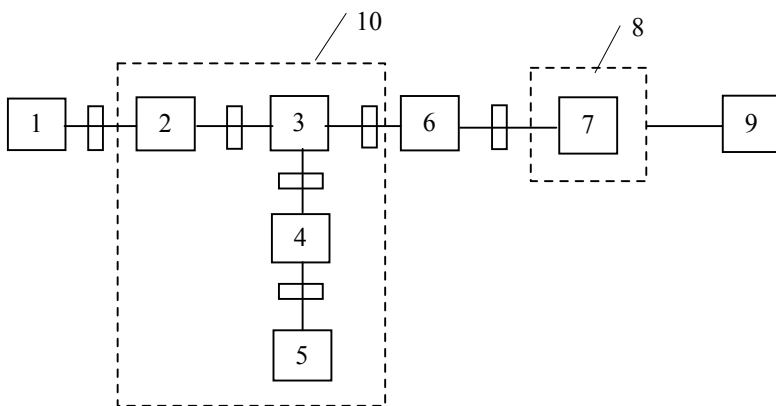


Рис. 13.46. Структурная схема измерения нестабильности коэффициента передачи: 1 – низкотемпературный генератор шума; 2 – двухпозиционный аттенюатор; 3 – направленный ответвитель; 4 – поляризационный аттенюатор; 5 – высокотемпературный генератор шума; 6 – калиброванный волновод; 7 – исследуемый приемник; 8 – камера тепла и холода – термостат; 9 – КИА НЧ; 10 – калибратор

Низкотемпературный ГШ и калибратор в составе прецизионного двухпозиционного аттенюатора, направленного ответвителя и высокотемпературного ГШ обеспечивают последовательное увеличение шумовой температуры на входе приемного устройства в диапазоне 80–350 К с числом точек измерения 10.

Установить в термостате требуемую начальную температуру. Включить приемное устройство и провести прогрев аппаратуры в течение 1 ч.

Последовательно, включая аттенюатор 2, обеспечивающий на выходе калибратора приращение $\Delta T_{ш}$ от НГШ, провести регистрацию показаний приемного устройства на КИА НЧ – U_1 .

Выключив аттенюатор 2, на вход приемного устройства через направленный ответвитель подать шумовой сигнал от ВГШ, регулируемый прецизионным аттенюатором 4. Зарегистрировать показания приемного устройства – U_2 .

Повторить операции по измерению U_1 и U_2 , последовательно подавая на вход приемного устройства шумовой сигнал из значений динамического диапазона.

Установить в термостате следующие значения температуры и повторить операции по измерению U_1 и U_2 .

Методика измерения поляризационной развязки между каналами

1. Измерение поляризационной развязки между каналами радиометра производится в безэховой камере ИК.

2. Для измерений используется установка, собранная ранее для измерения ширины диаграммы направленности. Измерения производятся отдельно для двух каналов каждой рабочей частоты.

3. При вертикальной поляризации вектора электрической напряженности электромагнитного поля излучаемого сигнала измеряется уровень выходных сигналов канала радиометра, предназначенного для приема шумового сигнала вертикальной поляризации U_B и канала радиометра, предназначенного для приема шумового сигнала горизонтальной поляризации U_r .

4. Поляризационная развязка R между каналами определяется по формуле

$$R = 20 \lg \frac{U_r}{U_B}.$$

5. После этого направление поляризации вектора электрической напряженности электромагнитного поля излучаемого сигнала меняется на горизонтальное, измерение повторяется и вновь вычисляется величина поляризационной развязки между каналами по формуле

$$R = 20 \lg \frac{U_{\text{в}}}{U_{\text{г}}}.$$

6. Кроссполяризация, вносимая используемым при измерениях контактным полигоном, весьма мала (-40 дБ) и может не учитываться.

Методика измерения шумовой температуры радиометрического приемника

Измерение шумовой температуры приемника производится по методу "двух отсчетов", в основе которого лежит принцип сравнения мощности шумов на выходе приемника при поочередном подключении к его входу двух калиброванных источников с различными температурами шума по схеме, приведенной на рис. 13.47.

В радиометрических приемниках напряжение выходного сигнала, снимаемого с детектора с квадратичной амплитудной характеристикой, пропорционально мощности сигнала в тракте приемника, что позволяет применить в качестве индикатора мощности милливольтметр.

Температура шума приемника рассчитывается по формуле

$$T_x = \frac{T_2 - M T_1}{M - 1},$$

где T_1 и T_2 – шумовые температуры источников; M – отношение мощности выходного сигнала, соответствующего подключению ко входу приемника источника $ГШ2$, к мощности сигнала на выходе при переключении на источник $ГШ1$.

Выражение для погрешности измерения шумовой температуры записывается в виде

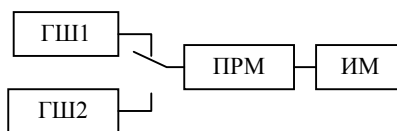


Рис. 13.47. Схема измерения шумовой температуры радиометрического приемника:
 $ГШ1$ – источник шума с температурой T_1 ;
 $ГШ2$ – источник шума с температурой T_2 ;
 $ПРМ$ – испытуемый приемник с температурой T_x ; $ИМ$ – индикатор мощности

$$\frac{\Delta T_x}{T_x} = \frac{\Delta T_2}{T_2} \frac{1}{1 - M \frac{T_1}{T_2}} + \frac{\Delta T_1}{T_1} \frac{M}{\frac{T_2}{T_1} - M} + \frac{\Delta M}{M} \frac{M}{M - 1} \frac{T_2 - T_1}{T_2 - M T_1},$$

где $\frac{\Delta T_2}{T_2}$ и $\frac{\Delta T_1}{T_1}$ – погрешности значений шумовых температур источников ГШ1 и ГШ2; $\frac{\Delta M}{M} = 2 \frac{\Delta U}{U}$ – погрешность измерения отношения M ($\frac{\Delta U}{U}$ – погрешность измерения напряжения милливольтметром).

Значение результирующей погрешности измерения шумовой температуры зависит от соотношения между температурами T_x , T_1 и T_2 . на рис. 13.48 приведена зависимость погрешности от отношения $\frac{\Delta T_x}{T_x}$, рассчитанная для следующих значений составляющих погрешностей:

$$\frac{\Delta T_1}{T_1} = 0,025, \quad \frac{\Delta T_2}{T_2} = 0,01, \quad \frac{\Delta M}{M} = 0,05.$$

Из рис. 13.48 следует, что для получения приемлемых значений погрешности измерения должны выполняться при соблюдении нера-

венств $\frac{T_1}{T_x} < 1$ и $T_1 < T_x < T_2$.

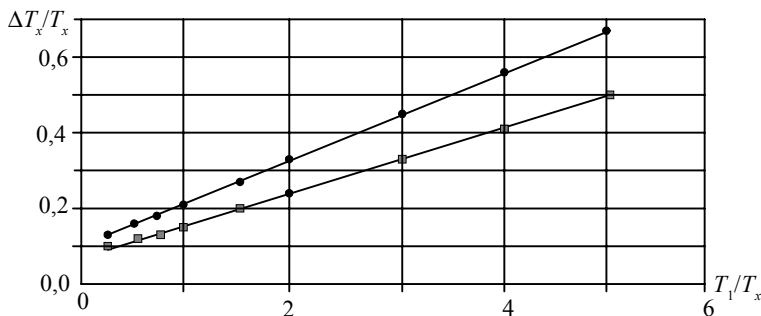


Рис. 13.48. Зависимость погрешности $\Delta T_x/T_x$ от отношения T_1/T_x :

—●— $M = 2$; —■— $M = 3$

Для приемников многоканального сканирующего радиометра в зависимости от частотного диапазона шумовые температуры находятся в пределах от 100 до 1000 К. Поэтому при измерении шумовой температуры в качестве источника ГШ1 применяется согласованная нагрузка, охлажденная до температуры жидкого азота ($T_1 = 80 \pm 2$ К), либо для приемников с $T_x > 300$ К – согласованная нагрузка при нормальной температуре ($T_1 = 300$ К).

В качестве источника ГШ2 применяется газоразрядный генератор шума с калиброванным поляризационным аттенуатором соответствующего частотного диапазона.

Структурная схема измерительной установки приведена на рис. 13.49

Шумовая температура приемника рассчитывается по формуле

$$T_x = \frac{T_2 - T_0}{L(M - 1)} - \frac{MT_1 - T_0}{M - 1},$$

где L – величина затухания аттенуатора, необходимая для получения отношения $M = (2-3)$; $T_0 = 300$ К – нормальная температура.

В табл. 13.5 приведены типы применяемых генераторов шума и аттенуаторов в зависимости от частотного диапазона приемника и их погрешности.

Перед измерением аттенуаторы должны быть прокалиброваны по своему начальному затуханию в соответствии с инструкцией по эксплуатации.

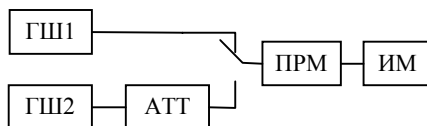


Рис. 13.49. Схема измерения шумовой температуры многоканального сканирующего радиометра: АТТ – аттенуатор

Таблица 13.5

Используемые ГШ и аттенуаторы при измерении шумовой температуры

Частотный диапазон, ГГц	10	18	23	36
Тип ГШ	Я5Х-269	Я5Х-271	Я5Х-271	Я5Х-272
Погрешность T_2/T_2	0,05	0,1	0,1	0,1
Тип АТТ	ДЗ-33А	ДЗ-35А	ДЗ-35А	ДЗ-36А
Погрешность L/L	0,025	0,025	0,025	0,025

Погрешность измерения шумовой температуры для измерения по схеме рис. 13.49 определяется выражением

$$\frac{\Delta T_x}{T_x} = \frac{\Delta T_2}{T_2} \frac{1}{1 - \frac{T_0}{T_2}} \left[1 + \frac{M T_1 - T_0}{T_x (M - 1)} \right] + \frac{\Delta T_1}{T_1} \frac{T_1 M}{T_x (M - 1)} + \frac{\Delta M}{M} \frac{M}{M - 1} \times$$

$$\times \left(1 + \frac{T_1}{T_x} \right) + \frac{\Delta L}{L} \left[1 + \frac{M T_1 - T_0}{T_x (M - 1)} \right] + \frac{\Delta T_0}{T_0} \frac{1 + \frac{T_2}{T_x} - M \left(\frac{T_1}{T_x} + 1 \right)}{\left(\frac{T_2}{T_0} - 1 \right) (M - 1)}, \quad (13.8)$$

где $\frac{\Delta L}{L}$ – погрешность установки затухания аттенюатора; $\frac{\Delta T_0}{T_0} = 0,02$ – погрешность измерения температуры.

Так как составляющие погрешностей, входящие в формулу (13.8) можно считать независимыми между собой, то результирующая погрешность измерения шумовой температуры приемников определяется выражением

$$\left(\frac{\Delta T_x}{T_x} \right)_{\Sigma} = \sqrt{\left(\frac{\Delta T_x}{T_x} \right)_1^2 + \left(\frac{\Delta T_x}{T_x} \right)_2^2 + \left(\frac{\Delta T_x}{T_x} \right)_3^2 + \left(\frac{\Delta T_x}{T_x} \right)_4^2 + \left(\frac{\Delta T_x}{T_x} \right)_5^2},$$

где $\left(\frac{\Delta T_x}{T_x} \right)_1, \left(\frac{\Delta T_x}{T_x} \right)_2, \dots, \left(\frac{\Delta T_x}{T_x} \right)_5$ – значения составляющих погрешностей, входящих в формулу (13.8).

Расчетные значения погрешностей измерения шумовой температуры приемников приведены в табл. 13.6.

13.4. Методика испытаний зеркала холодного космоса

Методика измерения неплоскостности поверхности и угла установки ЗХК

1. Отражающие свойства зеркала холодного космоса определяются величинами отклонения его поверхности от идеальной плоскости.

Расчетные значения шумовой температуры приемников

F , ГГц	10	18	23	36	89	150	Примечание
Ожидаемая T_x , К	100	300	400	500	600	1000	—
$\frac{\Delta T_x}{T_x}$, %	17	14	14	14	14	14	$T_1 = 80 \text{ К}, M = 2$
	16	13,5	13,3	13,2	13,1	13	$T_1 = 80 \text{ К}, M = 3$
	55	30	25,7	23,4	22	19	$T_1 = 300 \text{ К}, M = 2$
	53	26	23	21	19,5	19	$T_1 = 300 \text{ К}, M = 3$

Оценка степени отклонения производится с помощью статистических параметров: среднего угла наклона плоскости (математического ожидания), дисперсии поверхности от плоскости и радиуса корреляции.

Измерение неплоскостности зеркала проводится с помощью установки, изображенной на рис. 13.50.

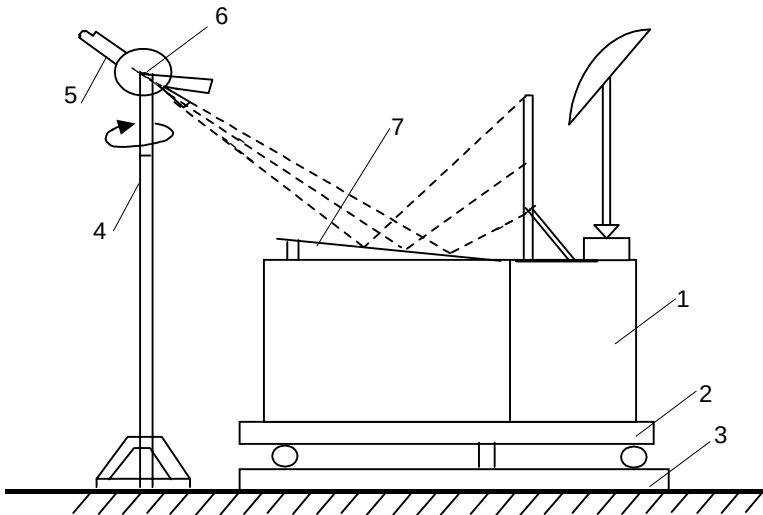


Рис. 13.50. Контроль плоскостности плоского отражателя ("холодное зеркало"): 1 – корпус КА; 2 – поворотный стол; 3 – опорное устройство; 4 – опорная стойка; 5 – лазер; 6 – секторная алидада; 7 – плоский экран ("холодное зеркало")

2. На поворотной стойке 4 (рис. 13.50) устанавливается оптический лазер 5, укрепленный на секторной угломерной алидаде 6, лазер последовательно ориентируется в определенной точке контролируемого холодного экрана (зеркало 7). Отраженный от плоскости луч проектируется на измерительную плоскость, установленную на корпусе контейнера радиометра в фиксированном положении. Координаты светового пятна регистрируются и вводятся в ЭВМ.

3. Сравнение измеренного массива координат производится с расчетным массивом координат светового пятна, полученным в предположении идеальной плоской поверхности. Статистическая обработка этих данных по стандартным программам позволяет определить средний наклон зеркала холодного космоса, СКО отклонения поверхности от идеальной плоскости и радиус корреляции неровностей на поверхности.

4. Устанавливаются следующие критерии приемлемости зеркала холодного космоса: если вычисленный средний угол наклона плоскости экрана отличается от заданной величины не более, чем на 2° а СКО не превышает величины 1° с радиусом корреляции примерно 100 мм, то зеркало холодного космоса обеспечивает ориентацию рассеянных ДН рабочего зеркала в заданную область холодного космоса.

Методика определения характеристик зеркала холодного космоса

Методика основана на измерении перепада шумовых температур, полученных от неба в зените, и поглощающего материала, нагретого до температуры окружающей среды.

Работа проводится на стенде, расположенном на свободной площадке (рис. 13.7). Радиометр расположен внутри углового отражателя. При этом луч рабочего зеркала радиометра направлен на зеркало холодного космоса, радиометр сориентирован таким образом, чтобы переотраженный луч был направлен в район зенита (рис. 13.51).

Методика определения коэффициента рассеяния антенной системы рабочего зеркала и ЗХК

Порядок проведения измерений.

1. Проводится измерение антенной температуры при направлении луча в зенит, которая определяется выражением

$$T_{\Lambda_1} = T_{\text{я.з}} \eta_{\text{х.к}} \eta_{\text{тр}} + (1 - \eta_{\text{тр}}) T_0 + T_{\text{ш.А}},$$

где $T_{\text{я.з}}$ – радиояркостьная температура неба в зените; T_0 – термодинамическая температура окружающей среды; $T_{\text{ш.А}}$ – собственная шумовая температура антенны.

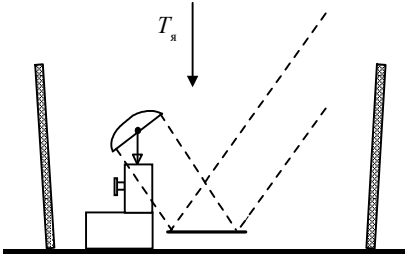


Рис. 13.51. Стенд для определения характеристик ЗХК

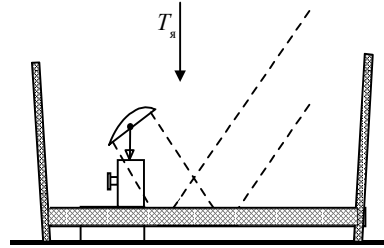


Рис. 13.52. Стенд для определения коэффициента рассеяния антенной системы (рабочее зеркало – ЗХК)

2. Устанавливается поглощающий материал под поверхность ЗХК (рис. 13.51), направление луча остается прежним. Проводятся измерения антенной температуры, которая запишется в виде выражения

$$T_{\Lambda_2} = T_{\text{я.з}} \eta_{\text{х.к}} \eta_{\text{тр}} (1 - \beta_{\text{з.к.х}}) + \beta T_{\text{ф}} \eta_{\text{х.к}} \eta_{\text{тр}} + (1 - \eta_{\text{тр}}) T_0 + T_{\text{ш.А}}.$$

3. Используя полученные выражения для T_{Λ_1} и T_{Λ_2} , вычисляется коэффициент рассеяния антенной системы рабочее зеркало – ЗХК из выражения

$$\beta_{\text{з.к.х}} = \frac{T_{\Lambda_1} - T_{\Lambda_2}}{(T_{\text{я.з}} - T_{\text{ф}}) \eta_{\text{х.к}} \eta_{\text{тр}}},$$

где $T_{\text{ф}}$ – радиояркостьная температура поглощающего материала, равная термодинамической.

4. Радиояркостьная температура зенита для безоблачной атмосферы может быть вычислена по выражению

$$T_{\text{я.з}} = \int_0^{\infty} \gamma(z) T(z) \exp[-\gamma(z') dz'] dz + T_{\text{я.ф}} e^{-\tau},$$

где $T_{\text{я.ф}}$ – яркостьная температура космического фона.

Для диапазонов длин волн $0,4 \text{ см} \leq \lambda \leq 3 \text{ см}$ может быть использована формула

$$\gamma_{\lambda} (\text{дБ/км}) = 1,003 \cdot 10^5 \rho_{\text{п}} \frac{1}{\lambda^2} \frac{1}{T^{3/2}} \left[e^{-\frac{642,219}{T}} - e^{-\frac{643,283}{T}} \right] \times \\ \times \frac{\Delta\nu/c_0}{0,5476 - \lambda^2 + 4(\Delta\nu/c_0)^2 \lambda^{-2}} + 4,465 \cdot 10^3 \rho_{\text{п}} \lambda^{-2} T^{-3/2} \frac{P}{760}.$$

В этой формуле первое слагаемое описывает резонансное поглощение на волне 1,35 см, а второе – вклад крыльев высокочастотных линий; $\Delta\nu/c_0 = 0,084 (p/760)(T/300)^{-0,626} \text{ см}^{-1}$; $\Delta\nu$ – полуширина линии; λ – длина волны, см; T – температура, К; P – давлением, мм рт. ст.; $\rho_{\text{п}}$ – влажность воздуха, г/м³.

Методика определения коэффициента полезного действия антенной системы (рабочее зеркало – ЗХК)

Порядок проведения измерений следующий:

1. Проводится измерение антенной температуры при направлении луча в зенит $T_{\text{А1}}$ (рис. 13.53). Далее уголкового отражателя полностью закрывается поглощающим материалом и производится измерение антенной температуры, которая запишется

$$T_{\text{А.з}} = T_0 \eta_{\text{х.к}} \eta_{\text{тр}} + T_{\text{ш.А}} + T_0 (1 - \eta_{\text{тр}}).$$

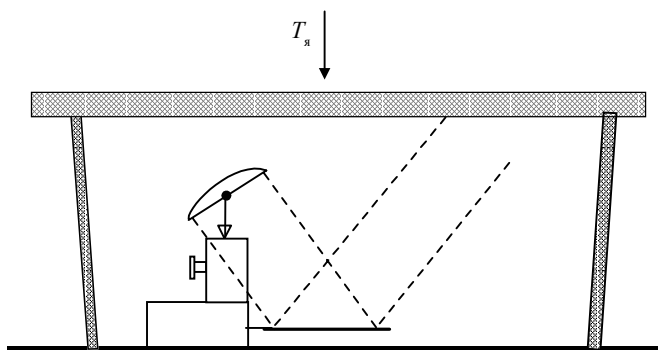


Рис. 13.53. Стенд для определения КПД антенной системы (рабочее зеркало ЗХК)

2. Вычисляется разность $T_{\text{А.з}} - T_{\text{А1}}$, из которой определяется величина $\eta_{\text{х.к}}$ по выражению

$$\eta_{\text{х.к}} = \frac{T_{\text{А.з}} - T_{\text{А1}}}{(T_0 - T_{\text{яз}}) \eta_{\text{тр}}}.$$

Методика определения погрешности измерения шумовой температуры подстилающей поверхности при калибровке по горячему источнику и зениту

Состав установки для проведения эксперимента приведен на рис. 13.54.

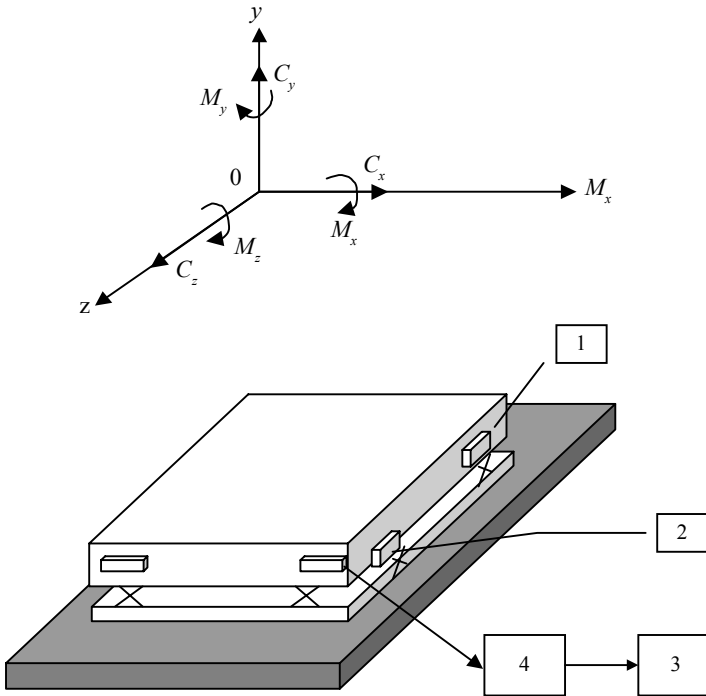


Рис. 13.54. Стенд для измерения остаточного момента инерции:
1 – стенд; 2 – мостовая схема; 3 – ЭВМ РС АТ; 4 – анализатор спектра

Порядок проведения эксперимента следующий.

1. Производится измерение антенной температуры при направлении луча рабочего зеркала на ЗХК, которая определяется выражением

$$T_{A_1} = T_{я.з} \eta_{х.к} \eta_{тр} + (1 - \eta_{тр}) T_0 + T_{ш.А}.$$

2. Производится измерение антенной температуры при направлении луча рабочего зеркала на зеркало горячего источника, которая запишется в виде выражения

$$T_{A_2} = T_{б.ш.и} \eta \eta_{тр} + T_0 (1 - \eta_{тр}) + T_{ш.А}.$$

3. Производится измерение антенной температуры при направлении луча на образцовый апертурный генератор шума, которую можно представить в следующем виде:

$$T_{A.з} = T_{г.ш} \frac{S_{г.ш}}{S_A} (1 - \beta_{гл}) \eta \eta_{тр} + T_{я.з} \eta \eta_{тр} \times \\ \times \left[1 - (1 + \beta_{гл}) \frac{S_{г.ш}}{S_A} \right] + (1 - \eta_{тр}) T_0 + T_{ш.А},$$

где $S_{г.ш}$ – площадь апертуры генератора шума; S_A – площадь апертуры рабочего зеркала.

4. Вычисляется шумовая температура образцового апертурного генератора шума по выражению

$$T_{г.ш} = \frac{S_A}{S_{ш} (1 - \beta_{гл})} \left[T_{я.з} (1 + \beta_{гл}) + (T_{г.ш} - T_{я.з}) \frac{U_3 - U_1}{U_2 - U_1} \right],$$

где U_1 , U_2 , U_3 – напряжения на выходе радиометра, соответствующие антенным температурам T_1 , T_2 , T_3 .

5. Вычисляется абсолютная погрешность определения шумовой температуры по выражению

$$\Delta T_{г.ш} = T_{г.ш} - T_{яр.г.ш},$$

где $T_{яр.г.ш}$ – паспортное значение апертурного генератора шума.

Методика измерения остаточного момента инерции радиометра

Измерение остаточного момента инерции радиометра в процессе раскрытия и сканирования производится на специализированном измерительном стенде, схема которого приведена на рис. 13.54.

Порядок измерений.

1. Производится калибровка стенда в соответствии с инструкцией по эксплуатации стенда.

2. Устанавливается на стенд радиометр и производится раскрытие антенной системы.

3. Измеряется момент инерции процесса подъема системы, который не должен превышать 0,3 Нмс. Время подъема системы не превышает 10 мин.

4. Измеряется сила удара при остановке антенной подсистемы, которая не должна превышать 0,3 Н.

5. Измеряется момент инерции процесса раскрытия зеркала антенны, который не должен превышать величины 0,3 Нмс.

6. Производится включение вращения антенной системы радиометра и измеряется остаточный момент инерции, который не должен превышать величины 0,1 Нмс при периоде сканирования 1,7 с.

Расчет КПД антенной системы при использовании апертурного ГШ проводится по формуле:

$$T'_A = T_\phi (1 - \beta_{\text{гл}}) \eta + T_\phi \beta_{\text{гл}} \eta.$$

Для случая, когда апертура ГШ полностью перекрывает луч измерительной антенны

$$T'_A = T_\phi \beta_{\text{гл}} \eta + T_0 (1 - \eta);$$

$$T''_A = T_{\text{г.ш}} (1 - \beta_{\text{гл}}) \eta + T_\phi \beta_{\text{гл}} \eta + T_0 (1 - \eta);$$

$$T''_A - T'_A = T_{\text{г.ш}} (1 - \beta_{\text{гл}}) \eta + T_\phi \eta \beta_{\text{гл}} - T_\phi \eta.$$

Отсюда КПД антенны можно вычислить по формуле

$$\eta = \frac{T''_A - T'_A}{(T_{\text{г.ш}} - T_\phi)(1 - \beta_{\text{гл}})}.$$

Для случая, когда апертура ГШ частично перекрывает луч измерительной антенны

$$T''_A = T_{\text{г.ш}} (1 - \beta_{\text{гл}}) \eta + T_{\text{г.ш}} \beta_{\text{гл}} \eta \frac{\theta_{\text{г.ш}}}{4\pi} + T_\phi \beta_{\text{гл}} \eta \frac{4\pi - \theta_{\text{г.ш}}}{4\pi} + T_\phi (1 - \eta);$$

$$T''_A - T'_A = \eta \left[T_{\text{г.ш}} \left(1 - \beta_{\text{гл}} \frac{4\pi - \theta_{\text{г.ш}}}{4\pi} \right) - T_\phi \left(1 - \beta_{\text{гл}} \frac{4\pi - \theta_{\text{г.ш}}}{4\pi} \right) \right].$$

Отсюда

$$\eta = \frac{T_A'' - T_A'}{(T_{г.ш} - T_{\phi}) \left(1 - \beta_{гл} \frac{4\pi - \theta_{г.ш}}{4\pi} \right)}.$$

Методика исследований испытательного комплекса

Исследование испытательного комплекса, размещаемого в безэховой камере 1- и 2-й комплектации сводится к определению безэховости камеры.

Измерение неравномерности амплитудно-фазового распределения поля в измерительной зоне осуществляется с помощью сканера и антенн-зондов.

Расчет безэховости камеры производится по формуле

$$K_1 = 20 \lg \frac{A_{\max} + A_{\min}}{A_{\max} - A_{\min}},$$

где $A_{\max}$, $A_{\min}$ – максимальные и минимальные значения измеряемых амплитуд в смежных контролируемых точках в пределах ± 600 мм, определяющих размер измерительной зоны рабочей антенны.

Если в измеряемой зоне уровень безэховости составляет 30–35 дБ, то такая степень безэховости считается достаточной при проведении измерений с рабочей антенной.

Процедура измерения повторяется для всех рабочих частот радиометра с использованием соответствующих антенн-зондов и сменных облучателей.

В Приложении 3 показаны фрагменты конструкции многоканального радиометра.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Радиотеплолокация в метеорологии / В. Д. Степаненко и др. Л.: Гидрометеиздат, 1987. С. 25.
2. Классификация и кластер / Под ред. Дж. В. Райзин. М.: Мир, 1980. 320 с.
3. Иберло К. Факторный анализ. М.: Статистика, 1980. 240 с.
4. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979. 250 с.
5. Васильев А. Б., Тихонов Н. А. Интегральные уравнения. М.: Изд-во МГУ, 1989. 400 с.
6. Цейтлин Н. М. Антенная техника и радиоастрономия. М.: Сов. радио, 1976. 350 с.
7. Есепкина Н. А., Корольков Д. В., Парейский Ю. Н. Радиотелескопы и радиометры. М.: Наука, 1973. 416 с.
8. Тучков Л. Т. Естественные и шумовые излучатели в радиоканалах. М.: Сов. радио, 1968. 152 с.
9. Тихонов А. Н., Кульман Н. К. Нелинейная фильтрация и квазиоптимальный прием сигналов. М.: Сов. радио, 1975. 704 с.
10. Тихонов А. Н. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1968. 500 с.
11. Регуляризирующие алгоритмы и априорная информация / А. Н. Тихонов и др. М.: Наука, 1983. 200 с.
12. Bailin L. L., Silver S. Exterior electromagnetic boundary value problems for spheres and cones // IRE Trans. 1956. V. AP-4, № 1. P. 5–16.
13. Номт У. Ф., Сеньор Т. Б. А. Сравнение трех методов, применяемых в высокочастотной теории дифракции // ТИИЭР. 1974. Т. 62, № 11. С. 63–71.
14. Jull E. V. Reflection from the aperture of a long E-plane sectoral horn // IEEE Trans. 1972. V, AP-20, № 1. P. 62–68.
15. Anders Aaas J. On the accuracy of the uniform geometrical theory of diffraction close to a 90 wedge // IEEE Trans. 1979. V. AP-27, № 5. P. 704–705.
16. Narasimhan N. S., Rao B. V. Radiation properties of conical scalar horns // Proceedings of the IEE. 1972. V. H119, № 8. P. 1092–1094.

АЛГОРИТМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ВЫСОТНЫХ
РАСПРЕДЕЛЕНИЙ УДЕЛЬНОЙ ВЛАЖНОСТИ ИЗ
ИЗМЕРЕНИЙ УХОДЯЩЕГО РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ
(ПРОГРАММА RETR)

В качестве исходных данных для восстановления профилей влажности из надирных радиометрических измерений используются вариации радиоярких температур $\delta T_{\text{я}}$, которые определяются как разности между измеренными $T_{\text{я}}$ и расчетными средними $T_{\text{я,ср}}$ значениями ярких температур. Выражение для вариаций ярких температур на каждой из рабочих частот имеет вид

$$\begin{aligned} \delta T_{\text{я}} = & \int_0^P \delta \rho(h) c(h) [T(h) - T_{\text{я}}(h)] \exp(-\tau(h, H)) dh + \\ & + R \exp(-\tau_0) \int_0^P \delta \rho(h) c(h) [T(h) - T_{\text{я}}(h)] \exp(-\tau(0, h)) dh. \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь $\tau_0 = \tau_{\text{ср}}(0, H)$ – полная оптическая толщина атмосферы, где H – верхний высотный уровень атмосферы, выше которого вклад атмосферных слоев в радиоизлучение является пренебрежимо малым (по сравнению с ошибками радиометрических измерений); $T_{\text{я}} \uparrow(h)$ и $T_{\text{я}} \downarrow(h)$ – яркие температуры соответственно уходящего и нисходящего радиоизлучений на уровнях h ; c – средние значения удельного коэффициента поглощения водяного пара (при абсолютной влажности $\rho = 1$ г/м³); R – энергетический коэффициент отражения радиоизлучения от гладкой водной поверхности; $\delta \rho(h) = \rho(h) - \rho_{\text{ср}}(h)$ – вариации абсолютной влажности.

Выражение (1) написано для случая известного высотного распределения температуры. По этой причине в выражении (1) отсутствуют члены, описывающие вариации радиояркой температуры, которые обусловлены вариациями температуры атмосферы. В качестве $T(h)$ в программе используются средние профили температуры. На практике в программе должны использоваться известные распределения профилей температуры для каждого наблюдения.

В выражении (1) средняя оптическая полуширина

$$\tau(h_1, h_2) = \int_{h_1}^{h_2} \gamma_{\text{cp}}(h) dh,$$

где $\gamma_{\text{cp}}(h)$ – среднее значение суммарного коэффициента поглощения на высоте h .

При конечно-разностной аппроксимации уравнение (1) приводится к системе уравнений

$$D\delta\rho = \delta T_{\text{я}}, \quad (2)$$

где $\delta\rho$ – вектор вариаций абсолютной влажности размером L (число высотных уровней); $\delta T_{\text{я}}$ – вектор вариаций яркостной температуры размером NK (число рабочих частот); D – матрица системы уравнений размером $NK \times L$. В программе восстанавливаются профили удельной влажности из уравнения

$$A\delta\rho = \sigma T_{\text{я}}. \quad (3)$$

Переход от (2) к (3) осуществляется на основании аппроксимационного выражения

$$\delta\rho = 216,7 \cdot 10^{-3} \frac{P}{T} \frac{a}{(a + bq)^2} \delta q, \quad (4)$$

где $a = 0,62197$; $b = 0,37803 \cdot 10^{-3}$, атмосферное давление P выражено в миллибарах; δq – в граммах на килограмм; $\delta\rho$ – в граммах на метр кубический.

Система уравнений (3) нелинейная, элементы матрицы A зависят от влажности, поэтому уравнение (3) решается методом итераций. При первой итерации для расчета значений $T_{\text{я}}(h)$ используются средние значения удельной влажности. Для каждой последующей итерации для расчета этих величин используются восстановленные значения удельной влажности. Анализ показал, что достаточно проведения трех итераций.

На каждой итерации система уравнений (3) решается методом статистической регуляризации. В программе для расчетов коэффициентов поглощения водяного пара и кислорода используются программы WATER, OXYGEN. Коэффициент поглощения молекулярного кислорода вычисляется в зависимости от частоты, либо по полуэмпирической формуле Розенкранца–Либе с учетом интерференции спектральных линий (на частотах менее 67 ГГц), либо путем суммирования вклада всех спек-

тральных линий с формой по кинетическому уравнению (на частотах более 67 ГГц).

В программе вычисление интегралов оптической толщины, радиояркосных температур и переход от интегрального уравнения (1) к системе уравнений (2) осуществляется с помощью метода Симпсона.

РУКОВОДСТВО ПРОГРАММИСТА К ПРОГРАММЕ RETR

1. Введение.

Программа RETR написана на языке FORTRAN-77 и отлажена на ПЭВМ IBM PC/AT в ОС MS-DOS (версия 6.2), компилятор Microsoft Fortran (версия 5.0).

Программа RETR является рабочей программой для восстановления высотных профилей влажности из результатов надирных измерений радиоярких температур системы “атмосфера–подстилающая поверхность” в определенной зоне акваторий. Восстановление профилей удельной влажности выполняется методом статистической регуляризации в условиях ясной атмосферы над гладкой водной поверхностью. Предполагается, что распределение параметров среды в различных зонах вдоль трассы, используемое программой, может быть задано высотными профилями средних значений температуры, давления, удельной влажности и корреляционной матрицей удельной влажности. В данном варианте программы использованы высотные распределения средних значений температуры, давления, удельной влажности и значения корреляционной матрицы удельной влажности для приэкваториальной зоны Атлантического океана, полученные из результатов аэрологического зондирования с борта научно-исследовательского судна “Академик Курчатов”.

2. Структура программы.

Программа представляет собой набор из 20 подпрограмм со следующими именами:

RETR – головная программа;

WATER1 – подпрограмма вычисления коэффициентов поглощения водяного пара;

OXYGEN – подпрограмма вычисления коэффициентов поглощения молекулярного кислорода по OXYGEN1 и OXYGEN2 в зависимости от частоты;

AFON – подпрограмма вычисления суммарного коэффициента поглощения ясной атмосферы;

GFON – подпрограмма вычисления высотного распределения коэффициентов поглощения водяного пара и ясной атмосферы на стандартных уровнях и подуровнях;

OFON – подпрограмма вычисления оптической толщины атмосферы, обусловленной поглощением в кислороде и водяном паре;

R – подпрограмма-функция вычисления коэффициента отражения радиоизлучения от гладкой водяной поверхности при наблюдении в надир;

SIM – подпрограмма-функция вычисления интегралов методом Симпсона по значениям подынтегральной функции, заданной таблицей;

BT – подпрограмма вычисления радиояркостной температурой;

MATN – подпрограмма вычисления столбца матрицы системы уравнений, получаемой при конечно-разностной аппроксимации интегрального уравнения;

INVERSE – подпрограмма решения регуляризованной системы уравнений методом статистической регуляризации;

LINVIF – подпрограмма обращения матрицы из библиотеки стандартных программ IMSL, которая использует стандартные подпрограммы USPKD, UGETIO, UERTST, LUGLMN, LUDATN, LEQTIF.

Головная программа RETR осуществляет вызов подпрограмм GFON, OFON, BT, MATN, INVERSE и подпрограммы-функции R. Подпрограмма GFON вызывает подпрограмму AFON, которая, в свою очередь, вызывает подпрограммы WATER1 и OXYGEN. Подпрограмма OXYGEN использует подпрограммы OXYGEN1 и OXYGEN2. Подпрограммы OFON, BT и MATN применяют подпрограмму-функцию SIM для вычисления интегралов. Подпрограмма INVERSE для обращения матрицы при решении системы уравнений использует стандартную подпрограмму LINVIF, для работы которой необходимы подпрограммы USPKD, UGETIO, UERTST, LUGLMN, LUDATN, LEQTIF.

3. Характеристики подпрограммы.

Время компиляции программы – около 19 с.

Время восстановления профиля удельной влажности из измерений на двух частотах – менее 15 с.

Объем оперативной памяти – менее 22 кбайт.

4. Входные данные.

L – количество стандартных высотных уровней;

NK – количество рабочих частот;

M – количество подуровней между стандартными высотными уровнями;

NZ – количество наблюдений;

ITEER – количество итераций;

H – массив стандартных высотных уровней, км;

PH, TH, QON – массивы высотных распределений средних значений давления, мбар; температуры, К; удельной влажности, г/кг, на стандартных высотных уровнях;

BQQ – массив корреляционной матрицы удельной влажности на стандартных высотных уровнях;

HUP – массив рабочих частот, ГГц;

SL – среднеквадратичная ошибка измерений яркостных температур, К;

TBM – массив измеренных значений яркостных температур, К.

Числа L, NK, M, NZ, ITER задаются в программе. Значения величин H, PH, TH, QON вводятся в программе из файла M34.DAT, расположенном на диске. В данном варианте программы используются 34 стандартных уровня высоты до 28 км. Величины HUP, SL, TBM вводятся с терминала по запросу в процессе функционирования программы.

5. Выходные данные.

IZ – номер наблюдения;

H – массив стандартных высотных уровней, км;

QON, QR – массивы, соответственно, средних и восстановленных значений удельной влажности, г/кг, на стандартных высотных уровнях до 10 км;

XR, RER – массивы разности восстановленных и средних значений удельной влажности на стандартных уровнях до 10 км, г/кг и % соответственно.

Значения перечисленных характеристик выводятся в файл RETR.DAT.

6. Обращение к программе.

Обращение к программе происходит в результате запуска модуля RETR.exe.

7. Сообщения программисту.

После запуска программы на экран последовательно выводятся следующие сообщения:

Input two operating frequencies, GHz, после которого необходимо ввести с экрана вещественные значения двух рабочих частот.

Input measurement error, grad K, после которого необходимо ввести с экрана вещественное значение среднеквадратичной ошибки измерения яркостных температур.

Observation number 1 – сообщение о номере наблюдений.

Input brightness temperature measurements, grad K, после которого необходимо ввести с экрана вещественные значения измеренных яркостных температур первого наблюдения на рабочих частотах.

После восстановления профиля удельной влажности из измеренных значений яркостных температур первого наблюдения появляется следующее сообщение:

Values of retrieved humidity are in the file RETR.DAT.

To continue, please, input any integer number or 0 for stop, после которого необходимо ввести любое целое число для обработки следующего наблюдения или 0 для окончания работы программы.

Если вводится любое целое число, то на экране появляется сообщение *Observation number 2.*

Input brightness temperature measurements, grad K, после которого необходимо ввести с экрана значения яркостных температур следующего наблюдения, и т. д.

В данном варианте программы предусмотрена обработка 200 наблюдений. Количество наблюдений легко меняется присвоением другого значения параметру NZ. Если необходимо обработать меньше 200 наблюдений, то при очередном сообщении

To continue, please, input any integer number or 0 for stop необходимо ввести 0. На экране появится сообщение

Stop – Program terminated.

8. Примечания.

1. При решении задачи высотные профили температуры считаются известными (в программе в качестве высотного распределения температуры используется средний профиль приэкваториальной зоны). В данной программе непосредственно используются две рабочие частоты. Для изменения количества рабочих частот достаточно иметь в головной программе только значения параметра NK и размерности массивов величин, зависящих от частоты. Ошибка радиометрических измерений предполагается одинаковой на рабочих частотах.

2. Настройка программы не производится.

3. Проверка программы производится в результате выполнения тестовых примеров.

Пример 1

В программе задаются следующие значения чисел:

L = 34
 NK = 2
 M = 3
 NZ = 200
 ITER = 3

Значения величин H, PH, TH, QON вводятся в программе из файла M34.DAT.

На экране выводятся и вводятся следующие сообщения:

Input two operating frequencies, GHz,
 22.36070,100.0.

Input measurement error, grad K,
 0.5.

Observation number 1.

Input brightness temperature measurements, grad K,
 221.8,246.6.

Values of retrieved humidity are in the file RETR.DAT.

To continue, please, input any integer number or 0 for stop,
 10.

Observation number 2.

Input brightness temperature measurements, grad K,
 160.4,207.9.

Values of retrieved humidity are in the file RETR.DAT.

To continue, please, input any integer number or 0 for stop,
 0.

Stop – Program terminated.

Выходные данные: высота (Height), среднее значение удельной влажности (Mean), восстановленные значения удельной влажности (Retr), разность между восстановленными и средними значениями удельной влажности (Diff) представлены в файле RETR.DAT в виде таблицы.

Observation number 1

Height, km	Mean q, g/kg	Retr q, g/kg	Diff q, g/kg	Diff q, %
.00	16.67	18.85	2.19	13.1
.25	15.30	17.68	2.38	15.6
.50	14.35	16.95	2.60	18.1
.75	13.46	15.92	2.46	18.3
1.00	12.56	15.21	2.66	21.2

Продолжение таблицы

Height, km	Mean q, g/kg	Retr q, g/kg	Diff q, g/kg	Diff q, %
1.25	11.67	14.48	2.81	24.1
1.50	10.84	13.84	3.00	27.7
1.75	10.03	13.14	3.11	31.0
2.00	9.20	12.49	3.29	35.8
2.25	8.44	11.81	3.37	40.0
2.50	7.84	11.18	3.34	42.6
2.75	7.33	10.43	3.10	42.3
3.00	6.82	9.69	2.87	42.1
3.50	5.83	8.60	2.77	47.5
4.00	5.04	7.69	2.65	52.6
4.50	4.31	6.73	2.43	56.4
5.00	3.78	5.97	2.19	57.9
6.00	2.62	4.40	1.78	68.1
7.00	1.60	2.77	1.17	73.0
8.00	.97	1.72	.75	77.0
9.00	.57	1.01	.44	76.6
10	.30	.53	.23	75.1

Observation number 2

Height, km	Mean q, g/kg	Retr q, g/kg	Diff q, g/kg	Diff q, %
.00	16.67	10.23	-6.44	-38.6
.25	15.30	7.90	-7.40	-48.4
.50	14.35	6.84	-7.51	-52.3
.75	13.46	6.27	-7.19	-53.4
1.00	15.56	5.02	-7.54	-60.0
1.25	11.67	4.29	-7.38	-63.2
1.50	10.84	3.28	-7.56	-69.8
1.75	10.03	2.35	-7.68	-76.6
2.00	9.20	1.29	-7.91	-85.9
2.25	8.44	.63	-7.81	-92.6

Продолжение таблицы

Height, km	Mean q, g/kg	Retr q, g/kg	Diff q, g/kg	Diff q, %
2.50	7.84	.37	−7.47	−95.2
2.75	7.33	.79	−6.54	−89.3
3.00	6.82	1.14	−5.68	−83.3
3.50	5.83	1.29	−4.54	−77.9
4.00	5.04	1.12	−3.92	−77.7
4.50	4.31	.96	−3.35	−77.8
5.00	3.78	.98	−2.81	−74.2
6.00	2.62	1.21	−1.41	−53.9
7.00	1.60	1.05	−.55	−34.4
8.00	.97	.61	−.37	−37.8
9.00	.57	.31	−.26	−45.7
10	.30	.16	−.14	−45.9

Пример 2

В программе задаются следующие значения чисел:

$L = 34$

$NK = 2$

$M = 3$

$NZ = 200$

$ITER = 3$

Значения величин H , PH , TH , QON вводятся в программе из файла M34.DAT.

На экране выводятся и вводятся следующие сообщения:

Input two operating frequencies, GHz,
22.36070,100.0.

Input measurement error, grad K,
2.0.

Observation number 1.

Input brightness temperature measurements, grad K,
222.2,245.7.

Values of retrieved humidity are in the file RETR.DAT.

To continue, please, input any integer number or 0 for stop,
10.

Observation number 2.

Input brightness temperature measurements, grad K,
159.0,205.4.

Values of retrieved humidity are in the file RETR.DAT.

To continue, please, input any integer number or 0 for stop,
0.

Stop – Program terminated.

Observation number 1

Height, km	Mean q , g/kg	Retr q , g/kg	Diff q , g/kg	Diff q , %
.00	16.67	19.09	2.43	14.6
.25	15.30	18.00	2.69	17.6
.50	14.35	17.22	2.87	20.0
.75	13.46	16.19	2.73	20.2
1.00	12.56	15.47	2.91	23.2
1.25	11.67	14.67	3.00	25.7
1.50	10.84	14.00	3.16	29.1
1.75	10.03	13.28	3.25	32.4
2.00	9.20	12.61	3.41	37.0
2.25	8.44	11.89	3.46	41.0
2.50	7.84	11.23	3.38	43.1
2.75	7.33	10.42	3.09	42.2
3.00	6.82	9.63	2.81	41.2
3.50	5.83	8.42	2.59	44.4
4.00	5.04	7.46	2.42	48.0
4.50	4.31	6.49	2.18	50.7
5.00	3.78	5.72	1.94	51.3
6.00	2.62	4.09	1.47	56.0
7.00	1.60	2.52	.91	57.0

Продолжение таблицы

Height, km	Mean q , g/kg	Retr q , g/kg	Diff q , g/kg	Diff q , %
8.00	.97	1.56	.59	60.4
9.00	.57	.92	.35	61.1
10.00	.30	.49	.18	60.1

9. Ограничения.

Восстановление профилей влажности наиболее эффективно для ситуаций, когда измеренные значения яркостных температур заметно отличаются от соответствующих средних значений. Программа создана в перечисленных выше предположениях: наблюдения в надир над гладкой водной поверхностью для рабочих частот и эффективной частоты в случае измерений в линии 1,35 см, одинаковых среднеквадратичных ошибок радиометрических измерений на различных частотах, для известного профиля температуры.

АЛГОРИТМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ПРОФИЛЯ ТЕМПЕРАТУР

Программа предназначена для восстановления зависимости температуры от расстояния от источника излучения $T(x)$ путем решения интегрального уравнения вида

$$\int_a^b \gamma(\lambda) e^{-\gamma(\lambda) \cdot x} T(x) dx = T_\gamma(\lambda), \quad (1)$$

где $\gamma(\lambda) = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{1}{2}(-\epsilon + \sqrt{\epsilon^2 + (60\lambda\sigma)^2})}$, являющегося частным случаем интегрального уравнения Фредгольма первого рода

$$\int_a^b K(x, s) z(s) ds = u(x), \quad c \leq x \leq d. \quad (2)$$

Принятые обозначения: γ – постоянная распространения; λ – длина волны; $T(x)$ – зависимость фактической температуры от расстояния; $T_\gamma(\lambda)$ – зависимость яркостной (наблюдаемой) температуры от длины волны излучения; ϵ – диэлектрическая проницаемость; σ – проводимость.

Данная программа использует для решения интегрального уравнения Фредгольма (2) метод регуляризации, описанный в [11], применяя выбор параметра регуляризации в соответствии с принципом обобщения невязки, т. е. находит параметр регуляризации из уравнения

$$\rho(\alpha) - \|A_h z^\alpha - u_\delta\|^2 - (\delta + h \|z^\alpha\|)^2 - \mu_\eta^2(u_\delta, A_h) = 0.$$

В качестве стабилизирующего функционала используется стабилизатор первого порядка, т.е. используется $Z = W_2^1[a, b]$ и

$$\|z\|^2 = \int_a^b (|z(s)|^2 + |z'(s)|^2) ds.$$

Это позволяет гарантировать сходимость приближенных решений к точным в метрике пространства $W_2^1[a, b]$, а следовательно, и равномерную сходимость.

Для отыскания экстремали сглаживающего функционала $M^\alpha[z] = \|A_h z - u_\delta\|^2 + \alpha \|z\|^2$ при фиксированном значении параметра регуляризации α программа PTIMR использует алгоритм многократного решения системы уравнений, аппроксимирующей уравнение Эйлера для функционала $M^\alpha[z]$:

$$A^* A z + \alpha C x = A^* u_\delta,$$

где A – матрица оператора, аппроксимирующего интегральный оператор в (2); z , Cx аппроксимирует норму $\|z\|_{w_2}^2$, описанную в [1] и основанную на приведении этой системы к трехдиагональному виду.

Порядок работы программы Fredgolm.

1. Задание переменных: диэлектрической постоянной Eps, проводимости Sigma, нижнего предела интегрирования x_1 , верхнего предела интегрирования x_2 , имени файла с таблицей точек $T_y(\lambda)$ и имени файла результатов.

2. Чтение из файла точек зависимости $T_y(\lambda)$. К данному файлу предъявляются следующие требования:

количество точек должно быть больше четырех;

в первом столбце задается длина волны λ , во втором – значение яркостной температуры T_y ;

значения длины волны должны задаваться в возрастающем порядке, т. е. $\lambda_{i+1} > \lambda_i$.

3. Расчет коэффициентов аппроксимирующего кубического сплайна и проверка качества аппроксимации в узловых точках. При расхождении более 1 % выполнение программы прекращается. При удовлетворительном качестве аппроксимации формируется равномерная сетка точек зависимости $T_y(\lambda)$, так как расчетная часть программы требует задания точек $T_y(\lambda)$ на равномерной сетке, что не всегда удастся достичь в ходе выполнения эксперимента.

4. Вызов расчетного модуля PTIMR:

формирование матрицы оператора A , аппроксимирующего интегральный оператор в (1) – процедура PTIMRO;

формирование матрицы стабилизатора – подпрограмма PTIMRC;

формирование матрицы стабилизатора в виде S'^*S – программа PTIMRS;

вычисление матрицы $D = A * \text{inv}(S)$ – в подпрограмме PTIMRD;
QPR-преобразование матрицы $D = Q * P * R$ – процедура PTIMRO;
формирование трехдиагональной матрицы $P' * P$ – подпрограмма PTIMRP;

формирование массива $U2 = Q' * U0$ для вычисления невязки – в подпрограмме PTIMRQ;

формирование массива $U1 = R * D' * U0 = P' * U2$ правой части системы – в подпрограмме PTIMRR;

расчетный цикл по параметру регуляризации, состоящий из многократных решений системы уравнений методом прогонки и вычисления по результатам решения невязки и обобщенной невязки.

По окончании расчета результаты записываются в файл в следующем виде:

значение диэлектрической постоянной Eps;

значение проводимости Sigma;

нижний предел интегрирования x_1 ;

верхний предел интегрирования x_2 ;

имя файла с таблицей $T_{\text{я}}(\lambda)$;

таблица значений координаты x и температуры T .

КОНСТРУКЦИЯ РАДИОМЕТРА



Рис. 1. Антенная система радиометра

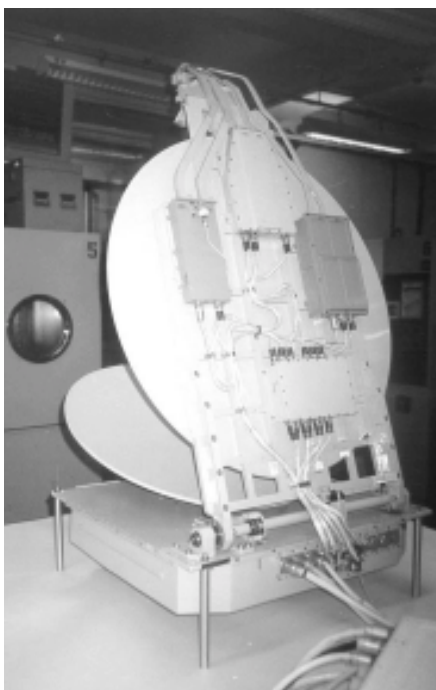


Рис. 2. Антенна с входными цепями



Рис. 3. Вращающаяся часть радиометра



Рис. 4. Внешний вид вращающейся части

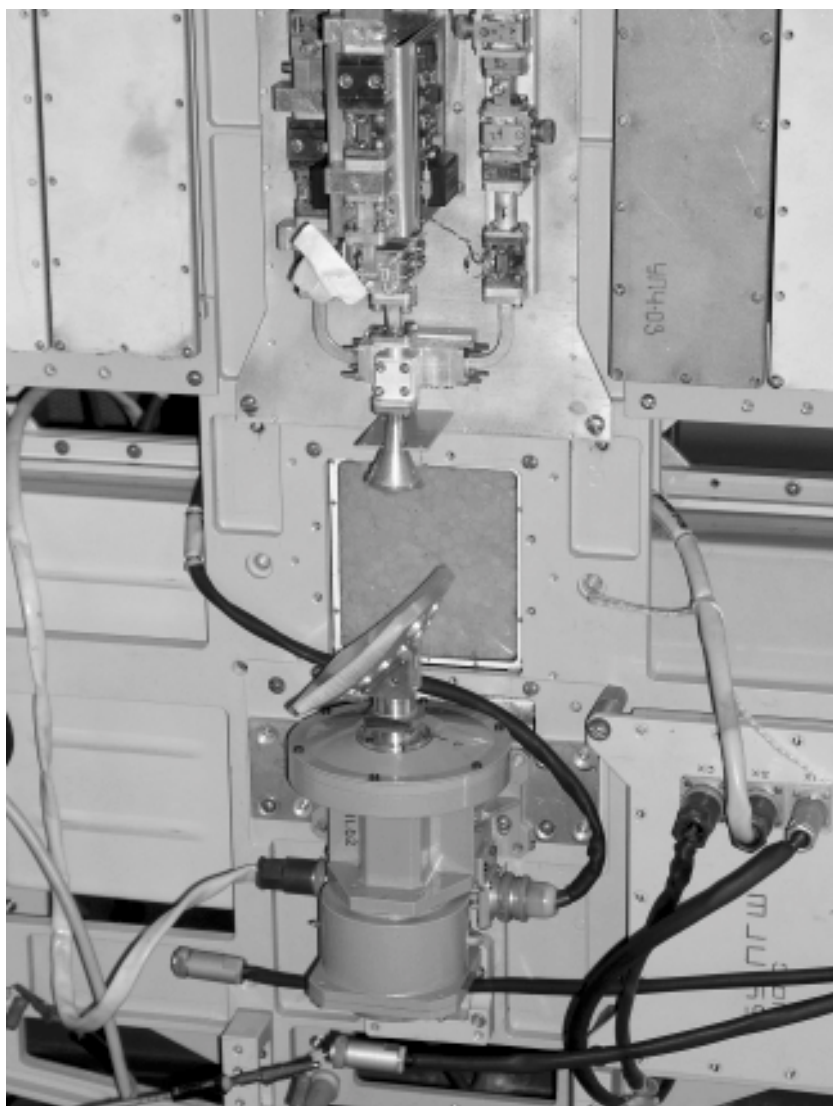


Рис. 5. Фрагмент конструкции радиометра

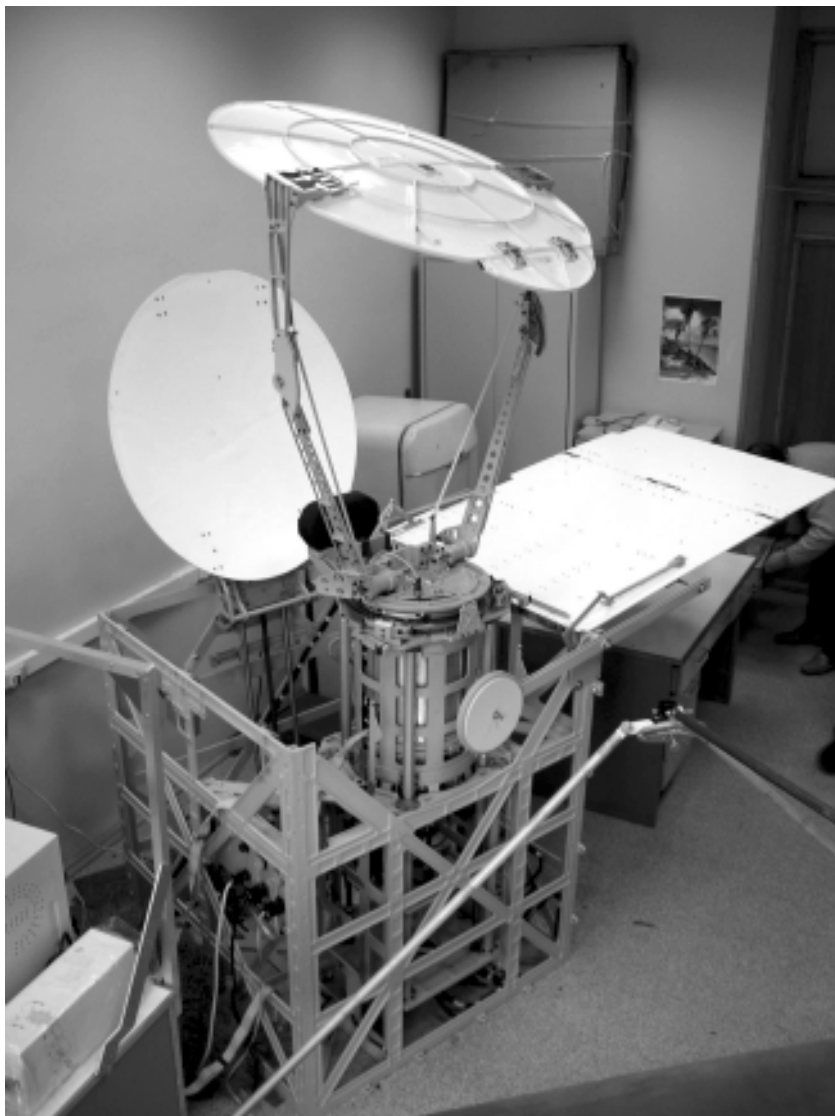


Рис. 6. Проверка характеристик антенны

Оглавление

Предисловие	3
Основные сокращения	5
1. Основные закономерности теплового СВЧ-излучения	7
1.1. Концепция дистанционного зондирования Земли	7
1.2. Количественные характеристики теплового СВЧ-излучения	10
2. Интерпретация результатов измерения собственного радиотеплового излучения объекта	15
2.1. Классификация обратных задач	15
2.2. Обратные задачи классификации	18
2.3. Факторные обратные задачи	20
2.4. Обратные задачи параметризации	23
3. Антенны радиометрических приемников	42
3.1. Основные характеристики антенны	42
3.2. Шумовая температура антенны	47
3.3. Собственные шумы антенны	51
3.4. Антенные шумы, обусловленные фоновым излучением	52
3.5. Метод сканирования	55
3.6. Поляризационные характеристики антенны	56
4. Радиометрический приемник (радиометр)	60
4.1. Типы радиометрических приемников и предельная флюк- туационная чувствительность	60
4.2. Входная СВЧ-часть приемников	69
4.3. Переходные элементы фидерного тракта	72
4.4. Модуляторы СВЧ	77
4.5. Структурная схема обработки сигналов	84
4.6. Описание структурной схемы и принципа действия радио- метрического комплекса	99
5. Калибровка радиометрической аппаратуры	104
5.1. Общие положения	104
5.2. Калибровка антенной системы	105
5.3. Калибровка радиометрического приемника	110
6. Анализ погрешности измерений шумовой температуры	123
6.1. Основные источники погрешности	123
	401

6.2. Погрешность измерительного тракта	124
6.3. Ошибки привязки измерений к координатам подстилающей поверхности	132
6.4. Методика определения шумовой температуры подстилающей поверхности	134
7. Реализация спутниковых радиометрических комплексов “Икар-Дельта” и “Дельта-2Д”	139
7.1. Радиометрический комплекс “Икар-Дельта”	139
7.2. Радиометрический комплекс “Дельта-2Д”	150
8. Состав, структурная схема и технические характеристики многоканального сканирующего радиометра	159
8.1. Вращающаяся часть	159
8.2. Неподвижная часть	163
8.3. Технические характеристики	164
9. Модуляционный радиометр	168
9.1. Модуляционный радиометр с пилот-сигналом	168
9.2. Расчет флюктуационной чувствительности модуляционных радиометров	180
10. Реализация приемной системы многоканального радиометра	186
10.1. Структурная схема	186
10.2. Расчет шумовой температуры приемника	190
10.3. Приемник частоты 36,5 ГГц	193
10.4. Реализация модуляторов СВЧ	194
10.5. Смеситель частот 18,7; 23,8; 36,5 ГГц	195
10.6. Смесители частот 90 и 150 ГГц	200
10.7. Усилитель промежуточной частоты	203
10.8. Реализация полосно-пропускающих фильтров	207
10.9. Реализация детектора	208
10.10. УПЧ в интегральном исполнении	208
10.11. Расчет погрешности определения яркостной температуры подстилающей поверхности	214
11. Реализация антенного устройства многоканального радиометра	220
11.1. Геометрия и структурная схема антенной системы	220
11.2. Расчет полосовых фильтров	224
11.3. Расчет конического рупора с изломом образующей	236
11.4. Расчет антенн	249

11.5. Расчет конструкции параболического рефлектора	262
11.6. Методика текущей калибровки бортового радиометра	266
11.7. Влияние фонового излучения на радиометрические измерения	273
12. Тепловой и механический расчет многоканального радиометра	277
12.1. Тепловой расчет	277
12.2. Принцип разработки математических моделей конструкций космической техники	281
12.3. Метод конечных элементов (метод перемещений)	289
12.4. Конструкция многоканального сканирующего радиометра	292
12.5. Механический расчет многоканального сканирующего радиометра	300
13. Испытания многоканального радиометра	309
13.1. Технические характеристики и состав испытательного комплекса	309
13.2. Методика испытаний антенной системы	319
13.3. Методика испытаний приемного тракта	339
13.4. Методика испытаний зеркала холодного космоса	372
Библиографический список	381
Приложения	382
Приложение 1	382
Приложение 2	394
Приложение 3	397

Учебное издание

Михайлов Виктор Федорович

Брагин Иван Вениаминович

Брагин Сергей Иванович

МИКРОВОЛНОВАЯ СПУТНИКОВАЯ АППАРАТУРА ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ

Учебное пособие

Редакторы *А. Г. Ларионова, А. В. Семенчук*

Компьютерный набор и верстка *Н. С. Степановой*

Сдано в набор 10.06.02. Подписано в печать 14.11.02. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная.
Печать офсетная. Усл. печ. л. 23,25. Усл. кр.-отг. 25,12. Уч.-изд. л. 23,0. Тираж 100 экз. Заказ №

Редакционно-издательский отдел
Отдел электронных публикаций и библиографии библиотеки
Отдел оперативной полиграфии
СПбГУАП

190000, Санкт-Петербург, ул. Б. Морская, 67