

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного
образовательного учреждения высшего профессионального образования
«Владимирский государственный университет имени
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

На правах рукописи
УДК 621.396.6

ФЕДОСЕЕВА ЕЛЕНА ВАЛЕРЬЕВНА

**МЕТОДЫ КОМПЕНСАЦИИ ВЛИЯНИЯ ВНЕШНИХ ПОМЕХОВЫХ
ФАКТОРОВ В РАДИОТЕПЛОЛОКАЦИОННОМ КОНТРОЛЕ
МЕТЕОПАРАМЕТРОВ**

Специальность 05.11.13 – Приборы и методы контроля природной
среды, веществ, материалов и изделий

Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук

Научный консультант:
Доктор физико-математических наук,
профессор Г.Г.Щукин

Муром – 2014

Содержание

Введение	5
Глава 1 Теоретические основы радиотеплолокационных методов контроля параметров природных сред	17
1.1 Уравнения взаимосвязи параметров природных сред с их радиояркостной температурой	
1.2 Контролируемые параметры атмосферы по данным радиотеплолокационных измерений	19
1.3 Технические характеристики радиотеплолокационных систем контроля параметров природных сред	21
Глава 2 Анализ и оценка влияния внешних помехообразующих факторов на работу систем радиотеплолокационного контроля метеопараметров	26
2.1 Антенная температура системы радиотеплолокационного контроля в условиях действия внешних помех	27
2.2 Анализ помехового воздействия фонового излучения	28
2.3 Анализ помехового влияния слоя осадков на поверхности антенны системы радиотеплолокационного контроля	36
2.4 Характеристики систем радиотеплолокационного контроля в условиях действия внешних шумовых помех	55
Глава 3 Анализ влияния фонового шума на погрешность измерений в методах радиотеплолокационного контроля параметров природных сред	78
3.1 Погрешность абсолютного метода	
3.2 Погрешность относительного метода	91
3.3 Погрешность метода угловых разрезов	96
3.4 Погрешности измерений при радиотеплолокационном контроле параметров атмосферы и поверхности Земли	104

Глава 4 Методы компенсации влияния аддитивного фонового шума на результаты измерений в задачах радиотеплолокационного контроля	118
4.1 Статистический метод оценки помеховой составляющей антенной температуры, обусловленной фоновым шумом	
4.2 Метод диаграммной модуляции	120
4.3 Метод поляризационного разрешения полезного сигнала	139
4.4 Метод пространственного выделения полезного сигнала в двухканальной системе радиотеплолокационного контроля с малой пространственной избирательностью дополнительного канала	166
Глава 5 Компенсационный метод радиотеплолокацион- ного контроля на основе двухканального приема со специальной формой пространственной избирательно- сти дополнительного канала	182
5.1 Анализ способов выделения полезного сигнала в приемниках систем радиотеплолокационного контроля	183
5.2 Метод компенсации фоновых помех в двухканальной радио- теплолокационной системе со специальной пространственной избирательностью дополнительного канала	200
5.3 Двухрупорная зеркальная антенна двухканальной системы радиотеплолокационного контроля с компенсацией фоновых помех	209
5.4 Двухмодовая антенна двухканальной системы радиотеплолока- ционного контроля с компенсацией фоновых помех	225
Глава 6 Методы компенсации нестабильности коэффи- циента передачи систем радиотеплолокационного контроля	250

6.1 Анализ причин неустойчивости коэффициента передачи системы радиотеплолокационного контроля	
6.2 Методы компенсации неустойчивости коэффициента передачи системы радиотеплолокационного контроля, вызванной внутренними причинами	255
6.3 Метод пилот - сигнала компенсации неустойчивости коэффициента передачи системы радиотеплолокационного контроля на основе поляризационной развязки входных сигналов	263
6.4 Метод пилот - сигнала в двухканальной системе радиотеплолокационного контроля с компенсацией фоновых помех	268
Глава 7 Оценка эффективности методов компенсации помеховых воздействий в радиотеплолокационном контроле	281
7.1 Состав и параметры системы радиотеплолокационного контроля с дополнительным каналом формирования сигнала компенсации	
7.2 Оценка эффективности компенсации влияния внешних шумовых помех в двухканальной системе радиотеплолокационного контроля	286
7.3 Оценка компенсации влияния слоя осадков на поверхности антенны двухканальной системы радиотеплолокационного контроля	302
Заключение	317
Список литературы	320

Введение

СВЧ радиотеплолокационные системы позволяют непрерывно получать информацию об исследуемой области пространства при дистанционном измерении ее собственного радиошумового излучения. Это определяет возможность включения их в контрольно-измерительные комплексы мониторинга состояния окружающей среды. По данным измерений метеопараметров выполняются длительные и срочные метеопрогнозы, формируются предупреждения об опасных метеоявлениях – ливневых дождях, граде, грозовых явлениях, о наличии переохлажденных зон в атмосфере и возможности обледенения самолетов, что позволяет формировать метеопрогнозы для управления метеозависимыми процессами и объектами. Ошибки оценки вероятности указанных метеоявлений зависят от точности выполнения контрольно-измерительных процедур, поэтому вопросы повышения точности измерений в СВЧ радиотеплолокационных системах напрямую связаны с достоверностью информации и безопасностью функционирования метеозависимых объектов.

Основные теоретические и методические положения радиотеплолокационного мониторинга природных сред были освещены в работах В.С.Троицкого, С.А. Жевакина, К.С. Шифрина, Н.М. Цейтлина, Р.Дикке, К. Толберта, Д.Стилина, В.Нордберга, Наумова А.П., Тучкова Л.Т., Богородского В.В., Кондратьева К.Я., Башаринова А.Е., Горелика А.Г., Кутузы Б.Г., Щукина Г.Г., Козлова А.И., Фалина В.В. и др. В области разработки СВЧ радиотеплолокационных контрольно-измерительных систем выполнено большое число исследований, как в Российской Федерации, так и за рубежом. Значительный вклад в развитие радиотеплолокационных методов внесли научные коллективы Института радиотехники и электроники РАН, Института космических исследований РАН, Центральной аэрологической обсерватории, Военной инженерно-космической академии им. А.Ф.Можайского, Главной геофизической обсерватории им. А.И.Воейкова, Московском физико-

техническом институте (государственном университете), Научно-исследовательском радиофизическом институте, Московском государственном техническом университете гражданской авиации. Исследования в области радиотеплолокационного контроля метеопараметров проводятся в зарубежных научно-исследовательских организациях, крупнейшими из которых являются Radiometrics corporation (Boulder, США), RPG Radiometer Physics (Германия), Institute of Applied Physics University (Bern, Швейцария), Helsinki University of Technology Radio laboratory (Финляндия), Center for Microwave Remote Sensing (Италия) и др.

Системы радиотеплолокационного контроля параметров природных сред, осуществляющие прием и обработку сигналов собственного радиошумового излучения, позволяют получать информацию как об контролируемых объектах (пространственное местоположение и интенсивность излучения), так и среде переноса излучения (оптическая толщина). Например, по данным измерений радиояркостной температуры атмосферы определяются влагозапас атмосферы, водозапас облаков, вертикальные профили температуры и влажности и т.д. На их основе строятся прогнозы по моделям излучения, которые постоянно совершенствуются и уточняются. Точность оценки контролируемого метеопараметра в первую очередь зависит от чувствительности радиометра и наличия помеховых составляющих в составе входного сигнала системы, обусловленных влиянием внешней среды из-за ограниченной селективности антенны и недетерминированных изменений ее характеристик под действием внешних дестабилизирующих факторов.

Известные теоретические положения, на основе которых строятся модели оценки измеряемых радиотеплолокационными системами параметров природных сред, предполагают незначительность влияния внешней среды или возможность оценки и компенсации ее влияния при определенных ограниченных условиях работы СВЧ радиотеплолокационных систем.

Современные достижения в области построения приемной аппаратуры позволили получить чувствительность приемников порядка 0.01 К, в связи с

чем возникла необходимость разработки методик учета влияния внешней среды на метрологические характеристики радиотеплолокационных систем контроля и оценки вероятностей ошибок прогноза, обусловленных этим влиянием.

Специфика выполнения контрольно-измерительных процедур в режиме пассивной радиолокации с низким энергопотреблением определяет возможность применения систем радиотеплолокационного контроля в мобильных контрольно-измерительных установках, а также работу в автономном режиме, например, в труднодоступных условиях. Но в этом случае обязательно должно быть учтено или в лучшем случае скомпенсировано влияние внешней среды, особенно при изменяющихся условиях проведения измерений, и поэтому возникает необходимость в априорной оценке достижимых метрологических характеристик при реализации определенного метода компенсации, а также в разработке методов компенсации, максимально снижающих влияние внешней среды независимо от условий функционирования системы.

В этой связи возникает важная актуальная научно-техническая задача разработки теоретических основ и прикладных методов компенсации влияния внешней среды в системах радиотеплолокационного контроля метеопараметров, что позволит расширить возможности применения таких систем независимо от внешних условий их функционирования при решении задач выработки прогностических решений для систем управления метеозависимыми процессами и объектами.

Объектом исследования являются методы и системы СВЧ радиотеплолокационного контроля метеопараметров

Предметом исследования являются метрологические характеристики СВЧ радиотеплолокационных систем контроля метеопараметров при помеховом влиянии внешней среды и методы компенсации этого влияния.

Целью диссертационной работы является теоретическое обоснование и практическая разработка методов компенсации влияния внешних помеховых факторов в радиотеплолокационном контроле для повышения точности из-

мерений и расширения функциональных возможностей систем дистанционного контроля метеопараметров.

Для достижения поставленной цели необходимо было решить следующие задачи:

1. Исследование принципов радиотеплолокационного контроля метеопараметров при помеховом влиянии внешней среды и разработка способов комплексного учета влияния внешней среды на характеристики систем радиотеплолокационного контроля

2. Построение математических моделей оценки погрешности радиотеплолокационного контроля метеопараметров при учете влияния внешних помеховых факторов.

3. Обоснование применения и исследование методов компенсации влияния внешней среды в системах радиотеплолокационного контроля метеопараметров

4. Разработка методов компенсации аддитивного и мультипликативного помехового действия внешней среды при реализации пространственного разрешения принимаемого сигнала и введения в систему тестового шумового пилот-сигнала.

5. Анализ и разработка методов и аппаратных решений построения радиотеплолокационных контрольно-измерительных систем, обеспечивающих увеличение надежности контроля метеопараметров при недетерминировано изменяющихся помеховых воздействиях внешней среды.

6. Экспериментальная реализация разработанных теоретических решений и оценка эффективности их применения в радиотеплолокационных системах.

Научная новизна работы заключается в разработке новых подходов в оценке метрологических параметров систем радиотеплолокационного контроля в условиях сильного помехового влияния внешней среды и методов компенсации этого влияния в радиотеплолокационных системах контроля метеопараметров и включает в себя

- метод оценки влияния внешних помеховых факторов при радиотеплолокационном контроле, базирующийся на положениях радиофизики и радиотеплолокации природных сред, которые лежат в основе комплексных зависимостей измеряемых величин и оцениваемых параметров радиощумового излучения, отличающийся системным учетом внешних помех в работе радиотеплолокационных систем, позволяющий оценить их влияние на метрологические характеристики систем;

- метод оценки погрешности основных способов радиотеплолокационного контроля метеопараметров природных сред, базирующийся на классическом подходе к оценке погрешности косвенных измерений, отличающийся учетом помехового влияния внешних помеховых факторов через коэффициенты влияния и позволяющий априорно оценить погрешности в зависимости от способа и условий проведения радиотеплолокационного контроля;

- метод оценки погрешности компенсации помех в системах радиотеплолокационного контроля, базирующийся на способах оценки влияния окружающего пространства и направленных свойств антенн на результаты измерений, отличающийся учетом параметров антенн и характеристик собственного радиощумового излучения окружающей среды применительно к радиотеплолокационным системам с компенсацией помех и позволяющий априорно оценивать предельные возможности систем с компенсацией помех на основе углового, поляризационного и пространственного разрешения сигнала в системах радиотеплолокационного контроля.

- метод компенсации аддитивного помехового действия внешней среды при пространственном разрешении сигнала, базирующийся на классических методах исключения помеховых воздействий в измерениях (методе вспомогательных измерений и методе модуляции), отличающийся принципом формирования дополнительного сигнала компенсации при реализации двухканального приема, позволяющего решать задачу выделения полезного сигнала

независимо от размера, степени однородности и углового положения области исследования.

- метод компенсации мультипликативного помехового действия осадков, базирующийся на классических принципах исключения помеховых воздействий в измерениях - методе вспомогательных измерений, методе модуляции и методе эталонных сигналов, отличающийся применением тестового пилот-сигнала и принципом пространственного разрешения полезного сигнала, что позволяет одновременно производить компенсацию аддитивного и мультипликативного помехового действия внешней среды.

- способы практической реализации методов компенсации помехового влияния внешней среды, базирующиеся на классических приемах выделения полезного сигнала в приемных устройствах радиотеплолокационных систем, отличающиеся способом осуществления двухканального приема в специально разработанной антенне и способом организации прохождения тестового сигнала, позволяющие скомпенсировать систематические погрешности, обусловленные помеховым воздействием внешней среды.

Практическая значимость работы заключается в том, что:

1. Предложенный метод компенсации на основе двухканального приема позволяет исключать аддитивное помеховое влияние фонового излучения окружающего пространства на результаты радиотеплолокационного контроля метеопараметров природных сред независимо от размеров контролируемых объектов и наличия радиояркостного контраста с прилегающей областью пространства.

2. Разработанный вариант двухканальной двухмодовой антенны с одновременным формированием на раскрыве зеркала двух диаграмм направленности с разделением входных сигналов в специально разработанном модовом разделителе позволяет реализовать предложенный метод компенсации фоновых шумов в двухканальных системах радиотеплолокационного контроля.

3. Полученные результаты численного моделирования и экспериментальных исследований погрешности компенсации фонового шума в двухканальной системе радиотеплолокационного контроля показали возможность обеспечения погрешности компенсации на уровне 10%, что соответствует принятой погрешности теоретической оценки на основе дополнительных контактных измерений параметров среды и известных моделей излучения, что позволяет рекомендовать ее к применению даже в мобильных комплексах радиотеплолокационного контроля при сложных неоднородных условиях фонового излучения.

4. Предложенный метод компенсации мультипликативного помехового действия метеосадков на результаты радиотеплолокационного контроля позволяет уменьшить погрешность оценки контролируемых метеопараметров, обусловленную формированием слоя осадков на поверхности зеркала антенны радиотеплолокационной системы, обеспечивая возможность проведения радиотеплолокационного контроля в сложных метеорологических условиях.

5. Разработанная система радиотеплолокационного контроля с компенсацией влияния метеосадков на базе двухканальной двухмодовой антенны при реализации невзаимной передачи в основном измерительном канале, позволяет одновременно уменьшить погрешности, обусловленные мультипликативным помеховым влиянием слоя осадков и аддитивным помеховым действием фоновых шумов.

6. Полученные результаты оценки погрешности в разработанной системе радиотеплолокационного контроля в условиях формирования слоя осадков на поверхности антенны показали возможность снижения величины погрешности не менее чем в два раза в зависимости от условий формирования слоя осадков, что позволяет рекомендовать к применению данную систему в сложных метеорологических условиях выпадения осадков.

Реализация результатов работы. Исследования и практические разработки, приведенные в диссертационной работе, являются частью научно-

исследовательских работ, выполненных в рамках гранта Президента РФ по поддержке молодых российских учёных и ведущих научных школ Российской Федерации (2004-2005гг., код НШ-1793.2003.5), а также грантов РФФИ №12-02-97520-р_центр_а (2012-2013 гг.) и № 14-02-97510-р_центр_а (2014-2016).

Результаты анализа помехового влияния окружающего пространства на характеристики радиолокационного приема и разработки антенных систем, обеспечивающих уменьшение этого воздействия за счет снижения бокового излучения, вошли в отчеты по НИР по договору №26/96 с ГГО им. А.И.Воейкова, № 2680/02 с ОАО “Муромский завод радиоизмерительных приборов”, ГБ-358/03 по проекту № 205. 05. 01. 057.

Результаты исследований и их практической отработки были внедрены в Российском гидрометеорологическом государственном университете г. Санкт-Петербург, на ОАО “Муромский завод радиоизмерительных приборов”, на ОАО «Научно-производственном предприятии «Радар ммс» и в учебном процессе Муромского института Владимирского государственного университета.

Личный вклад автора: автору принадлежит основная идея работы, постановка задач исследования и разработанные способы для решения этих задач.

Совместно с соискателями, у которых автор диссертации осуществлял научное руководство, получены данные по реализации методов компенсации фоновых шумов и слоя осадков на поверхности зеркала антенны.

Анализ влияния внешних помеховых воздействий на результаты измерений при радиотеплолокационном контроле метеопараметров природных сред проведен автором с участием научного консультанта.

Использованный в диссертации экспериментальный материал собран лично автором или получен при непосредственном участии автора в ходе выполнения НИР.

В результате анализа и обобщения данных, полученных автором:

- разработана математическая модель влияния фоновых шумов и слоя осадков на поверхности антенны на результаты радиотеплолокационного контроля и проанализировано обусловленное этим влиянием изменение характеристик систем радиотеплолокационного контроля;

- с применением статистических методов получены оценки погрешности радиотеплолокационного контроля при учете вклада фонового шума;

- с применением известных алгоритмов оценки параметров антенны и опубликованных данных о поляризационных свойствах радиошумового излучения природных сред получены оценки погрешности следующих методов компенсации фоновых шумов: диаграммной модуляции, поляризационного разрешения и двухканального приема;

- с помощью теории электродинамики для волн в направляющих системах разработаны модели характеристик двухканальных двухмодовых антенн;

- с помощью предложенной в диссертации методики проведена сравнительная оценка эффективности применения одноканальной и двухканальной систем радиотеплолокационного контроля в условиях действия внешних помех.

Достоверность научных положений, выводов и рекомендаций обеспечивается корректностью аналитических и численных методов исследования, большим массивом информационной базы, в качестве которой послужили сведения, опубликованные в периодических научных журналах и научной литературе.

Выполненные теоретические расчеты погрешностей измерений при реализации радиотеплолокационного контроля подтверждаются опубликованными данными, а теоретический анализ эффективности компенсационных методов - экспериментальными измерениями.

Результаты работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях: II и III научные конференции "Применение дистанционных радиофизических методов в исследованиях природной среды" (Муром, 1992,

1999); Шестая Всероссийская научно-техническая конференция “Радиоприем и обработка сигналов”, посвященная 75-летию Нижегородской радиолaborатории (Нижний Новгород, 1993); Международная научно-техническая конференция “Проблемы радиоэлектроники” (к 100-летию радио) (Москва, 1995); Международная научно-техническая конференция “Методы и средства оценки и повышения надежности приборов, устройств и систем” (Пенза, 1995); Международная научно-техническая конференция “Актуальные проблемы анализа и обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем” (Пенза, 1996, 1997, 1998); XVIII и XX Всесоюзные конференции по распространению радиоволн (Санкт-Петербург, 1996, Нижний Новгород, 2002); I и II Всероссийские научные конференции “Дистанционное зондирование земных покровов и атмосферы аэрокосмическими средствами” (Муром, 2001, Санкт-Петербург, 2004); III Всероссийская конференция “Аэрокосмические методы и геоинформационные технологии в лесоведении и лесном хозяйстве” (Москва, 2002); I – III Всероссийские научные конференции – семинары “Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике” (Муром, 2003, 2006, 2010); Четвертая Всероссийская научная школа и конференция “Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред” (Муром, 2009); XXII и XXIII Всероссийские научные конференции «Распространение радиоволн» (Ростов-на-Дону, 2008, Йошкар-Ола, 2011); Всероссийские конференции “Зворыкинские чтения” (Муром, 2009-2012); II и III Всероссийская научная конференция «Проблемы военно-прикладной геофизики и контроля состояния природной среды» (Санкт-Петербург, 2012 - 2014); 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, 2014); II – IV Всероссийские научные Армандовские чтения (Муром, 2012 – 2014); ежегодные научно-технические конференции Муромского института Владимирского государственного университета (1993 - 2014).

На защиту выносятся совокупность научных положений, теоретических и экспериментальных результатов по разработке компенсационных методов радиотеплолокационного контроля метеопараметров, а именно:

- метод оценки помехового влияния внешней среды на метрологические характеристики систем радиотеплолокационного контроля;
- метод оценки погрешности основных способов радиотеплолокационного контроля метеопараметров в зависимости от условий измерений;
- метод оценки погрешности компенсации в системах радиотеплолокационного контроля с компенсацией помех на основе углового, поляризационного и пространственного разрешения;
- метод компенсации аддитивного помехового действия внешней среды на основе двухканального приема в системах радиотеплолокационного контроля;
- метод компенсации мультипликативного помехового действия осадков и аддитивного помехового действия внешней среды;
- способы практической реализации методов компенсации помехового влияния внешней среды.

Основное содержание работы опубликовано в 63 работах автора, среди которых монография, один патент на изобретение, три патента на полезную модель, 35 статей, 23 из которых в изданиях, входящих в определенный ВАК РФ перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий и 22 тезиса докладов. Диссертация состоит из Введения, семи глав, Заключение, списка цитируемой литературы (230 наименований).

В первой главе диссертации рассмотрены принципы радиотеплолокационного контроля метеопараметров и определена зависимость его погрешности от точности радиотеплолокационных измерений.

Во второй главе диссертации проанализированы внешние помехообразующие факторы в работе систем радиотеплолокационного контроля и выполнена оценка их влияния на характеристики систем: точность измерения

радиояркой температуры, чувствительность и пространственную разрешающую способность.

В третьей главе диссертации проанализированы погрешности известных на практике методов измерения радиояркой температуры при радиотеплолокационном контроле метеопараметров, и проведена оценка влияния фоновых шумов на величину погрешности контроля.

В четвертой главе диссертации проанализированы компенсационные методы радиояркого контроля при организации двухканального приема с реализацией угловой и поляризационной селекции сигнала компенсации.

В пятой главе диссертации разработан компенсационный метод исключения влияния аддитивных внутренних и внешних фоновых шумов в радиотеплолокационном контроле при реализации двухканального приема со специальной формой пространственной селекции дополнительного канала и принципы его аппаратной реализации.

В шестой главе диссертации проанализированы причины неустойчивости коэффициента передачи систем радиотеплолокационного контроля как источника мультипликативного помехового воздействия, исследованы способы компенсации их влияния и разработан комплексный метод компенсации аддитивных и мультипликативных помех и предложена его аппаратная реализация на основе двухканального приема с введением тестового шумового пилот-сигнала.

В седьмой главе диссертации представлены результаты экспериментальной оценки эффективности предложенных методов компенсации в системах радиотеплолокационного контроля метеопараметров в условиях действия внутренних и внешних аддитивных шумовых помех, а также при наличии слоя осадков на поверхности зеркала антенны.

Глава 1 Теоретические основы радиотеплолокационных методов контроля метеопараметров природных сред

Радиотеплолокация один из методов дистанционной оценки параметров природных сред, в основе которого измерения собственного радиошумового излучения исследуемой области пространства.

1.1 Уравнения взаимосвязи параметров природных сред с радиояркостной температурой

Интенсивность радиотеплового излучения определяется излучательной способностью реальных объектов и характеризуется радиояркостной температурой, которая в микроволновом диапазоне определяется приближением Рэлея-Джинса [2]

$$T_{\text{ярк}} = g \cdot T_0, \quad (1.1)$$

где g – интегральный коэффициент поглощения (затухания), характеризующий объект как источник радиотеплового излучения; T_0 – термодинамическая температура объекта.

Коэффициент поглощения g связан с коэффициентом отражения R от объекта следующим соотношением:

$$R = 1 - g. \quad (1.2)$$

Коэффициент отражения зависит от поляризации излучения и в простейшем случае для плоской поверхности может быть вычислен по формулам Френеля для вертикальной R_{\parallel} и горизонтальной поляризации R_{\perp}

$$R_{\parallel} = \left| \frac{e \cos q - \sqrt{e - \sin^2 q}}{e \cos q + \sqrt{e - \sin^2 q}} \right|^2, \quad (1.3)$$

$$R_{\perp} = \left| \frac{\sqrt{e - \sin^2 q} - \cos q}{\sqrt{e - \sin^2 q} + \cos q} \right|^2, \quad (1.4)$$

где e – комплексная диэлектрическая проницаемость материала исследуемого объекта; q – угол между нормалью к поверхности объекта и направлением излучения.

Выражения (1.1) – (1.4) показывают наличие непосредственной взаимосвязи параметров зондируемого объекта и интенсивности радиотеплового излучения и в конечном счете радиояркой температуры, что определяет возможность контроля параметров природных сред радиотеплолокационными методами.

Кроме того, радиотеплолокация является пассивным методом дистанционного зондирования, в результате, отсутствует вредное воздействие на окружающую среду и человека и имеется возможность реализации данного метода исследования без существенных ограничений по электромагнитной совместимости с другими радиосистемами.

Радиотеплолокационный метод по физическим принципам его реализации позволяет оценить интегральные физические характеристики исследуемой области по линии визирования (например, интегральный водозапас облака). Для сложных неоднородных неизотермических систем выражение (1.1) приобретает вид

$$T_{\text{ярк}}(q) = \int_0^{\infty} T(z)g(z) \exp\left(-\int_0^z g(z')dz'/\cos q\right) dz. \quad (1.5)$$

Таким образом, измеряемая радиотеплолокационными системами радиояркая температура интегральная характеристика излучения среды с учетом погонного излучения и погонного поглощения по линии визирования при контроле. Неоднородность и неизотермичность природных сред, а также наличие границ раздела со значительно различающимися излучательными свойствами приводит к сложной зависимости мощности радиощумового излучения исследуемых природных объектов от их физических параметров.

Решение обратных задач дистанционного контроля состояния природных сред – определение физических и геометрических параметров основано на применении разработанных эмпирических моделей излучения, позволяющих решать задачи контроля параметров сред путем сравнительного анализа регистрируемых данных мощности радиотеплового излучения и моделируемых значений по принятым эмпирическим моделям.

Рассмотрим особенности математических моделей оценки параметров природных сред по результатам радиотеплолокационных измерений на примере атмосферы.

1.2 Контролируемые параметры атмосферы по данным радиотеплолокационных измерений

Радиотеплолокационные методы позволяют осуществить дистанционное определение интегральных параметров влагосодержания облачной атмосферы, водозапас облаков и водозапас и ли среднюю интенсивность дождя [211-217].

Влагозапас атмосферы Q – это интегральное содержание водяного пара в столбе атмосферы единичного сечения, а водозапас облаков W – суммарное содержание жидкокапельной влаги по длине луча визирования. Эти параметры определяются следующими выражениями [2]

$$Q = \int_0^{\infty} r(z) dz, \quad (1.6)$$

$$W = \int_{z_1}^{z_2} w(z) dz, \quad (1.7)$$

где $r(z)$, $w(z)$ – высотные профили абсолютной влажности и водности облаков, соответственно; z_1 , z_2 – высоты нижней и верхней границы облаков.

Параметры атмосферы Q и W связаны с оптической толщиной атмосферы соотношением [2]

$$t(I) = a(I)Q + y(I, T_{эфф})W + t_k(I), \quad (1.8)$$

где $a(I)$ – эффективное значение удельного коэффициента поглощения водяного пара; $y(I, T_{эфф})$ – удельный коэффициент поглощения облачных капель; $T_{эфф}$ – эффективная температура облаков; $t_k(I)$ – удельный коэффициент поглощения кислородом.

Оптическая толщина связана с измеряемой радиояркостной температурой [2]

$$t(I) = \ln \left(\frac{T_{эфф}(I) - T_{\kappa}}{T_{эфф}(I) - T_{ярк}(I)} \right), \quad (1.9)$$

где T_{κ} – температура реликтового излучения космоса, 2.75 К.

Линейная форма взаимосвязи оптической толщины атмосферы и ее интегральных параметров влаго- и водосодержания определили возможность построения линейных регрессионных зависимостей для их оценки по результатам радиотеплолокационных измерений. В случае безоблачной атмосферы ее влагосодержание оценивается по измерениям на одной длине волны [2, 211, 218]

$$Q = a_0 + a_1(I)t(I), \quad (1.10)$$

а в случае атмосферы со слоистообразными облаками производится двухпараметрическая оценка интегральных параметров атмосферы по данным измерений на двух длинах волн

$$Q = a_0 + a_1(I_1)t(I_1) + a_2(I_2)t(I_2), \quad (1.11)$$

$$W = b_0 + b_1(I_1)t(I_1) + b_2(I_2)t(I_2), \quad (1.12)$$

где a_i и b_i – коэффициенты регрессии, величина которых зависит от типа облачности, времени года и частотного диапазона измерения оптической толщины атмосферы.

Если атмосфера содержит кучевые облака с большим водосодержанием, тогда решается однопараметрическая задача определения интегрального водосодержания облаков

$$W(I) = y(I, T_{эфф})t(I). \quad (1.13)$$

Важный вопрос организации контроля параметров атмосферы оптимизация выбора частотных диапазонов радиотеплолокационных измерений.

При выборе частотных диапазонов критерием оптимизации является величина снижения априорной неопределенности оценки интегральных параметров атмосферы, т.е. отношение апостериорной и априорной средней квадратической погрешности оценки параметров. Значения априорных средних квадратических погрешностей оценок получают по данным среднекли-

матических значений параметров для исследуемого региона и сезона года [2].

При контроле параметров атмосферы со слоистообразными облаками для всех сезонов оптимальные длины волн 0.85 - 0.9 см и 1.35 см, для которых относительное уменьшение априорной неопределенности оценки влагозапаса составляет 55%, а оценки водозапаса – 30-40%. В [2] указано, что радиотеплолокационный метод оценки параметров атмосферы до 1.5 – 2 раз позволяет повысить точность измерения параметров по сравнению с корреляционным моделированием по значению влажности в приземном слое.

При контроле водосодержания кучевых облаков выбор частотного диапазона зависит от величины водосодержания, а, следовательно, стадии развития облака и от зенитного угла визирования: 0.22-0.24 см для стадии зарождения; 0.3-0.32см для кучевых облаков хорошей погоды (Cu hum); 0.7-0.86см для средних кучевых облаков (Cu med); 2 и 3.2см для мощных кучевых облаков (Cu cong) и переохлажденных зон. Относительное уменьшение априорной неопределенности оценки водозапаса кучевых облаков может достигать 80% и зависит от водности облака и наличия априорной информации по эффективной температуре облака.

Таким образом, радиотеплолокационные методы контроля параметров влаго- и водосодержания атмосферы позволяют осуществлять высокоэффективный непрерывный контроль указанных параметров с учетом известных требований к техническим характеристикам системы и при одновременном применении априорной информации относительно метеопараметров атмосферы.

1.3 Технические характеристики радиотеплолокационных систем контроля параметров природных сред

Отличительная особенность радиотеплолокационных систем контроля параметров природных сред состоит в шумовом характере принимаемых сигналов их собственного радиотеплового излучения, спектры которых

ограничены полосой пропускания приемника радиотеплолокационной системы Δf . Эти сигналы можно представить дискретными отсчетами s_i , взятыми согласно теореме Котельникова через интервалы $1/2\Delta f$. Закон распределения отсчетов шумовой помехи и смеси сигнала и помехи имеет нормальный характер, а отношение правдоподобия для данной измерительной ситуации имеет вид [28]

$$\Lambda = \left(\frac{\sqrt{S_c^2 + S_n^2}}{S_n} \right)^{-n} \exp \left(-\frac{1}{2} \frac{S_c^2}{S_n^2 (S_c^2 + S_n^2)} \sum_{i=1}^n s_i^2 \right), \quad (1.14)$$

где S_c^2 и S_n^2 – мощность сигнала и помехи, соответственно.

Согласно выражению (1.3.1) оптимальной обработки сигнала в радиотеплолокационных системах контроля необходимо входной сигнал накапливать во времени, поэтому главные элементы радиотеплолокационных систем – детектор и интегрирующее устройство.

При обнаружении отклонения значения контролируемого параметра от априорно заданного в радиотеплолокационной системе выполняется сравнение выходного напряжения с пороговым сигналом. Статистические особенности полезного и помехового шумового сигнала требуют специальной методики оценки порогового сигнала. Обнаружение малого приращения флюктуирующего сигнала определяет задание вероятности ложной тревоги ($P_{лт} \approx 0,5$) одного порядка с вероятностью правильного обнаружения ($P_{пр} \approx 0,9$). Кроме того, часто в задачах радиотеплолокационного контроля процесс обнаружения отклонения параметра состоит в сравнении двух равноценных по значению и статистическим характеристикам сигналов. Поэтому можно в качестве порогового сигнала принять другой выходной сигнал, который одновременно или последовательно получают в многоканальной системе для сравнения с измеряемым сигналом.

С учетом нормального закона распределения вероятности значений измеряемой радиояркостной температуры и операций детектирования и интегрирования вероятность наличия отклонения измеряемой величины от

априорной определенной или полученной предварительным измерением в величинах температур выходного видеопшума может быть задана выражением [28]

$$P(|\Delta s| > 0) = \Phi \left(0.7 \frac{\Delta T}{T_{cp}} \sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta F}} \right), \quad (1.15)$$

где $\Phi(x)$ – функция Лапласа; ΔT – измеряемое приращение мощности выходного видеопшума; T_{cp} – априорно заданное или образцовое измеренное значение видеопшума; ΔF – полоса частот видеотракта.

Значение ΔT определяет отклонение контролируемого параметра, а его минимальная величина – чувствительность радиотеплолокационной системы.

Если задать вероятность обнаружения отклонения контролируемого параметра исходя из условий применения системы, то можно определить требования к ее чувствительности. Например, при условии вероятности правильного обнаружения P_0 из выражения (1.15) минимально необходимый измеряемый прирост радиопшумового сигнала задается выражением

$$\Delta T_{мин} = 1.5 T_{cp} \Phi^{-1}(P_0) \sqrt{\Delta F / \Delta f}. \quad (1.16)$$

Так в частном случае при $P_0 = 0.9$, система обнаруживает отклонение контролируемого параметра при условии

$$\Delta T \geq 1.9 T_{cp} \sqrt{\Delta F / \Delta f}. \quad (1.17)$$

В основе работы радиотеплолокационных систем контроля параметров природных сред дистанционное зондирование, т.е. измерение параметров на расстоянии, в связи с чем измеряемое приращение ΔT связано не только с характеристиками приемника, но и антенны системы. Так измеряемое приращение в величинах антенных температур задается выражением

$$\Delta T_A = \Delta T h (1 - b) \Omega_{об} / \Omega_{эл}, \quad (1.18)$$

где h – КПД антенно-фидерного тракта; b – коэффициент рассеяния антенны; $\Omega_{об}$ – угловой размер контролируемой области, равный $\Omega_{об} = S_{об} / R^2$ и за-

висящий от площади $S_{об}$ и расстояния R ; $\Omega_{эл}$ – телесный угол антенного луча.

С учетом влияния характеристик радиотеплолокационной системы граничное условие обнаружения отклонения контролируемого параметра приобретает вид

$$\Delta T_{мин} = \frac{1.5T_{ср} \Phi^{-1}(P_0) \sqrt{\Delta f / \Delta F}}{m(1-b)\Omega_{об} / \Omega_{эл}}. \quad (1.19)$$

Таким образом, характеристики обнаружения отклонения контролируемого параметра по измеренной величине приращения радиояркостной температуры зависят от чувствительности и пространственной разрешающей способности радиотеплолокационной системы.

Выводы по главе 1

1. Измеряемая при радиотеплолокационном контроле радиояркостная температура является интегральной характеристикой излучения среды с учетом погонного излучения и погонного поглощения по линии визирования при измерении, поэтому неизотермичность или неоднородность среды является причиной случайных вариаций значений радиояркостных температур, что определяет точность решения обратных задач определения физических параметров измеряемых природных сред.

2. По измеряемой величине оптической толщины атмосферы возможна оценка водо- и влагосодержания путем построения регрессионных зависимостей при одновременном использовании априорной информации. Выбор частотного диапазона при решении задачи радиотеплолокационного измерений влагосодержания облачной атмосферы зависит от ее величины. При этом чем существеннее влагозапас, тем ниже должна быть частота, чтобы величина оптической толщины атмосферы отражала характеристики излучения слоя атмосферы большей толщины по линии визирования. Таким образом, для повышения информативности и точности измерений при радиояркостном кон-

троле для влагонасыщенной атмосферы необходима радиотеплолокационная аппаратура, работающая в диапазоне частот 10ГГц и ниже.

3. При выполнении радиотеплолокационных измерений в следящем режиме при сравнении измеренного значения с ранее полученным или априорно заданным величина достоверного отклонения метеопараметра от заданной величины зависит от чувствительности и пространственной разрешающей способности радиотеплолокационной системы.

Таким образом, радиотеплолокационным метод контроля параметров атмосферы является эффективным способом оперативного получения информации о состоянии атмосферы при выполнении необходимых требований к характеристикам системы – точности измерения радиояркостной температуры исследуемой области, чувствительности и угловой разрешающей способности.

Глава 2 Анализ и оценка влияния внешних помехообразующих факторов на работу систем радиотеплолокационного контроля метеопараметров

При проведении СВЧ радиотеплолокационного контроля метеопараметров природной среды выполняют измерения интенсивности ее собственного радиощумового излучения, при этом в качестве основной характеристики излучательных свойств используют радиояркостную температуру $T_{\text{ярк}}$, которая в СВЧ диапазоне согласно приближению Рэля – Джинса для функции Планка определяется выражением [1,2]

$$T_{\text{ярк}}(f) = \frac{c^2}{2kf^2} J(f), \quad (2.1)$$

где $J(f)$ - интенсивность излучения реального тела; c - скорость света; k - постоянная Больцмана; f - частота электромагнитного излучения.

Аналогично температурная шкала единиц используется для характеристики спектральной плотности мощности, выделяемой на согласованной нагрузке антенны при приеме внешнего излучения, величину которой принято называть антенной температурой, а ее численное значение оценивать по уровню выходного сигнала системы радиотеплолокационного контроля при условии, что он пропорционален мощности выходного сигнала антенны.

Антенная температура СВЧ системы радиотеплолокационного контроля T_a в общем случае с учетом ограниченной пространственной селективности антенны и тепловых потерь на антенне определяется выражением [1]

$$T_a = h \cdot \int_{4\pi} T_{\text{ярк}}(\Omega) F(\Omega) d\Omega / \int_{4\pi} F(\Omega) d\Omega + T_0(1 - h_a), \quad (2.2)$$

где $T_{\text{ярк}}(\Omega)$ - угловое распределение яркостной температуры окружающего антенну пространства; $F(\Omega)$ - диаграмма направленности (ДН) антенны системы радиотеплолокационного контроля; h_a - коэффициент полезного действия антенны; T_0 - термодинамическая температура антенны.

Таким образом, антенная температура, по величине которой оценивается радиояркая температура исследуемой природной области, зависит от излучательных свойств окружающего пространства, от угловой характеристики уровня принимаемого излучения – ДН антенны, от потерь в антенне и ее термодинамической температуры. Кроме того, величина антенной температуры определяется исходя из уровня выходного сигнала системы, на величину которого влияет собственный шумовой сигнал радиометра. В результате точность оценки радиояркой температуры напрямую зависит от воздействия соответствующих помехообразующих факторов, анализу влияния которых посвящена данная глава.

2.1 Антенная температура системы радиотеплолокационного контроля в условиях действия внешних помех

В соответствии с уравнением антенного сглаживания антенная температура системы радиотеплолокационного контроля имеет следующий вид [1, 3, 4]:

$$T_a = h_a (1 - b) \bar{T}_{эл} + h_a b \bar{T}_{бок} + (1 - h_a) T_0, \quad (2.3)$$

$$b = \iint_{\Omega_{рас}} F(q, j) dq dj / \iint_{4p} F(q, j) dq dj,$$

где b – коэффициент рассеяния антенны; $\bar{T}_{эл}, \bar{T}_{бок}$ – среднее значение радиояркой температуры среды соответственно в области главного лепестка и в области рассеяния ДН; $\Omega_{рас}$ – угловой размер области рассеяния: $\Omega_{рас} = 4p - \Omega_{эл}$.

Выражение (2.3) позволяет проанализировать составляющие входного сигнала СВЧ систем радиотеплолокационного контроля с точки зрения наличия помеховых составляющих. При стабильности параметров приемной антенны, первое слагаемое $T_{инф} = h_a (1 - b) \bar{T}_{эл}$ задает радиояркую температуру контролируемой области атмосферы в пределах главного лепестка ДН антенны и является характеристикой уровня полезного сигнала в составе об-

щего входного сигнала системы. Второе и третье слагаемые выражения (2.3), образуются за счет приема фонового излучения окружающего систему пространства, – фонового шума, принимаемого через область рассеяния ДН антенны, и собственного шума антенны. Поэтому они могут рассматриваться как характеристики уровня помеховой составляющей входного сигнала

$$T_{помех} = h_a b \bar{T}_{бок} + (1 - h_a) T_0 .$$

В общем случае в процессе радиотеплолокационных контрольно-измерительных мероприятий будут иметь место аддитивные и мультипликативные помехи [124]. Аддитивная помеха во входном сигнале системы радиотеплолокационного контроля обусловлена фоновым излучением, принятым как из области главного лепестка диаграммы направленности, так и из области рассеяния ДН антенны. Мощность помехи зависит от следующих величин: уровня фонового излучения, коэффициента рассеяния антенны, коэффициента полезного действия (КПД) антенны.

Причина возникновения мультипликативных помех - недетерминированное изменение характеристик антенны, величины которых задают уровень всех составляющих сигнала. Такими характеристиками являются коэффициент рассеяния антенны и ее КПД. Такого рода помехи могут возникнуть, например, в случае проведения радиотеплолокационного контроля в условиях интенсивных осадков, когда в результате смачивания поверхности и образования слоя осадков на зеркале изменяются отражательные свойства поверхности антенны.

2.2 Анализ помехового воздействия фонового излучения

2.2.1 Помеховое действие однородного фонового излучения

При принятии модели горизонтально - однородной атмосферы и предположения об однородности излучательных свойств подстилающей поверхности аддитивная помеха, вызванная ее радиошумовым излучением, может быть достаточно просто оценена на основе известных соотношений.

Наиболее часто используются следующие выражения для радиояр-
костной температуры атмосферы на уровне земли

- в соответствии с [1]

$$\bar{T}_{атм} = 4(T_0 - 32)(c_{\kappa}l_{\kappa}^0 + c_2H_2) + \bar{T}_p, \quad (2.4)$$

где c_{κ} и c_2 – коэффициенты поглощения кислорода и водяного пара у по-
верхности Земли; T_0 – термодинамическая температура у поверхности Земли;
 $l_{\kappa}^0 = 5,3 км$ и $H_2 = 2 км$ - эффективные пути поглощения кислорода водяного
пара;

- согласно [1]

$$\bar{T}_{атм} = \bar{T}_э \cdot [1 - e^{-t} - t \cdot E_i(-t)] + \bar{T}_p, \quad (2.5)$$

$$\bar{T}_э = T_0 - \Delta T / 2 ,$$

где $\bar{T}_э$ - средняя эффективная температура атмосферы; ΔT - поправка на не-
изотермичность для $q = 0^{\circ}$; $E_i(-t)$ - интегральная показательная функция;
 \bar{T}_p - радиояркостная температура реликтового излучения космического про-
странства.

Радиошумовое излучение земли характеризуется величиной радиояр-
костной температуры, определяемой по выражению [1]

$$\bar{T}_{бок,н} = T_0 \cdot J_{v,h}, \quad (2.6)$$

где $J_{v,h}$ - коэффициенты излучательной способности подстилающей поверх-
ности, выражения для которых приведены в [1].

При $e = 4$ $J_h = 0,6$, $J_v = 0,8$, то есть радиояркостная температура
подстилающей поверхности может быть оценена по формулам

$$\begin{aligned} \bar{T}_{бок,h} &= 0,6 \cdot T_0 , \\ \bar{T}_{бок,v} &= 0,8 \cdot T_0 . \end{aligned} \quad (2.7)$$

Эти значения наиболее часто используются [1,3,7-9] при выполне-
нии оценки фонового излучения почвы как подстилающей поверхности, что
может быть объяснено тем, что величиной диэлектрической проницаемости

$e = 4$ в среднем характеризуются песчаная почва или асфальтированное покрытие.

В результате оценка абсолютной величины аддитивной помехи радиотеплолокационных измерений атмосферы с поверхности Земли в соответствии с (2.3) может быть выполнена по выражению [208]

$$\Delta T_{\text{помех}} = \Delta T_{\text{атм}} + \Delta T_{\text{нп}} = b_e \cdot h_a \cdot \bar{T}_{\text{атм}} + b_n \cdot h_a \cdot \bar{T}_{\text{нп}}, \quad (2.8)$$

где $\Delta T_{\text{атм}}$ и $\Delta T_{\text{нп}}$ - аддитивные помеховые составляющие антенной температуры, обусловленные фоновым излучением атмосферы и подстилающей поверхности, соответственно; b_e, b_n - коэффициенты рассеяния антенны в верхнем и нижнем полупространстве.

Результат, получаемый с помощью формулы (2.8), может быть использован только для оценки математического ожидания абсолютной величины помехи, определяющей в данном случае систематическую погрешность измерений при радиотеплолокационном контроле, так как все отклонения от принятых при выводе выражения (2.8) моделей излучения (2.4) - (2.7), например, при наличии разнородных природных сред в верхнем и нижнем полупространствах, будут вносить дополнительную погрешность, которая в связи с ее вероятностным характером будет являться центрированной случайной величиной.

2.2.2 Помеховое действие дискретных источников шумового излучения, расположенных в области рассеяния ДН антенны

Если в угловой области пространства, соответствующей области рассеяния ДН антенны, в пределах однородно излучающего пространства имеют место объекты космического или атмосферного происхождения, радиояркая температура которых значительно отличается от радиояркой температуры окружающей области, в составе входного сигнала системы - антенной температуры образуется дополнительная аддитивная помеха. Рассмотрим влияние наиболее сильных источников помехового радиошумового сигнала в атмосфере: Солнца и кучево-дождевых облаков.

Приращение антенной температуры при наличии таких источников ΔT_a^* может быть задано следующим образом [124]:

$$\Delta T_a^* = \sum_{i=0}^N \Delta T_{a i}, \quad (2.9)$$

где $\Delta T_{a i}$ – вклад в антенную температуру i -ого дискретного источника помехового сигнала.

Указанные источники помех являются дискретными и их вклад в суммарную антенную температуру зависит от их радиояркостной температурой и угловых размеров. В задачах радиотеплолокационного контроля метеопараметров дискретные источники шумового излучения принято классифицировать в зависимости от величины их телесного угла на точечные и протяженные. Проанализируем их вклад в антенную температуру.

Согласно [6] точечный источник радиошумового излучения с размером телесного угла Ω_{Ti} значительно меньше главного лепестка ДН антенны Ω_a создает вклад в антенную температуру

$$T_{ai} = \bar{T}_{я.ис.i} \Omega_{Ti} / \Omega_a. \quad (2.10)$$

Протяженному источнику, угловой размер которого Ω_{Ti} значительно превышает значение Ω_a , соответствует антенная температура, определяемая в следующем виде:

$$T_{ai} = \bar{T}_{я.ис.i} \Omega_M / \Omega_a, \quad (2.11)$$

где Ω_M – телесный угол, уровень ДН в котором принят равным 1.

Выражения для оценки величины вклада в антенную температуру излучения мощных источников помехового сигнала, расположенных в области рассеяния ДН антенны, получаются из преобразования формул (2.10) и (2.11) следующим образом [124]:

$$\Delta T_a = \frac{\bar{T}_u \iint_{\Omega_{u-}} F(\Omega) d\Omega}{\iint_{4p} F(\Omega) d\Omega} = \bar{T}_u \frac{\iint_{\Omega_{u-}} F(q) d\Omega}{\iint_{\Omega_{p\epsilon-}} F(q) d\Omega} \frac{\iint_{\Omega_{p\epsilon-}} F(\Omega) d\Omega}{\iint_{4p} F(\Omega) d\Omega}, \quad (2.12)$$

где $\Omega_{расc}$ - телесный угол области рассеяния ДН антенны.

Окончательно формула (2.12) может быть записана в виде

$$\Delta T_a = \bar{T}_u \mathbf{b} \iint_{\Omega_{ис}} F(\mathbf{q}) d\Omega / \iint_{\Omega_{расc}} F(\mathbf{q}) d\Omega . \quad (2.13)$$

Если для проведения оценочных расчетов область рассеяния ДН антенны принять как изотропную, характеризующую средним значением коэффициента рассеяния \mathbf{b} , тогда выражение (2.13) соответствует по форме выражениям (2.10) и (2.11) и имеет вид

$$\Delta T_a = \bar{T}_u \mathbf{b} \Omega_{ис} / \Omega_{расc} . \quad (2.14)$$

Рассмотрим помеховый вклад в антенную температуру радиотеплолокационных систем контроля метеопараметров атмосферы наиболее сильных дискретных источников помехового сигнала Солнца и кучево-дождевых облаков.

Солнце, как источник радиошумового излучения, характеризуется следующими параметрами [1]: $T_{яркс} = 5 \cdot 10^5 \cdot I$ для $I = 3,2 \text{ см}$ $\Omega_S = 32'$, $T_{яркс} = 15 \cdot 10^3 \text{ K}$, и является точечным и может располагаться в изотропной или неизотропной части области рассеивания ДН антенны. В соответствии с опубликованными данными [1,3] по параметрам ДН зеркальных антенн можно для проведения оценки принять коэффициент рассеяния по неизотропной части ДН равным $b_H = 0,35 \cdot b$, а по изотропной $b_{И} = 0,75 \cdot b$ и размеры указанных областей - $\Omega_H = 20^\circ$, $\Omega_{И} = 150^\circ$. Выполненные расчеты по предложенной методике показали, что величина вклада в антенную температуру Солнца, расположенного в неизотропной области рассеяния ДН равна $\Delta T_a = 40 \text{ K}$, а при расположении в изотропной части - 5 K [124].

Приведенные расчетные данные являются средней оценкой, так как вклад Солнца при его малом угловом размере зависит от его конкретного положения относительно максимумов и минимумов ДН. Так помеховый прирост антенной температуры, обусловленный наличием Солнца в области рассеяния ДН может измениться на 30 дБ при переходе из глобального макси-

мума в глобальный минимум в неизотропной части и на 20 дБ аналогично при расположении Солнца в изотропной части [124].

Рассмотрим помеховое влияние метеообъекта, расположенного в области рассеяния ДН антенны, например, кучево-дождевые облака. Для выполнения оценочных расчетов рассмотрим облако, как слоисто однородное образование некоторой протяженности. Величина помехи будет зависеть от радиояркостного контраста облака и его углового размера. Так при радиояркостном контрасте $\bar{T} = 250K$, коэффициенте рассеяния антенны, $b = 0,35$, и угловом размере облака 0,05 от всей области рассеивания ДН антенны, величина помехового прироста антенной температуры равна примерно $5K$ [124].

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы: дискретные точечные источники шумового сигнала, расположенные при проведении радиотеплолокационного контроля в области рассеяния ДН антенны, приводят к появлению помехового прироста антенной температуры, величина которого зависит от уровня ДН в угловом секторе их расположения. Метеообъекты с достаточной протяженностью вызывают прирост антенной температуры, величина которого в основном определяется радиояркостным контрастом и их угловыми размерами.

2.2.3 Помеховое действие изменения состояния подстилающей поверхности

При радиотеплолокационном контроле атмосферы с поверхности Земли вклад радиошумового излучения подстилающей поверхности в антенную температуру ΔT_m радиотеплолокационной системы при принятии условия однородности и изотропности ДН в области рассеяния задается формулой (2.8). Зависимость радиояркостной температуры подстилающей поверхности от ее электрических свойств, в частности, от ϵ – диэлектрической проницаемости почвы определяется безразмерным коэффициентом $J_{v,h}$.

В стабильных условиях отсутствия изменения состояния подстилающей поверхности не изменяется величина T_m , вычисляемая по формуле (2.8). Но при выполнении контрольно-измерительных процедур в радиотеплолокационном контроле метеопараметров атмосферы возможно постоянное изменение состояния подстилающей поверхности, например, в случае выпадения осадков или в случае перераспределения относительного углового положения угловой области рассеяния ДН антенны и неоднородной структуры подстилающей поверхности.

Рассмотрим случай выполнения радиотеплолокационного контроля в условиях выпадения дождя. При этом изменяется влажность почвы $m\%$, что приводит к изменению в ее диэлектрической проницаемости. Для получения численной оценки радиояркой температуры используем результаты, приведенными в [2, 3, 6]. Пусть подстилающей поверхностью являются песок или глина. Средние значения диэлектрической проницаемости для сухих грунтов из песка и глины равны соответственно $\epsilon = 4$ и $\epsilon = 6,5$ [3]. В [3] представлены графики изменения ϵ от абсолютной влажности m , используя которые, найдем диапазон изменения радиояркой температуры подстилающей поверхности для значений влажности в диапазоне от 3 до 12%, когда термодинамическая температура равна $T_o = 293K$ [124].

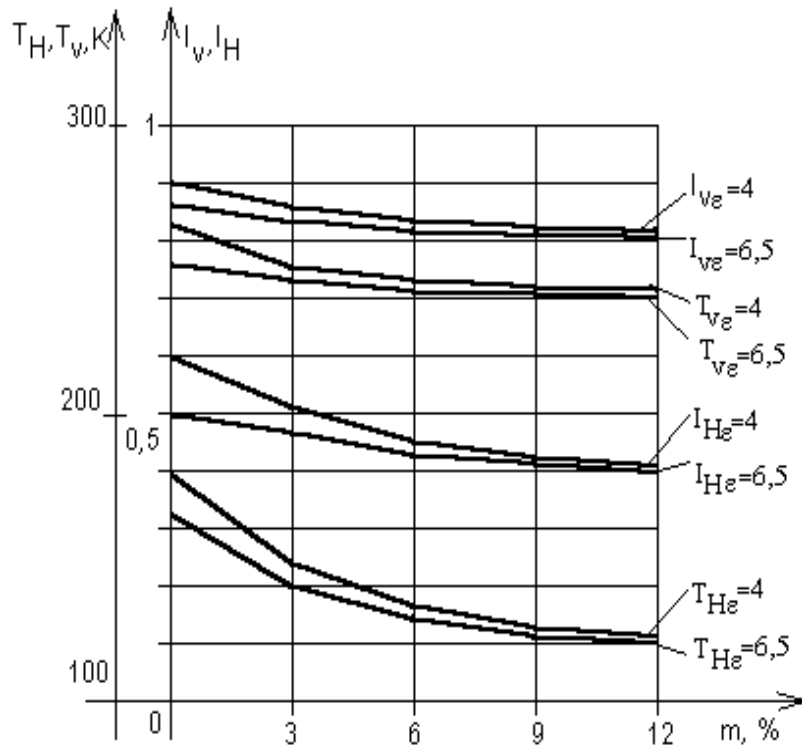


Рис. 2.1 Зависимость радиояркой температуры от влажности для вертикальной T_V и горизонтальной T_H поляризации для подстилающей поверхности с диэлектрической проницаемостью $e = 4$ и $e = 6,5$.

Согласно рис. 2.1 изменение радиояркой температуры существенно при малых значениях влажности $m\%$, то есть в начальный период выпадения осадков. Отрицательное приращение радиояркой температуры во всем диапазоне изменения влажности от 0 до 12% составляет $60K$ на горизонтальной поляризации, и порядка $20K$ на вертикальной поляризации.

В условиях выпадении твердых осадков в виде снега диэлектрическая проницаемость подстилающей поверхности также непрерывно изменяет свое значение. Но определяющим фактором в этом случае является изменение структурного состава подстилающей поверхности. Так верхним слоем, формирующим основную часть радиотеплового излучения, является уже слой снега.

При проведении радиотеплолокационного контроля в условиях выпадения снега следует учитывать, что диэлектрическая проницаемость снежного покрова зависит от его плотности и влажности: для сухого снега $e = 4$, а для мокрого утоптанного $e = 50$ [3], в результате при проведении измерений

радиояркость температура подстилающей поверхности T_{nn} в первом случае равна $162K$, а во втором - $65K$ при термодинамической температуре окружающего пространства $T_0=270K$ [124]. В соответствии с [3] наиболее сильные временные изменения радиояркость температура подстилающей поверхности испытывает на этапе формирования слоя осадков, например, при изменении толщины слоя снега от 0 до $0,1 \cdot h/l$ радиояркость температура изменяется на $\approx 60K$. При дальнейшем увеличении толщины слоя снега радиояркость температура рассматриваемого двухслойного образования изменяется слабее и ее можно считать постоянной при образовании слоя снега толщиной от $1,5$ до $2h/l$ [124].

Таким образом, изменение состояния подстилающей поверхности при выполнении радиотеплолокационного контроля метеопараметров атмосферы приводит к недетерминированным вариациям во времени доли антенной температуры, обусловленной приемом радишумового излучения из нижнего полупространства области рассеяния ДН антенны, что приводит к увеличению погрешности результатов радиотеплолокационного контроля.

2.3 Анализ помехового влияния слоя осадков на поверхности антенны системы радиотеплолокационного контроля

Сильным помехообразующим фактором при работе систем радиотеплолокационного контроля в условиях выпадения осадков является формирование на поверхности зеркала антенны их слоя, который с одной стороны определяет приращение антенной температуры за счет собственного излучения слоя осадков, с другой стороны уменьшает КПД антенны за счет изменения отражательных свойств поверхности зеркала. Исходя из этого, антенную температуру в первом приближении, приведенную ко входу приемника, можно представить выражением [3, 124, 208]:

$$T'_a = T_a \cdot R_{321}^2 + T_{321}, \quad (2.15)$$

где R_{321}^2 – коэффициент отражения по мощности от трехслойного образования (воздух - вода - металл антенны); T_{321} – температура шумов данного образования, приведенная ко входу приемника.

В соответствии с указанной формой представления собственное излучение слоя осадков на зеркале создает аддитивную помеху, а изменение отражательных свойств его поверхности, которое в (2.15) задается коэффициентом отражения R_{321}^2 , определяет помеховое действие мультипликативного характера.

Аддитивная помеха, обусловленная собственным излучением слоя осадков на зеркале, может быть достаточно точно определена по выражениям, приведенным в [3, 10]. Температура шума трехслойного образования (металл-слой осадков - воздух) задается выражением [10]

$$T_{321} = \frac{T_2 (1 - e^{-2c_2 l_2 \sin q_2}) (1 - R_{21}^2)}{1 + R_{21}^2 e^{-2c_2 l_2 \sin q_2} + 2R_{21} e^{-c_2 l_2 \sin q_2} \cos\left(\frac{4pl_2 \sqrt{\epsilon'} \sin q_2}{l}\right)}, \quad (2.16)$$

где T_2 – термодинамическая температура слоя осадков; l_2 – толщина слоя осадков; q_2 – угол высоты в среде осадков; l_2 – длина волны в среде осадков; c_2 – показатель поглощения электромагнитной энергии в полупрозрачной среде; ϵ'_2 – диэлектрическая проницаемость слоя осадков; R_{21} – коэффициент

отражения от границы воздух-среда осадков: $R_{21} = \frac{\sin q_1 - \sqrt{\epsilon'_2 - \cos^2 q_1}}{\sin q_1 + \sqrt{\epsilon'_2 - \cos^2 q_1}}$;

q_1 – угол высоты слоя осадков собственного излучения над границей раздела воздух-вода.

Для оценки мультипликативного влияния осадков на поверхности зеркала на величину антенной температуры можно воспользоваться формулой, приведенной в [10],

$$T_{\Delta,a} = T_a \cdot R_{321}^2, \quad (2.17)$$

$$R_{321}^2 = \frac{e^{-2l_2 c_2 \sin q_2} + R_{21}^2 - 2 \cdot R_{21} \cdot e^{-c_2 l_2 \sin q_2} \cos\left(\frac{4p \cdot l_2 \cdot \sqrt{e}}{l} \sin q_2\right)}{1 + R_{21}^2 \cdot e^{-2c_2 l_2 \sin q_2} - 2 \cdot R_{21} \cdot e^{-c_2 l_2 \sin q_2} \cos\left(\frac{4p \cdot l_2 \cdot \sqrt{e}}{l} \sin q_2\right)}, \quad (2.18)$$

где $T_{\Delta,a}$ – составляющая антенной температуры, обусловленная изменением отражательных свойств зеркала.

Приращение антенной температуры, обусловленное слоем осадков на поверхности зеркала, в соответствии с [10] определяется выражением

$$\Delta T_a = T_a \cdot (R_{321}^2 - 1) + \bar{T}_{\Sigma 321}, \quad (2.19)$$

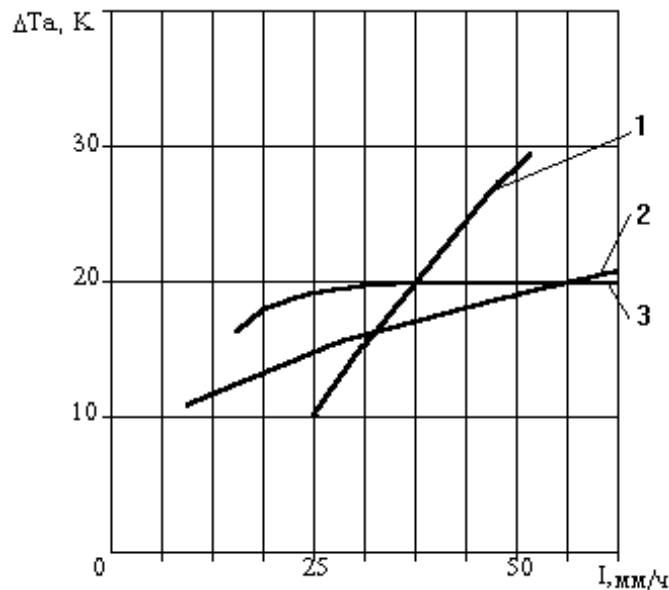
Предположим, что выполняются условия равновесного излучения в трехслойной среде металл-слой осадков - воздух, тогда ее коэффициент излучения будет равен коэффициенту поглощения и приращение антенной температуры будет равно [175, 208]

$$\Delta T'_a = (1 - R_{321}^2)(T_0 - T_{ягп} (1 - b)h). \quad (2.20)$$

Полученная форма представления $\Delta T'_a$ позволяет сделать следующие выводы: значение $\Delta T'_a$, во-первых, определяется величиной коэффициента отражения трехслойного образования, а, во-вторых, ее величина и знак зависят от соотношения термодинамической температуры T_0 и усредненной радиояркой температуры в области главного лепестка. При наблюдении источников с малой $T_{ягп}$ основной вклад в приращение антенной температуры будет обусловлен шумовой температурой трехслойного образования. Минимальное значение $\Delta T'_a$ будет наблюдаться при условии близости указанных величин, в этом случае положительное приращение за счет шумового излучения слоя осадков будет компенсироваться отрицательным приращением принимаемой радиояркой температуры из области главного лепестка. При радиотеплолокационном контроле природных объектов с высокими значениями радиояркой температур суммарная величина $\Delta T'_a$ будет иметь отрицательный знак, что подтверждают приведенные в [10] экспериментальные данные по измерениям по Солнцу в условиях искусственного дождя: при

антенной температуре Солнца в максимуме ДН $2462K$ при интенсивности дождя $I=23 \text{ мм/ч}$ приращение составило $-35K$ на длине волны $\lambda = 1,6 \text{ см}$. В [10] приведены также результаты расчетов и экспериментальные данные зависимости приращений температуры шумов на входе радиометра от интенсивности осадков. Некоторое отличие приведенных данных может быть объяснено тем, что при расчетах использовалось значение R_{321}^2 , полученное для угла падения $q = 70^\circ$.

Было проведено численное моделирование при тех же исходных данных, но в качестве R_{321}^2 использовалось его усредненное значение, полученное по всему раскрытию зеркала. Для расчетов принято, что радиояркая температура излучения атмосферы в зените во время проведения эксперимента на $\lambda = 3.2 \text{ см}$ составляла $10K$, а термодинамическая температура трехслойного образования $280K$. Полученные результаты представлены на рис. 2.2, они более точно повторяют экспериментальные зависимости.



1 - данные расчета из [10]; 2- данные расчета; 3- экспериментальные данные

Рис. 2.2 Зависимость приращения температуры шумов антенны $\Delta T'_a$ от интенсивности дождя I .

Для возможности оценки и анализа влияния слоя осадков на результаты радиотеплолокационного контроля необходимо решить задачу опреде-

ления толщины слоя воды за счет эффекта смачивания поверхности антенны системы, которая является достаточно сложной в результате ее многофакторности.

Величина прироста антенной температуры ΔT_a зависит от R_{321}^2 и T_{321} , которые в свою очередь определяются толщиной слоя воды, физическими параметрами слоя воды - диэлектрической проницаемостью ϵ_2 и тангенсом угла диэлектрических потерь $tg d$, (которые задают значения угла высоты q_2 и показателя поглощения c_2 , равного $c_2 = p \cdot tg d \sqrt{\epsilon_2} / l$ [3]; углом высоты q_2 в слое воды, непрерывно изменяющегося по профилю зеркальной антенны, причем толщина слоя воды, образующегося на поверхности зеркальной антенны, зависит от интенсивности дождя и геометрических размеров антенны.

Параметры воды – диэлектрическую проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь можно определить, используя известную формулу Дебая [9, 16] для комплексной диэлектрической проницаемости пресной воды

$$\epsilon = \epsilon_0 + \frac{\epsilon_s - \epsilon_0}{1 + 2\pi f t_p i}, \quad (2.21)$$

где ϵ_0 и ϵ_s - соответственно оптическая ($f \rightarrow \infty$) и статистическая ($f \rightarrow 0$) диэлектрическая проницаемость; t_p - время релаксации.

Зависимость составляющих выражения (2.21) от температуры t задается эмпирическими формулами [17]

$$\epsilon_s = 0.00081t^2 - 0.040815t + 88.2, \quad (2.22)$$

$$t_p = 1.4662e^{-0.0634t} + 0.000136t^2 - 0.027296t + 1.8735116, \quad (2.23)$$

где t - температура, °С.

Тангенс угла диэлектрических потерь определяется выражением

$$tg d = \frac{S}{2\pi f \epsilon_a''}, \quad (2.24)$$

где S - удельная проводимость воды (для дождевой воды изменяется в пределах от 5 до $30 \cdot 10^{-6}$ см; ϵ''_a - мнимая часть абсолютной диэлектрической проницаемости воды.

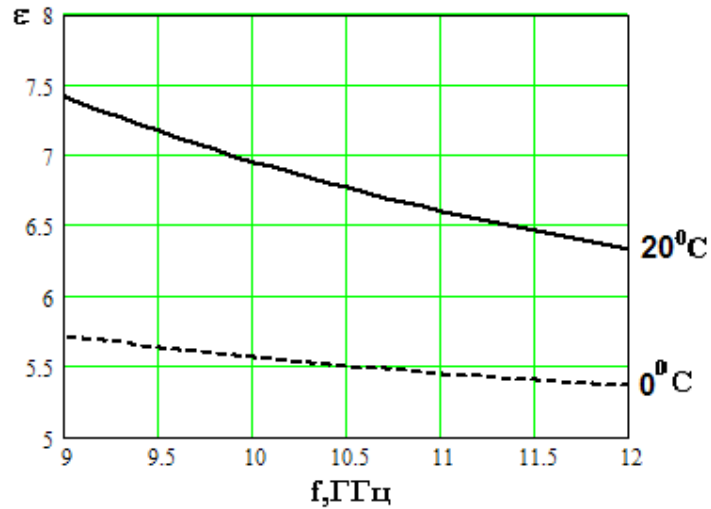


Рис. 2.3 Частотная зависимость диэлектрической проницаемости воды при температуре 0 и 20° С

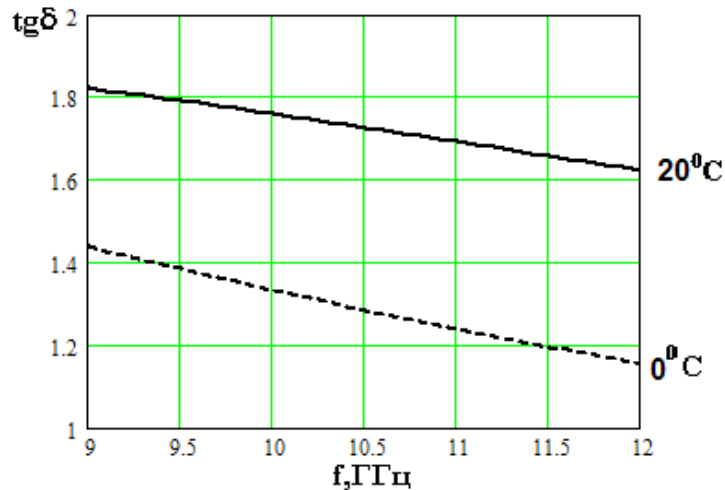


Рис. 2.4 Частотная зависимость тангенса угла диэлектрических потерь воды при температуре 0 и 20° С

Зависимости диэлектрической проницаемости ϵ и тангенса угла диэлектрических потерь $tg\delta$ от частоты, приведенные на рис. 2.3 -2.4, показывают, что при изменении температуры от 0°С до 20°С диэлектрическая проницаемость воды увеличивается на частоте 9 ГГц с 5.72 до 7.42, а на 12 ГГц с

5.36 до 6.34, а тангенс угла диэлектрических потерь растет на частоте 9 ГГц – с 1.44 до 1.82, на 12 ГГц – с 1.16 до 1.62.

С учетом таких температурных изменений параметров воды зависимость коэффициента отражения от зеркала от толщины слоя воды на его поверхности имеет вид, представленный на рис. 2.5.

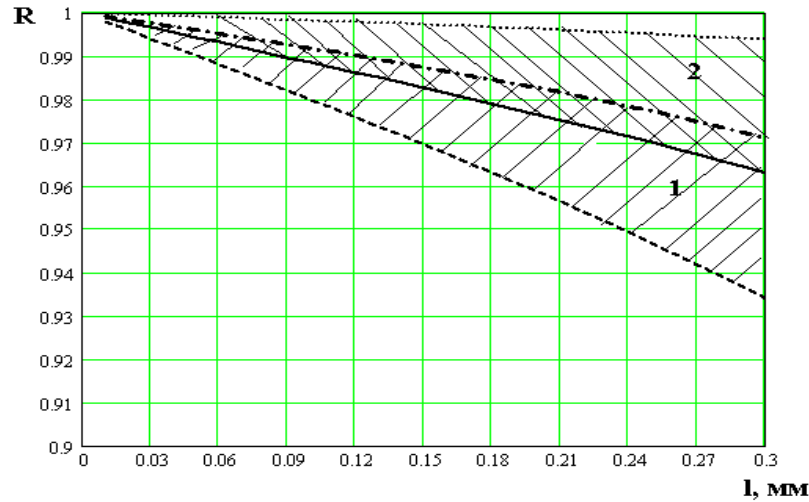


Рис. 2.5 Коэффициент отражения от зеркала в зависимости от толщины слоя воды на его поверхности для частот 9 ГГц (1) и 11 ГГц (2) при условии изменения температуры от 1.5°C (нижняя граница заштрихованных областей) до 25°C (верхняя граница заштрихованных областей).

Приведенная на рис. 2.5 зависимость показывает, что температурные изменения оказывают большее воздействие на величину коэффициента отражения от зеркала антенны со слоем воды при возрастании толщины слоя. Так при толщине слоя воды 0.06 мм на частоте 9 ГГц для диапазона температур 1.5°C - 25°C коэффициент отражения изменяется от 0.995 до 0.988, что соответствует относительному его изменению 0.7%, а при толщине слоя воды 0.3 мм – от 0.971 до 0.934, что соответствует относительному изменению коэффициента отражения R_{321}^2 равному 4 %. Аналогичные относительные изменения коэффициента отражения R_{321}^2 на частоте 11 ГГц составляют 0.6% и 3.2%. Таким образом, температурная зависимость физических параметров воды оказывает более сильное влияние на коэффициент отражения R_{321}^2 на более высоких частотах и при больших значениях толщины слоя воды.

Величина коэффициента отражения R_{321}^2 согласно выражению (2.18) также может зависеть от изменения угла высоты в слое осадков, распределенного по параболической поверхности зеркальной антенны. Если полный угол раскрытия зеркала антенны (угол между прямыми, соединяющими фокус антенны с противоположными краями зеркала) равен q_0 , то угол высоты в слое воды на поверхности зеркала принимает значения от $p/2$ до $q_{2гр} = \arcsin(\sin(q_0/2)/\sqrt{e_2})$. Рассмотрим усредненное значение коэффициента \bar{R}_{321}^2 с учетом изменения угла высоты в слое воды на поверхности зеркальной антенны

$$\bar{R}_{321}^2 = \frac{1}{\frac{p}{2} - q_{2гр}} \int_{p/2}^{q_{2гр}} R_{321}^2(q_2) dq_2. \quad (2.25)$$

Необходимость учета изменения угла высоты в слое осадков на поверхности зеркала можно оценить по относительной погрешности при замене величины \bar{R}_{321}^2 значением коэффициента $R_{321}^2(\bar{q}_2)$, определенного при среднем значении угла диапазона $(p/2; q_{2гр})$ [208].

$$d = \frac{\bar{R}_{321}^2 - R_{321}^2(\bar{q}_2)}{\bar{R}_{321}^2} \cdot 100\%. \quad (2.26)$$

Зависимость погрешности d от толщины слоя воды для случая неглубоких антенн ($q_0 = 120^\circ$) приведена на рис. 2.6.

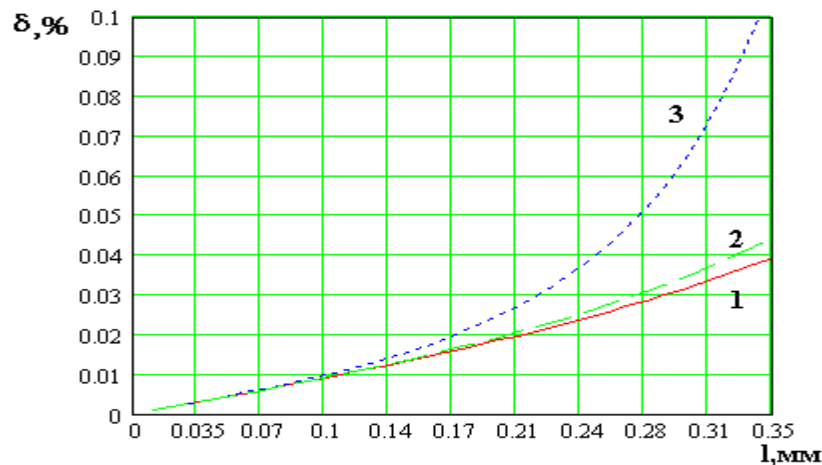


Рис. 2.6 Зависимость относительной погрешности величины коэффициента отражения R_{321}^2 от толщины слоя воды (1 – 9 ГГц, 2 – 11 ГГц, 3 – 18.75 ГГц)

Относительная погрешность d коэффициента отражения R_{321}^2 , рассчитанного без учета изменения угла высоты в слое воды на поверхности зеркала, не превышает 0.1%, а при толщине слоя воды менее 0.1 мм эта величина не более 0.01%. Таким образом, для антенн, у которых угол раскрытия зеркала $q_0 \leq 120^\circ$, в расчетах R_{321}^2 можно ограничиться только средним углом высоты \bar{q}_2 .

Толщина слоя воды, образующаяся на поверхности зеркальной антенны, зависит от интенсивности осадков, а также от фрикционных и смачивающих свойств антенны и ее геометрии.

Простейшее соотношение для оценки толщины слоя воды на зеркале учитывает геометрические размеры антенны и интенсивность дождя [18]

$$l_2 = (4.3011 \cdot 10^{-7} D_a I)^{1/3}, \quad (2.27)$$

где l_2 - толщина слоя воды, мм; D_a - диаметр раскрытия зеркальной антенны, см; I - интенсивность дождя, мм/ч.

Анализ и экспериментальная проверка применимости выражения (2.27) для оценки толщины слоя воды на поверхности зеркала, проведенные в работах [19, 20], показали, что расчетные значения толщины слоя могут быть несколько занижены, в связи с неоднородностью слоя воды на поверхности зеркала антенны. Однако для исследования влияния слоя воды на результаты СВЧ радиотеплолокационных измерений и проведения оценочных расчетов значения l_2 , получаемые по выражению (2.27), имеют удовлетворительную точность.

Воспользуемся выражением (2.27) для определения диапазона возможных значений толщины слоя воды, образующегося на поверхности зер-

кала антенны во время дождя, в зависимости от его интенсивности. Результаты расчета приведены на рис. 2.7.

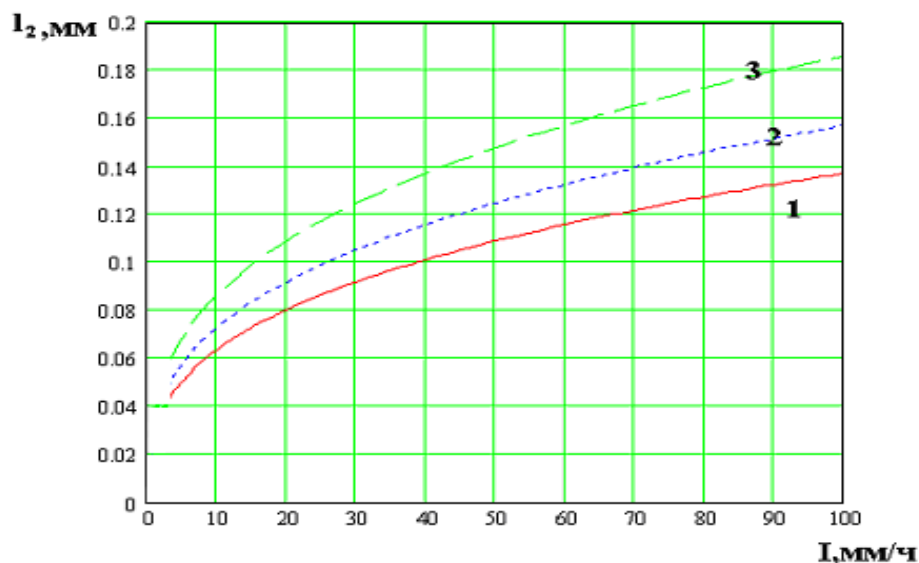


Рис. 2.7 Зависимость толщины слоя воды на поверхности антенны от интенсивности дождя и диаметра раскрытия антенны D_a : 1 – $D_a = 60$ см; 2 – $D_a = 90$ см; 3 – $D_a = 150$ см.

Полученные значения толщины слоя воды на поверхности антенны при интенсивности дождя от 5 до 100 мм/ч не превышают десятых долей миллиметра, что совпадает с данными, приведенными в работе [20], в которой в частности указывалось, что при диаметре зеркала 60 см при интенсивности дождя 10 мм/ч и 100 мм/ч измеренная толщина слоя воды составила 0.06 мм и 0.14 мм, а при диаметре зеркала 90 см при аналогичных значениях интенсивности дождя толщина слоя воды оказалась равной 0.07 мм и 0.16 мм.

Общий характер зависимостей на рис. 2.7 позволяет сделать следующий вывод: чем больше диаметр зеркала и чем выше интенсивность осадков, тем толще слой воды, формирующийся на поверхности зеркала.

Выражение (2.27) определяет среднее значение толщины слоя воды, относительно которого возможны изменения, обусловленные действием случайных факторов, возникающих в процессе измерения, например, случайными вариациями температуры, интенсивности дождя, состоянием поверхности

зеркала антенны. Так в работе [19] приведена оценка толщины слоя по интенсивности сливающейся с зеркала антенны воды во время дождя, которая показала занижение значений l_2 , рассчитанных по выражению (2.27), практически в 3 раза. Такое занижение наиболее характерно в случае сильных осадков. Поэтому при использовании выражения (2.27) для определения толщины слоя воды имеет место нижняя граница величины погрешности измерения яркостной температуры облаков и осадков при наличии слоя воды на зеркале антенны.

Прирост антенной температуры ΔT_a в результате влияния слоя воды на поверхности антенны при проведении СВЧ радиотеплолокационных измерений в условиях выпадения дождя согласно выражению (2.20) обусловлен двумя противоположными по знаку изменениями, соответствующими двум слагаемым в выражении (2.20). Первое слагаемое характеризует уменьшение T_a за счет ухудшения отражательных свойств зеркала, а второе - ее увеличение за счет собственного радиотеплового излучения слоя осадков. Абсолютная величина первого слагаемого зависит от коэффициента отражения R_{321}^2 и от измеряемой радиояркостной температуры T_y соответственно облаков и осадков, входящей в состав антенной температуры T_a . Поэтому для численной оценки прироста антенной температуры ΔT_a необходимо определить пределы изменения измеряемой радиояркостной температуры T_y , исходя из известных моделей излучения облаков и осадков.

Определение радиояркостной температуры облаков и осадков, в первую очередь, основывается на решении уравнения переноса излучения с учетом его поглощения и рассеяния в осадках. В работе [21] предложена модель, аналитически описывающая в общем виде радиотепловое излучение однородного слоя гидрометеоров, расположенного над подстилающей поверхностью. Согласно работе [21] радиояркостную температуру для нисходящего излучения T_y^\downarrow можно представить в следующем виде:

$$T_{я}^{\downarrow} = \bar{T} \left(1 - e^{-a_n} - e^{-a_p} \right) + T_{п} k r, \quad (2.28)$$

где \bar{T} - средняя термодинамическая температура осадков; a_n и a_p - соответственно коэффициенты поглощения и рассеяния в слое гидрометеоров; $T_{п}$ и k - температура подстилающей поверхности и ее излучательная способность.

Согласно выражению (2.28) величина радиояркой температуры облаков и осадков определяется происходящими в них процессами поглощения и рассеяния радиотеплового излучения. Вклад этих процессов в величину $T_{я}^{\downarrow}$ зависит от частотного диапазона исследования. В работе [2] показано, что на более высоких частотах необходимо учитывать многократное рассеяния на каплях дождя, а на более низких частотах (длина волны более 3 см) рассеянием можно пренебречь и рассматривать только модель “чистого поглощения”. В результате для различных частотных диапазонов значения радиояркой температуры облаков и осадков, а также характер и скорость ее изменения в зависимости от интенсивности дождя, различаются существенно.

Кроме того, зависимость радиояркой температуры от частоты используется для оценки параметров осадков на двух существенно различающихся частотах. Так в работах [22, 23] рассмотрена модель оценки интенсивности дождя по измерениям радиояркой температуры на частотах 10 ГГц и 90 ГГц (или 37.1 ГГц). Преимущество таких многочастотных измерений – информативность, но при этом одновременно возникает вопрос о разнице для этих частот величины погрешности ΔT_a , обусловленной влиянием слоя воды на зеркале.

Для получения высокой точности расчетов по выражению (2.28) необходимо правильно определить протяженность слоя осадков в атмосфере на основе метеорологической модели дождя с учетом эффектов многократного рассеяния и излучения радиоволн и правильно оценить коэффициент рассеяния и излучения. Таким образом, моделирование радиояркой температуры дождевых облаков сложная многопараметрическая задача с требованием априорного задания или точного измерения большого количества физи-

ческих и метеорологических величин. Для исследования влияния слоя воды на антенне можно ограничиться заданием диапазона изменения радиоярковых температур в зависимости от интенсивности дождя и от частоты принимаемого радишумового излучения.

В работе [22] приведены зависимости радиоярковой температуры от интенсивности дождя, согласно которым для длин волн 1.6 см и 0.8 см для интенсивности дождя 10 мм/ч радиоярковая температура равна 100 К и 210К, а при 15 мм/ч - 250 К и 275 К, соответственно, а при больших значениях интенсивности дождя радиоярковая температура облаков и осадков стремится к термодинамической. Для диапазона 3.0 см согласно данным работы [22] коэффициент ослабления в жидких осадках почти на два порядка ниже, чем для диапазона 0.8 см, что приводит с учетом минимального вклада процесса рассеяния к значительно более пологой зависимости радиоярковой температуры от интенсивности дождя.

В работе [20] приведены результаты моделирования взаимозависимости интенсивности дождя и его радиоярковой температуры для слоисто-дождевых и кучево-дождевых облаков.

Данные моделирования подтверждают, что для дождевых облаков и осадков радиоярковая температура при одних и тех же значениях интенсивности дождя возрастает с увеличением частоты, а диапазоны значений радиоярковой температуры согласуются с приведенными ранее из работы [2].

Сложность задачи оценки прироста антенной температуры ΔT_a - как величины погрешности измерений при СВЧ радиотеплолокационном контроле, обусловленной влиянием слоя воды на поверхности антенны, заключается в том что входящие в выражение (2.28) величины R_{321}^2 и T_{321} являются функциями толщины слоя воды, которая в свою очередь зависит от интенсивности дождя и геометрических размеров антенны, кроме того и величина T_a , в состав которой входит величина измеряемой радиоярковой температуры, также является сложной многопараметрической функцией интенсивности дождя, построение которой отдельная сложная задача. С позиции оценки

предполагаемого прироста антенной температуры можно построить зависимость ΔT_a от толщины слоя воды для различных частотных диапазонов с последующим отбором значений ΔT_a , исходя из известных из радиометеорологии диапазонов значений радиояркостной температуры облаков и осадков в зависимости от интенсивности дождя.

Результаты расчета ΔT_a по выражению (2.28) для величин антенных температур 10К (1), 50 К (2), 100 К (3), 250 К (4) для длин волн 0.8 см, 1.6 см, 3.2 см приведены на рис. 2.8 -2.10, на которых для удобства проведения анализа ΔT_a соответствующих реальным условиям СВЧ радиотеплолокационных исследований облаков и осадков ось независимой переменной l - толщины слоя дождя пересчитана по выражению (2.27) в значения интенсивности дождя, приводящего к образованию такого слоя на поверхности антенны с диаметром раскрыва 1м.

Для определения погрешности ΔT_a на заданной длине волны необходимо выбирать график, соответствующий предполагаемой радиояркостной температуре. Например, для слоисто дождевых облаков с интенсивностью дождя 10 мм/ч на длине волны 1,6 см радиояркостная температура может быть принята на уровне 100К, тогда минимальная погрешность ΔT_a , вносимая слоем воды окажется равной 2.5 К, а при интенсивности 15 мм/ч – величина ΔT_a не превысит 1 К.

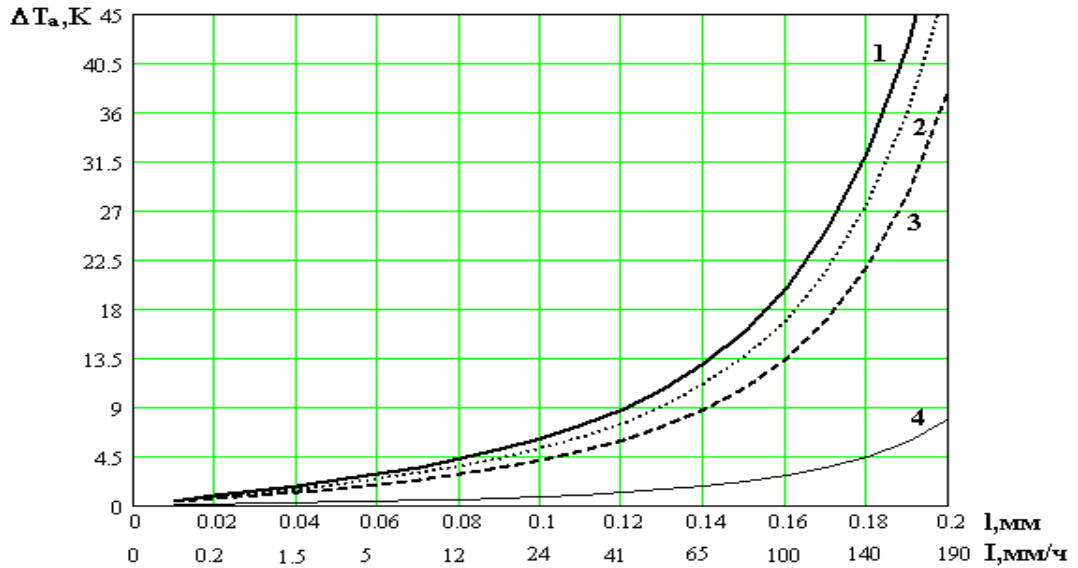


Рис. 2.8 Зависимость прироста антенной температуры ΔT_a на длине волны 0.8 см от толщины слоя воды l на поверхности антенны и интенсивности дождя I (диаметр антенны 1 м)

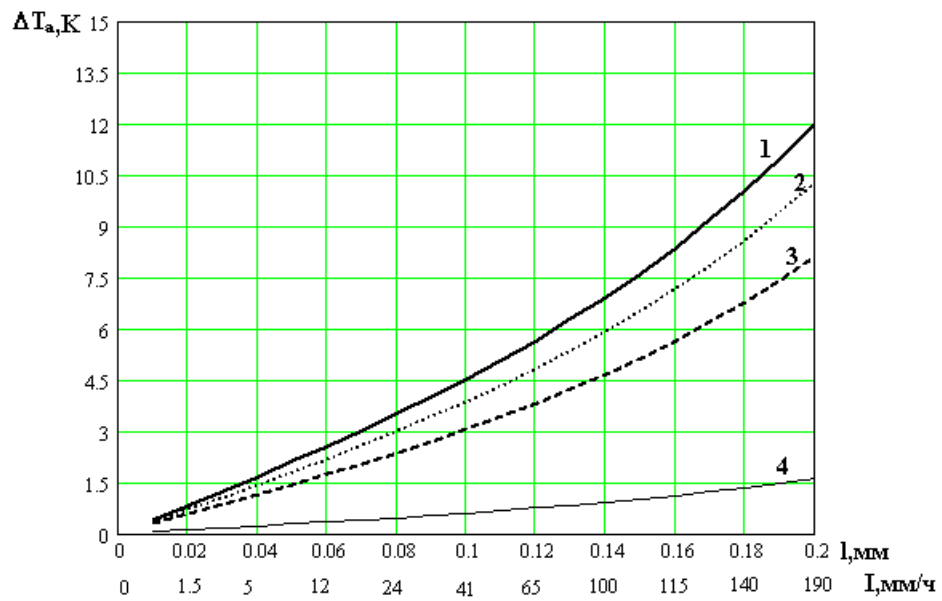


Рис. 2.9 Зависимость прироста антенной температуры ΔT_a на длине волны 1.6 см от толщины слоя воды l на поверхности антенны и интенсивности дождя I (диаметр антенны 1 м)

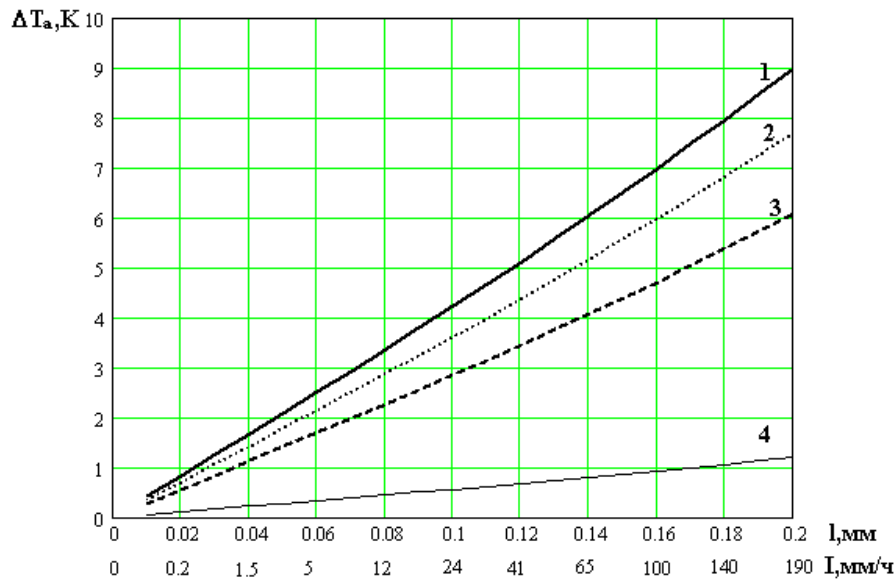


Рис. 2.10 Зависимость прироста антенной температуры ΔT_a на длине волны 3.2 см от толщины слоя воды l на поверхности антенны и интенсивности дождя I (диаметр антенны 1 м)

Если пренебречь в первом приближении вкладом в антенную температуру радиотеплового излучения окружающего антенну пространства, принимаемого через боковые и задние лепестки диаграммы направленности (ДН) антенны, т.е. в пределе считать антенну с идеальной ДН (с коэффициентом рассеяния равным 0), то графиками на рисунках 2.8 -2.10 можно воспользоваться для оценки погрешности, вносимой слоем воды, принимая в качестве T_a значение радиояростной температуры.

Таким образом, при проведении СВЧ радиотеплолокационных измерений радиотеплового излучения атмосферы в условиях выпадения осадков и формирования слоя воды на поверхности антенны наблюдается положительный прирост антенной температуры, величина которого зависит от характера дождевых облаков и интенсивности дождя. Так максимальные значения приращения антенной температуры соответствуют радиотепловым измерениям слоисто-дождевых облаков с небольшой интенсивностью дождя, когда собственное радиотепловое излучение слоя воды превышает отрицательное изменение измеряемой температуры за счет снижения отражательных свойств антенны (максимальное значение ΔT_a равно 4К на длине волны 0,8 см при

условии, что осадкам с интенсивностью 10мм/ч соответствует радиояркостная температура 100К).

При больших интенсивностях дождя (когда радиояркостная температура приближается к термодинамической, т.е. к 300 К) приращение антенной температуры снижается практически до 0, т.к. его увеличение за счет собственного радиотеплового излучения слоя воды компенсируется уменьшением вклада в измеряемую антенную температуру радиояркостной температуры атмосферного образования за счет снижения отражательных свойств антенны, что может привести к снижению чувствительности системы радиотеплолокационного контроля к изменениям радиояркостной температуры атмосферы.

Радиотеплолокационный контроль метеопараметров кучево-дождевых облаков с большой интенсивностью осадков может сопровождаться значительным увеличением толщины слоя воды на поверхности антенны, по сравнению с ее расчетными значениями по выражению (2.27), что должно приводить к существенно большим величинам приращения антенной температуры. Так, при интенсивности дождя 100 мм/ч, наблюдаемом в работе [19], толщина слоя воды составила 0.35мм, а соответствующий прирост антенной температуры ΔT_a - 45 К, т.е. увеличение ΔT_a по сравнению с результатом расчета (4 К) практически на порядок.

При проведении радиотеплолокационных измерений на нескольких частотах необходимо учитывать, что с уменьшением длины волны возрастает величина приращения антенной температуры ΔT_a , вызванная влиянием слоя воды на поверхности антенны, что может являться причиной неоднозначности оценки параметров атмосферы по данным многочастотных измерений.

Данные, опубликованные в работах [2,20], позволили путем построения регрессионных зависимостей радиояркостной температуры дождевого облака от интенсивности дождя определить взаимосвязь толщины слоя воды на поверхности антенны в условиях выпадения дождя с радиояркостной темпера-

турой дождевого облака для трех частотных диапазонов 13.6 ГГц, 23.8 ГГц, 31.6 ГГц [4].

Кроме вопроса общей величины абсолютного прироста антенной температуры ΔT_a при наличии слоя воды на поверхности антенны анализировалось соотношение составляющих этой величины ΔT_{a1} и ΔT_{a2} , обусловленных разными процессами, влияющими на измеряемую величину T_a . На рис.2.11 – 2.13 приведены зависимости величин положительного $\Delta T_{a1} = \bar{T}_{321}$, отрицательного $\Delta T_{a2} = T_a(R_{321}^2 - 1)$ и суммарного ΔT_a прироста антенной температуры системы радиотеплолокационного контроля для трех частотных диапазонов 13.6 ГГц, 23.8 ГГц, 31.6 ГГц, соответственно.

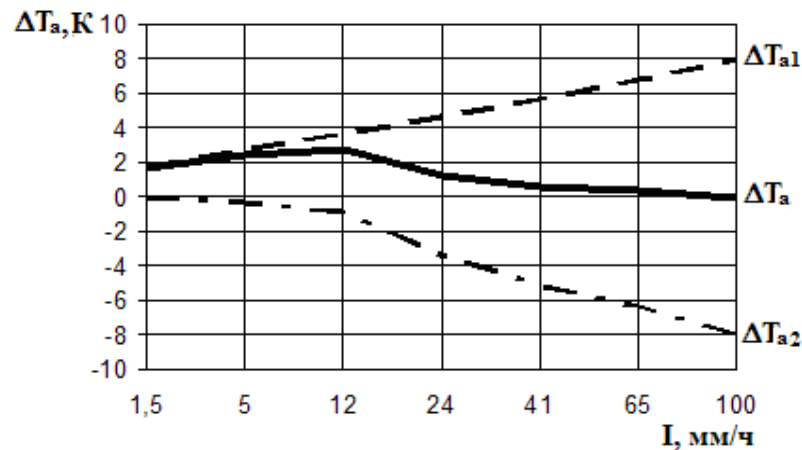


Рис.2.11 Прирост антенной температуры в зависимости от интенсивности дождя на частоте 13.6 ГГц

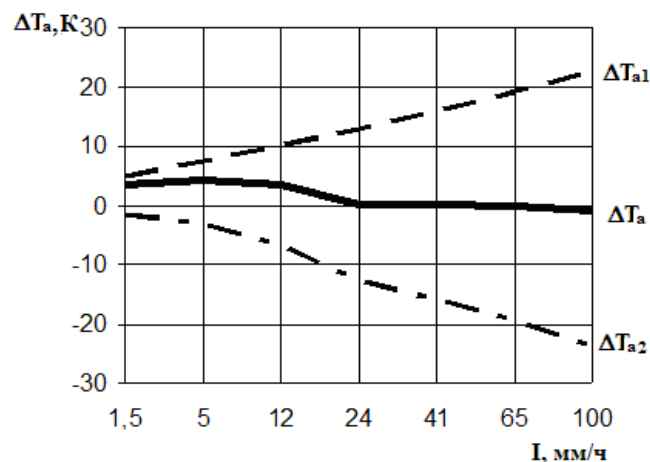


Рис.2.12 Прирост антенной температуры в зависимости от интенсивности дождя на частоте 23.8 ГГц

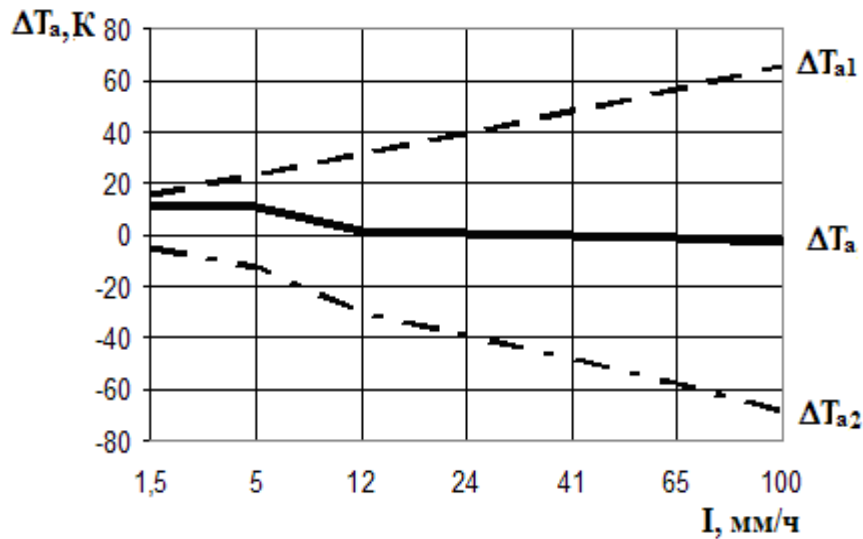


Рис.2.13 Прирост антенной температуры в зависимости от интенсивности дождя на частоте 31.6 ГГц

Анализ графических зависимостей прироста антенной температуры ΔT_a и ее составляющих ΔT_{a1} , ΔT_{a2} , представленных на рис.2.11 -2.13, показывает преобладание положительного прироста антенной температуры при малых интенсивностях дождя за счет собственного радиошумового излучения слоя воды на поверхности антенны. При дальнейшем увеличении интенсивности дождя отрицательное приращение за счет снижения отражательных свойств поверхности зеркала практически полностью компенсирует положительное приращение антенной температуры.

Указанная зависимость прироста антенной температуры от интенсивности дождя наблюдается во всех трех рассмотренных частотных диапазонах, а различие состоит в величине прироста: чем выше частота, тем больше прирост антенной температуры. Так на частоте 13.6 ГГц максимальная величина полного прироста ΔT_a равна 3К, а на частоте 31.6 ГГц – 11 К.

Проведенный анализ позволяет сделать вывод о достаточно сложном характере влияния слоя осадков на погрешность измерений при радиотеплолокационном контроле, при определенных условиях может преобладать или аддитивная, или мультипликативная помеха в зависимости от величины радиояркой температуры зондируемого объекта. Однако, даже в случае преобладания аддитивной помеховой компоненты антенной температуры,

обусловленной шумовым излучением слоя осадков на поверхности антенны, величина погрешности, обусловленная мультипликативным действием трехслойного образования, может быть достаточно большой.

2.4 Характеристики систем радиотеплолокационного контроля в условиях действия внешних шумовых помех

Точность и достоверность решения задач оценки интенсивности шумового излучения, создаваемого областью исследования по величине выходного сигнала в системах СВЧ радиотеплолокационного контроля определяется следующими характеристиками системы:

- возможностью обнаружения источников радишумового излучения и характеризующей ее чувствительность;
- точностью измерения радиояркостной температуры области исследования;
- пространственной разрешающей способностью системы.

На данные характеристики систем радиотеплолокационного контроля кроме всего прочего влияют внешние помехообразующие факторы. Рассмотрим это влияние в отношении фонового излучения, принимаемого через область рассеяния ДН антенны.

2.4.1 Характеристики обнаружения прироста радиояркостной температуры и радиояркостного контраста и чувствительность систем радиотеплолокационного контроля в условиях действия внешних помех

Радиотепловое излучение представляет собой случайный процесс, поэтому радиотепловые сигналы также являются реализациями случайного процесса. Любой радиотепловой сигнал может быть записан в виде

$$u(t) = U(t) \sin(\omega_0 t + \Phi(t)), \quad (2.29)$$

где $U(t)$ - огибающая сигнала; $\Phi(t)$ - фаза сигнала; ω_0 - круговая частота, соответствующая центру полосы частот Δf , в которой наблюдается радиотепловой сигнал.

Фаза и огибающая сигнала – случайные функции времени, скорость изменения которых зависит от ширины полосы частот Δf .

Закон распределения радиотеплового сигнала можно считать близким к нормальному [27]

$$\omega(u) = \frac{1}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.30)$$

где σ^2 - дисперсия радиотеплового сигнала.

Задача обнаружения радиотеплолокационных сигналов состоит в решении вопроса о наличии на входе системы сигнала от источника радиотеплолокационного излучения при условии, что кроме этого сигнала на входе действуют посторонние шумы внутреннего и внешнего происхождения.

В общей для радиосистем теории обнаружения принятие решения о наличии или отсутствии источника радиотеплолокационного излучения принимается по величине отношения правдоподобия. При определении оптимальной структуры радиотеплолокатора - обнаружителя принимаются следующие условия [27]:

1. Сигнальная функция прямоугольная, физическая длительность сигнала равна его эффективной длительности t_c .

2. Полоса пропускания приемного устройства по высокой частоте идеально прямоугольна и равна Δf .

3. Спектральные плотности сигнала и шума в пределах полосы пропускания постоянны и равны

$$G_c = kT_{ca}, \quad (2.31)$$

$$G_{ш} = kT_{шпр} + kT_{ша}, \quad (2.32)$$

где T_{ca} - информационная составляющая антенной температуры, обусловленная приемом ради шумового излучения через главный лепесток ДН антенны; $T_{шпр}$ - шумовая температура приемника, характеризующая уровень собственного шума приемника; $T_{ша}$ - шумовая составляющая антенной температуры, обусловленная приемом фонового излучения через область рассеяния ДН антенны.

4. Амплитуды сигнала и шума распределены по нормальному закону с нулевыми средними значениями и дисперсиями, равными

$$\sigma_c^2 = P_c = kT_{ca} \Delta f, \quad (2.33)$$

$$\sigma_{ш}^2 = P_{ш} = kT_{шпр} \Delta f + kT_{ша} \Delta f. \quad (2.34)$$

Так как шумовая составляющая антенной температуры и шумы приемника не коррелированы, то дисперсия суммарного шума согласно (2.34) равна сумме дисперсий этих шумовых составляющих.

Отношение правдоподобия выражается через плотности вероятности входного воздействия при наличии и отсутствии сигнала

$$\Lambda(u) = \frac{\omega_{сш}(u)}{\omega_{ш}(u)}, \quad (2.35)$$

где плотности вероятности смеси сигнал - шум и шума соответственно равны

$$\omega_{сш}(u) = \left[\frac{1}{2\pi(\sigma_c^2 + \sigma_{ш}^2)} \right]^n \exp \left[-\frac{1}{G_c + G_{ш}} \int_0^{t_c} u^2(t) dt \right], \quad (2.36)$$

$$\omega_{ш}(u) = \left[\frac{1}{2\pi(\sigma_{ш}^2)} \right]^n \exp \left[-\frac{1}{G_{ш}} \int_0^{t_c} u^2(t) dt \right]. \quad (2.37)$$

С учетом (2.36) и (2.37) выражение для отношения правдоподобия принимает вид

$$\Lambda(u) = \left[\frac{T_{шпр} + T_{ша}}{T_{шпр} + T_{ша} + T_a} \right]^n \exp \left[\frac{1}{G_{ш}} \int_0^{t_c} u^2(t) dt - \frac{1}{G_{ш} + G_c} \int_0^{t_c} u^2(t) dt \right]. \quad (2.38)$$

Отношение правдоподобия согласно (2.38) является монотонной функцией величины $\int_0^{t_c} u^2(t)dt$. Таким образом, выходной эффект оптимального приемника пропорционален этой величине.

$$u_{\text{опт}} = k \int_0^{t_c} u^2(t)dt. \quad (2.39)$$

Выражение (2.39) определяет следующую процедуру оптимального обнаружения в радиотеплолокационной системе: квадратичное детектирование с последующим интегрированием, причем длительность интегрирования должна быть равна длительности сигнала.

В радиотеплолокации вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала определяются следующим образом:

$$p_{\text{лт}} = p(\Lambda(u) > c) \Big|_{u=u_{\text{ш}}} = 1 - F(x_{\text{лт}}), \quad (2.40)$$

$$p_{\text{пр}} = p(\Lambda(u) < c) \Big|_{u=u_{\text{ш}}+u_c} = F(x_{\text{пр}}), \quad (2.41)$$

где $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$ - интеграл вероятности; $x_{\text{лт}}$ и $x_{\text{пр}}$ - значения аргумента интеграла вероятности для заданных вероятностей ложной тревоги и пропуска сигнала, связанные соотношением

$$q(\sqrt{\Delta f \cdot t_c} + x_{\text{пр}}) = x_{\text{лт}} - x_{\text{пр}}, \quad (2.42)$$

где q - отношение сигнал/шум на входе системы, равное

$$q = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{\text{ш}}^2} = \frac{T_{\text{сa}}}{T_{\text{шпр}} + T_{\text{ша}}}. \quad (2.43)$$

В измерительных системах чаще всего выполняется условие $\sqrt{\Delta f \cdot t_c} \gg 1$, а $x_{\text{пр}}$ имеет значение порядка единицы, поэтому величиной $x_{\text{пр}}$ в левой части выражения (2.42) можно пренебречь. Тогда рабочие характеристики оптимального обнаружителя задаются параметром

$$q_{\text{в}} = q \sqrt{\Delta f \cdot t_c}. \quad (2.44)$$

В радиотеплолокации пороговое принятие решения об обнаружении радиотеплолокационной цели соответствует ситуации, когда выходной сиг-

нал равен среднеквадратическому значению выходного шума при значении порога равном среднему квадрату распределения шума, т.е. при $q = 1$, тогда вероятность превышения порога при отсутствии сигнала [27]

$$p_{лт} = 1 - F(1) = 1 - 0.84 = 0.16, \quad (2.45)$$

и при наличии сигнала

$$p_{по} = F(0) = 0.5, \quad (2.46)$$

где $p_{по}$ - вероятность правильного обнаружения.

Наличие помеховой составляющей $T_{ша}$ в антенной температуре системы радиотеплолокационного контроля приводит к снижению общего отношения сигнал/шум $q_{сист}$ на входе системы.

Проанализируем, каким образом величина $T_{ша}$ влияет на характеристики обнаружения системы радиотеплолокационного контроля. Для этого в общем отношении сигнал/шум $q_{сист}$ на входе системы выделим составляющие, обусловленные помеховой величиной антенной температуры $T_{ша}$ и шумами приемника $T_{шпр}$.

$$q_{сист} = \frac{T_{са}}{T_{шпр} + T_{ша}} = \frac{1}{\frac{T_{шпр}}{T_{са}} + \frac{T_{ша}}{T_{са}}} = \frac{1}{\frac{1}{q_{пр}} + \frac{1}{q_a}} = \frac{q_{пр}q_a}{q_{пр} + q_a}, \quad (2.47)$$

где $q_{пр}$ - отношение сигнал/шум, определяемое по шумам приемника; q_a - отношение сигнал/шум, определяемое по помеховой составляющей антенной температуры.

Для анализа влияния помеховой составляющей антенной температуры на общее отношение сигнал/шум в системы радиотеплолокационного контроля была построена зависимость последнего при условии $q_{пр} = 1$ от величины q_a - рис. 2.14

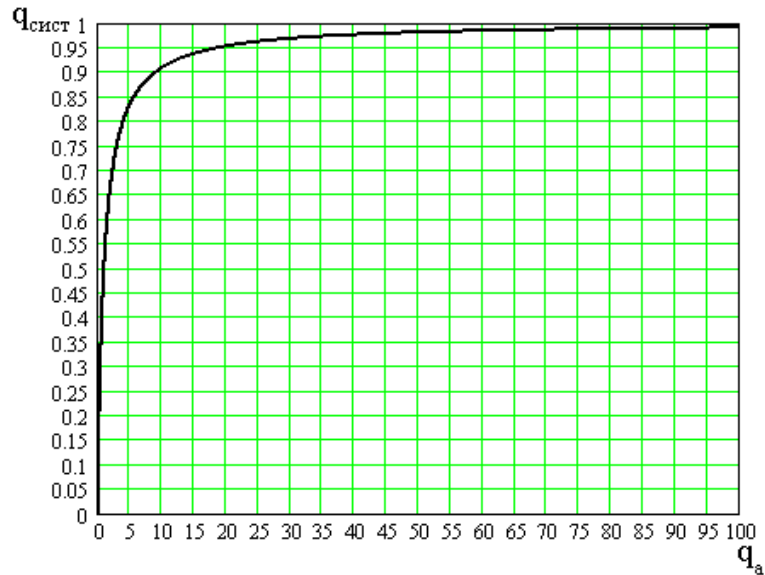


Рис. 2.14 Зависимость отношения сигнал/шум радиотеплолокационной системы от величины q_a при условии $q_{\text{пр}} = 1$

Согласно зависимости рис.2.14 существенное влияние на общее отношение сигнал/шум системы радиотеплолокационного контроля имеют величины q_a , численное значение которых находится в пределах от 0 до 10.

Для оценки измерительной ситуации, при которой имеют место такие значения отношения сигнал/шум, определяемого по помеховой составляющей антенной температуры, q_a , рассмотрим зависимость q_a от соотношения радиояростной температуры угловой области главного лепестка ДН антенны $T_{\text{гл}}$ и усредненного значения радиояростной температуры области рассеяния $T_{\text{бок}}$, а также от направленных свойств антенны – коэффициента рассеяния β .

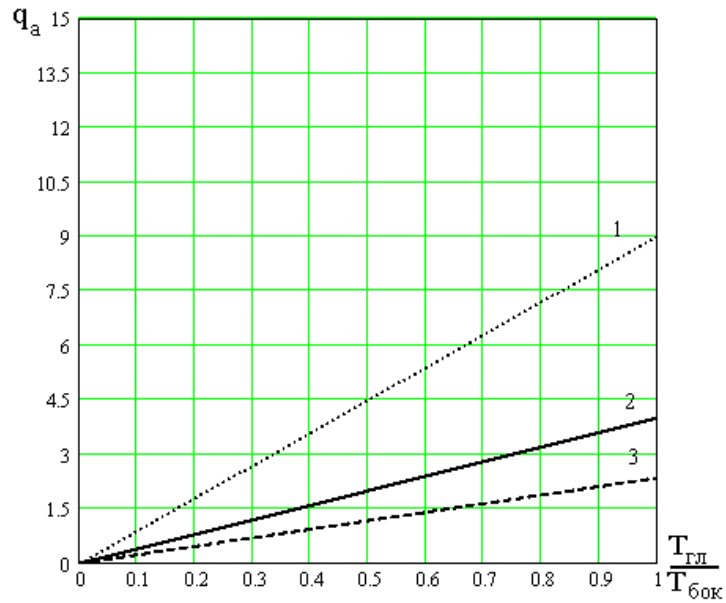


Рис. 2.15 Зависимость q_a от $\frac{T_{\text{гли}}}{T_{\text{бок}}}$ при значениях коэффициента рассеяния $\beta = 0.1$ (1), 0.2(2), 0.3 (3) в случае наблюдения низкотемпературных радиотеплолокационных целей при высокотемпературном фоновом излучении

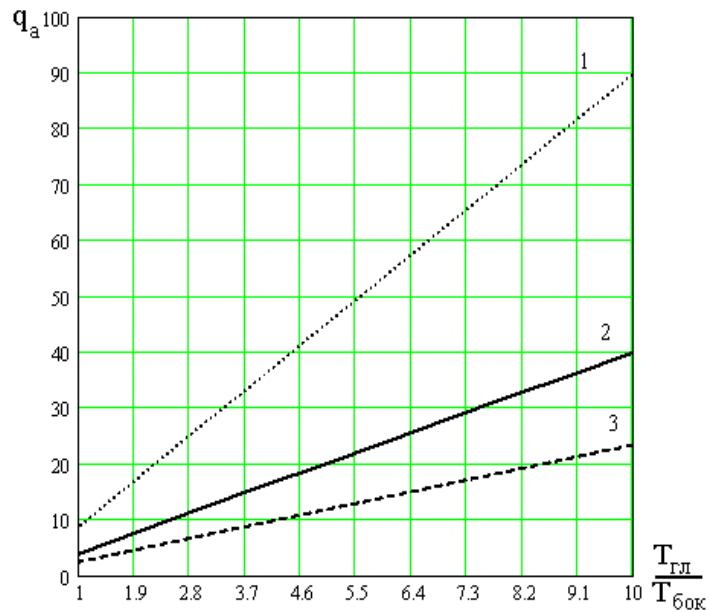


Рис. 2.16 Зависимость q_a от $\frac{T_{\text{гли}}}{T_{\text{бок}}}$ при значениях коэффициента рассеяния $\beta = 0.1$ (1), 0.2(2), 0.3 (3) в случае наблюдения высокотемпературных радиотеплолокационных целей при низкотемпературном фоновом излучении

Анализ зависимостей, представленных на рис. 2.15 и 2.16, показывает, что наиболее чувствительная ситуация при обнаружении целей радио-

теплолокационного контроля – прироста радиояркостной температуры или радиояркостного контраста к помеховым составляющим антенной температуры наблюдается в условиях существенных фоновых излучений и слабых направленных свойств антенны системы.

С отношением сигнал/шум в теории радиотеплолокационных систем связано понятие чувствительности. Под чувствительностью подразумевается значение антенной температуры, при котором отношение сигнал/шум равно единице [27].

$$\delta T = T_a / \sqrt{q_{\text{ВЫХ}}}, \quad (2.48)$$

а потенциальная чувствительность (наивысшая чувствительность радиометра при заданных значениях шумовой температуры приемника $T_{\text{ш}}$, полосе принимаемых частот Δf и длительности принимаемого сигнала, равной интервалу интегрирования – накопления, t_c) определяется выражением

$$\delta T_0 = T_{\text{ш}} / \sqrt{\Delta f \cdot t_c}. \quad (2.49)$$

Для оценки чувствительности реальных радиометров используют формулу, в которой относительное снижение чувствительности за счет дополнительно вводимых операций компенсации помеховых составляющих сигнала радиотеплолокационной системы задается коэффициентом μ [6]

$$\Delta T = \mu T_{\text{шс}} / \sqrt{\Delta f t}, \quad (2.50)$$

где m - коэффициент, зависящий от схемного построения радиометра; $T_{\text{шс}} = T_{\text{шпр}} + T_{\text{са}} + T_{\text{ша}}$ - шумовая температура радиотеплолокационной системы равная сумме шумовой температуры приемника и антенной температуры.

Для анализа влияния помеховых составляющих антенной температуры $T_{\text{ша}}$ на снижение чувствительности радиотеплолокационной системы относительно ее потенциальной чувствительности в выражении (2.50) выделим составляющие, характеризующие это влияние,

$$\Delta T = \mu \delta T_0 \left(1 + \frac{T_{ca}}{T_{шпр}} + \frac{T_{ша}}{T_{шпр}} \right). \quad (2.51)$$

Для численной оценки относительного влияния помеховых составляющих антенной температуры $T_{ша}$ на чувствительность радиотеплолокационной системы введем коэффициенты, характеризующие соотношение шумовых температур в составе выражения (2.51)

$$q_{ша} = \frac{T_{ca}}{T_{ша}} \text{ и } q_{ca} = \frac{T_{ca}}{T_{шпр}}.$$

Введенные коэффициенты $q_{ша}$ и q_{ca} представляют собой отношения сигнал/шум, причем $q_{ша}$ - отношение сигнал/шум на выходе антенны радиотеплолокационной системы, а q_{ca} - отношение сигнал/шум на выходе системы при условии отсутствия помеховых составляющих в составе антенной температуры.

Тогда выражение для чувствительности радиотеплолокационной системы с учетом помеховых составляющих антенной температуры имеет вид

$$\Delta T = \mu \delta T_0 (1 + q_{ca} (1 + 1/q_{ша}))^{-1}. \quad (2.52)$$

Анализируя выражение (2.52), можно окончательно для оценки влияния помеховых составляющих антенной температуры и соотношения измеряемой шумовой температуры и шумовой температуры приемника использовать относительный коэффициент снижения чувствительности

$$\Delta q = 1 + q_{ca} (1 + 1/q_{ша}). \quad (2.53)$$

Для численной оценки степени влияния указанных величин по выражению (2.53) было проведено численное моделирование, результаты которого приведены на рис. 2.17.

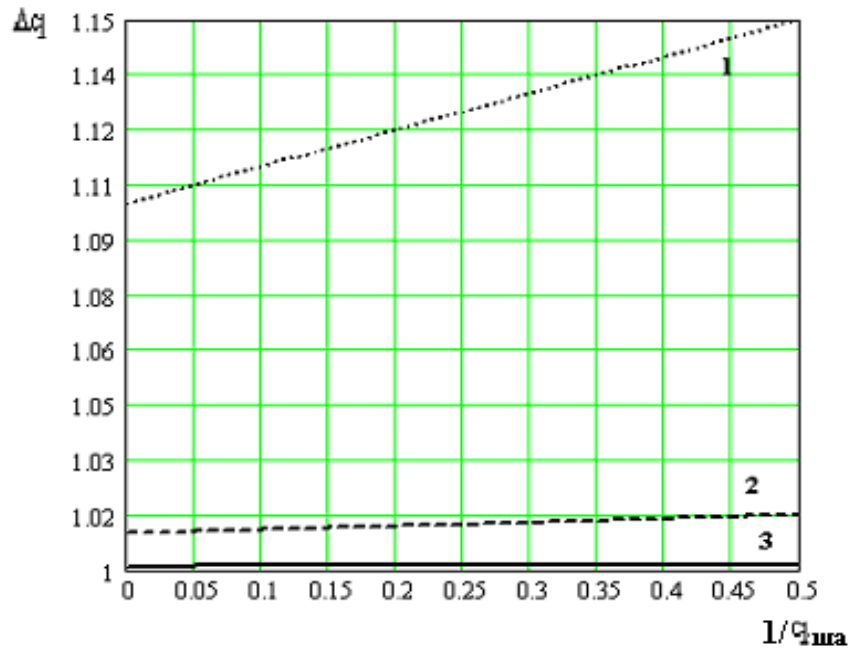


Рис. 2.17 Зависимость относительного коэффициента снижения чувствительности при наличии помеховых составляющих антенной температуры (1 - $q_{ca} = 0.1$; 2 - $q_{ca} = 0.01$; 3 - $q_{ca} = 0.001$).

Согласно рис. 2.17 при измерении радиояростной температуры равной 0.1 от собственной шумовой температуры радиометра при увеличении помеховой составляющей антенной температуры до 0.5 от измеряемой температуры чувствительность радиотеплолокационной системы снижается на 5%, при тех же условиях, но когда радиояростная температура равна 0.01 от собственной шумовой температуры радиометра, снижение чувствительности в пределах 1%.

Таким образом, результаты рис. 2.17 подтверждают ранее сделанные выводы по характеристикам обнаружения контролируемых источников радиошумового излучения. Наиболее критичной с точки зрения снижения чувствительности радиотеплолокационной системы по сравнению с потенциальной чувствительностью радиометра под влиянием помеховых составляющих антенной температуры является ситуация контроля параметров высокотемпературных объектов системами с низкими собственными шумами.

2.4.2 Точность оценки радиояркостной температуры по результатам измерений системой

радиотеплолокационного контроля при действии внешних помех

Величина антенной температуры определяет уровень входного сигнала радиометра СВЧ радиотеплолокационной системы, по которому оценивают интенсивность радиощумового излучения исследуемой области пространства. В связи с этим помехи в составе антенной температуры, маскирующие истинный уровень радиощумового излучения, непосредственно влияют на точность радиотеплолокационного контроля и достоверность получаемой информации.

Измеряемой величиной является радиояркостная температура, определяемая в направлении зондирования, которая может быть представлена исходя из уравнения антенного сглаживания [9], следующим образом:

$$T_{\text{гл}} = (T_a - T_{\phi} \eta \beta - T_0 (1 - \eta)) / (\eta (1 - \beta)). \quad (2.54)$$

Рассмотрим условия влияния фонового шума на величину погрешности измерения радиояркостной температуры при проведении абсолютных измерений в радиотеплолокационном контроле без корректировки выходного сигнала на величину влияния фонового шума и определим условия, когда погрешность измерения радиояркостной температуры в преобладающей степени зависит от влияния фонового шума, и его величиной нельзя пренебречь.

Входной сигнал радиотеплолокационной системы пропорционален величине антенной температуры, в которую входят не только информационная составляющая $T_{\text{гл}}$, но и помеховые компоненты, обусловленные фоновым излучением и собственными шумами антенны. Для определения измеряемой величины – радиояркостной температуры контролируемой области атмосферы $T_{\text{гл}}$ должны быть измерены антенная температура T_a , термодинамическая температура T_0 и параметры антенны η и β . В итоге все параметры, входящие в (2.54) являются случайными независимыми величинами. В соот-

ветствии с формулой переноса ошибок среднеквадратичная погрешность измерения $T_{я}$ задается выражением [2, 24]:

$$\delta_{T_{я}}^2 \approx K_{T_a}^2 \delta_{T_a}^2 + K_{T_{\phi}}^2 \delta_{T_{\phi}}^2 + K_{T_0}^2 \delta_{T_0}^2 + K_{\beta}^2 \delta_{\beta}^2 + K_{\eta}^2 \delta_{\eta}^2, \quad (2.55)$$

где $\delta_{T_a}, \delta_{T_0}, \delta_{\beta}, \delta_{\eta}$ — относительные ошибки измерения соответствующих величин; $\delta_{T_{\phi}}$ — относительная погрешность измерения радиояркой температуры, обусловленная наличием в антенной температуре составляющей, характеризуемой приемом фонового шума, равная $\delta_{T_{\phi}} = T_{\phi} / T_{гр}$; $K_{T_a}, K_{T_{\phi}}, K_{T_0}, K_{\beta}, K_{\eta}$ — коэффициенты вклада соответствующих ошибок в суммарную погрешность измерения.

Для возможности оценки влияния уровня фонового шума и направленных свойств антенны радиотеплолокационной системы рассмотрим упрощенную модель соответствия усредненных радиоярких температур по области главного лепестка и области рассеяния ДН антенны $\bar{T}_{\phi} = \alpha \bar{T}_{гр}$.

Тогда выражения для коэффициентов влияния соответствующих ошибок на величину суммарной погрешности, получаемые при введении коэффициента пропорциональности между радиояркими температурами α , имеют вид

$$K_{T_a} = \frac{1}{(1-\beta)\eta} \left((1-(1-\alpha)\beta)\eta + \frac{T_0}{\bar{T}_{гр}}(1-\eta) \right), \quad (2.56)$$

$$K_{T_{\phi}} = \frac{\beta}{(1-\beta)}, \quad (2.57)$$

$$K_{T_0} = \frac{(1-\eta)T_0}{(1-\beta)\eta\bar{T}_{гр}}, \quad (2.58)$$

$$K_{\beta} = \frac{\beta(1-\alpha)}{(1-\beta)\eta}, \quad (2.59)$$

$$K_{\eta} = \frac{T_0}{(1-\beta)\bar{T}_{гр}} - \frac{1-(1-\alpha)\beta}{(1-\beta)}. \quad (2.60)$$

Величина относительной погрешности, обусловленной вкладом фонового шума, равна $\delta_{T_{\phi}} = \alpha$.

Результаты моделирования составляющих погрешности при условии, что КПД антенны равен $\eta = 0.85$, термодинамическая температура антенны $T_0 = 293\text{K}$, а относительные среднеквадратические погрешности измерения параметров радиотеплолокационной системы равны $\delta_\eta = 0.1$, $\delta_{T_a} = 0.1$, $\delta_{T_0} = 0.01$, $\delta_\beta = 0.1$ [2], приведены на рис.2.18 – 2.19.

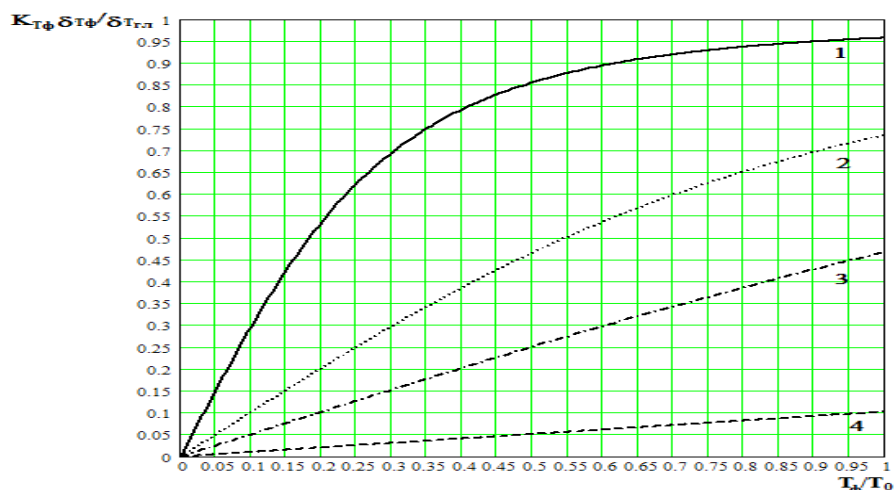


Рис. 2.18 Зависимость доли вклада в общую погрешность измерения радиотеплолокационной системой радиояркой температуры фонового шума, принимаемого через область рассеяния ДН антенны при $T_0/T_{Tn} = 20$ для коэффициента рассеяния антенны $\beta = 0.3$ (1), $\beta = 0.1$ (2), $\beta = 0.05$ (3), $\beta = 0.01$ (4), от соотношения температур T_ϕ/T_0 .

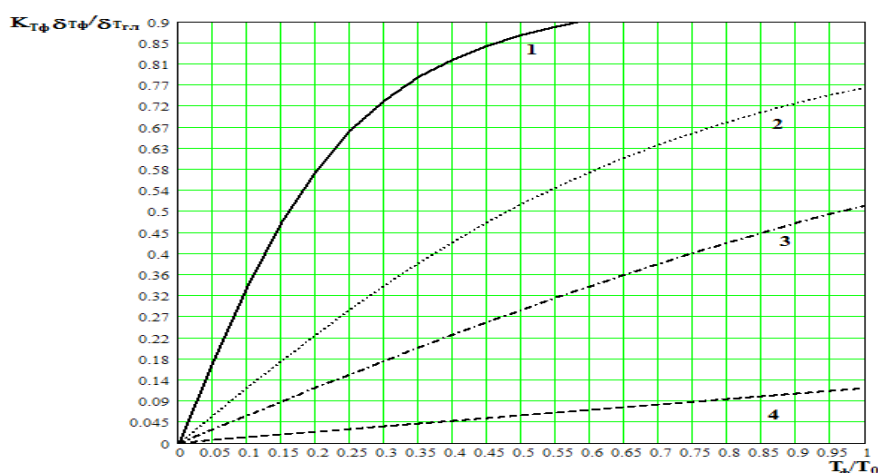


Рис. 2.19 Зависимость доли вклада в общую погрешность измерения радиотеплолокационной системой радиояркой температуры фонового шума, принимаемого через область рассеяния ДН антенны при $T_0/T_{Tn} = 2$ для коэф-

коэффициента рассеяния антенны $\beta = 0.3$ (1), $\beta = 0.1$ (2), $\beta = 0.05$ (3), $\beta = 0.01$ (4), от соотношения температур T_{ϕ}/T_0 .

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы [208]:

- с увеличением радиояркой температуры исследуемой области $T_{\text{гн}}$ доля погрешности, обусловленная фоновым шумом, растет незначительно;

- в сильной степени влияние фонового шума на погрешность измерения радиояркой температуры зависит от коэффициента рассеяния антенны, так при $T_{\phi} = 0.5T_0$ при $\beta = 0.3$ доля погрешности равна 87%, а при $\beta = 0.01$ она составила 5%;

- если принять допустимым вклад в относительную погрешность измерения радиояркой температуры фонового шума не более 10%, то во всем диапазоне радиоярких температур фонового излучения данное условие обеспечивается при коэффициенте рассеяния антенны не более 0.01 независимо от радиояркой температуры исследуемой области $T_{\text{гн}}$.

Таким образом, пренебречь влиянием фонового шума на точность измерений радиояркой температуры можно только в случае высокой направленности антенны и низкого уровня ее бокового излучения, например, когда коэффициент рассеяния антенны не превышает 0.01, в остальных случаях погрешность измерения, вносимая фоновым шумом, может оказаться преобладающей, и следует предусматривать варианты исключения влияния фонового шума на результаты измерений.

2.4.3 Пространственное разрешение контролируемых источников радиошумового излучения при действии внешних помех

Некоторые задачи дистанционного зондирования окружающего пространства радиотеплолокационными методами в первую очередь ставят вопрос пространственного разрешения, например, при выделении локальных неоднородностей со значительно отличающимися от общего однородного

фона характеристиками собственного шумового излучения (зоны переохлаждения в облачной атмосфере) или при решении задачи оценки положения границы между протяженными областями с различающимся средним уровнем радиотеплового излучения (границы атмосферных фронтов и т.д.). Во всех указанных случаях решается задача построения радиояркого изображения – зависимости уровня радиошумового излучения от пространственных координат исследуемой области. Детализация получаемого изображения зависит от разрешающей способности системы.

Ограничение по разрешающей способности связано с физическими принципами получения изображения с помощью антенны. Так каждая точка в распределении радиояркости по исследуемой области создает в фокусе антенны дифракционное пятно («пятно рассеяния»), а общее изображение области представляет собой суперпозицию пятен от различных ее точек, что аналитически описывается уравнением антенного «сглаживания» [1]

$$T_A(x; y) = \iint T_r(x'; y') F_p(x - x'; y - y') dx' dy', \quad (2.61)$$

где $T_r(x'; y')$ - распределение радиояркой температуры по исследуемой области; $F_p(x; y)$ - ДН по мощности: $F_p(x; y) = F_E(x; y) \cdot F_E^*(x; y)$; $F_E(x; y)$ - ДН по полю; $T_A(x; y)$ - наблюдаемое распределение мощности в фокальной плоскости, создаваемое протяженным источником.

Уравнению (2.61) после применения двумерного преобразования Фурье соответствует выражение [1]

$$\tilde{T}_A = \tilde{T}_r(u, v) \cdot \tilde{F}_p(u, v), \quad (2.62)$$

где $\tilde{T}_r(u, v)$ - двумерный пространственный спектр источника $T(x, y)$; \tilde{F}_p - пространственная частотная характеристика антенны; $u = x/\lambda$, $v = y/\lambda$ - пространственные частоты в двух ортогональных направлениях x и y .

При переходе к пространственным частотам пространственный спектр источника и распределение радиояркости связаны двумерным преобразованием Фурье

$$\tilde{T}_y(u, v) = \iint T_y(x; y) e^{j2\pi(xu+yv)} dx dy, \quad (2.63)$$

$$T_y(x, y) = \iint \tilde{T}_y(u, v) e^{-j2\pi(xu+yv)} du dv. \quad (2.64)$$

В соответствии с выражением (2.62) антенна радиотеплолокационной системы является фильтром пространственных частот, и степень соответствия наблюдаемого распределения $T_A(x; y)$ истинному распределению радиояркости $T_y(x'; y')$ зависит от пространственной частотной характеристики антенны, которая, как и любой реальный фильтр, имеет ограничение по полосе пропускаемых частот.

Пространственную частотную характеристику антенны по мощности \tilde{F}_p рассмотрим как АКФ распределения поля по раскрытию антенны. Тогда согласно (2.62) спектр наблюдаемого распределения $\tilde{T}_A(u, v)$ равен нулю, когда АКФ поля на раскрытии равна нулю [8].

Рассмотрим АКФ поля по раскрытию антенны при однородном (идеализированный случай) и спадающем к краю раскрытия распределении поля (характерно для реальных антенн, например, в случае зеркальной антенны уровень поля на краю раскрытия составляет -10 дБ от аналогичного значения по центру раскрытия).

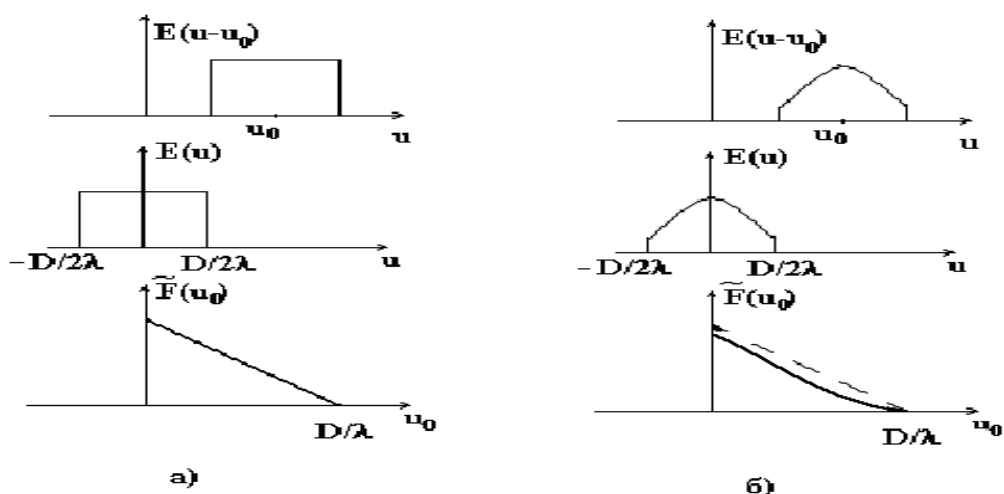


Рис. 2.20 Распределение поля по раскрытию антенны и его АКФ – Фурье преобразование ДН антенны: а - при однородном распределении поля, б – при спадающем поле к краю раскрытия

Согласно рис. 2.20,а граничная пространственная частота антенны с размером раскрыва D , при которой АКФ равна нулю, оказывается равной собственному интервалу антенны

$$u_{гр} = D/\lambda = 57.3D/\lambda, \text{ град.} \quad (2.65)$$

Величина $u_{гр}$ совпадает с половиной ширины ДН между первыми нулями для однородного распределения поля по раскрыву $u_{гр} = \varphi_0/2$, а также $u_{гр} = 1.12\varphi_{0.5}$, где $\varphi_{0.5}$ - ширина ДН по уровню половинной мощности. Суть величины $u_{гр}$ состоит в том, что любая деталь в распределении исследуемой яркости, имеющая период меньше $u_{гр} = \varphi_0/2$, не будет различима (заметна) в наблюдаемом отклике, т.к. происходит сглаживание распределения яркости.

При отличии распределения поля по раскрыву антенны от однородного АКФ поля оказывается более пологой (рис. 2.20, б), что приводит к падению контраста к высоким частотам, т.е. к мелким деталям в изображении. Если основываться на общепринятом подходе к определению разрешающей способности на основе критерия Рэля, согласно которому два пробных источника считаются разрешенными, если суммарный отклик прибора на их излучение разделяется на две компоненты [1], что эквивалентно уровню между откликами 50% по мощности от уровня в максимумах, тогда разрешение соответствующее этому условию для случая неравномерного распределения поля ниже, чем для однородного распределения, т.к. величина $1/2$ в ДН по мощности будет достигаться при меньших значениях u , чем $u_{гр}$. Соответственно величину $u_{гр}$ можно рассматривать как характеристику потенциальной разрешающей способности антенны с определенным размером излучающего раскрыва D .

В качестве примера оценки влияния неоднородности поля на раскрыве антенны на ее АКФ и, как следствие на разрешающую способность, рассмотрим одну из наиболее часто принимаемых в качестве аппроксимирую-

щих функций распределения поля по раскрытию – параболическое распределение на пьедестале

$$f(r) = 1 - \Delta \cdot \left(\frac{r}{D/2} \right)^2, \quad (2.66)$$

где $1 - \Delta$ - относительный уровень поля на краю раскрытия.

Для сравнения влияния неравномерности поля на форму АКФ распределения были построены АКФ при трех значениях пьедестала Δ - 0 (случай равномерного распределения), 0.638 (случай спада поля на краю раскрытия на 10 дБ по сравнению с величиной в центре раскрытия, что характерно для зеркальных антенн) и 1 (случай спада поля до нуля на краю раскрытия). Результаты расчета АКФ поля антенн приведены на рис.2.21.

Анализ зависимостей, представленных на рис. 1.21, показывает: чем сильнее неоднородность распределения поля, тем существеннее снижение чувствительности антенны к высоким частотам близким к граничной частоте.

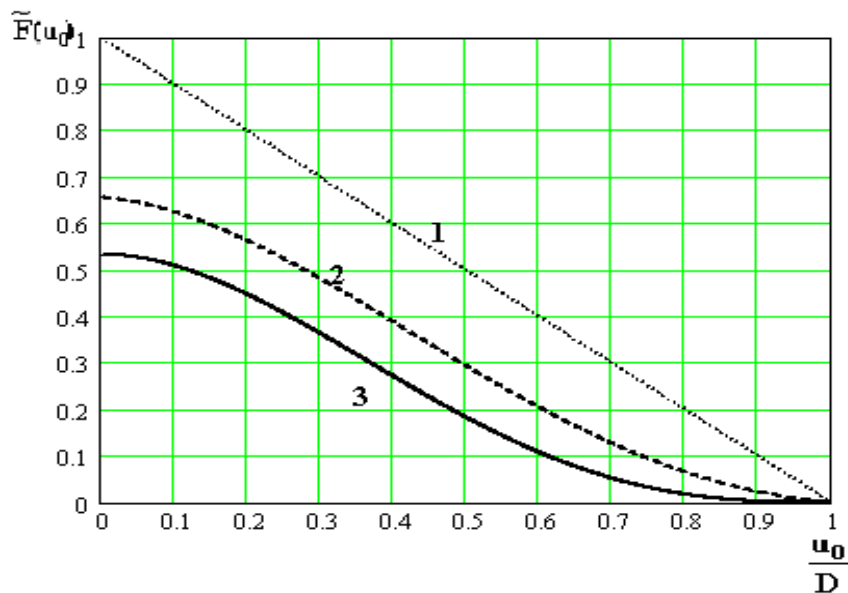


Рис. 2.21 АКФ параболического распределения поля с пьедесталом

Δ : 1 - $\Delta = 0$; 2 - $\Delta = 0.638$; 3 - $\Delta = 1$.

Для оценки реальной разрешающей способности радиотеплолокационной системы необходимо учесть дополнительный прирост уровня выходного сигнала радиотеплолокационной системы, обусловленный приемом фо-

нового излучения из окружающего антенну пространства и собственного шумового сигнала системы, включая антенну и радиометр.

Если интенсивность шумов одинакова для всех пространственных частот, то граничная частота разрешения снижается (рис. 2.22), ухудшается прием высокочастотных компонент и сокращается полоса принимаемых частот. Причем для реальных антенн с более пологой частотной характеристикой указанное снижение разрешения еще существеннее.

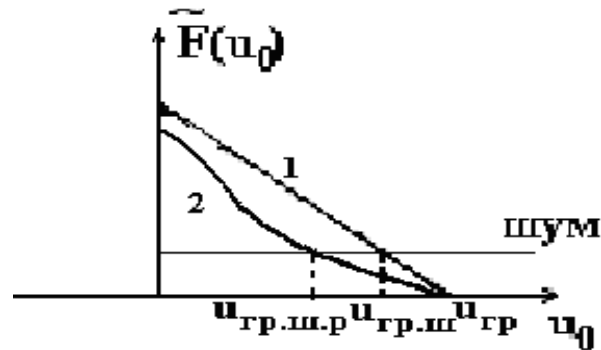


Рис. 2.22 АЧФ поля на раскрытие антенны при указанном нормированном уровне шумового сигнала системы: 1 – при однородном распределении поля; 2 – при спадающем поле к краю раскрытия

Для численной оценки влияния уровня шумового сигнала радиотеплолокационной системы на ее пространственное разрешение воспользуемся результатами моделирования АЧФ поля антенны с плоской апертурой, учитывая соотношения мощностей сигнала и шума при разных значениях параметра Δ распределения поля и возможные на практике соотношения радиоярких температур исследуемой области и окружающего пространства.

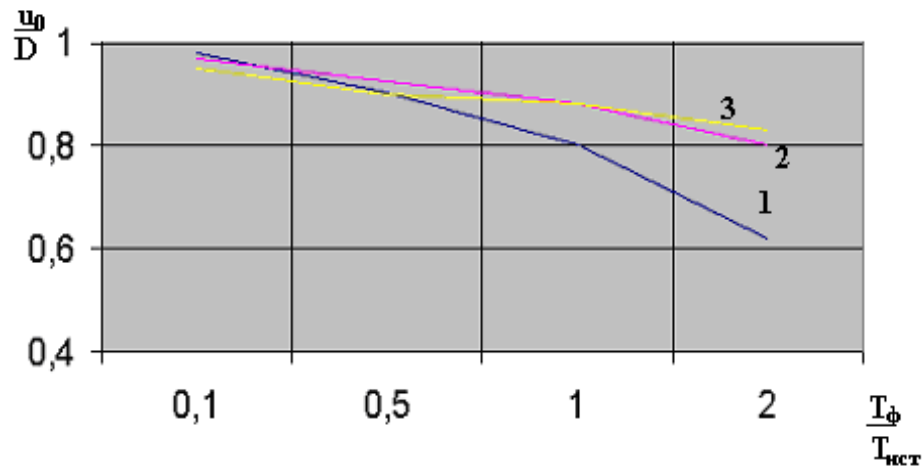


Рис. 2.23 Зависимость углового разрешения антенны радиотеплолокационной системы от соотношения уровня фонового излучения и радиояркого излучения источника - области исследования $T_{\phi} / T_{ист}$ для трех случаев распределения поля по раскрытию антенны: 1 - $\Delta = 0$; 2 - $\Delta = 0.638$; 3 - $\Delta = 1$.

Приведенные зависимости показали существенное влияние фонового шума на характеристики разрешения систем радиотеплолокационного контроля. Так потенциальное разрешение, обеспечиваемое антенной как пространственным фильтром, под влиянием нескомпенсированного фонового излучения снижается на 20% при соотношении $T_{\phi} / T_{ист} = 2$, что повлечет меньшие возможности по пространственной детализации исследуемой области по уровню радиошумового излучения [208].

Выводы по главе 2

1. Ограниченная пространственная селективность антенн в СВЧ диапазоне приводит к наличию помеховых составляющих в выходном сигнале антенны, которые по характеру воздействия можно разделить на аддитивные, обусловленные приемом фонового излучения окружающего антенну пространства через область рассеяния ее ДН, и мультипликативные, обусловленные зависимостью уровня выходного сигнала антенны от ее параметров и их недетерминированных изменений, например, в сложных метеорологических условиях – выпадения осадков.

2. При возможности принятия условия однородности фонового излучения для оценки помеховых составляющих используются расчетные модели радиояркой температуры $\Delta T_{атм}$ и $\Delta T_{п.п}$ атмосферы и подстилающей поверхности и коэффициенты рассеяния антенны β_v, β_n в верхнее и нижнее полупространство для расчета помеховых составляющих в составе антенной температуры.

3. Дискретные точечные источники шумового сигнала, расположенные при радиотеплолокационном контроле в области рассеяния ДН антенны, дают вклад в антенную температуру, в сильной степени зависящий от уровня ДН в угловом направлении их расположения. Для протяженных объектов вклад в антенную температуру определяется угловыми размерами и значением их радиояркого контраста.

4. Состояние подстилающей поверхности при выполнении радиотеплолокационного контроля параметров атмосферы с поверхности Земли в условиях выпадения осадков может претерпевать большие изменения, например, при выпадении жидких и твердых осадков, что влечет за собой недетерминированные вариации по уровню во времени доли антенной температуры, обусловленной излучением из нижнего полупространства, что приводит к увеличению погрешности результатов радиотеплолокационного контроля метеопараметров.

5. Характер влияния слоя осадков на поверхности антенны на погрешность радиотеплолокационного контроля зависит от интенсивности осадков, что в свою очередь определяет величину радиояркостной температуры зондируемого метеообъекта. Как показал анализ, наибольшая относительная погрешность наблюдается при малых значениях радиояркостной температуры, когда интенсивность осадков слабая.

6. Анализ отношения сигнал-шум радиотеплолокационной системы в условиях наличия помеховой составляющей входного сигнала, обусловленной приемом фонового шума, показал, что наиболее чувствительна эта величина к значениям отношения сигнал-шум на выходе антенны в пределах от 0 до 10, что соответствует условиям радиотеплолокационного контроля низко-температурных метеообъектов при высоком фоновом излучении и слабой направленности антенны. Оценка влияния величины помеховых компонент антенной температуры на чувствительность системы, проведенная при введении дополнительной величины - коэффициента снижения чувствительности, выявила наличие следующей зависимости: с ростом помеховой компоненты антенной температуры наблюдается снижение чувствительности системы к измеряемому приросту радиояркостной температуры по сравнению с ее потенциальной величиной и может достигать единиц процентов в зависимости от величины радиояркостной температуры контролируемой области атмосферы.

7. Влияние фонового шума на точность радиотеплолокационного контроля незначительно, не более 10% от общей погрешности измерений, при использовании в радиотеплолокационной системе антенн с высокой направленностью и низким уровнем бокового излучения, когда коэффициент рассеяния не превышает 0.01. При более высоком значении коэффициента рассеяния доля погрешности, обусловленная фоновым шумом, в общей погрешности измерения радиояркостной температуры может быть значительной и в пределе достигать величины близкой к 100%, поэтому следует предусматривать специальные меры и способы компенсации влияния фонового

шума на результаты контроля метеопараметров радиотеплолокационными системами.

8. Фоновый шум также влияет на возможности выделения пространственных элементов контролируемой области. В пределе пространственное разрешение системы определяется характеристиками антенны, которая работает в данном случае как фильтр пространственных частот. При наличии во входном сигнале системы радиотеплолокационного контроля составляющей фонового шума пространственное разрешение ухудшается, так при высокотемпературном фоне, радиояркость которого в два раза выше радиояркости исследуемого источника, пространственное разрешение системы ухудшается на 20%

Таким образом, при относительно невысокой пространственной селективности антенны радиотеплолокационной системы должны быть предусмотрены меры по снижению или в лучшем случае по исключению влияния фонового шума на результаты радиотеплолокационного контроля метеопараметров, т.к. нескомпенсированность фонового шума приводит в конечном итоге к снижению точности измерения метеопараметров и способности системы к обнаружению и пространственному выделению локальных источников радиошумового излучения в атмосфере.

Глава 3 Анализ влияния фонового шума на погрешность измерений в методах радиотеплолокационного контроля параметров природных сред

Модели, используемые при решении обратных задач контроля параметров природных сред, предполагают в своей основе точное измерение радиояркой температуры зондируемой области окружающего пространства. Поэтому вопрос оценки величины радиояркой температуры по значению антенной температуры имеет первостепенное значение при организации радиотеплолокационного контроля.

В зависимости от условий проведения измерений и пространственных характеристик контролируемой области атмосферы при отсутствии специальной аппаратной процедуры компенсации фонового шума можно выделить два практических подхода к организации радиотеплолокационного контроля метеопараметров – относительные и абсолютные измерения. Рассмотрим способы снижения влияния фонового шума при радиотеплолокационных измерениях интенсивности радиощумового излучения атмосферы и земной поверхности.

3.1 Погрешность абсолютного метода

Анализу погрешностей абсолютных радиотеплолокационных измерений посвящены работы [144, 145, 208]. При проведении абсолютных радиотеплолокационных измерений оценка радиояркой температуры производится непосредственно по величине измеренной антенной температуры и согласно уравнению антенного сглаживания (2.3) равна [2]

$$\bar{T}_{\text{гл}} = \frac{1}{(1-\beta)\eta_a} [T_a - \bar{T}_\phi \beta \eta - T_0(1-\eta_a)]. \quad (3.1)$$

Согласно выражению (3.1) для определения $\bar{T}_{\text{гл}}$ необходимо измерить T_a и T_0 , параметры антенны η и β и оценить уровень фонового излучения \bar{T}_ϕ . Измерение всех указанных параметров выполняется независимыми способами, поэтому результаты измерений могут рассматриваться как случайные независимые величины.

Группируя составляющие по характеру влияния факторов, выражение для дисперсии погрешности измерения радиояркой температуры $\bar{T}_{\text{гл}}$ можно записать в виде

$$\sigma_{T_{\text{гл}}}^2 = \sigma_a^2 + \sigma_{\text{рас}}^2 + \sigma_0^2, \quad (3.2)$$

где σ_a^2 - дисперсия погрешности измерения радиояркой температуры, обусловленная погрешностью измерения антенной температуры

$$\sigma_a^2 = k_{T_a}^2 \cdot \sigma_{T_a}^2 = \left[\frac{1}{(1-\beta)\eta} \right]^2 \sigma_{T_a}^2, \quad (3.3)$$

$\sigma_{T_a}^2$ - дисперсия измерения антенной температуры радиометром;

$\sigma_{\text{рас}}^2$ - дисперсия погрешности, определяемая приемом антенной фонового излучения через область рассеяния ДН антенны

$$\sigma_{\text{рас}}^2 = k_{\beta}^2 \cdot \sigma_{\beta}^2 + k_{T_{\phi}}^2 \cdot \sigma_{T_{\phi}}^2 = \frac{\beta^2}{(1-\beta)^2} \sigma_{\beta}^2 + \frac{(\bar{T}_{\text{гл}} - T_{\phi})^2}{(1-\beta)^2} \sigma_{T_{\phi}}^2, \quad (3.4)$$

σ_{β}^2 - дисперсия погрешности оценки коэффициента рассеяния антенны; $\sigma_{T_{\phi}}^2$ - дисперсия погрешности измерения радиояркой температуры фонового излучения;

σ_0^2 - дисперсия погрешности, определяемая потерями и собственным излучением входного антенно-фидерного тракта радиотеплолокационной системы

$$\sigma_0^2 = k_{\eta}^2 \cdot \sigma_{\eta}^2 + k_{T_0}^2 \cdot \sigma_{T_0}^2 = \frac{(T_0 - T_a)^2}{(1-\beta)^2 \eta^2} \sigma_{\eta}^2 + \left(\frac{1-\eta}{(1-\beta)\eta} \right)^2 \sigma_{T_0}^2, \quad (3.5)$$

σ_{η}^2 - дисперсия погрешности оценки КПД антенно-фидерного тракта; $\sigma_{T_0}^2$ - дисперсия погрешности измерения термодинамической температуры антенно-фидерного тракта; k^2 - коэффициенты, характеризующие относительный вклад соответствующей дисперсии в общую погрешность измерения радиояркой температуры.

Для анализа влияния фонового шума на погрешность измерения радиояркой температуры в абсолютном методе радиотеплолокационного контроля перейдем к относительной среднеквадратической погрешности, отдельно вводя погрешности оценки всех параметров выражения (3.1) и соот-

ветствующие им коэффициенты влияния на общую погрешность измерения $\bar{T}_{\text{гл}}$, по аналогии с тем как это выполнено в работе [2]

$$\delta_{\bar{T}_{\text{гл}}}^2 \approx K_{T_a}^2 \delta_{T_a}^2 + K_{T_\phi}^2 \delta_{T_\phi}^2 + K_{T_0}^2 \delta_{T_0}^2 + K_\beta^2 \delta_\beta^2 + K_\eta^2 \delta_\eta^2, \quad (3.6)$$

где коэффициенты влияния погрешности оценки каждого из параметров на общую погрешность оценки $\bar{T}_{\text{гл}}$ равны, соответственно,

$$K_{T_a} = \frac{T_a}{(1-\beta)\eta\bar{T}_{\text{гл}}}, \quad (3.7)$$

$$K_{T_\phi} = \frac{\beta T_\phi}{(1-\beta)\bar{T}_{\text{гл}}}, \quad (3.8)$$

$$K_{T_0} = \frac{(1-\eta)T_0}{(1-\beta)\eta\bar{T}_{\text{гл}}}, \quad (3.9)$$

$$K_\beta = \frac{\beta(\bar{T}_{\text{гл}} - T_\phi)}{(1-\beta)\bar{T}_{\text{гл}}}, \quad (3.10)$$

$$K_\eta = \frac{T_0 - T_a}{(1-\beta)\eta\bar{T}_{\text{гл}}}, \quad (3.11)$$

относительные среднеквадратические погрешности оценки параметров

$$\delta_{\bar{T}_{\text{гл}}} = \sigma_{\bar{T}_{\text{гл}}} / \bar{T}_{\text{гл}}, \quad \delta_{T_a} = \sigma_{T_a} / T_a, \quad \delta_{T_\phi} = \sigma_{T_\phi} / T_\phi, \quad \delta_{T_0} = \sigma_{T_0} / T_0, \quad \delta_\beta = \sigma_\beta / \beta, \quad \delta_\eta = \sigma_\eta / \eta.$$

В работе [2] для численной оценки вклада указанных относительных погрешностей принималось упрощающее предположение о том, что $\bar{T}_{\text{гл}} \approx T_\phi$, что допустимо при условии горизонтально однородной исследуемой области пространства для узконаправленных антенн в диапазоне углов $\theta_0 \leq 85^\circ$, когда полный луч ДН антенны не касается поверхности Земли [2]. В результате согласно выражениям (3.8) и (3.10) соответствующие коэффициенты определялись следующим образом: $K_{T_\phi} = \frac{\beta}{(1-\beta)} = \text{const}$ и $K_\beta = 0$. При таких условиях наибольший вклад в относительную погрешность измерения $\bar{T}_{\text{гл}}$ дают погрешности оценки КПД антенно-фидерного тракта δ_η и измерения антенной температуры δ_{T_a} .

В простейшем варианте для учета неравномерности излучения окружающего антенну пространства при неправомерности принятия предположе-

ния $\bar{T}_{\text{гл}} \approx T_{\phi}$, можно ввести коэффициент пропорциональности между радиояркостной температурой угловой области, соответствующей главному лепестку ДН, и усредненным значением радиояркостной температуры области рассеяния – фонового шума, т.е. принять $\bar{T}_{\phi} = \alpha \bar{T}_{\text{гл}}$. Тогда соответствующие коэффициенты влияния относительных погрешностей оценок параметров равны

$$K_{T_a} = \frac{1}{(1-\beta)\eta} \left((1-(1-\alpha)\beta)\eta + \frac{T_0}{\bar{T}_{\text{гл}}}(1-\eta) \right), \quad (3.12)$$

$$K_{T_{\phi}} = \frac{\alpha\beta}{(1-\beta)}, \quad (3.13)$$

$$K_{T_0} = \frac{(1-\eta)T_0}{(1-\beta)\eta\bar{T}_{\text{гл}}}, \quad (3.14)$$

$$K_{\beta} = \frac{\beta(1-\alpha)}{(1-\beta)\eta}, \quad (3.15)$$

$$K_{\eta} = \frac{T_0}{(1-\beta)\bar{T}_{\text{гл}}} - \frac{1-(1-\alpha)\beta}{(1-\beta)}. \quad (3.16)$$

Результаты оценки коэффициентов влияния по выражениям (3.12) – (3.16) для двух значений измеряемой радиояркостной температуры, соответствующих отношению $T_0/T_{\text{гл}} = 20$ и 2 при КПД антенно-фидерного тракта $\eta = 0.85$ и коэффициенте рассеяния антенны $\beta = 0.3$ приведены на рис. 3.1 и 3.2.

На рис. 3.1 и 3.2 введены следующие обозначения: 1 - K_{η} ; 2 - K_{T_a} ; 3 - K_{T_0} ; 4 - $K_{T_{\phi}}$ и 5 - K_{β} . Диапазон значений коэффициента неоднородности радиошумового излучения окружающего пространства α от 0 до 10 для практических ситуаций можно разделить на две части: $\alpha \in [0;1]$ - если радиояркостная температура фонового излучения в среднем меньше радиояркостной температуры исследуемой области и $\alpha > 1$, если фоновый шум превышает уровень радиошумового излучения области зондирования.

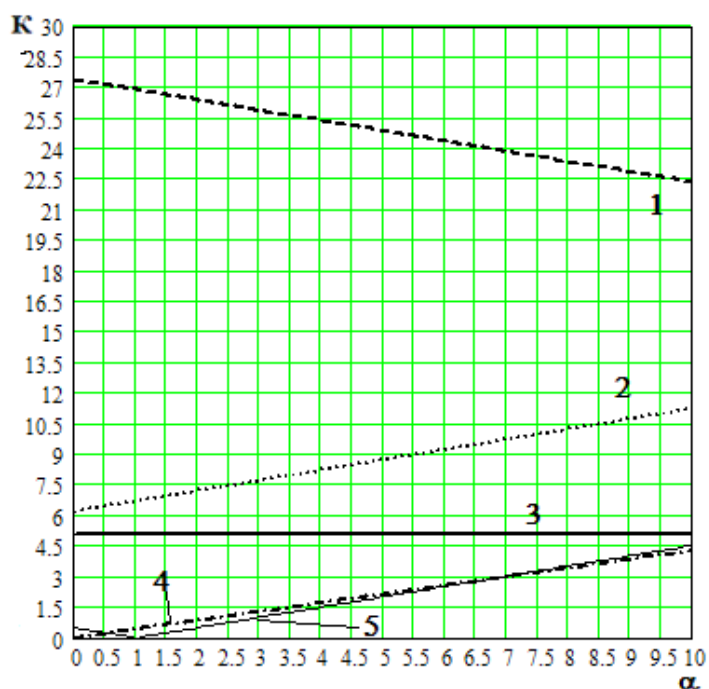


Рис. 3.1 Зависимость коэффициентов влияния погрешностей оценки параметров на величину общей относительной погрешности измерения радиояростной температуры от коэффициента неоднородности ради шумового излучения окружающего пространства α при $T_0/T_{\text{гл}} = 20$.

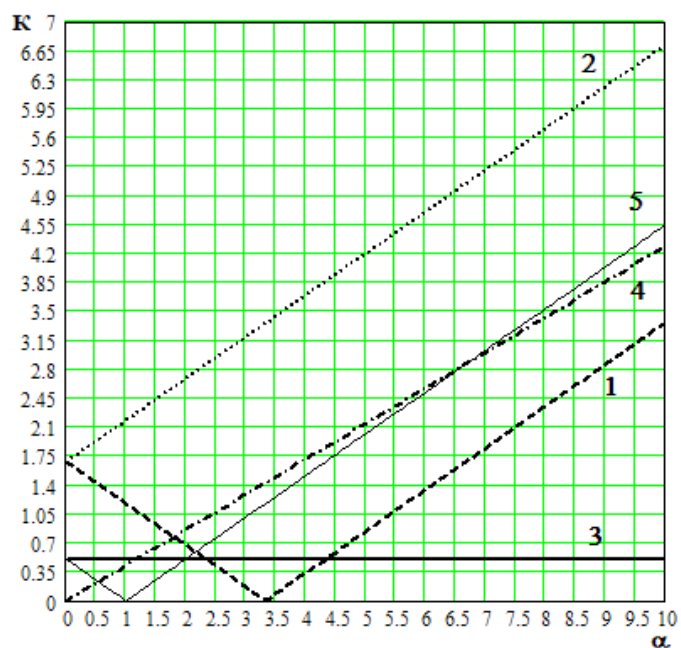


Рис. 3.2 Зависимость коэффициентов влияния погрешностей оценки параметров на величину общей относительной погрешности измерения радиояростной температуры от коэффициента неоднородности ради шумового излучения окружающего пространства α при $T_0/T_{\text{гл}} = 2$.

Полученные зависимости коэффициентов влияния погрешностей оценки параметров на величину общей относительной погрешности измерения радиояркостной температуры в системах радиотеплолокационного контроля метеопараметров позволяют сделать следующие выводы:

- наибольший вклад в общую погрешность измерения $\bar{T}_{гг}$ в зависимости от соотношения термодинамической и измеряемой радиояркостной температуры $T_0/T_{гг}$ дают погрешности оценки кпд антенно-фидерного тракта K_{η} и измерения K_{T_a} : для малых отношений $T_0/T_{гг}$ максимальное значение имеет коэффициент K_{T_a} , а при больших отношениях $T_0/T_{гг}$ - коэффициент K_{η} ;
- относительный вклад погрешностей $\delta_{T_{\phi}}$ и δ_{β} повышается с уменьшением отношения $T_0/T_{гг}$ и с увеличением разницы между радиояркостными температурами $\bar{T}_{гг}$ и \bar{T}_{ϕ} , задаваемой коэффициентом α .

Известно, что при радиотеплолокационных измерениях для уменьшения влияния погрешностей оценки кпд антенно-фидерного тракта и погрешности измерения антенной температуры шкала приемника градуируется в антенных температурах на выходе антенны, т.е. с учетом тракта, в связи с чем отпадает необходимость измерения кпд антенно-фидерного тракта η [145, 146].

Для реализации таких измерений предусматривается внутренняя и внешняя калибровка радиотеплолокационной системы. Внутренняя калибровка производится по встроенному генератору шума, а внешняя - по калиброванному источнику радиошумового излучения. В результате выражение для определения измеряемой радиояркостной температуры по измеренным значениям амплитуды сигнала на выходе радиометра имеет вид [2]

$$\bar{T}_{гг} = \left[T_0 - (T_0 - T_{як}) L_s \frac{u_a - u_{0k}}{u_{ak} - u_{0k}} - \bar{T}_{\phi} \beta \right] \frac{1}{1 - \beta}, \quad (3.17)$$

где $T_{як}$ - радиояркостная температура внешнего калиброванного источника радиошумового излучения; L_s - параметр, характеризующий коэффициент усиления радиометра, определяемый по результатам внутренней и внешней

калибровки; u_a - амплитуда выходного сигнала системы в режиме измерения; $u_{ок}$ - амплитуда выходного сигнала системы при снятии модуляции в режиме калибровки; $u_{ак}$ - амплитуда выходного сигнала системы при внешней калибровке.

Относительная среднеквадратическая погрешность измерения $\bar{T}_{гл}$ рассмотренным методом определяется выражением

$$\delta_{\bar{T}_{гл}}^2 \approx K_{T_{як}}^2 \delta_{T_{як}}^2 + K_{T_{\phi}}^2 \delta_{T_{\phi}}^2 + K_{T_0}^2 \delta_{T_0}^2 + K_{\beta}^2 \delta_{\beta}^2 + K_T^2 \delta_T^2, \quad (3.18)$$

где коэффициенты влияния равны соответственно (при условии $T_{гш} = 2T_0$ [2])

$$K_{T_0} = \frac{T_0}{(1-\beta)\bar{T}_{гл}} \frac{T_a - T_{ак}}{T_0 - T_{ак}}, \quad (3.19)$$

$$K_{T_{як}} = \frac{T_{як}}{(1-\beta)\bar{T}_{гл}} \frac{T_0 - T_a}{T_0 - T_{ак}}, \quad (3.20)$$

$$K_T = \frac{\sqrt{2}T_{ак}(T_0 - T_a)}{(1-\beta)\eta\bar{T}_{гл}T_0} \left\{ 2 + \frac{T_0 T_{ак}}{(T_0 - T_{ак})^2} + \frac{T_0 T_a}{(T_0 - T_a)^2} \right\}, \quad (3.21)$$

$\delta_T = \sigma_T / T_{ак}$, σ_T - чувствительность радиометра.

При условии отличия среднего значения радиояркой температуры фонового излучения \bar{T}_{ϕ} от радиояркой температуры в области главного лепестка $\bar{T}_{гл}$ ($\bar{T}_{\phi} = \alpha\bar{T}_{гл}$) в выражениях для коэффициентов влияния (3.19) – (3.21) соответствующая величина антенной температуры при выполнении внешней калибровки равна

$$T_{ак} = T_{як} \left[\eta(1 - (1 - \alpha)\beta) + \frac{T_0}{T_{як}}(1 - \eta) \right], \quad (3.22)$$

а сами выражения для коэффициентов влияния имеют вид

$$K_{T_0} = \frac{T_0}{(1-\beta)\bar{T}_{гл}} \frac{\left(\frac{\bar{T}_{гл}}{T_0} - \frac{T_{як}}{T_0} \right) (1 - (1 - \alpha)\beta)}{1 - \frac{T_{як}}{T_0} (1 - (1 - \alpha)\beta)}, \quad (3.23)$$

$$K_{T_{як}} = \frac{\frac{T_0}{\bar{T}_{гл}} - (1 - (1 - \alpha)\beta)}{(1-\beta) \left[\frac{T_0}{T_{як}} - (1 - (1 - \alpha)\beta) \right]}, \quad (3.24)$$

$$K_T = \frac{\sqrt{2} \frac{T_0}{\bar{T}_{гл}} \left[\eta(1 - (1 - \alpha)\beta) + \frac{T_0}{T_{як}}(1 - \eta) \right] \left[1 - \frac{\bar{T}_{гл}}{T_0}(1 - \eta) \right]}{(1 - \beta)T_0 / T_{як}} \times \left\{ 2 + \frac{\frac{T_0}{T_{як}} \left[\eta(1 - (1 - \alpha)\beta) + \frac{T_0}{T_{як}}(1 - \eta) \right]}{\left(\frac{T_0}{T_{як}} \eta - \eta(1 - (1 - \alpha)\beta) \right)^2} + \frac{\frac{T_0}{T_{гл}} \left[\eta(1 - (1 - \alpha)\beta) + \frac{T_0}{T_{гл}}(1 - \eta) \right]}{\left(\frac{T_0}{T_{гл}} \eta - \eta(1 - (1 - \alpha)\beta) \right)^2} \right\} \quad (3.25)$$

Результаты оценки коэффициентов влияния по выражениям (3.13), (3.15) и (3.23) – (3.25) для двух значений измеряемой радиояркой температуры, соответствующих отношению $T_0/\bar{T}_{гл} = 20$ и 2, при КПД антенно-фидерного тракта $\eta = 0.85$ и коэффициенте рассеяния антенны $\beta = 0.3$ приведены на рис. 3.3 и 3.4.

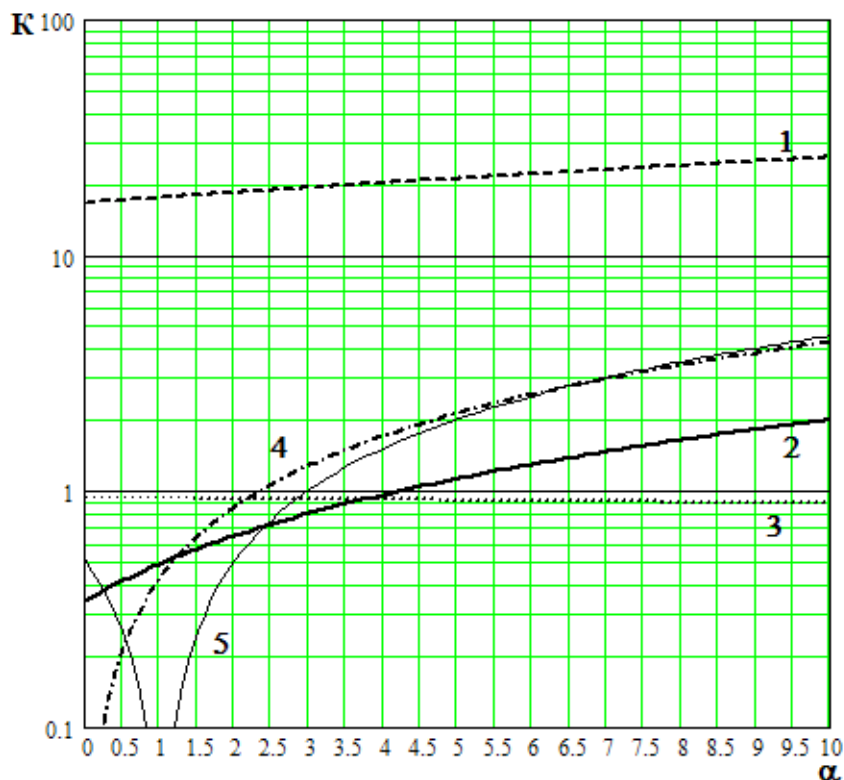


Рис. 3.3 Зависимость коэффициентов влияния погрешностей оценки параметров на величину общей относительной погрешности измерения радиояркой температуры от коэффициента неоднородности радиозагрязняющего пространства α при $T_0/\bar{T}_{гл} = 20$ и $T_0/T_{як} = 30$.

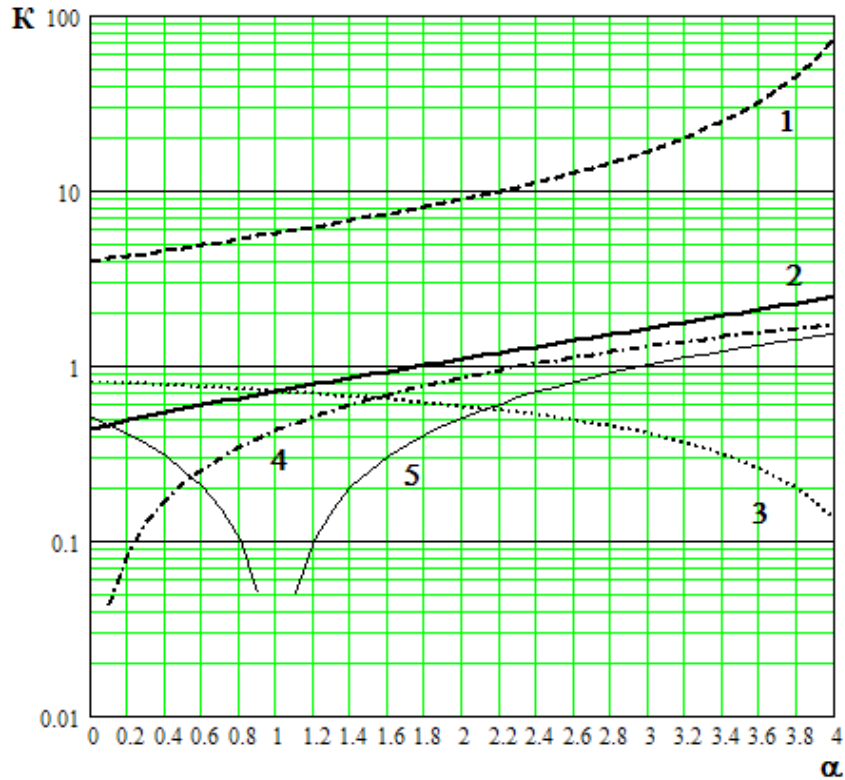


Рис. 3.4 Зависимость коэффициентов влияния погрешностей оценки параметров на величину общей относительной погрешности измерения радиояростной температуры от коэффициента неоднородности радиозумового излучения окружающего пространства α при $T_0/T_{\text{гл}} = 2$ и $T_0/T_{\text{як}} = 3$.

На рис. 3.3 и 3.4 введены следующие обозначения: 1 - K_T ; 2 - K_{T_0} ; 3 - K_{T_k} ; 4 - $K_{T_{\text{ф}}}$ и 5 - K_{β} . Диапазон значений коэффициента неоднородности радиозумового излучения окружающего пространства α от 0 до 10, что соответствует следующим ситуациям: $\alpha \in [0;1]$ - если радиояростная температура фонового излучения в среднем меньше радиояростной температуры исследуемой области и $\alpha > 1$, если фоновый шум превышает уровень радиозумового излучения области зондирования.

Полученные зависимости коэффициентов влияния погрешностей оценки параметров на величину общей относительной погрешности измерения радиояростной температуры в радиотеплолокационных системах с внутренней и внешней калибровкой при отсутствии необходимости измерения величины T_a и η позволяют сделать следующие выводы:

- определяющее значение в первую очередь для погрешности оценки измеряемой радиояркой температуры имеет фактор чувствительности радиометра K_T , его величина как минимум на порядок превышает коэффициенты влияния погрешности оценки остальных параметров при зондировании высокотемпературных и низкотемпературных областей окружающего пространства;

- для проведения окончательного анализа влияния составляющих погрешностей измерения радиояркой температуры необходимо учесть реально достижимую величину каждой относительной среднеквадратической погрешности в выражении (3.18), т.к. в современных радиометрах чувствительность может достигать значения 0.01К.

Известно, что относительные среднеквадратические погрешности измерения параметров радиотеплолокационной системы равны $\delta_{T_\phi} = 0.1$, $\delta_{T_{як}} = 0.1$, $\delta_{T_0} = 0.01$, $\delta_\beta = 0.1$ [2]. Для сравнительной оценки величины составляющих относительной погрешности $\delta_{T_{гр}}$ чувствительность радиометра прием равной $\sigma_T = 1\text{К}$, 0.1К и 0.01К , что определяет среднеквадратическую погрешность измерения $\delta_T = \sigma_T / T_{ак}$. Если принять в качестве наименьшего значения $T_{ак} = 10\text{К}$, то соответствующие величины окажутся равными $\delta_T = 0.1$, 0.01 и 0.001 .

На рис.3.5 - 3.8 приведены зависимости среднеквадратической погрешности измерения $\bar{T}_{гр}$ и отдельных ее составляющих для различных условий измерения. На рисунках введены следующие обозначения графических зависимостей: 1 - $\delta_{T_{гр}}$; 2 - $K_T \delta_T$; 3 - $K_{T_0} \delta_{T_0}$; 4 - $K_{T_{ак}} \delta_{T_{ак}}$; 5 - $K_{T_\phi} \delta_{T_\phi}$; 6 - $K_\beta \delta_\beta$.

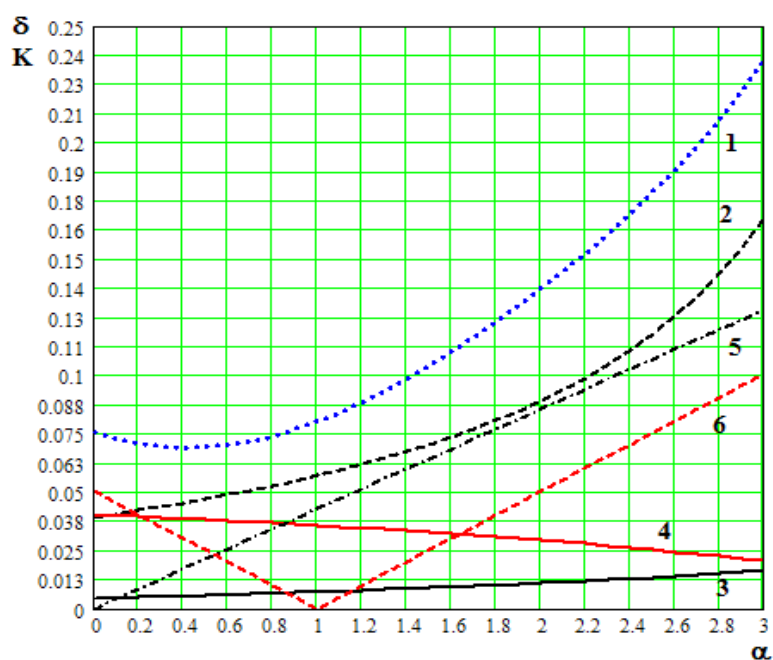


Рис. 3.5 Зависимость относительной среднеквадратической погрешности измерения $\bar{T}_{\text{гп}}$ и ее составляющих от коэффициента неоднородности радиосуммового излучения окружающего пространства α при $T_0/T_{\text{гп}} = 2$, $T_0/T_{\text{як}} = 3$ и чувствительности радиометра 1К.

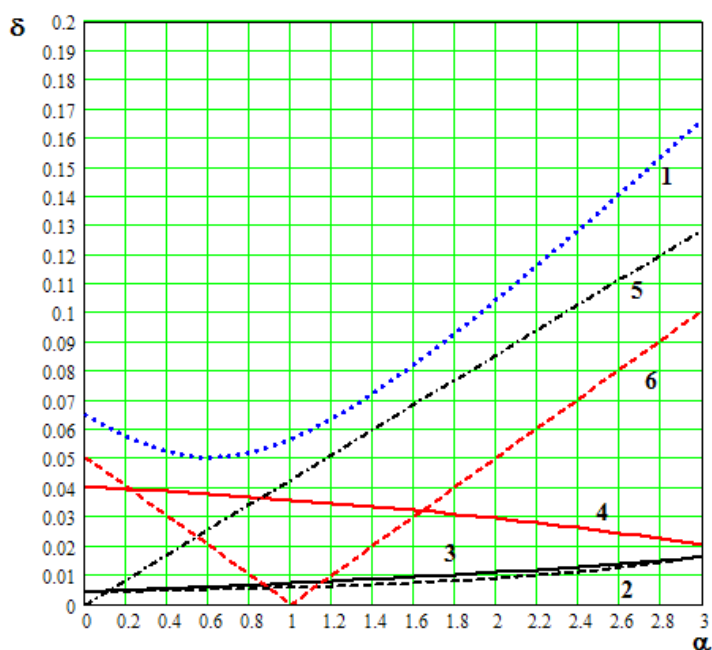


Рис. 3.6 Зависимость относительной среднеквадратической погрешности измерения $\bar{T}_{\text{гп}}$ и ее составляющих от коэффициента неоднородности радиосуммового излучения окружающего пространства α при $T_0/T_{\text{гп}} = 2$, $T_0/T_{\text{як}} = 3$ и чувствительности радиометра 0.1 К.

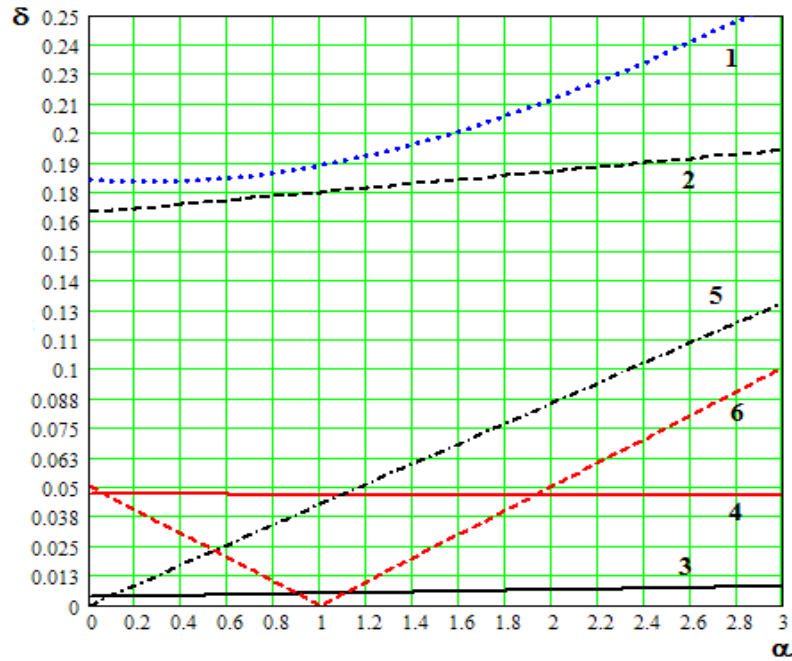


Рис. 3.7 Зависимость относительной среднеквадратической погрешности измерения $\bar{T}_{\text{гп}}$ и ее составляющих от коэффициента неоднородности радиошумового излучения окружающего пространства α при $T_0/T_{\text{гп}} = 20$, $T_0/T_{\text{як}} = 30$ и чувствительности радиометра 0.1 К.

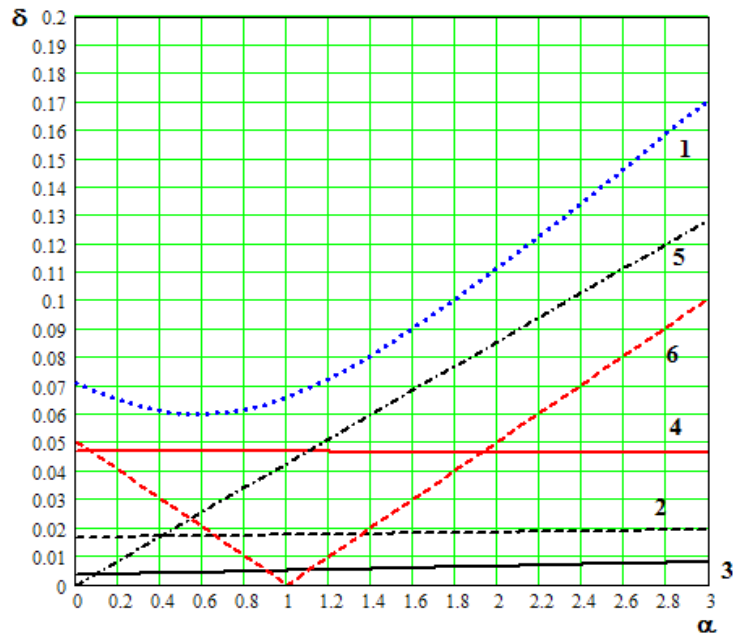


Рис. 3.8 Зависимость относительной среднеквадратической погрешности измерения $\bar{T}_{\text{гп}}$ и ее составляющих от коэффициента неоднородности радиошумового излучения окружающего пространства α при $T_0/T_{\text{гп}} = 20$, $T_0/T_{\text{як}} = 30$ и чувствительности радиометра 0.01 К.

Анализ полученных зависимостей погрешности измерения $\bar{T}_{гр}$ и ее составляющих (рис.3.5 – 3.8) позволяет сделать следующие выводы:

- общая тенденция изменения относительной среднеквадратической погрешности измерения радиотеплолокационной системой $\delta_{гр}$ от величины относительного отличия радиояркой температуры в исследуемой области от аналогичной величины пространства, создающего фоновый шум, состоит в увеличении погрешности с ростом коэффициента неоднородности α , следовательно, чем сильнее реальная ситуация отличается от принятого при абсолютных измерениях приближения $\bar{T}_{гр} \approx T_{ф}$, тем больше величина погрешности $\delta_{гр}$, в среднем увеличение коэффициента неоднородности α на 10% приводит к возрастанию погрешности $\delta_{гр}$ на 1%;

- анализ относительного вклада в величину общей погрешности измерения $\delta_{гр}$ погрешностей оценки параметров радиотеплолокационной системы и характеристик фонового шума показал, что при увеличении чувствительности радиометра перераспределяется относительный вклад указанных погрешностей, так при высокой чувствительности основные составляющие погрешности $\delta_{гр}$ оказываются обусловлены неточностью оценки фонового шума $\delta_{Тф}$ и коэффициента рассеяния антенны δ_{β} ;

- относительный вклад погрешности оценки фонового шума $\delta_{Тф}$ в общую погрешность измерения радиояркой температуры $\delta_{гр}$, тем существеннее, чем больше радиояркая температура области исследования при одних и тех же значениях чувствительности радиометра.

Таким образом, в условиях современных тенденций значительного повышения чувствительности радиотеплолокационной аппаратуры основным ограничением повышения точности измерения радиояркой температуры является погрешность оценки фонового шума и его пространственная неоднородность.

3.2 Погрешность относительного метода

При наличии локальной пространственной неоднородности используют относительный метод контроля по измерениям радиояркостного контраста исследуемой области природной среды по отношению к окружающему фону, т.е. путем сравнения радиояркостной температуры исследуемой области с радиояркостной температурой некоторой опорной области.

Таким образом, на выходе антенны имеют место два сигнала пропорциональные антенным температурам при приеме радишумового излучения с двух направлений, одно из которых опорное.

$$T_a(\theta_1) = T_{яоб}(\theta_1)(1 - \beta)\eta + T_\phi(\theta_1)\beta\eta + T_0(1 - \eta), \quad (3.26)$$

$$T_a(\theta_2) = T_{яоп}(\theta_2)(1 - \beta)\eta + T_\phi(\theta_2)\beta\eta + T_0(1 - \eta), \quad (3.27)$$

где $T_{яоб}$, $T_{яоп}$ - радиояркостные температуры области исследования и опорной области.

При нахождении разности антенных температур, формируемых при измерении с двух угловых направлений θ_1 и θ_2 , в первом приближении считается, что уровень фонового шума не меняется. Это приемлемо, если угловое расстояние между направлениями θ_1 и θ_2 и фоновое излучение достаточно однородно. При значительном различии фонового излучения в оценке радиояркостного контраста появляется погрешность измерения радиояркостного контраста, обусловленная влиянием фонового шума.

Рассмотрим относительную погрешность оценки радиояркостного контраста по результатам относительных измерений.

В первую очередь радиояркостный контраст ΔT_γ оценивается по величине разностной антенной температуры

$$\Delta T_a = \Delta T_\gamma(1 - \beta)\eta + \Delta T_\phi\beta\eta, \quad (3.28)$$

где ΔT_ϕ - погрешность компенсации фонового шума при разностных измерениях.

При выполнении измерений радиояркостного контраста системой с градуировкой шкалы в антенных температурах [2] при проведении внутрен-

ней и внешней калибровки системы радиояркий контраст определяется выражением

$$\Delta T_{я} = \frac{1}{1-\beta} (T_0 - T_{як}) L_S \frac{\Delta u_a}{u_{ак} - u_{ок}} + \frac{\beta}{1-\beta} \Delta T_{\phi}, \quad (3.29)$$

где знак погрешности ΔT_{ϕ} задает завышение или занижение измеренного радиояркого контраста по сравнению с истинным его значением; $\Delta u_a = u_a - u_{аоп}$ - приращение сигнала при направлении на область исследования по сравнению с опорной областью.

Относительная среднеквадратическая погрешность измерения радиояркого контраста при условии наличия погрешности компенсации фонового шума определяется формулой

$$\delta_{\Delta T_{я}}^2 = K_{\beta}^2 \delta_{\beta}^2 + K_{\Delta T_{\phi}}^2 \delta_{\Delta T_{\phi}}^2 + K_{T_0}^2 \delta_{T_0}^2 + K_{T_{як}}^2 \delta_{T_{як}}^2 + K_T^2 \delta_T^2, \quad (3.30)$$

где коэффициенты влияния погрешностей равны

$$K_{\beta} = \frac{(\Delta T_{я} - \Delta T_{\phi}) \beta}{(1-\beta) \Delta T_{я}}, \quad (3.31)$$

$$K_{\Delta T_{\phi}} = \frac{\beta}{(1-\beta)}, \quad (3.32)$$

$$K_{T_0} = \frac{T_0}{T_0 - T_{як}}, \quad (3.33)$$

$$K_{T_{як}} = \frac{T_{як}}{T_0 - T_{як}}, \quad (3.34)$$

$$K_T = T_{ак} \left[\frac{3}{T_0^2} + \frac{T_{ак}^2}{T_0^2 (T_0 - T_{ак})^2} + \frac{2}{\Delta T_{я}^2 (1-\beta)^2 \eta^2} + \frac{1}{(T_0 - T_{ак})^2} \right]^{1/2}, \quad (3.35)$$

$$\delta_{\Delta T_{\phi}} = \Delta T_{\phi} / \Delta T_{я}, \quad (3.36)$$

где $\delta_{\Delta T_{\phi}}$ - относительная погрешность измерения, вызванная неточностью компенсации фонового шума.

Рассмотрим влияние погрешности компенсации фонового шума на общую погрешность измерения радиояркого контраста при условии, что $T_0 = 293\text{K}$, $\beta = 0.2$, $\eta = 0.85$, $\delta_{T_0} = 0.01$, $\delta_{T_{як}} = 0.05$, $\delta_{\beta} = 0.1$.

На рис. 3.9 – 3.12 приведены зависимости относительной среднеквадратической погрешности измерения радиояркостного контраста исследуемой области $\delta_{\Delta T_{я}}$ природной среды от его абсолютной величины при различных значениях погрешности компенсации фонового шума ΔT_{ϕ} .

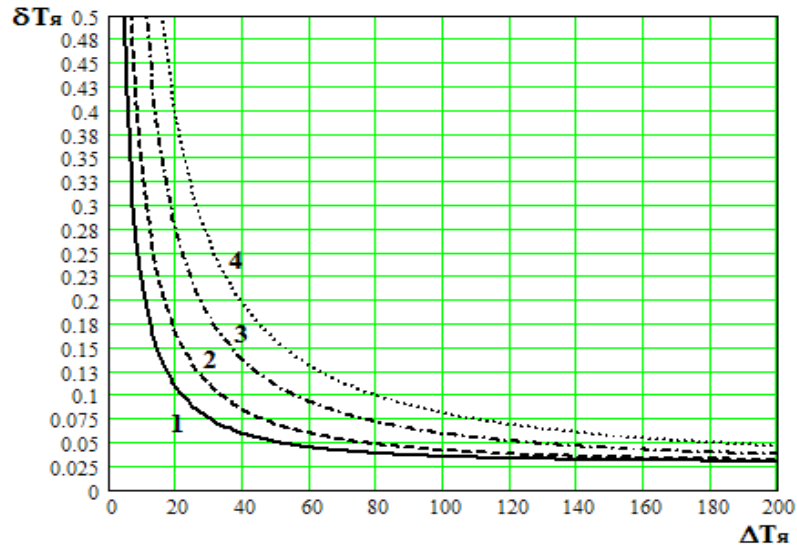


Рис. 3.9 Зависимость среднеквадратической погрешности измерения радиояркостного контраста от его абсолютного значения для области исследования при разнице радиояркостной температуры фонового шума 0 К (1), 10 К (2), 20 К (3), 30 К (4) при чувствительности радиометра 1К.

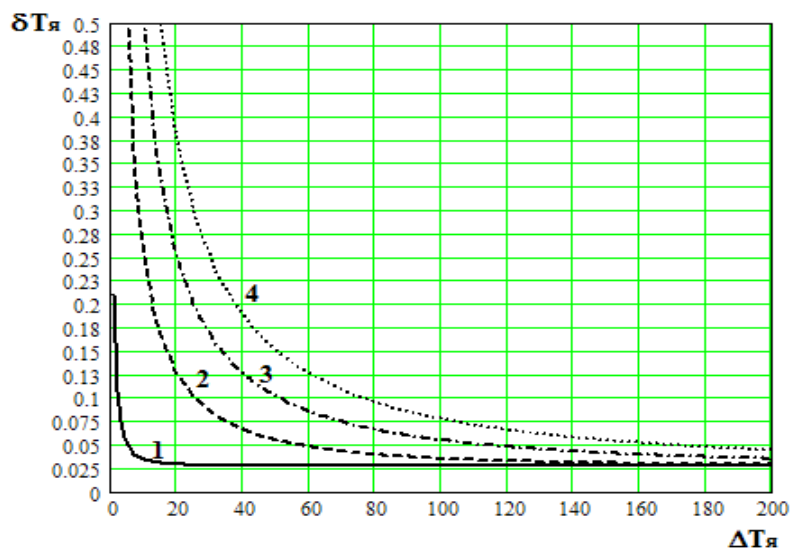


Рис. 3.10 Зависимость среднеквадратической погрешности измерения радиояркостного контраста от его абсолютного значения для области исследования при разнице радиояркостной температуры фонового шума 0 К (1), 10 К (2), 20 К (3), 30 К (4) при чувствительности радиометра 0.1К.

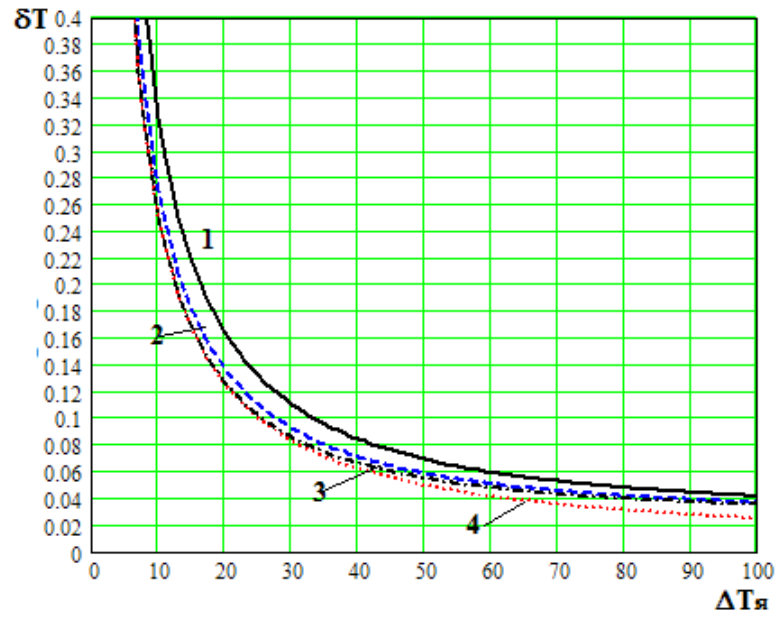


Рис. 3.11 Зависимость среднеквадратической погрешности измерения $\delta_{\Delta T_{я}}$ при чувствительности радиометра 1К (1), 0.5 К (2), 0.1К (3) и составляющей погрешности $K_{\Delta T_{\phi}} \delta_{\Delta T_{\phi}}$ (4) от радиояркого контраста области исследования при величине некомпенсированного фонового шума 10 К.

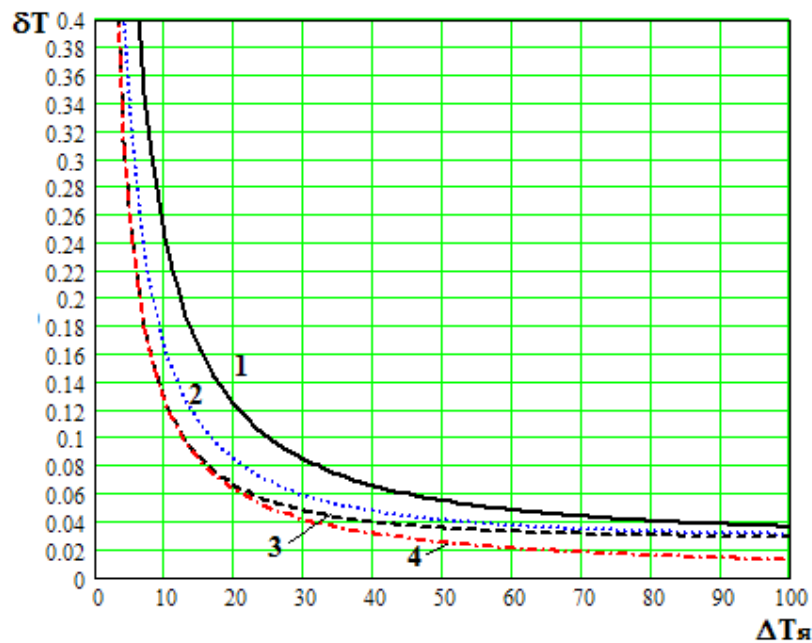


Рис. 3.11 Зависимость среднеквадратической погрешности измерения $\delta_{\Delta T_{я}}$ при чувствительности радиометра 1К (1), 0.5 К (2), 0.1К (3) и составляющей погрешности $K_{\Delta T_{\phi}} \delta_{\Delta T_{\phi}}$ (4) от радиояркого контраста области исследования при величине некомпенсированного фонового шума 5 К.

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 3.9 – 3.12, позволяет сделать следующие выводы:

- при больших значениях измеряемого радиояркостного контраста $\Delta T_{\text{я}} \geq 100\text{К}$ при условии полной компенсации составляющей фонового шума относительная среднеквадратическая погрешность измерения радиояркостного контраста составляет 0.03 – 0.05 и практически не зависит от чувствительности радиометра, а определяется величиной контраста и погрешностями измерения β , T_0 и $T_{\text{як}}$;

- с уменьшением контраста погрешность его измерения возрастает, в значительной степени завися от чувствительности радиометра, так для радиояркостного контраста $\Delta T_{\text{я}} = 10\text{К}$ погрешность измерения равна 0.23 и 0.034 при чувствительности радиометра 1К и 0.1К соответственно, а для $\Delta T_{\text{я}} = 5\text{К}$ аналогичные значения еще равны 0.42 и 0.05;

- при наличии нескомпенсированной составляющей фонового шума при измерении радиояркостного контраста погрешность измерения существенно возрастает, особенно при невысоких значениях $\Delta T_{\text{я}}$, так при чувствительности радиометра 1К для радиояркостного контраста $\Delta T_{\text{я}} = 10\text{К}$ погрешность измерения при значениях нескомпенсированного фонового шума $\Delta T_{\text{ф}} = 0\text{К}$, 10К и 20К равна соответственно 0.21, 0.325, 0.542. а при чувствительности радиометра 0.1К, значения аналогичных погрешностей равны 0.034, 0.251, 0.501;

- согласно рис.3.11 – 3.12, начиная со значений чувствительности радиометра 0.1К, основной вклад в погрешность измерения радиояркостного контраста при невысоких значениях $\Delta T_{\text{я}}$ дает нескомпенсированность фонового шума при проведении относительных измерений, т.к. кривые зависимости общей погрешности измерений $\delta_{\Delta T_{\text{я}}}$ и ее составляющей $K_{\Delta T_{\text{ф}}} \delta_{\Delta T_{\text{ф}}}$ практически полностью совпадают.

Таким образом, неполная компенсация фонового шума при проведении относительных измерений за счет различий его уровня по двум направ-

лениям – на исследуемую и опорную область в сильной степени влияет на точность радиотеплолокационного контроля, особенно при применении высокочувствительных приемников в составе радиотеплолокационной системы.

3.3 Погрешность метода угловых разрезов

При решении прикладных задач контроля физических параметров природных сред используют относительные данные результатов измерений радиояркостной температуры для нескольких близких угловых направлений, например, для оценки оптической толщины горизонтально однородной или локально неоднородной атмосферы используют измерения на двух направлениях, а при измерении диэлектрической проницаемости гладкой поверхности необходимы измерения при трех угловых направлениях.

В моделях определения параметров в качестве эмпирической величины входят относительные измерения радиояркостных температур, т.е. радиояркостные контрасты исследуемых областей по отношению к некоторой опорной реперной области, радиояркостная температура которой с высокой точностью может быть определена или смоделирована. Таким образом, оцениваемой величиной при проведении измерений по методу угловых разрезов является отношение радиояркостных контрастов

$$\delta(\Delta T_{\text{я}}) = \frac{\Delta T_{\text{я1}}}{\Delta T_{\text{я2}}} = \frac{(T_{\text{аоп}} - T_{\text{а1}}) - \beta\eta(T_{\text{фон}} - T_{\text{ф1}})}{(T_{\text{аоп}} - T_{\text{а2}}) - \beta\eta(T_{\text{фон}} - T_{\text{ф2}})}, \quad (3.37)$$

где $T_{\text{аоп}}$ - антенная температура при приеме радишумового излучения от опорной области; $T_{\text{фон}}$ - усредненное значение радиояркостной температуры радишумового излучения пространства, соответствующего области рассеяния ДН антенны при направлении на опорную область.

Относительная погрешность измерения отношения радиояркостных контрастов складывается из относительных погрешностей измерения каждого контраста

$$\delta(\delta(\Delta T_{\text{я}}))^2 = \delta(\Delta T_{\text{я1}})^2 + \delta(\Delta T_{\text{я2}})^2, \quad (3.38)$$

и если пренебречь различием в величинах погрешностей оценки радиояркостного контраста по двум угловым направлениям, то относительная погрешность равна

$$\delta(\delta(\Delta T_{\text{я}})) = \sqrt{2} \delta(\Delta T_{\text{я}}), \quad (3.39)$$

т.е. в $\sqrt{2}$ раз больше относительной погрешности измерения радиояркостного контраста и для ее оценки могут быть использованы формулы (3.30) – (3.36), но с учетом, что разность фонового шума $\Delta T_{\text{ф}} = T_{\text{фон}} - T_{\text{ф}}$ зависит условий проведения измерений и соответственно от выбора опорной области.

Если опорная область расположена в одном полупространстве с контролируемыми областями, например, при определении оптической толщины кучевых облаков опорная область – участок безоблачного неба, или в случае зондирования земной поверхности – области покрытые растительностью или водные поверхности, то можно использовать формулы оценки погрешности (3.30) – (3.36) и для случая измерения отношения радиояркостных контрастов и соответственно все выводы по влиянию фонового шума на результаты измерений в относительном методе радиотеплолокационного контроля оказываются справедливы и для метода угловых разрезов, только величина относительной погрешности возрастает в $\sqrt{2}$ раз.

Если опорная область расположена в разных полупространствах, которые значительно различаются по излучательным свойствам, например, при исследовании однородной атмосферы – безоблачной или с слоистообразными облаками, а в качестве опорной области выбрана земная поверхность с растительностью, радиояркостная температура которой близка к термодинамической, тогда вклад разности фонового шума $\Delta T_{\text{ф}}$ опорной и исследуемой области в величину радиояркостного контраста в первом приближении можно оценить по формуле

$$\Delta T_{\text{фя}} = (\beta_{\text{верх}} - \beta_{\text{ниж}}) (\bar{T}_{\text{ф}}^{\text{в}} - \bar{T}_{\text{ф}}^{\text{н}}) / (1 - \beta) = \Delta \beta \Delta \bar{T}_{\text{фвн}} / (1 - \beta), \quad (3.40)$$

где $\beta_{\text{верх}}$, $\beta_{\text{ниж}}$ - доли общего коэффициента рассеяния антенны, характеризующие прием через область рассеяния ДН антенны из верхнего и нижнего полупространства; $\Delta\beta = \beta_{\text{верх}} - \beta_{\text{ниж}}$.

При контроле параметров достаточно однородной среды заполняющей полупространство разность фонового шума имеет приблизительно такую же величину, как и радиояркостный контраст [2]. Тогда формулы для оценки коэффициентов влияния погрешностей в составе общей относительной погрешности измерения относительного радиояркостного контраста имеют вид

$$K_{\beta} = \frac{(\Delta T_{\text{я}} - \Delta\beta \Delta T_{\text{фвн}})\beta}{(1-\beta)\Delta T_{\text{я}}} \approx \frac{(1-\Delta\beta)\beta}{(1-\beta)}, \quad (3.41)$$

$$K_{\Delta T_{\text{ф}}} = \frac{\Delta\beta}{(1-\beta)}, \quad (3.42)$$

$$\delta_{\Delta T_{\text{ф}}} = \Delta T_{\text{ф}} / \Delta T_{\text{я}} \approx 1. \quad (3.43)$$

Для возможности оценки влияния разности фонового шума на погрешность измерения отношения радиояркостных контрастов необходимы данные о величинах коэффициентов рассеяния β , $\beta_{\text{верх}}$, $\beta_{\text{ниж}}$ и $\Delta\beta$. На рис. 3.13 приведены графические зависимости β , $\beta_{\text{верх}}$, $\beta_{\text{ниж}}$ и $\Delta\beta$ от ширины главного лепестка ДН антенны с круглым излучающим раскрывом, распределение поля по которому – параболическое с пьедесталом и уровнем облучения края раскрыва -10 дБ от уровня в центре раскрыва.

Согласно данным рис. 3.13 значения коэффициентов рассеяния $\Delta\beta$ примем в пределах от 0.25 до 0.1 при соответствующих значениях β от 0.25 до 0.33, а коэффициент влияния разности фонового шума при направлениях на область исследования и опорную область (рис. 3.14) имеет значения в диапазоне от 0.1 до 0.25, а при условии $\Delta T_{\text{ф}} \approx \Delta T_{\text{я}}$ величина $K_{\Delta T_{\text{ф}}} = \frac{\Delta\beta}{(1-\beta)}$ равна составляющей относительной погрешности, обусловленной влиянием фонового шума.

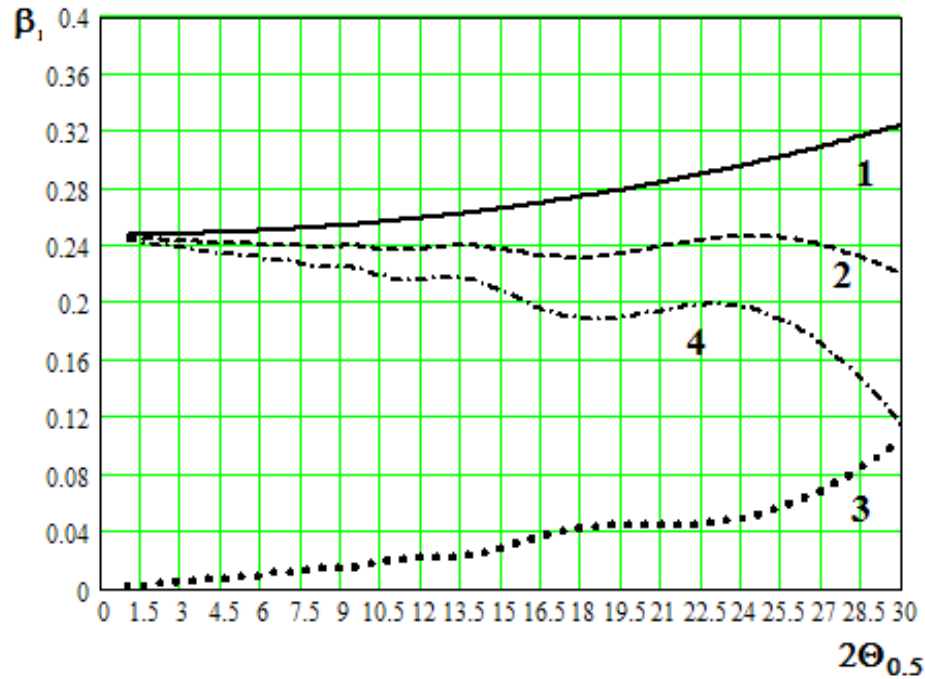


Рис. 3.13 Зависимость коэффициентов рассеяния β (1), $\beta_{\text{верх}}$ (2), $\beta_{\text{ниж}}$ (3) и $\Delta\beta$ (4) антенны с круглым излучающим раскрытием от ширины главного лепестка ДН антенны

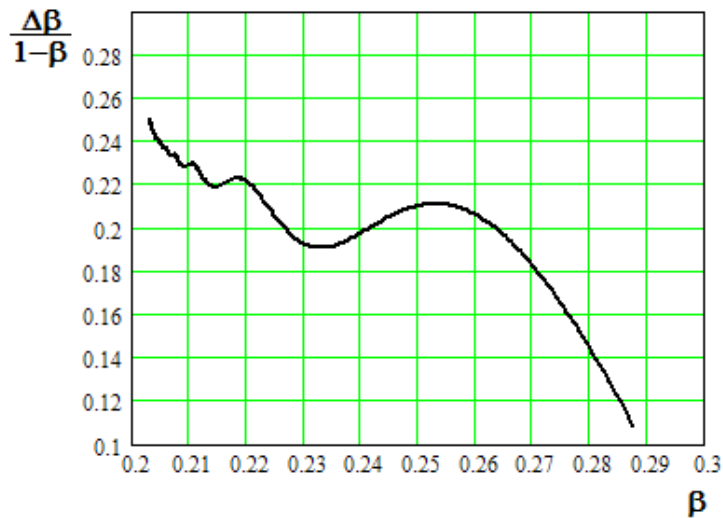


Рис. 3.14 Зависимость коэффициента влияния $K_{\Delta T_{\phi}} = \frac{\Delta\beta}{(1-\beta)}$ разности фонового шума ΔT_{ϕ} от величины коэффициента рассеяния антенны

По выражениям (3.30), (3.33) – (3.35), (3.41) – (3.43) проведен расчет относительной погрешности измерения отношения радиоярких контрастов в двух угловых направлениях при условии $T_0 - T_{\text{яон}} = 100\text{К}$, $\mu = 0.85$. Результаты моделирования приведены на рис. 3.15 – 3.20.

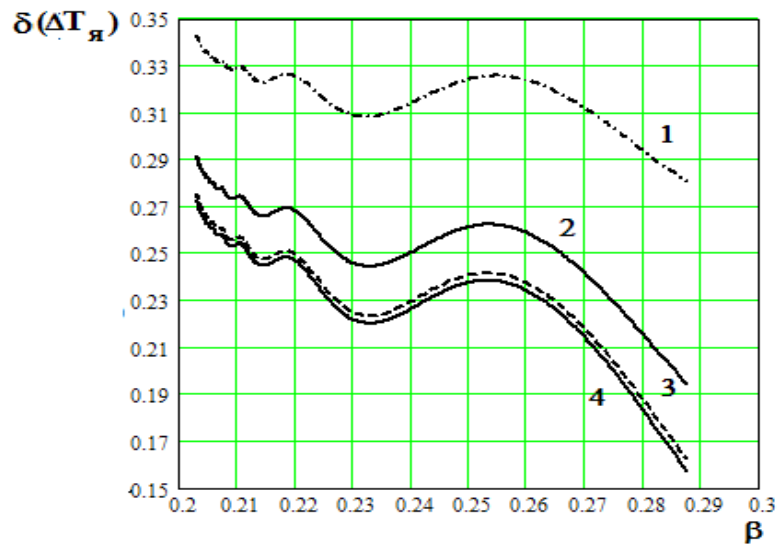


Рис. 3.15 Зависимость относительной погрешности измерения отношения радиоярких контрастов от величины коэффициента рассеяния β при условии, что абсолютная величина радиоярких контрастов в двух направлениях равна 10 К (1), 20 К (2), 50 К (3), 100 К (4) при чувствительности радиометра 1 К.

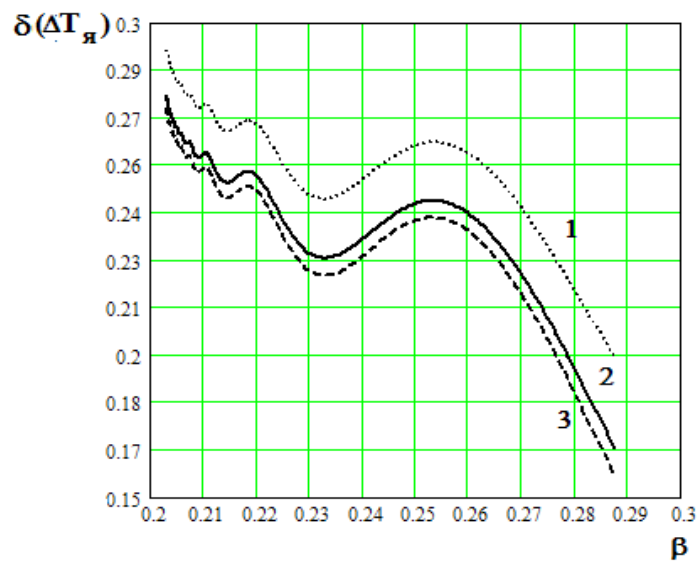


Рис. 3.16 Зависимость относительной погрешности измерения отношения радиоярких контрастов от величины коэффициента рассеяния β при условии, что абсолютная величина радиоярких контрастов в двух направлениях равна 10 К (1), 20 К (2), 50 К (3) при чувствительности радиометра 0.5 К.

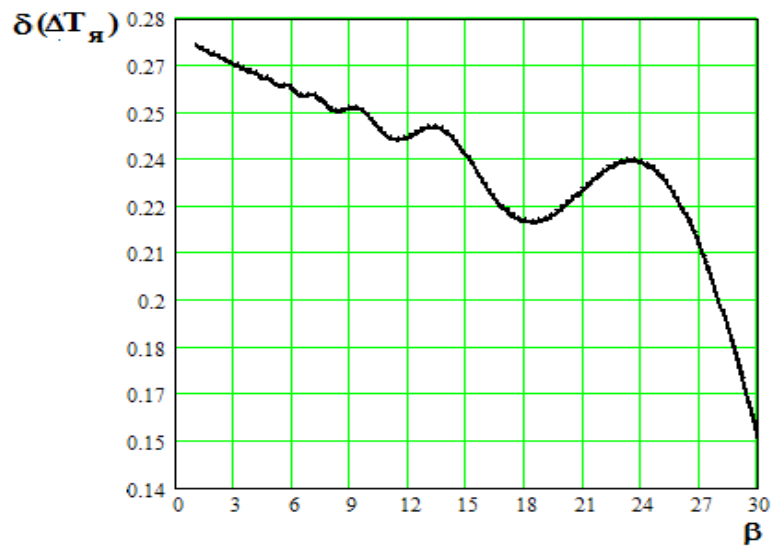


Рис. 3.17 Зависимость относительной погрешности измерения отношения радиоярких контрастов от величины коэффициента рассеяния β при чувствительности радиометра 0.1 К.

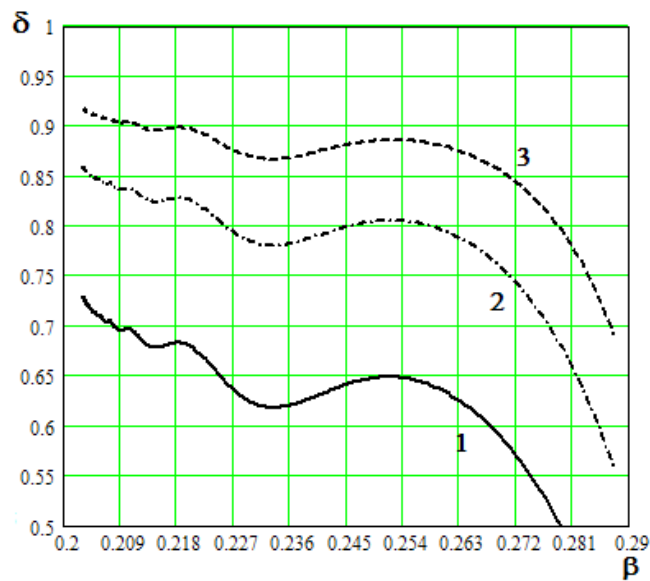


Рис. 3.18 Зависимость доли погрешности, обусловленной влиянием фонового шума, в общей величине относительной погрешности измерения отношения радиоярких контрастов от величины коэффициента рассеяния β при условии, что абсолютная величина радиоярких контрастов в двух направлениях равна 10 К при чувствительности радиометра 1 К (1), 0.5 К (2), 0.1 К (3).

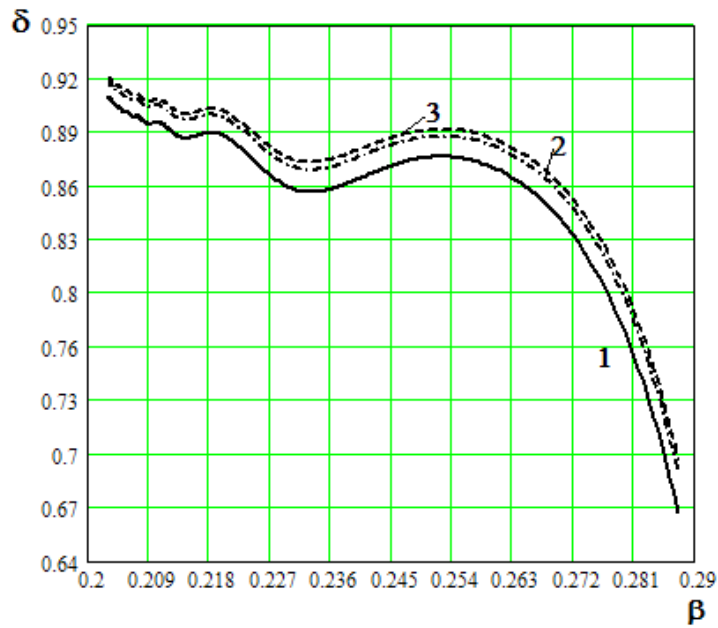


Рис. 3.19 Зависимость доли погрешности, обусловленной влиянием фоновго шума, в общей величине относительной погрешности измерения отношения радиоярких контрастов от величины коэффициента рассеяния β при условии, что абсолютная величина радиоярких контрастов в двух направлениях равна 50 К при чувствительности радиометра 1 К (1), 0.5 К (2), 0.1 К (3).

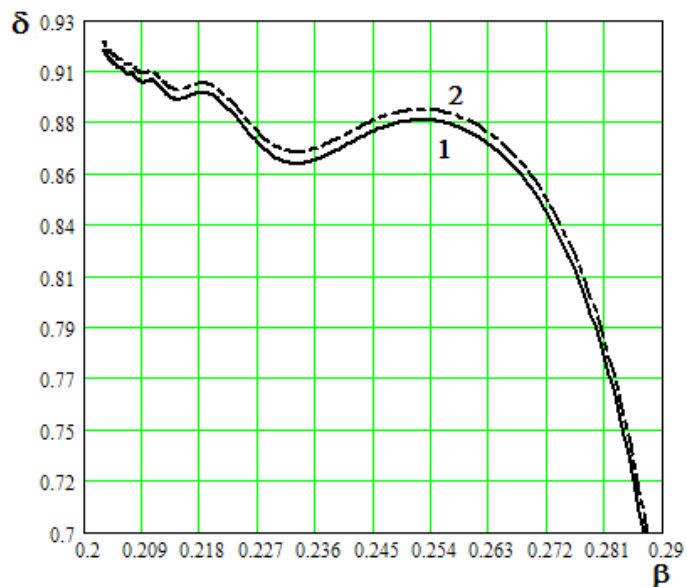


Рис. 3.20 Зависимость доли погрешности, обусловленной влиянием фоновго шума, в общей величине относительной погрешности измерения отношения радиоярких контрастов от величины коэффициента рассеяния β при условии, что абсолютная величина радиоярких контрастов в двух

направлениях равна 100 К при чувствительности радиометра 1 К (1), 0.1 К (2).

Анализ полученных зависимостей относительных погрешностей измерения отношения радиоярких контрастов, реализуемого в методе угловых разрезов радиотеплолокационного контроля метеопараметров, позволяет сделать следующие выводы:

- для антенн с большим коэффициентом рассеяния β коэффициент влияния фонового шума, а, следовательно, и доля соответствующей составляющей в общей относительной погрешности измерения отношения радиоярких контрастов меньше, что объясняется меньшей абсолютной величиной разности фонового шума для направления измерения и направления на опорную область;

- аналогичная зависимость $\delta(\delta(\Delta T_{\text{я}}))$ от коэффициента рассеяния β , но при этом погрешность тем меньше, чем больше разница радиоярких температур по угловым направлениям и выше чувствительность радиометра;

- при больших значениях разницы радиоярких температур по угловым направлениям ($>100\text{К}$) абсолютная величина не влияет на погрешность измерения;

- при высокой чувствительности радиометра ($<0.1\text{К}$) погрешность измерения не зависит от разницы радиоярких температур по угловым направлениям;

Таким образом, при радиотеплолокационном контроле влияние фонового шума максимально при малых изменениях радиояркой температуры при угловом сканировании и высокой чувствительности приемной аппаратуры. Так, исходя из полученных данных, предельная относительная погрешность измерения отношения радиоярких контрастов определяется, в конечном счете, в основном величиной $K_{\Delta T_{\text{ф}}} = \frac{\Delta\beta}{(1-\beta)}$ и составляет 15 % при

$K_{\Delta T_{\text{ф}}} = 0.11$ и 25% при $K_{\Delta T_{\text{ф}}} = 0.2$.

3.4 Погрешности измерений при радиотеплолокационном контроле параметров атмосферы и поверхности Земли

Рассмотренные методы радиотеплолокационного контроля параметров применяются при исследовании природных сред. Рассмотрим влияние фонового шума на результаты измерений параметров атмосферы и поверхности Земли

В случае исследования атмосферы, например, с поверхности Земли, т.е. при измерении ее нисходящего радиошумового излучения, наиболее характерными случаями являются приближение горизонтально однородной атмосферы, применяемой для случая безоблачной атмосферы и слоистообразных облаков, и локальной неоднородности при изотропном фоновом излучении, например, в случае исследования кучевых облаков.

При приближении горизонтально однородной атмосферы применяется абсолютный метод с оценкой фонового шума по дополнительным измерениям физических параметров окружающего пространства и моделей радиошумового излучения.

Согласно проведенной оценке в пункте 3.1 относительная погрешность абсолютного метода в первую очередь зависит от радиояркостной температуры исследуемой области, чем больше радиояркостная температура, тем меньше общая относительная погрешность абсолютных измерений (рис. 3.7 – 3.8).

Для однородной атмосферы радиояркостная температура имеет большее значение с уменьшением длины волны и с увеличением зенитного угла визирования [2], при этом общая относительная погрешность измерения снижается, но в основном за счет составляющей, обусловленной чувствительностью радиометра, а составляющая погрешности, определяемая неточностью оценки фонового шума, остается практически неизменной и ее доля в общей погрешности увеличивается. Так, если перевести данные по относительной погрешности измерения радиояркостной температуры безоблачной атмосферы, приведенные в [2], в величины относительного вклада погрешно-

сти оценки фонового шума на разных частотах измерения, то эти значения будут иметь вид, приведенный в Таблице 3.1.

Таблица 3.1

Доля в процентах погрешности оценки фонового излучения в общей погрешности измерения радиояркостной температуры безоблачной атмосферы

Длина волны, см	Чувствительность радиометра, К	
	1К	0.1К
0.2	28.6	53.6
0.4	28.6	53.6
0.8	21.45	53.6
1.35	25.23	53.6
3	4.47	33

Согласно данным таблицы 3.1 увеличение чувствительности радиометра приводит к относительному росту влияния погрешности оценки фонового шума. Так результаты моделирования погрешности в пункте 3.1 показывают, что при абсолютной однородности фонового шума при чувствительности радиометра 0.01К доля указанной погрешности составит порядка 70% в общей погрешности измерения радиояркостной температуры атмосферы.

Наличие неоднородности фонового шума, задаваемого в пункте 3.1 введением специального коэффициента, дополнительно приведет к повышению погрешности измерений, причем в большей степени именно за счет погрешности оценки фонового шума. В среднем по данным рис.3.7 – 3.8 увеличение неоднородности фонового шума на 10 % приведет к росту относительной доли погрешности оценки фона в общей погрешности измерения на 3%.

При абсолютных измерениях слоистообразных облаков диапазон возможных значений радиояркостной температуры оказывается более широким, чем у безоблачной атмосферы, так в [2] указывается, что он может составлять от 5 до 200К. Тогда разброс значений относительной погрешности при одной и той же чувствительности радиометра, например, при 0.1 К равен

от 20 до 6%, причем доля погрешности оценки фонового излучения в этом случае составляет от 21 до 70 % соответственно.

Для случая слоистообразных облаков вариации фонового шума более вероятны, чем в случае безоблачной атмосферы, что может быть обусловлено возможной пространственной неоднородностью облаков. В таком случае при совпадении ее положения с неизотропной частью области рассеяния ДН антенны существенно увеличиваются погрешности оценки фонового шума и усиливается его влияния на точность измерений.

Необходимо указать один из способов выравнивания инструментальной погрешности измерения радиояркой температуры в широком диапазоне значений путем применения «нулевого» радиометра, в котором опорная температура равна антенной температуре на входе приемника. В работе [2] приведены данные по величине относительной погрешности измерений с помощью «нулевого» радиометра для разных частотных диапазонов при трех значениях чувствительности радиометра. Оценим по этим данным относительную долю влияния погрешности оценки фонового шума.

Таблица 3.2

Доля в процентах погрешности оценки фонового излучения в общей погрешности измерения радиояркой температуры атмосферы с помощью «квазинулевого» радиометра

Длина волны, см	Чувствительность радиометра, К					
	1	0.1	0.01	1	0.1	0.01
	Слоистообразные облака			Безоблачная атмосфера		
0.2	95.3			85.8		
0.4	85.8			85.8		
0.8	47.6	85.8		39	85.8	
1.35	61.3	95.3		53.63	95.3	
3	7.8	61.3	95.3	6	53.63	95.3

Анализ приведенных в Таблице 3.2 данных показывает, что при абсолютных радиотеплолокационных измерениях наблюдается эффект сдерживания возможности повышения точности измерений погрешностью оценки фонового шума. Так в диапазоне частот 0.2 – 0.4 см указанный эффект наблюдается уже при чувствительности радиометра 1К, в диапазоне 0.4 – 2 см – при чувствительности 0.1 К, а в диапазоне более 2 см – при чувствительности 0.01 К.

Таким образом, основным направлением повышения точности абсолютных измерений атмосферы на современном этапе развития приемной аппаратуры должно быть – увеличение точности оценки фонового шума.

При радиотеплолокационных измерениях радиояркостного контраста конвективных облаков применяется относительный метод измерения и принимается предположение об угловой независимости составляющей выходного сигнала антенны, обусловленной приемом фонового шума, и полной ее компенсации при нахождении разности двух сигналов – при направлении главного лепестка ДН антенны на облако и на свободную область атмосферы. Данное предположение правомерно при малом угловом расстоянии между указанными направлениями, тогда не происходит значительного изменения взаимного расположения ДН и областей с сильно различающимися излучательными свойствами, например, поверхности земли и атмосферы, а также при условии стабильного и относительно однородного состояния этих граничащих областей. В таком случае, как указано в [2] величина радиояркостного контраста более 100К может быть измерена с погрешностью 3-5% не зависимо от длины волны и чувствительности радиометра, при малых величинах радиояркостного контраста (менее 20К) наблюдается значительное увеличение погрешности, обусловленное влиянием конечной чувствительности радиометра.

Анализируя зависимость радиояркостной температуры конвективных облаков от параметров самого облака, можно предположить, что наибольшая

погрешность измерения соответствует случаю стадии зарождения облаков, при увеличении их водности погрешность оценки существенно снижается.

Приведенные в пункте 3.2 зависимости относительной погрешности относительных измерений показали сильную ее зависимость от точности компенсации фонового шума. Оказалось, что при чувствительности радиометра 0.1К погрешность измерения радиояркостного контраста практически полностью определяется точностью компенсации фонового шума. Так при величине погрешности компенсации фонового шума порядка 5К погрешность измерения радиояркостного контраста величиной 20 К возрастает в 2 раза и составит 6%, а для контраста в 10К наблюдается увеличение погрешности в 3 раза и составляет 12 %.

Таким образом, точность измерения радиояркостного контраста конвективных облаков сильно зависит от условий проведения измерений, а именно размера облака, что определяет угловое расстояние между направлениями, стадии развития облака, угловой стабильности фонового шума.

С точки зрения абсолютных или относительных измерений радиояркостной температуры поверхности земли общим положением является прием по главному лепестку ДН антенны более мощного радиошумового излучения, чем по неизотропной части области рассеяния соответствующего радиошумовому излучению атмосферы, поэтому при анализе влияния фонового шума на точность измерений следует исходить из условия, что радиояркостная температура исследуемой области не менее 100 К. В таких условиях относительная точность абсолютных измерений практически полностью оказывается определяемой точностью оценки фонового излучения и поэтому нецелесообразны.

Для относительных измерений высокое значение радиояркостного контраста исследуемой поверхности относительно опорной области позволяет добиться малых значений относительной погрешности. Согласно данным пункта 3.2 достижимые значения менее 3 %. Отдельным вопросом при про-

ведении относительных измерений радиояркостной температуры поверхности земли является выбор опорной области.

При проведении измерений радиояркостной температуры с искусственного спутника Земли опорной областью является пространство космоса радиояркостная температура которого 2.7К, в результате для температур 100 – 300К имеет место относительная погрешность измерения 0.5 – 1.5 %.

Дополнительная погрешность измерений радиояркостных температур земной поверхности может возникать при зондировании граничащих областей с различающейся излучательной способностью, например, в береговой области водных бассейнов. Так как при перемещении луча по поверхности будет происходить существенное перераспределение исследуемой поверхности и ДН антенны, и уровень фонового шума будет зависеть от конкретного расположения границы этих областей. Перепад температур может составить более 100К, что может привести к возрастанию погрешности, обусловленной не полной компенсацией фонового шума.

Метод угловых разрезов применяется в случае необходимости при определении физических параметров природной среды иметь величину, равную отношению двух измеренных значений радиояркостной температуры. Например, при определении оптической толщины безоблачной или слоистой атмосферой используют измерения при двух углах места - угломестные разрезы, а при исследовании оптической толщины конвективных облаков – при двух азимутальных углах – азимутальные разрезы.

В методе угломестных разрезов измеряется величина равная отношению разностей сигналов [2]

$$\xi = (u_{a_{оп}} - u_{a_1}) / (u_{a_{оп}} - u_{a_2}), \quad (3.44)$$

где u_{a_1} и u_{a_2} - сигналы, регистрируемые радиометром под зенитными углами θ_1 и θ_2 , равные $u_{a_{1,2}} \sim T_{\theta_{1,2}} (1 - e^{-\sec \theta_{1,2} \tau}) (1 - \beta)\eta + T_{\phi_{1,2}} \beta \eta + T_0 (1 - \eta)$; $u_{a_{оп}}$ - сигнал, регистрируемые радиометром при направлении антенны на опорную область, равный $u_{a_{оп}} \sim T_{\theta_{оп}} (1 - \beta)\eta + T_{\phi_{оп}} \beta \eta + T_0 (1 - \eta)$.

Измеряемая величина ξ для задачи оценки оптической толщины атмосферы может быть представлена в следующем виде [2]:

$$\xi = \Phi e^{(\sec \theta_2 - \sec \theta_1) \tau}, \quad (3.45)$$

где

$$\Phi = \frac{T_{\text{э}1} + \left[\Delta T_1 + (T_{\text{фон}} - T_{\text{ф}1}) \frac{\beta}{1 - \beta} \right] e^{\sec \theta_1 \tau}}{T_{\text{э}2} + \left[\Delta T_2 + (T_{\text{фон}} - T_{\text{ф}2}) \frac{\beta}{1 - \beta} \right] e^{\sec \theta_2 \tau}}, \quad (3.46)$$

$\Delta T_{1,2} = T_{\text{п}} - T_{\text{э}1,2}$ - поправки на неизотермичность атмосферы при наблюдениях под зенитными углами θ_1 и θ_2 .

Из формулы (3.45) следует выражение для определения оптической толщины τ

$$\tau = \frac{1}{\sec \theta_2 - \sec \theta_1} [\ln \xi - \ln \Phi]. \quad (3.47)$$

Поскольку значение Φ неизвестно, оптическая толщина атмосферы определяется по приближенной формуле

$$\tau \approx \frac{1}{\sec \theta_2 - \sec \theta_1} \ln \xi, \quad (3.48)$$

при этом абсолютная погрешность измерения оптической толщины равна

$$\Delta \tau = |\ln \Phi| / (\sec \theta_2 - \sec \theta_1). \quad (3.49)$$

Рассмотрим погрешности измерения оптической толщины атмосферы при проведении измерений на зенитных углах $\theta_1 = 0^\circ$ и $\theta_2 = 60^\circ$, тогда относительная погрешность измерения, обусловленная неучетом величины Φ , равна

$$\delta \tau_{\Phi} = |\ln \Phi| / \tau. \quad (3.50)$$

Другая важная составляющая общей погрешности измерения оптической толщины атмосферы связана с конечной чувствительностью радиометра и может быть оценена по формуле [2]

$$\delta \tau_{\Gamma} = \frac{\sqrt{2}}{\tau (T_{\text{аоп}} - T_{\text{а}1}) (T_{\text{аоп}} - T_{\text{а}2})} \sqrt{T_{\text{а}1}^2 + T_{\text{а}2}^2 + T_{\text{аоп}}^2 - (T_{\text{а}1} T_{\text{а}2} + T_{\text{аоп}} T_{\text{а}1} + T_{\text{аоп}} T_{\text{а}2})}. \quad (3.51)$$

Рассмотрим долю погрешности, обусловленной фоновым шумом, в составе общей относительной погрешности измерения оптической толщины

атмосферы в методе угломестных разрезов. Для этого воспользуемся данными оценки по формулам (3.50) и (3.51), приведенными в работе [2], для слоистообразной атмосферы. В проведенной оценке погрешности в указанной работе в качестве фактора, определяющего влияние фонового шума, принято несоответствие уровня фонового излучения по неизотропной части области рассеяния ДН антенны и введен параметр его характеристики $\beta_n / 1 - \beta_{гл}$, кроме этого использованы следующие предположения: 1) $\bar{T}_{я1}^{\Phi_n} \approx \bar{T}_{я2}^{\Phi_n} \approx T_{яат}^{\Phi}$; 2) $\bar{T}_{я}^{\Phi_n} \approx (\bar{T}_{ян}^{\Phi} + \bar{T}_{яат}^{\Phi}) / 2 = (T_n + \bar{T}_{яат}^{\Phi}) / 2$; 3) $\bar{T}_{яоп}^{\Phi_n} \approx T_n$; 4) $\eta = 0.85$.

На основе приведенных в [2] данных по погрешностям измерения оптической толщины слоистообразной атмосферы была проведена оценка доли погрешности, обусловленной фоновым шумом, результаты которой приведены в Таблице 3.3.

Таблица 3.3

Доля относительной погрешности измерения оптической толщины слоистообразной атмосферы, обусловленной фоновым шумом, в процентах в общей погрешности измерения

Оптическая толщина τ , Нп	Доля погрешности $\delta\tau_{\Phi} = \ln \Phi / \tau$, %			
	Чувствительность радиометра 1К		Чувствительность радиометра 0.1К	
	$\beta_n / 1 - \beta_{гл}$			
	0.188	0.05	0.188	0.05
0.02	34	29	84	80
0.05	56	44	93	89
0.1	67	56	96	93
0.2	78	67	97	95
0.4	82	77	98	97
1.0	82	73	98	96
1.6	76	68	97	95.5

Численные результаты оценки доли погрешности измерения $\delta\tau_\phi$ при двух значениях параметра направленности антенны $\beta_n/1-\beta_{гл}$ хорошо согласуются с результатами аналогичной оценки, приведенной в разделе 2.3, в частности с данными рис.3.18.

Согласно данным Таблицы 3.3 доля погрешности, обусловленная фоновым шумом, в общей погрешности измерения оптической толщины атмосферы достаточно велика. Ее доля возрастает при увеличении оптической толщины, что соответствует росту радиояркой температуры атмосферы, и при повышении чувствительности радиометра.

Важным результатом проведенной оценки погрешности можно считать данные полученные для чувствительности радиометра 0.1 К: доля погрешности $\delta\tau_\phi$ для современных радиометров оказывается преобладающей в общей величине погрешности $\delta\tau$, которая по оценкам находится в пределах 10 – 20 %.

При определении оптической толщины конвективных облаков при наличии рядом с ними участков чистого неба используется сканирование по азимуту при фиксированном зенитном угле. Для определения оптической толщины облака используется величина

$$\xi = (u_{\text{аоп}} - u_{\text{а}})/(u_{\text{аоп}} - u_{\text{ан}}), \quad (3.52)$$

где $u_{\text{а}}$, $u_{\text{аоп}}$ и $u_{\text{ан}}$ - сигналы, регистрируемые при направлении на облако, опорную область и участок чистого неба.

Для выделения величины оптической толщины облака $\tau_{\text{обл}}$ выражение (3.52) записывается в следующем виде [2]:

$$\xi(\theta_0, \varphi_0) = \chi(\theta_0, \varphi_0) \exp(\tau_{\text{обл}}(\theta_0, \varphi_0) - \tau(\theta_0, \varphi_0)), \quad (3.53)$$

где величина, характеризующая влияние фонового шума, равна

$$\chi(\theta_0, \varphi_0) = \frac{T_{\text{эобл}}(\theta_0, \varphi_0) + \left[T_{\text{яоп}} - T_{\text{эобл}}(\theta_0, \varphi_0) + (\bar{T}_{\text{яоп}}^\phi - \bar{T}_{\text{яобл}}^\phi) \frac{\beta_n}{1-\beta_{гл}} \right] \exp(\tau_{\text{обл}}(\theta_0, \varphi_0))}{T_{\text{эн}}(\theta_0, \varphi_0) + \left[T_{\text{яоп}} - T_{\text{эн}}(\theta_0, \varphi_0) + (\bar{T}_{\text{яоп}}^\phi - \bar{T}_{\text{ян}}^\phi) \frac{\beta_n}{1-\beta_{гл}} \right] \exp(\tau_n(\theta_0, \varphi_0))}. \quad (3.54)$$

Оптическая толщина жидкокапельной влаги облака равна

$$\tau_w = \tau_{\text{обл}}(\theta_0, \varphi_0) - \tau_n(\theta_0) = -\ln \xi(\theta_0, \varphi_0) + \ln \chi(\theta_0, \varphi_0). \quad (3.55)$$

Относительная погрешность измерения оптической толщины жидкокапельной влаги облака, обусловленная влиянием фонового шума, равна

$$\delta\tau_\varphi = |\ln \chi| / \tau_w. \quad (3.56)$$

Проведенная в [2] оценка величины погрешности $\delta\tau_\varphi$ показала, что в среднем при измерениях на зенитных углах, не превышающих значения 60° , относительная погрешность измерения τ_w для всех видов конвективных облаков в основном не превышает 20 – 25 %. Однако при анализе доли этой погрешности в общей погрешности измерения τ_w показано, что, как и в случае метода угломестных разрезов, при выполнении сканирования по азимуту погрешность, обусловленная конечной чувствительностью радиометра, может быть существенно снижена и при чувствительности 0.1 К доля погрешности $\delta\tau_\varphi$ близка к 100 %.

Для радиотеплолокационных измерений радиояркостной температуры поверхности Земли при условии возможности принятия модели гладкой поверхности, когда можно использовать приближения Френеля, метод угловых разрезов позволяет по измеренным значениям радиояркостной температуры на нескольких углах места определить электрофизические параметры земных покровов. Например, в [9] показано, что при наличии данных измерений на трех углах, одно из которых принято за опорное, можно определить вещественную и мнимую часть диэлектрической проницаемости α и β

$$\sqrt{\varepsilon} = \alpha - \beta j, \quad (3.57)$$

для этого фиксируются два результата относительных измерений

$$\frac{T(0^\circ)}{T(\theta_0)} = k_j, \quad j = 1, 2. \quad (3.58)$$

Тогда выражения для определения параметров диэлектрической проницаемости равны [9]

- на горизонтальной поляризации

$$2\alpha = \frac{k_1 \cos \theta_1 \sin^2 \theta_2 - k_2 \cos \theta_2 \sin^2 \theta_1 - \cos^2 \theta_1 + \cos^2 \theta_2}{k_2 (1 - \cos \theta_1) \cos \theta_2 - k_1 (1 - \cos \theta_2) \cos \theta_1 + \cos \theta_1 - \cos \theta_2}, \quad (3.59)$$

$$|\varepsilon| = \frac{k_2 (1 - \cos \theta_1) - k_1 (1 - \cos \theta_2) + \cos \theta_1 - \cos \theta_2}{k_2 (1 - \cos \theta_1) \cos \theta_2 - k_1 (1 - \cos \theta_2) \cos \theta_1 + \cos \theta_1 - \cos \theta_2}, \quad (3.60)$$

- на вертикальной поляризации

$$2\alpha = \frac{k_2 \cos \theta_2 \sin^2 \theta_1 - k_1 \cos \theta_1 \sin^2 \theta_2 + \cos^2 \theta_1 - \cos^2 \theta_2}{[k_2 (1 - \cos \theta_1) \cos \theta_2 - k_1 (1 - \cos \theta_2) \cos \theta_1 + \cos \theta_1 - \cos \theta_2] \cos \theta_1 \cos \theta_2}, \quad (3.61)$$

$$|\varepsilon| = \frac{k_2 (1 - \cos \theta_1) \cos \theta_2 - k_1 (1 - \cos \theta_2) \cos \theta_1 - \cos \theta_2}{[k_2 (1 - \cos \theta_1) \cos \theta_2 - k_1 (1 - \cos \theta_2) \cos \theta_1 + \cos \theta_1 - \cos \theta_2] \cos \theta_1 \cos \theta_2}. \quad (3.62)$$

Для повышения точности оценок параметров диэлектрической проницаемости по результатам радиотеплолокационных измерений методом угловых разрезов углы θ_1 и θ_2 и относительные уровни сигналов k_1 и k_2 должны существенно отличаться друг от друга, что неизбежно приводит к увеличению влияния фонового шума на точность результатов оценки параметров исследуемой среды.

Так как в результате оценки параметров среды лежит измерение относительных значений радиоярких температур поверхности, измеренных по двум угловым направлениям, то в первом приближении погрешность их измерения будет определяться величиной погрешности измерения абсолютных величин радиоярких температур и согласно данным рис. 3.5 – 3.6 в зависимости от чувствительности радиометра погрешность измерения каждой составляющей равна 5%, тогда погрешность измерения относительных величин оказывается равной 10%, причем большая доля погрешности обусловлена погрешностью оценки фонового шума.

Таким образом, влияние фонового шума проявляется при измерениях радиошумового излучения и атмосферы и поверхности земли, а величина погрешности и доля влияния фонового шума зависит от метода измерения и чувствительности радиометра. Причем чем выше чувствительность радиометра, тем в большей мере точность радиотеплолокационных измерений зависит от точности оценки фонового шума при абсолютных измерениях и от неточности компенсации фонового шума при относительных измерениях.

Выводы по главе 3

1. В абсолютных измерениях радиояркостной температуры при радиотеплолокационном контроле параметров горизонтально однородной среды производится предварительная оценка величины фонового шума по дополнительным контактным измерениям и моделям формирования фонового излучения и считается достижимой погрешность оценки 10%. Тогда при условии пересчета выходного сигнала радиометра в величины радиояркостной температуры наибольший вклад в относительную среднеквадратическую погрешность измерения радиояркостной температуры имеет погрешность оценки КПД антенно-фидерного тракта при измерении высокотемпературных областей пространства или погрешность измерения антенной температуры, связанная с чувствительностью радиометра, при исследовании низкотемпературных областей. Относительный вклад погрешности оценки фонового шума и измерения параметров антенны возрастает с увеличением неоднородности фонового излучения, задаваемого в расчетах коэффициентом неоднородности α .

2. При переходе к абсолютным измерениям с внутренней и внешней калибровкой по опорной области и градуировкой шкалы радиометра в антенных температурах существенно возрастает относительный вклад погрешности оценки фонового излучения и в пределе при использовании высокочувствительных радиометров (с чувствительностью не менее 0.01К) ее доля в составе общей погрешности оказывается более 50%. При этом увеличение неоднородности фонового излучения на 10% приводит к возрастанию общей погрешности измерения радиояркостной температуры на 1 %.

3. В относительных измерениях радиояркостного контраста при радиотеплолокационном контроле параметров локальных областей пространства погрешность, обусловленная фоновым шумом, возникает при неполной компенсации его величины при нахождении разности антенных температур по двум угловым направлениям. Общая тенденция зависимости относительной погрешности измерения радиояркостного контраста от его величины со-

стоит в уменьшении погрешности с увеличением радиояркостного контраста с предельным переходом на уровень 3-5% при значениях контраста более 100К. Наличие некомпенсированной составляющей фонового шума в разностной антенной температуре приводит к значительному увеличению погрешности измерения, особенно при малых значениях контраста, так некомпенсированная составляющая фонового шума в 5К вызывает увеличение погрешности измерения в 2 раза.

4. В методе угловых разрезов, применяемом для оценки параметров контролируемой среды по отношению радиояркостных контрастов для двух угловых направлений, при расположении опорной области в одном полупространстве с исследуемой областью величина погрешности определяется аналогично методу относительных измерений, только ее величина оказывается в $\sqrt{2}$ раз больше одиночного измерения радиояркостного контраста. Отличия имеют место при расположении опорной области, по которой формируется относительная величина радиояркостной температуры, в противоположном полупространстве. Тогда величина погрешности в первую очередь зависит от направленных свойств антенны: для антенн с большим коэффициентом рассеяния влияние фонового шума на погрешность измерения меньше, что объясняется меньшей абсолютной величиной разности фонового шума в измеряемом и опорном сигнале.

5. Анализ погрешности радиотеплолокационных измерений природных сред рассмотренными методами показал существенное влияние фонового шума на погрешность измерений радиояркостной температуры. Так, погрешность оценки фонового шума при абсолютных измерениях однородной атмосферы при использовании высокочувствительной аппаратуры составляет 90% при переходе к «квазинулевым» измерениям. Погрешность компенсации фонового шума при относительных измерениях конвективных облаков увеличивает в разы общую погрешность измерений радиояркостного контраста особенно при малых его значениях. Различие фонового шума в измеряемом и опорном сигналах в методе угловых разрезов приводит к преобладающей до-

ли ее составляющей в общей погрешности измерения параметров среды. Так при измерении оптической толщины атмосферы методом угловых разрезов погрешность, обусловленная разностью фонового шума, составляет 95% от общей погрешности измерения.

6. Приведенные зависимости для оценки погрешности измерения радиояркого контраста и результаты численной оценки ее величины опубликованы в монографии и статьях в журналах. [208-210].

Таким образом, проведенные исследования показали, что независимо от метода измерения радиояркой температуры при высокой чувствительности радиометра погрешность измерения в основном определяется влиянием фонового шума, и разработка способов компенсации данного влияния является важным вопросом с точки зрения общего повышения точности и достоверности данных радиотеплолокационного контроля.

Глава 4 Методы компенсации влияния аддитивного фонового шума на результаты измерений в задачах радиотеплолокационного контроля

Известны два основных подхода к решению задачи выделения полезной составляющей входного сигнала системы радиотеплолокационного контроля, формируемой при приеме радишумового излучения из исследуемой области пространства:

- оценка помеховой составляющей, обусловленной приемом фонового излучения окружающего антенну пространства, на основе априорных данных о физических свойствах сред при использовании моделей их радиотеплового излучения с последующей процедурой компенсации на выходе радиометра – статистический метод оценки;

- формирование дополнительного входного компенсационного сигнала эквивалентного помеховой составляющей основного измерительного сигнала при приеме радиотеплового излучения только из области рассеяния ДН антенны, что соответствует модуляционному принципу исключения влияния собственных шумов радиометра, т.е. обеспечивается модуляция входного полезного сигнала, а помеховая составляющая от фонового излучения оказывается немодулированной и в синхронном детекторе выполняется выделение только промодулированной составляющей, т.е. полезного сигнала. По такому принципу осуществляется компенсация в методах диаграммной модуляции, поляризационного разрешения и пространственного разрешения.

4.1 Статистический метод оценки помеховой составляющей антенной температуры, обусловленной фоновым шумом

Статистическая оценка помеховой составляющей антенной температуры систем радиотеплолокационного контроля используется при проведении абсолютных измерений для исключения помехового влияния фонового излучения на данные измерений.

Измеряемой величиной является радиояркая температура, определяемая в направлении зондирования, которая может быть представлена исходя из уравнения антенного сглаживания [33], следующим образом:

$$T_{я} = (T_a - T_{\phi}hb - T_0(1-h) / (h(1-b))). \quad (4.1)$$

Входной сигнал радиотеплолокационной системы пропорционален величине антенной температуры, которую образует не только полезная составляющая $T_{я}$, но и помеховые компоненты, обусловленные принятым фоновым излучением и собственными шумами антенны. Для определения $T_{я}$ должны быть измерены T_a и T_0 , параметры антенны η и β и оценен фон T_{ϕ} .

Оценка уровня фонового излучения проводится с использованием данных контактных измерений термодинамической температуры, влажности, давления и других физических параметров природных сред по известным моделям радиошумового излучения однородной среды.

В простейшем случае используют известные соотношения для оценки радиояркой температуры атмосферы и поверхности Земли, например, приведенные в главе 2 при рассмотрении влияния однородного фона на антенную температуру.

Точность измерительных приборов и достоверность разработанных моделей позволяет получить оценку радиояркой температуры фонового излучения на уровне 10% [2] для относительно однородного заполнения полупространств.

При наличии неоднородностей в фоновой области или при изменении параметров среды во время проведения измерений погрешность оценки фонового шума увеличивается, приводя к увеличению общей погрешности измерения.

Так, наличие локальных областей в соответствующем полупространстве с отличающимися от основного фона излучательными свойствами приводит к появлению дополнительной компоненты в составе антенной температуры, компенсация которой не предусматривается по условиям оценки од-

нородного фона, что приведет к появлению дополнительной погрешности абсолютных измерений равной

$$\Delta T_{\text{я}} = \frac{\Delta\beta\Delta T_{\text{ф}}}{1-\beta}, \quad (4.2)$$

где $\Delta\beta$ - коэффициент рассеяния антенны для угловой области расположения неоднородности в полупространстве с отличающейся радиояркой температурой от температуры основной фоновой области на величину $\Delta T_{\text{ф}}$.

При недетерминированном изменении во времени состояния окружающего фона, например, при повышении влажности подстилающей поверхности при выпадении осадков в процессе проведения радиотеплолокационных измерений, погрешность статистической оценки помеховой составляющей антенной температуры и обусловленная ей погрешность измерения радиояркой температуры равна

$$\Delta T_{\text{я}} = (\beta_{\text{ин}}\Delta T_{\text{ф}})/1-\beta, \quad (4.3)$$

где $\beta_{\text{ин}}$ - коэффициент рассеяния для соответствующего полупространства.

Таким образом, статистический способ оценки фонового излучения с последующей корректировкой результатов абсолютных измерений является достаточно уязвимым при непрерывно изменяющихся условиях проведения радиотеплолокационного контроля.

4.2 Метод диаграммной модуляции

Одним из самых распространенных методов формирования компенсирующего сигнала в процессе радиотеплолокационного контроля является метод диаграммной модуляции [6, 8]. При его реализации главный лепесток ДН антенны наводится периодически на исследуемый объект и область, соседнюю с ним (рис.4.1).

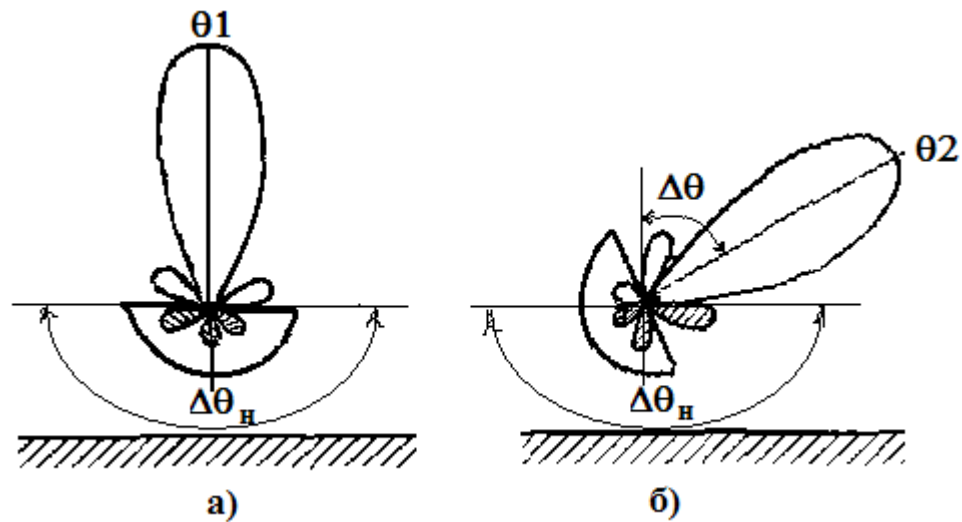


Рис.4.1 К методу диаграммной модуляции

а – антенна направлена на исследуемую область (объект);

б – объект вне главного лепестка ДН антенны.

При небольших углах отклонения уровень принимаемого излучения по боковым лепесткам с двух направлений одинаков.

На основе метода диаграммной модуляции в работе [87] предложен метод углового сканирования с переключением диаграммы направленности («градиентный» метод) для определения вертикального профиля влажности воздуха. Он основан на измерении разности радиояростной температуры при двух различных положениях антенны с использованием радиометра с двумя антеннами, разнесенными по углу места на заданную величину. Это позволяет устранить влияние фоновых шумов антенны, принимаемых по «боковым» лепесткам ДН антенны, на величину производной углового распределения радиояростной температуры и необходимость тепловой калибровки по абсолютному значению радиояростной температуры.

В классическом методе диаграммной модуляции на выходе радиотеплолокационной системы сигнал пропорционален разности антенных температур по двум направлениям. В результате, составляющая выходного сигнала радиометра, обусловленная приемом фонового излучения, оказывается скомпенсирована [37].

Данный метод компенсации помеховых составляющих антенной температуры имеет определенные ограничения по области его применения и степени компенсации помеховых составляющих. Он может быть использован, если исследуемый объект обладает радиоярким контрастом по сравнению с окружающим его фоном, и если его протяженность невелика, т.к. угловой размер объекта должен быть достаточно мал для обеспечения условия адекватности фонового излучения по двум направлениям формирования входного сигнала. Только в этом случае при формировании компенсирующего сигнала при отклонении антенны от первоначального углового направления θ_1 на угол $\Delta\theta$ не произойдет перераспределения ДН антенны и областей пространства с существенно различными уровнями радиояркой температуры. К примеру, в работе [87] данный метод использовался при условии углового расстояния между двумя направлениями не превышающем $3^\circ - 4^\circ$.

На рис. 4.1 показано, что при радиотеплолокационном контроле параметров атмосферы отклонение на большой угол $\Delta\theta$ при формировании сигнала компенсации приводит к увеличению его значения по сравнению с помеховыми составляющими входного сигнала при направлении антенны на исследуемый объект θ_1 , и это эквивалентно занижению измеренного радиояркого контраста. Данный результат обусловлен повышением уровня составляющей компенсирующего сигнала за счет приема радиотеплового излучения из нижнего полупространства $\Delta\theta_n$ через ближние боковые лепестки ДН, уровень которых значительно выше, чем дальних боковых лепестков.

Погрешность метода диаграммной модуляции, определяемая неточностью компенсации составляющей входного сигнала, обусловленной приемом фонового излучения через область рассеивания ДН антенны, в общем случае может быть определена следующим образом:

$$\Delta T = T_{a1}(\theta_1) - T_{a2}(\theta_2) =$$

$$= (T_{\text{фв}}(\theta_1) - T_{\text{фв}}(\theta_2))\beta_{\text{в}} + (T_{\text{фн}}(\theta_1) - T_{\text{фн}}(\theta_2))\beta_{\text{н}} + \sum_i (T_{\text{яи}}(\theta_1)\beta_i(\theta_1) - T_{\text{яи}}(\theta_2)\beta_i(\theta_2)), \quad (4.4)$$

где θ_1 и θ_2 - угловые направления на исследуемый объект и свободное пространство, соответственно; $T_{\text{фв}}$ и $T_{\text{фн}}$ - радиояркость температура верхнего и нижнего полупространства, $\beta_{\text{в}}$ и $\beta_{\text{н}}$ - коэффициенты рассеяния антенны в верхнее и нижнее полупространства; $T_{\text{яи}}$ - радиояркость температура областей пространства с существенным радиоярковым контрастом по отношению в однородному окружающему фону; $\beta_{\text{яи}}$ - коэффициент рассеяния области пространства с радиоярковым контрастом по отношению к окружающему однородному фону.

Согласно выражению (4.4) погрешность компенсации ΔT зависит от величины коэффициента рассеяния β для соответствующих областей пространства и радиояркового контраста верхнего и нижнего полупространств. Поэтому при оценке погрешности ΔT необходимо рассмотреть вопрос о численном значении коэффициента рассеяния β для наиболее часто используемых антенн радиотеплолокационных систем и вопрос об изменении величины составляющей антенной температуры, обусловленной приемом фонового излучения при формировании компенсирующего сигнала с дополнительного направления.

В частности, согласно работе [3] в однозеркальных параболических антеннах, в которых не принимаются специальные меры по снижению уровня боковых лепестков ДН величина коэффициента рассеяния составляет 0.3 – 0.5, т.е. от 30 до 50% мощности в составе входного сигнала радиотеплолокационной системы будет обусловлено фоновым излучением окружающего антенну пространства и даже небольшое относительное изменение уровня фонового излучения может привести к погрешности измерения радиояркового контраста.

Численную оценку относительного уровня принимаемой мощности антенной по боковым и задним лепесткам ДН, а следовательно, и коэффициент

та рассеяния антенны с плоской излучающей апертурой можно выполнить по выражениям, приведенным в [13], для угловой зависимости излученной мощности в заданный угловой сектор. Так распределение нормированной мощности в области угловых координат $0 < u < U$ задается равенством

$$p(U) = \int_0^U uF^2(u)du / \int_0^\infty uF^2(u)du, \quad (4.5)$$

где $u = \frac{2\pi}{\lambda} R \sin \theta$ - нормированная угловая координата; R - габаритный размер излучающей апертуры; $F(u)$ - диаграмма направленности.

Рассмотрим распределение излучаемой мощности антенной в пространстве для случаев прямоугольной и круглой излучающих апертур, что соответствует на практике рупорным и зеркальным антеннам.

Для зеркальной антенны с синфазным распределением на раскрыве поле может быть аппроксимировано параболическим распределением на пьедестале [13]

$$f(r) = 1 - (1 - \Delta)^2 r^2, \quad (4.6)$$

где r - нормированная координата плоского раскрыва антенны; Δ - пьедестал функции распределения. Для наиболее характерного для практики уменьшения уровня поля на краю раскрыва -10 дБ пьедестал амплитудного распределения равен $\Delta = 0.316$.

Тогда выражение для нормированной мощности излучаемой антенной в области угловых координат $0 < u < U$ имеет вид [13]

$$p(u) = \frac{3}{1 + \Delta + \Delta^2} \left\{ \Delta^2 \left[1 - J_0^2(u) - J_1^2(u) \right] + \Delta(1 - \Delta) \left[1 - \Lambda_1^2(u) \right] + \frac{(1 - \Delta)^2}{3} \left[1 - \Lambda_1^2(u) - \frac{u^2}{16} \Lambda_2^2(u) \right] \right\}. \quad (4.7)$$

Для анализа влияния формы распределения поля на апертуре на угловое распределение мощности проведем численный анализ для следующих случаев: равномерное распределение поля по апертуре ($\Delta = 1$), распределение поля

с уменьшением поля на краю апертуры на -10дБ ($\Delta = 0.316$), распределение поля с уменьшением поля на краю апертуры до 0 ($\Delta = 0$).

С целью исследования соотношения уровней мощности, принимаемых из углового сектора главного лепестка диаграммы направленности и боковых лепестков, с учетом их взаимного расположения в пространстве были проведены расчеты по выражению (4.7) для апертур, размеры которых соответствуют полуширине ДН антенны по уровню половинной мощности 3° , 10° и 20° .

Результаты расчетов приведены на рис.4.2 – 4.4.

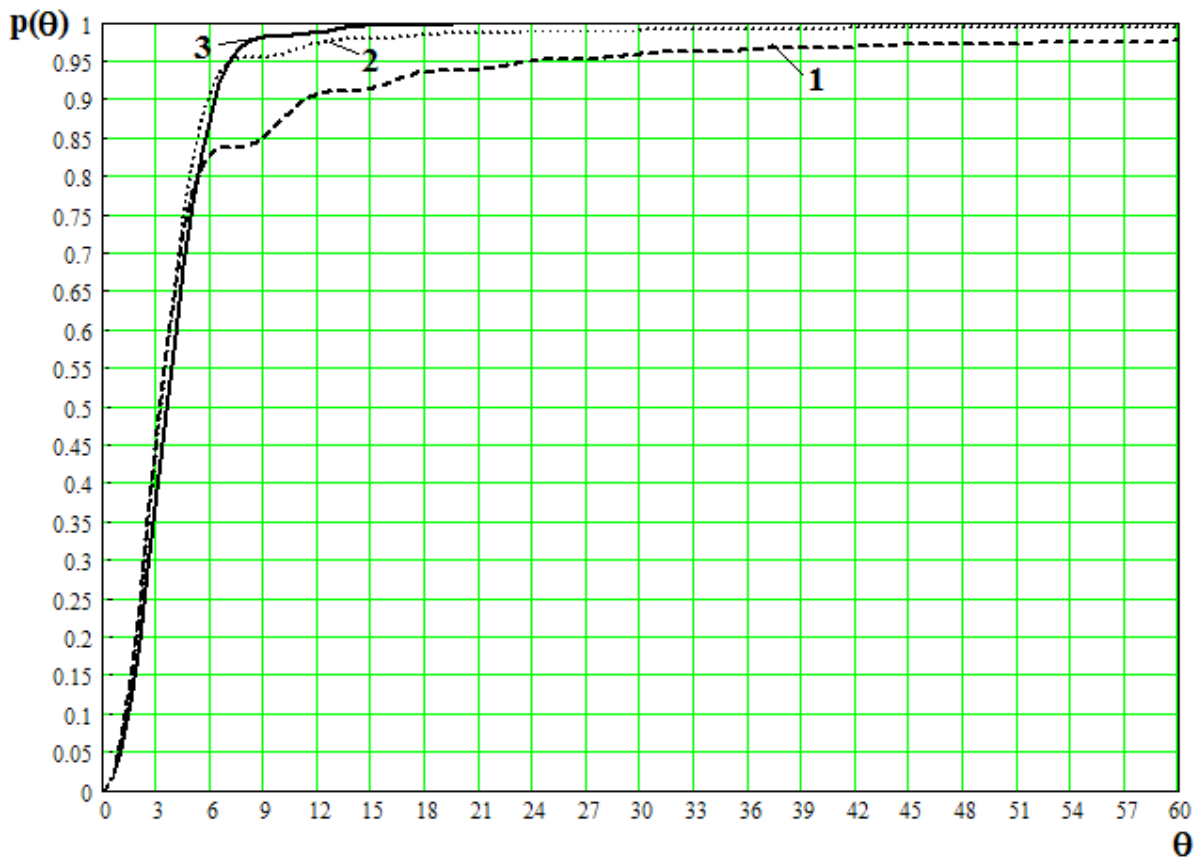


Рис.4.2 Угловая зависимость суммарной нормированной мощности излучения антенны с круглой плоской апертурой с полушириной ДН по уровню половинной мощности 3° в угловой конус шириной θ .

1 - $\Delta = 0$ - равномерное распределение поля по апертуре;

2 - $\Delta = 0.316$ - распределение поля с уменьшением поля на краю апертуры на -10дБ ;

3 - $\Delta = 1$ - распределение поля с уменьшением поля на краю апертуры до 0.

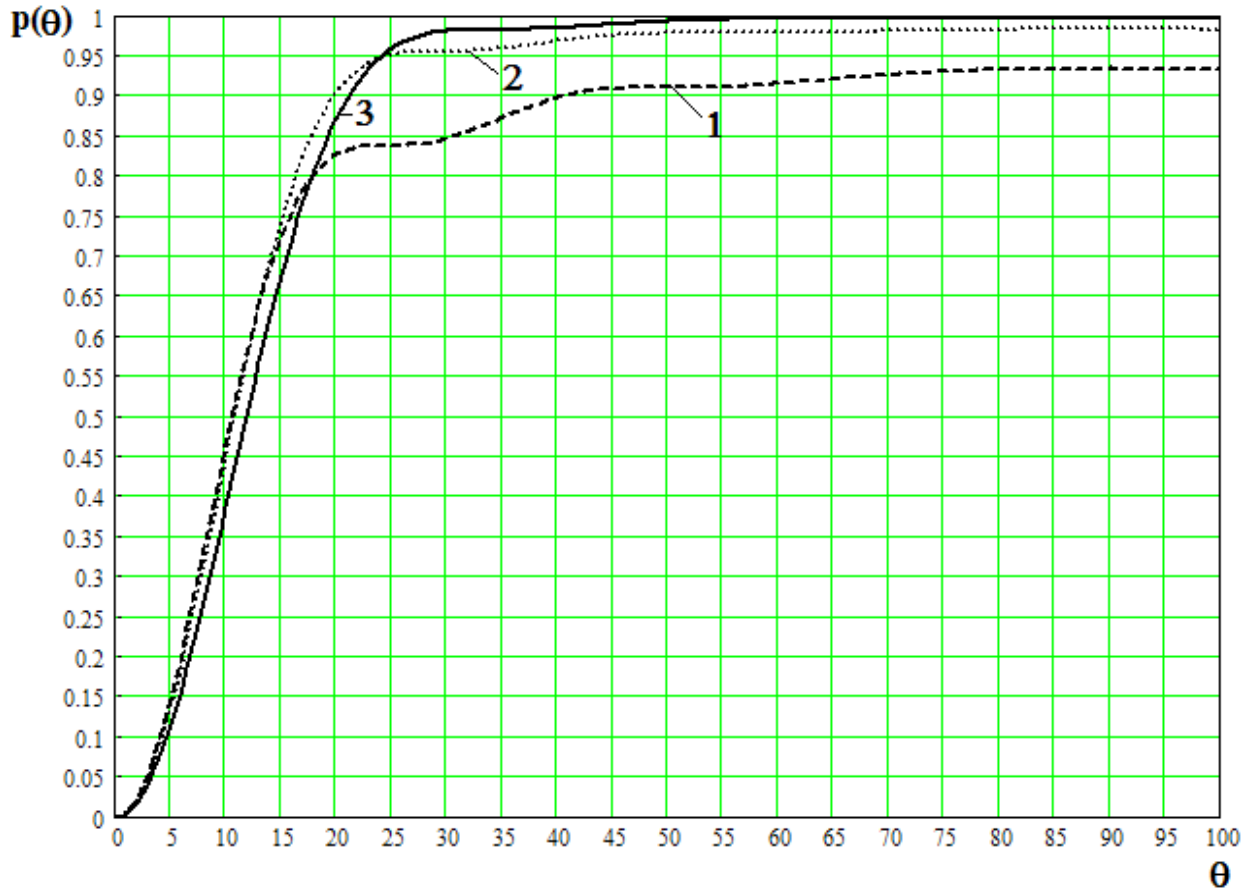


Рис.4.3 Угловая зависимость суммарной нормированной мощности излучения антенны с круглой плоской апертурой излучения с полушириной ДН по уровню половинной мощности 10° в угловой конус шириной θ .

1 - $\Delta = 0$ - равномерное распределение поля по апертуре;

2 - $\Delta = 0.316$ - распределение поля с уменьшением поля на краю апертуры на - 10дБ;

3 - $\Delta = 1$ - распределение поля с уменьшением поля на краю апертуры до 0.

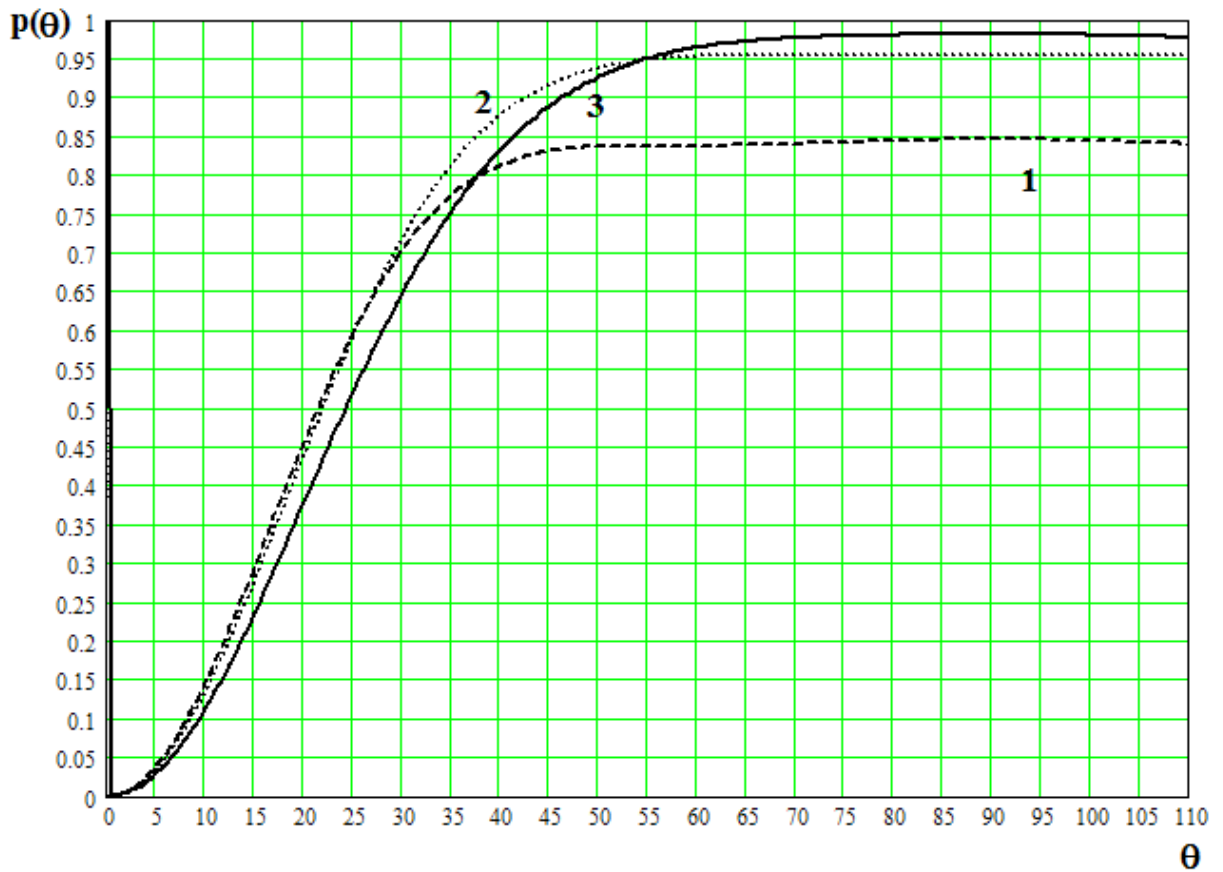


Рис.4.4 Угловая зависимость суммарной нормированной мощности излучения антенны с круглой плоской апертурой излучения с полушириной ДН по уровню половинной мощности 20° в угловой конус шириной θ .

- 1 - $\Delta = 0$ - равномерное распределение поля по апертуре;
- 2 - $\Delta = 0.316$ - распределение поля с уменьшением поля на краю апертуры на - 10дБ;
- 3 - $\Delta = 1$ - распределение поля с уменьшением поля на краю апертуры до 0.

Анализ полученных зависимостей относительного уровня принимаемой мощности из углового конуса пространства шириной θ вокруг основного осевого направления показывает, что доля мощности не зависит от значения ширины главного лепестка ДН, а определяется формой распределения поля по раскрытию антенны. Так для всех трех излучающих апертур с полушириной главного лепестка ДН 3° , 10° и 20° , приведенных на рис.4.2 – 4.4, выполняются одинаковые соотношения мощностей, численные значения которых приведены в Таблице 4.1.

Таблица 4.1

Распределение поля по раскрыву, Δ	Относительная доля мощности, принимаемая из углового сектора, в %				
	главного лепестка по уровню -3 дБ $2\theta_{0,5}$	главного лепестка по нулевому уровню $2\theta_0$	первого бокового лепестка	второго бокового лепестка	третьего бокового лепестка
$\Delta = 0$	47	84	7.2	2.8	1.4
$\Delta = 0.316$	53	95.5	2.3	0.8	0.4
$\Delta = 1$	55	98.2	1.3	0.2	0.1

Дальнейший анализ распределения относительной величины суммарной мощности, принимаемой антенной из области рассеяния ДН, необходимо выполнять с учетом ширины главного лепестка и первых боковых лепестков ДН. Это обусловлено тем, что расположение последних относительно областей пространства с сильно отличающимся уровнем радиотеплового излучения, например, атмосферы и подстилающей поверхности, является основным фактором, определяющим погрешность измерения при радиотеплолокационном контроле с реализацией метода диаграммной модуляции.

Для численного моделирования ДН антенны с круглым излучающим раскрывом с параболическим распределением поля по апертуре, определяемого по выражению (4.6), возможно использовать выражение, приведенное в [13], для ДН антенны с круглым излучающим раскрывом с параболическим распределением поля с пьедесталом по апертуре

$$F(u) = \frac{2}{1 + \Delta} \left[\Delta \cdot \Lambda_1(u) + \frac{1}{2}(1 - \Delta)\Lambda_2(u) \right]. \quad (4.7)$$

Для численного анализа величины мощности, принимаемой по областям рассеяния ДН антенны, проведены расчеты ДН $F(\theta)$ и суммарной нор-

мированной мощности $P(\theta)$ по выражениям (4.6) и (4.7). Результаты расчетов при условии, что $\Delta = 0.316$, приведены на рис. 4.5.

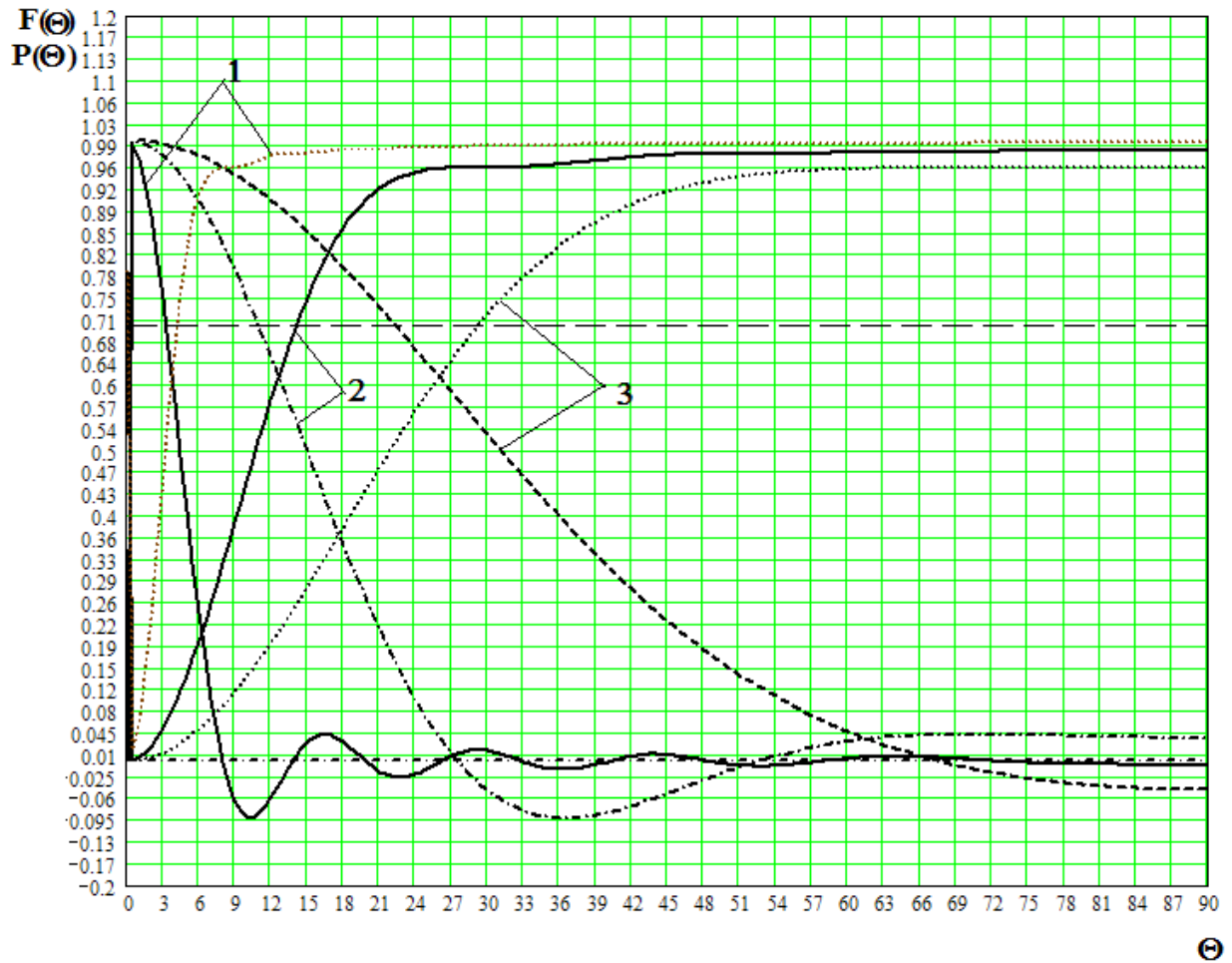


Рис. 4.5 ДН и угловая зависимость суммарной относительной мощности принимаемой антенной с круглой плоской апертурой с полушириной ДН по уровню половинной мощности 1 - 3°, 2 - 10°, 3 - 20° в угловой конус шириной θ .

Анализ парных зависимостей ДН и суммарной относительной мощности (рис.4.5) показывает, что наиболее критичными с точки зрения погрешности компенсации фонового излучения методом диаграммной модуляции являются системы с антеннами с малыми размерами раскрыва, например, небольшие рупорные и волноводные излучатели. Относительно широкий главный лепесток ДН приводит к ситуации, когда первый боковой лепесток выходит за пределы полупространства (атмосферы или подстилающей поверхности), на которое направлен главный лепесток ДН. На рис. 4.5 данная ситу-

ация наблюдается для антенны с полушириной главного лепестка по уровню половинной мощности 20° . Но и в ДН антенны с полушириной главного лепестка 10° аналогичная ситуация наблюдается со вторым боковым лепестком. В связи с выявленным фактом, необходимо сделать вывод об ограничениях на величину $\Delta\theta$ отклонения от направления визирования при формировании сигнала компенсации, зависящих от относительных размеров раскрыва антенны.

Аналогичный анализ проведем для антенн с прямоугольным раскрывом, что эквивалентно ситуации использования в качестве антенн радиотеплолокационных систем прямоугольных рупоров.

ДН антенны с прямоугольным раскрывом также зависит от формы распределения поля. Для антенны на основе прямоугольного волновода с поперечными размерами a и b с основной волной H_{10} характерно в плоскости узкой стенки равномерное распределение

$$f(y) = 1, \text{ где } y \in \left[-\frac{b}{2}; \frac{b}{2}\right], \quad (4.8)$$

а в плоскости широкой стенки спадающее до нуля поле

$$f(x) = \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right), \text{ где } x \in \left[-\frac{a}{2}; \frac{a}{2}\right]. \quad (4.9)$$

ДН антенны с прямоугольным раскрывом в плоскости узкой стенки

$$F(u) = \frac{\sin u}{u}, \quad (4.10)$$

где $u = \frac{\pi b}{\lambda} \sin \theta$ - нормированная угловая координата в плоскости узкой стенки.

ДН антенны с прямоугольным раскрывом в плоскости широкой стенки

$$F(u) = \frac{\cos u}{1 - (2u/\pi)^2}, \quad (4.11)$$

где $u = \frac{\pi a}{\lambda} \sin \theta$ - нормированная угловая координата в плоскости широкой стенки.

Для оценки суммарной относительной мощности принимаемой антенной с прямоугольной плоской апертурой с шириной ДН в угловой конус шириной θ в первом приближении можно использовать выражение, полученное в [13] для случая равномерного распределения поля в обеих плоскостях. Тогда суммарная относительная мощность, принимаемая из угловой области вокруг главной оси шириной θ_1 в плоскости широкой стенки и шириной θ_2 в плоскости узкой стенки, определяется по следующему выражению:

$$p(\theta_1, \theta_2) = \frac{4}{\pi^2} \left[\text{Si}\left(\frac{4\pi}{\lambda} a \theta_1\right) - \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda} a \sin \theta_1\right)}{\frac{2\pi}{\lambda} a \sin \theta_1} \right] \times \left[\text{Si}\left(\frac{4\pi}{\lambda} b \theta_2\right) - \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda} b \sin \theta_2\right)}{\frac{2\pi}{\lambda} b \sin \theta_2} \right], \quad (4.12)$$

где $\text{Si}(z) = \int_0^z \frac{\sin x}{x} dx$ - интегральный синус.

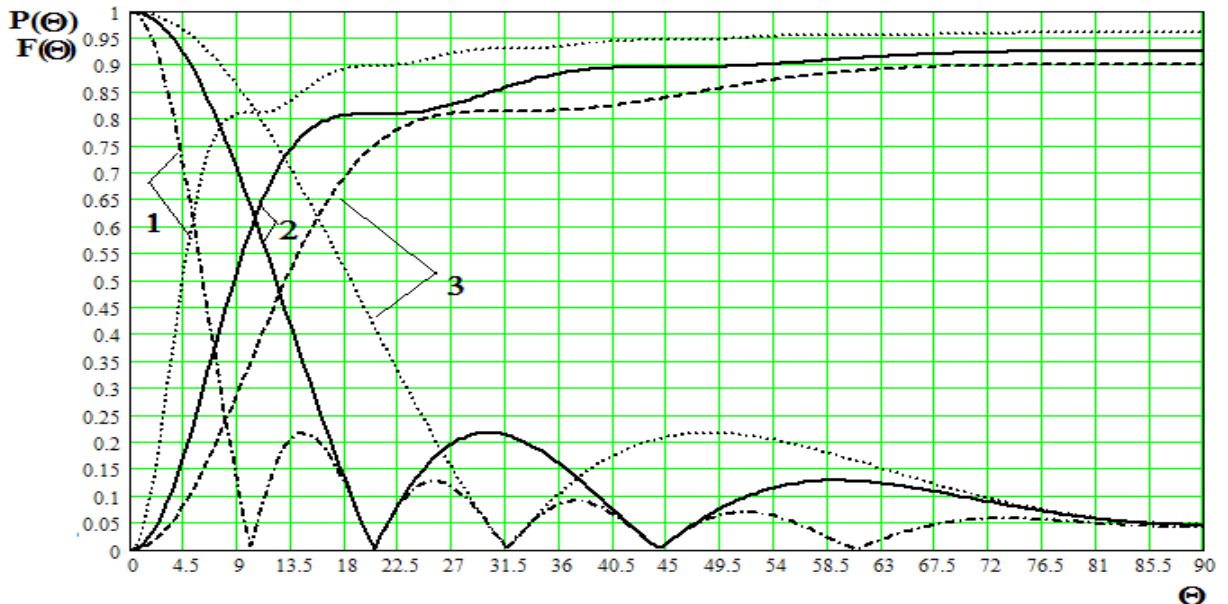


Рис. 4.6 ДН и угловая зависимость суммарной нормированной мощности, принимаемой антенной с квадратной плоской апертурой в угловой конус шириной θ с полушириной ДН по нулям θ_0 : 1 – 10°, 2 - 20°, 3 - 30°.

Из рис. 4.6 следует, что независимо от ширины главного лепестка ДН антенны через него принимается 81.5% от всей входной мощности, а через первые три боковые лепестка содержится – 8.3, 3.2, 1.6%, соответственно. Из области пространства вне углового сектора $4\theta_0$ принимается около 5% всей входной мощности.

Величина погрешности в методе диаграммной модуляции при использовании антенны с прямоугольным плоским раскрывом, как и в случае с круглым раскрывом, в основном определяется шириной ДН, которая в свою очередь задает угловое положение первых боковых лепестков относительно границы раздела сред, и разницей радиотепловых температур сред верхнего и нижнего полупространства.

Проведенный анализ углового распределения суммарной принимаемой мощности антенн с плоским круглым и прямоугольным раскрывом позволяет провести оценку погрешности компенсации составляющей антенной температуры, обусловленной приемом фонового излучения из области рассеяния ДН антенны. Для этого рассмотрим зависимость погрешности компенсации, возникающей при изменении взаимного расположения ДН и окружающего антенну пространства при приеме радиотеплового излучения с дополнительного направления θ_2 , при условии, что фоновое излучение однородно для верхнего и нижнего полупространства и характеризуется величиной радиотепловой температуры $T_{\text{яркверх}}$ и $T_{\text{яркниж}}$.

Для оценки величины погрешности необходимо выделить два случая радиотеплолокационного контроля метеопараметров природных сред:

- высокотемпературный фон в области изотропной части ДН антенны, например, при измерении параметров атмосферы или объектов, находящихся в ней, с поверхности земли или водной поверхности;

- низкотемпературный фон в области изотропной части ДН антенны, например, при радиотеплолокационном исследовании с борта самолета или из космоса.

При выборе дополнительного углового направления θ_2 для формирования сигнала компенсации должны быть выполнены следующие условия:

- главный лепесток должен быть выведен за пределы контролируемой области на угол не менее полуширины главного лепестка ДН по нулевому уровню θ_0 ;

- расположение контролируемой области должно обеспечивать минимум прироста излучения, принимаемого по области рассеяния ДН антенны, что актуально в случае исследования объектов с высоким радиоярким контрастом по отношению к окружающей области пространства, следовательно, в рассмотренном случае область первых боковых лепестков, также должна быть за пределами углового сектора контролируемой области атмосферы.

Таким образом, при радиоярким зондировании области пространства, обладающей радиоярким контрастом, с размером $\theta_{\text{ист}}$ угловое расстояние между двумя направлениями зондирования $\Delta\theta$ должно быть не менее

$$\frac{\theta_{\text{ист}}}{2} + \frac{\theta_0}{2}$$

или в случае высокотемпературного контраста области (объекта) $\frac{\theta_{\text{ист}}}{2} + \frac{\theta_0}{2} + \theta_{\text{бок}}$, где $\theta_{\text{бок}}$ - ширина первого бокового лепестка.

Изменение взаимного расположения ДН антенны и верхнего и нижнего полупространства при формировании сигнала компенсации показано на рис.4.7.

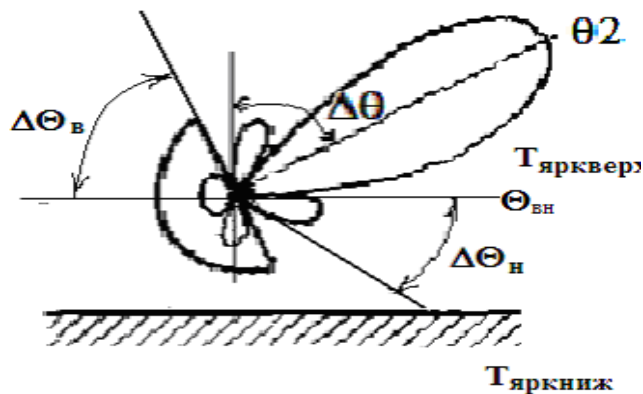


Рис.4.7 К оценке погрешности метода диаграммной модуляции

На рис. 4.7 введены угловые секторы $\Delta\theta_{\text{н}}$ и $\Delta\theta_{\text{в}}$, которые в основном определяют возникающую погрешность формирования сигнала компенсации. Абсолютная величина погрешности сигнала компенсации в таком случае может быть оценена по формуле

$$\Delta = \Delta_{\rho_{\theta_{\text{в}}}} (T_{\text{яркверх}} - T_{\text{яркниж}}) + \Delta_{\rho_{\theta_{\text{н}}}} (T_{\text{яркниж}} - T_{\text{яркверх}}), \quad (4.13)$$

где $\Delta_{\rho_{\theta_{\text{в}}}}$ и $\Delta_{\rho_{\theta_{\text{н}}}}$ - относительная величина суммарной мощности, принимаемая по угловым секторам $\Delta\theta_{\text{н}}$ и $\Delta\theta_{\text{в}}$, соответственно.

Анализ выражения (4.13) показывает, что величина и знак погрешности сигнала компенсации зависит от соотношения радиоярких температур верхнего $T_{\text{яркверх}}$ и нижнего $T_{\text{яркниж}}$ полупространства. Для проведения численной оценки погрешности удобным представляется введение величины разности радиоярких температур верхнего $T_{\text{яркверх}}$ и нижнего $T_{\text{яркниж}}$ полупространства $\Delta T_{\text{вн}}$. Причем при высокотемпературном фоне нижнего полупространства будет наблюдаться прирост выходного сигнала радиотеплолокационной системы по сравнению с измеряемым, а в случае низкотемпературного фона уменьшение сигнала. При этом величина погрешности может изменяться при перемещении объекта исследования и соответствующем изменении направления формирования сигнала компенсации.

Для оценки погрешности сигнала компенсации рассмотрим сначала зависимость относительной величины мощности $\Delta_{\rho_{\theta}}$, принимаемой из полупространства, не содержащего объект исследования, от углового положения верхней границы неизотропной части области рассеяния ДН, расположенной в указанном полупространстве $\theta_{\text{вн}}$ (рис.4.7). В качестве диапазона возможных значений $\theta_{\text{вн}}$ примем границы от верхней границы первого бокового лепестка до начала неизотропной части области рассеяния ДН антенны (для антенн с малой шириной главного лепестка) или до границы нижнего полупространства (для антенн с широким главным лепестком).

Для численной оценки погрешности сигнала компенсации введем величину

$$\Delta = \Delta_{p\theta} \cdot \Delta T_{\text{вн}}. \quad (4.14)$$

Возможность использования оценочной формулы (4.14) вместо более точного выражения (4.13) определяется значительно большей величиной одного слагаемого по сравнению с другим. Кроме того, выражение (4.14) позволяет получить численные значения оценки погрешности сигнала компенсации и для случая высокотемпературного и для случая низкотемпературного нижнего фона, разница заключается только в знаке величины Δ .

На рис. 4.8 и 4.9 представлены результаты расчета относительной величины мощности, принимаемой из неизотропной части области ДН антенны с полушириной ДН по уровню половинной мощности 3° и 10° , соответствующей по расположению нижнему полупространству. Так для антенны с полушириной ДН по уровню половинной мощности 3° в соответствии с рис. 3.5 положение границы неизотропной части области ДН принято от верхней границы первого бокового лепестка 8° до нижней границы четвертого бокового лепестка 33° , а для антенны с полушириной ДН по уровню половинной мощности 10° - верхняя граница первого бокового лепестка соответствует направлению 27.5° , а в качестве нижней границы принято направление 90° - граница между верхним и нижним полупространством.

Для анализа абсолютной погрешности сигнала компенсации в методе диаграммной модуляции по выражению (4.14) были получены угловые зависимости величины Δ для антенн с полушириной ДН по уровню половинной мощности 3° и 10° при значениях разности радиояростной температуры двух полупространств $\Delta T_{\text{вн}}$ - 50 К, 100 К и 200 К, результаты которых представлены на рис. 4.10 и 4.11.

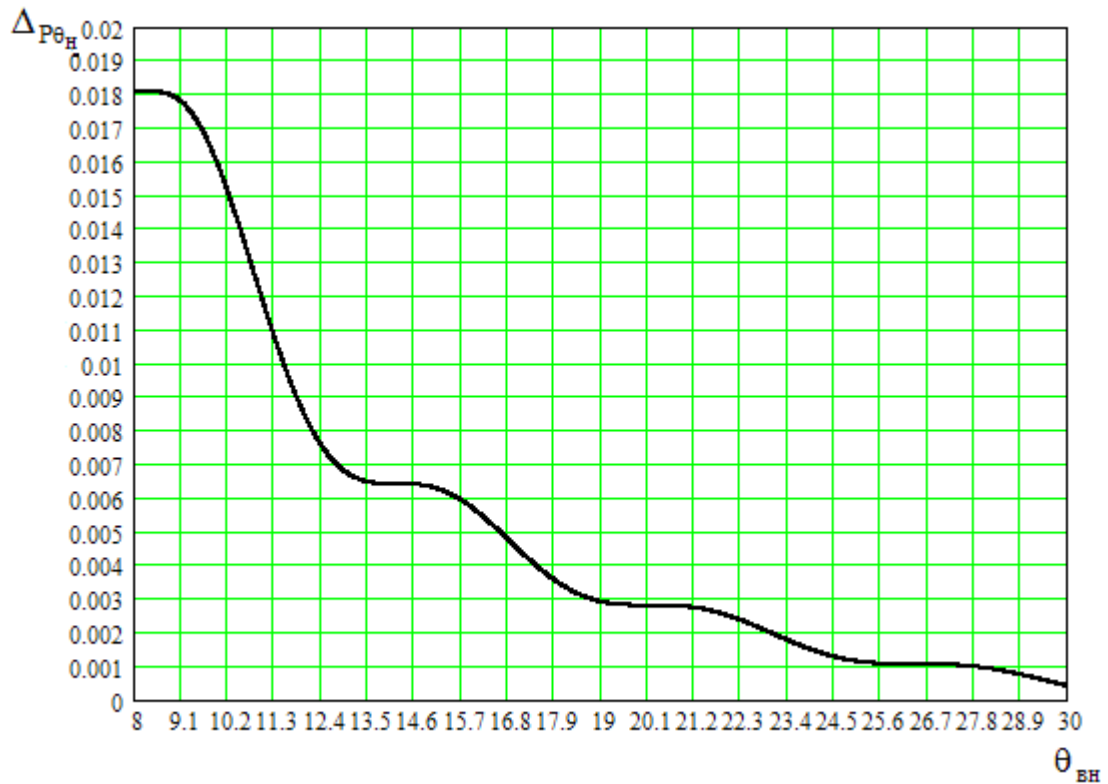


Рис.4.8 Относительная величина суммарной мощности, принимаемая по угловому сектору $\Delta\theta_H$, антенной с круглой плоской апертурой с полушириной ДН по уровню половинной мощности 3° .

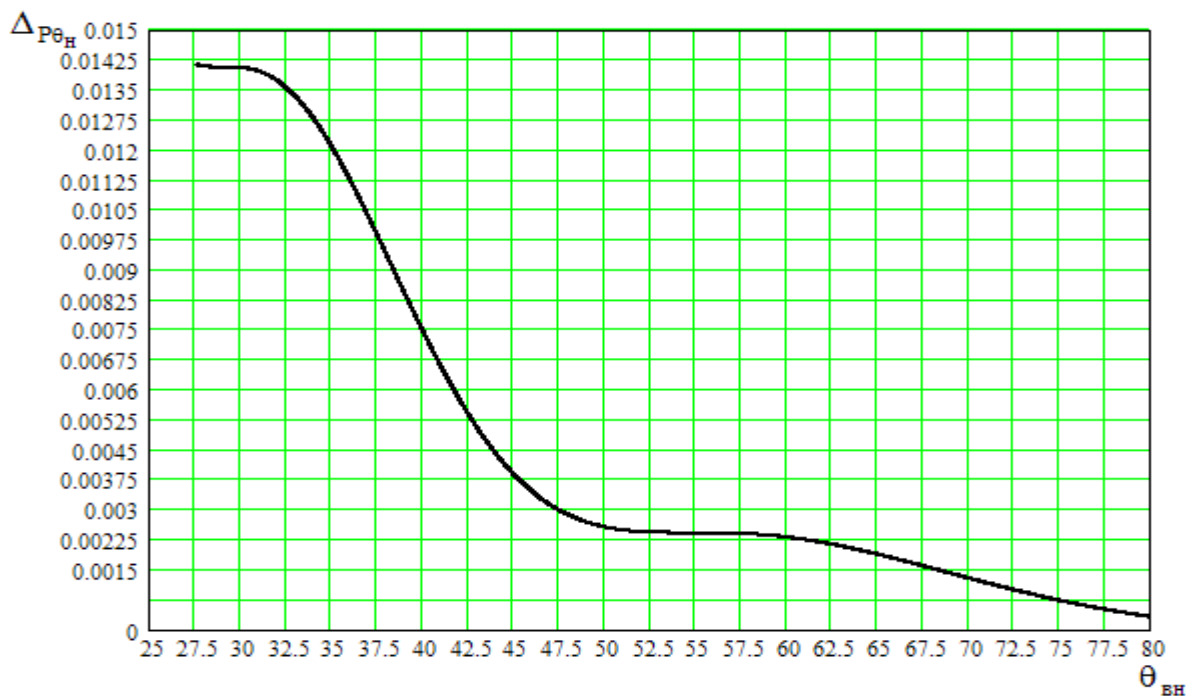


Рис.4.9 Относительная величина суммарной мощности, принимаемая по угловому сектору $\Delta\theta_H$, антенной с круглой плоской апертурой с полушириной ДН по уровню половинной мощности 10° .

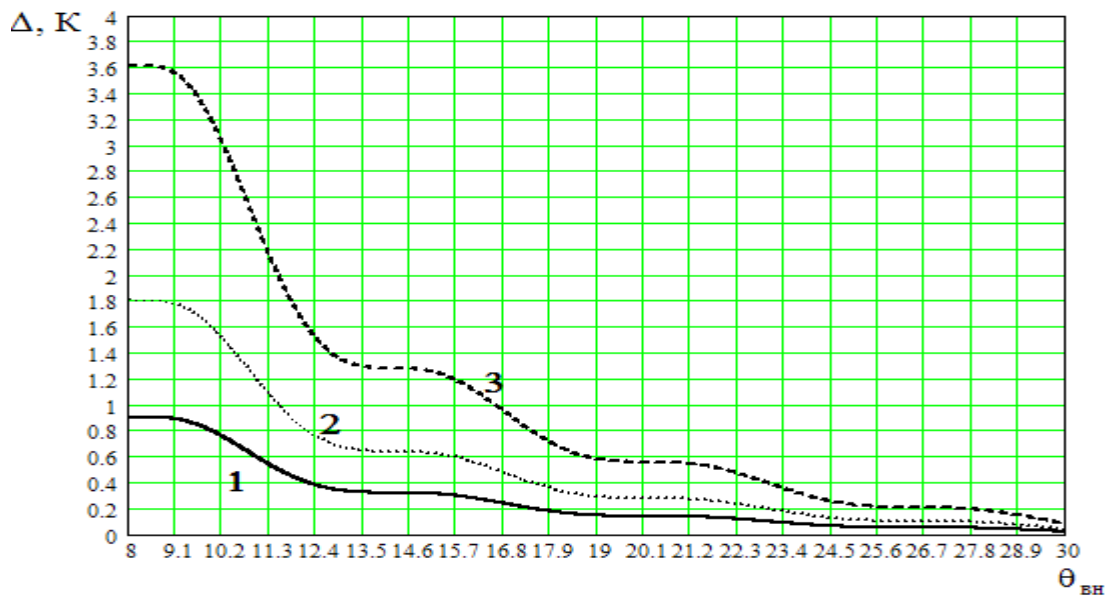


Рис.4.10 Погрешность сигнала компенсации, формируемого антенной с полушириной ДН по уровню половинной мощности 3° , в зависимости от верхней границы изотропной части области рассеяния ДН $\theta_{\text{вн}}$ и от величины разности радиоярких температур $\Delta T_{\text{вн}}$: 1 - $\Delta T_{\text{вн}} = 50\text{K}$, 2 - $\Delta T_{\text{вн}} = 100\text{K}$, 3 - $\Delta T_{\text{вн}} = 200\text{K}$.

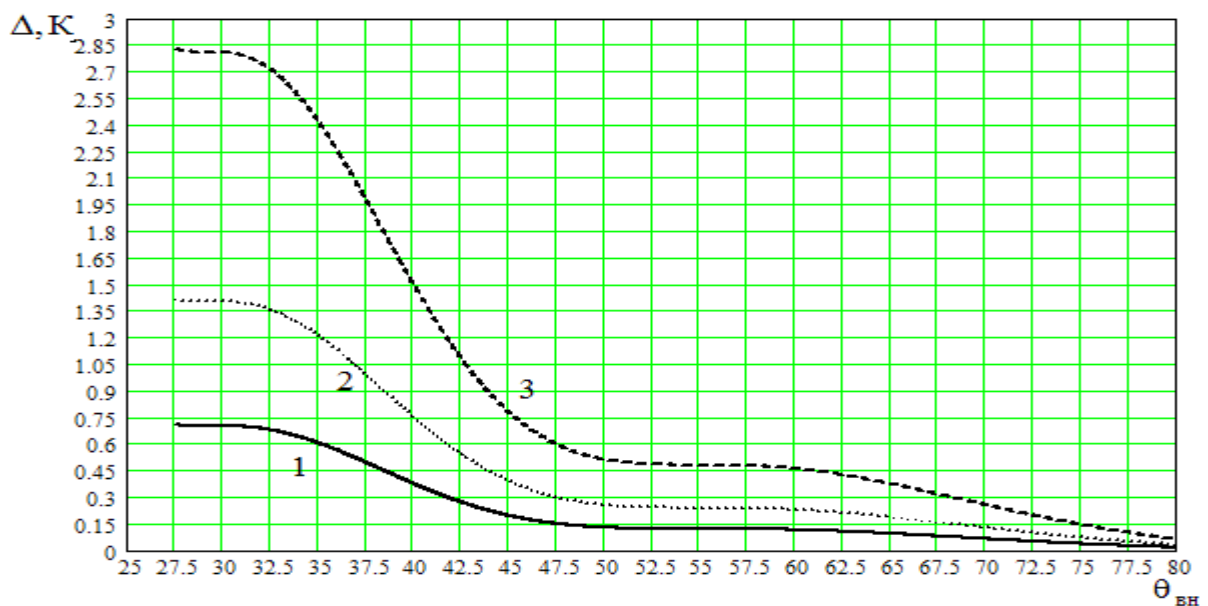


Рис.4.11 Погрешность сигнала компенсации, формируемого антенной с полушириной ДН по уровню половинной мощности 10° , в зависимости от верхней границы изотропной части области рассеяния ДН $\theta_{\text{вн}}$ и от величины разности радиоярких температур $\Delta T_{\text{вн}}$: 1 - $\Delta T_{\text{вн}} = 50\text{K}$, 2 - $\Delta T_{\text{вн}} = 100\text{K}$, 3 - $\Delta T_{\text{вн}} = 200\text{K}$.

Расчетные данные, приведенные на рис.4.10 и 4.11, показывают существенно нелинейную зависимость погрешности сигнала компенсации, в конечном счете, от углового направления его формирования. Наибольшие значения погрешности соответствуют ситуациям, когда дополнительное направление θ_2 располагается вблизи границы с другим полупространством и через неизотропную часть области рассеяния ДН – через первые боковые лепестки осуществляется прием радиояркого излучения другого уровня, соответствующего излучению нижнего полупространства.

Следует отметить, что даже при принятии однородной формы распределения радиояркой температуры в граничащих полупространствах величина погрешности может достигать порядка 5 К, что существенно превышает чувствительность современных радиометров.

На величину погрешности сигнала компенсации также может влиять угловая зависимость уровня радиояркого излучения природных сред. Согласно [3, 9] в секторе углов $0^\circ - 20^\circ$, отсчитываемых от поверхности земли, величина радиояркой температуры в сантиметровом диапазоне длин волн изменяется в зависимости от поляризации: для асфальтового покрытия в пределах от 100 К до 260К; для песчаной почвы в пределах от 60К до 280 К; для травяного покрытия в пределах от 200 К до 290 К.

В результате такой зависимости радиояркой температуры от угла высоты дополнительно будут наблюдаться вариации уровня сигнала компенсации при условии значительного изменения взаимного расположения окружающего пространства и ДН антенны.

Можно рекомендовать метод диаграммной модуляции для компенсации влияния фонового излучения на результаты радиотеплолокационного контроля при условии применения высоконаправленной антенны при исследовании малопротяженного атмосферного образования, достаточно высоко поднятого над поверхностью земли или при исследовании с борта летающего аппарата осуществлять выбор направления приема измеряемого сигнала вблизи вертикального направления.

4.3 Метод поляризационного разрешения полезного сигнала

Поляриметрические радиотеплолокационные измерения при контроле параметров природных сред имеют большой информационный потенциал, а поляризация принимаемых волн является важным информационным параметром сигналов. Изучению данного вопроса посвящено большое количество работ [29, 82-85], но поляризационное разрешение сигналов может быть использовано и при формировании компенсационного сигнала в радиотеплолокационных системах для исключения влияния фонового излучения на результаты радиотеплолокационного контроля.

Основной принцип поляризационного разрешения состоит в организации приема радишумового излучения на двух видах ортогональных поляризаций, при этом на второй поляризации должен отсутствовать прием сигнала из контролируемой области. Известны схемные решения радиотеплолокационных систем [71-74], реализующих принцип поляризационного разрешения при организации приема входных сигналов на двух взаимно перпендикулярных поляризациях – вертикальной и горизонтальной.

Для осуществления поляризационного разрешения полезного сигнала применяется монополяризованная антенна и переключатель поляризации на входе приемника [71]. Монополяризованная антенна может представлять собой корпус из радиопоглощающего материала, отражающая поверхность которого выполнена параллельными проводниками (рис.4.12). Такая антенна отражает волны с вектором поляризации параллельным проводникам и поглощает электромагнитные волны с ортогональной поляризацией. Схема радиометра с использованием такой антенны показана на рис.4.13 [72].

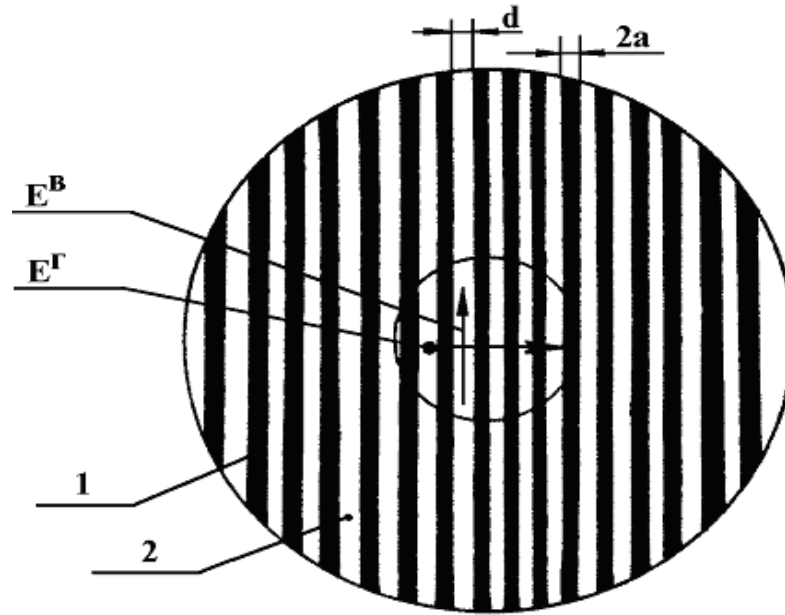


Рис.4.12 Отражающая поверхность монополяризованной антенны

1 - проводники с шириной $2a$; 2 - корпус отражателя из радиопоглощающего материала; d - расстояние между проводниками.

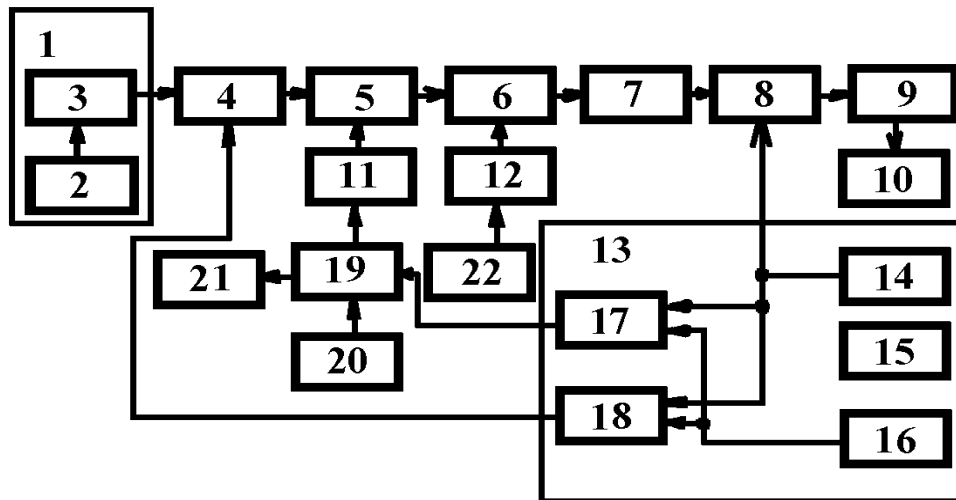


Рис.4.13 Функциональная схема радиометра с поляризационным разрешением информационного сигнала

Модуляционный радиометр (рис.4.13) содержит монополяризованную антенну 1, состоящую из отражателя 2 – зеркала с проводящими проводниками и облучателя 3, обеспечивающего прием на двух поляризациях, вращатель поляризации 4, направленный ответвитель 5, смеситель 6, усилитель 7 промежуточной частоты, синхронный детектор 8, усилитель 9 постоянного тока, блок регистрации 10, аттенюаторы 11, 12, блок управления 13, состоя-

ший из задающего генератора 14, формирователя 15 синхроимпульсов, генератора 16 импульсов и элементов И17, ИЛИ18, коммутатора 19, генератора 20 шума, согласованную нагрузку 21 и гетеродин 22.

Работа системы осуществляется следующим образом. Отражатель зеркальной антенны отражает падающие на него линейно-поляризованные волны, плоскость поляризации которых параллельна проводникам и поглощает волны с ортогональной поляризацией, т.к. он выполнен из радиопоглощающего материала. Для этого на его облучаемую поверхность нанесена сетка параллельных проводников с расстоянием между ними меньше $d < l/8$. Вращатель поляризации 4 под действием сигнала управления, поступающего с выхода элемента ИЛИ 18 блока управления 13, пропускает линейно-поляризованные волны, плоскость поляризации которых либо перпендикулярна, либо параллельна проводникам отражателя.

Работа системы синхронизируется полупериодами модулирующего сигнала. В первый полупериод времени от t_o до $t_o + t_m / 2$ (t_m - период повторения модулирующего сигнала на выходе задающего генератора 14 блока 13 управления) поляризация принимаемого облучателем 3 сигнала является, например, горизонтальной, т.е. вектор напряженности электрического поля перпендикулярен проводникам отражателя 2 (рис. 4.12). В этом случае прием излучения от объекта измерения отсутствует, поскольку для сигналов с данной поляризацией отражатель 2 является поглотителем, близким по свойствам к абсолютно черному телу с термодинамической температурой T_o . Собственное излучение T_o отражателя 2 вместе с фоновым излучением T_ϕ , определяемым в основном дифракцией поля облучателя за края отражателя антенны [3], от облучателя через направленный ответвитель 5 поступает на вход приемника. После преобразования, усиления и квадратичного детектирования сигнал, пропорциональный сумме $U_g^r = (T_o^r + T_\phi^r)A$, воздействует на информационный вход синхронного детектора, где T_ϕ^r - сигнал фонового излучения той же поляризации в единицах температуры.

В отрезок времени от $t_o + t_m/2$ до $t_o + t_m$ (второй полупериод сигнала модуляции) поляризация принимаемого облучателем 3 сигнала является вертикальной, т.е. вектор E параллелен проводникам отражателя 2, поле волны отражается и поступает на вход облучателя 3, таким образом, во второй полупериод принимается излучение от измеряемого объекта и фоновое излучение с той же поляризацией. На информационном входе синхронного детектора будет присутствовать сигнал, определяемый выражением $U_g^B = (T_{и}^B + T_{ф}^B)A$, где $T_{и}^B$ - сигнал измеряемого объекта в единицах температуры; $T_{ф}^B$ - сигнал фонового излучения с вертикальной поляризацией так же в единицах температуры.

Описанный процесс чередования сигналов T_a^B и T_a^z на входе синхронного детектора 8, повторяется с периодом t_m много меньшим времени накопления. На выходе синхронного детектора формируется сигнал вида

$$U = U_g^r - U_g^B = [(T_0^r - T_{и}^B) + (T_{ф}^r - T_{ф}^B)]A, \quad (4.15)$$

где A - коэффициент передачи радиометра, определяемый в процессе калибровки по встроенному генератору шума 20.

Один из важных вопросов технической реализации радиотеплолокационной системы с поляризационным разрешением полезного сигнала – построение малоинерционного вращателя поляризации. Наиболее широко известен вариант построения данного устройства на основе эффекта Фарадея в подмагниченном феррите. Современные ферритовые СВЧ устройства имеют достаточно высокие показатели как по потерям (0.3-0.6 дБ), так и по быстродействию (единицы мкс) [80]. При отсутствии в наличии быстродействующего вращателя поляризации (с временем переключения поляризаций не более 1мс) возможно построение радиотеплолокационной системы на основе выполнения зеркала антенны основного или вспомогательного (в двухзеркальной антенне) по принципу сканирующих антенн [81]: ось зеркала, выполненного из графито - эпоксидного материала, совпадает с осью рупора и оно

имеет возможность вращения вокруг своей оси. Опорное напряжение для синхронного детектора может быть сформировано устройством формирования на основе сигналов от датчиков, укрепленных на корпусе зеркала (рис.4.14) преобразованием угла поворота зеркала в напряжение [73].

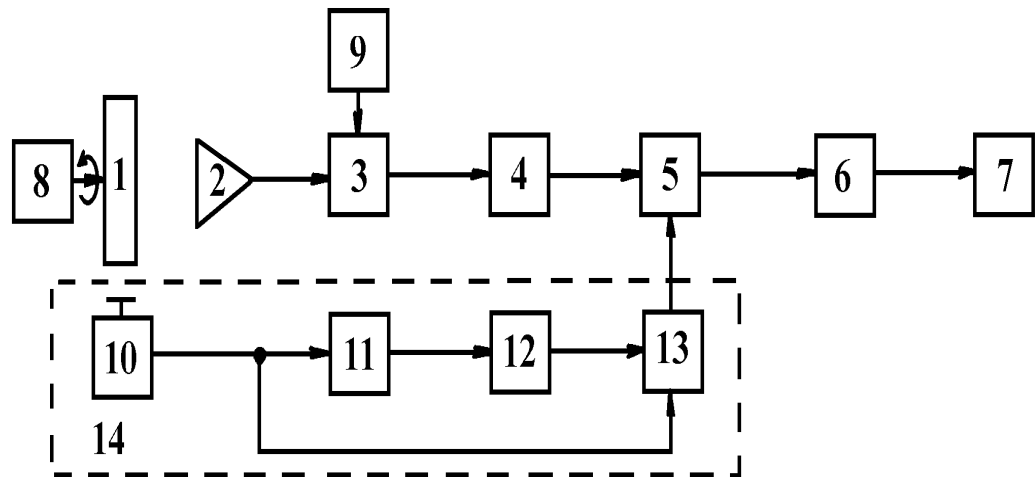


Рис.4.14 Модуляционный радиометр с вращением монополяризованного отражателя

1 - отражатель монополяризованный с датчиками угла; 2 - облучатель; 3 - смеситель; 4 - УПЧ; 5 - синхронный детектор; 6 - УПТ; 7 - блок регистрации; 8 - электродвигатель; 9 - гетеродин; 10 преобразователь угла поворота отражателя в напряжение; 11 - диодный мост; 12 - пороговый блок; 13 - ключ; 14 - формирователь опорного напряжения.

В приемно-усилительном тракте нет модулятора, поэтому для данной схемы характерно отсутствие явления паразитной модуляции по сравнению со схемой рис.4.13. Облучатель антенны принимает поле одной поляризации, что позволяет исключить погрешности измерений, обусловленных различием интенсивностей фонового излучения на ортогональных поляризациях, особенно при угловых положениях антенны, отличающихся от зенитного.

Погрешность компенсации составляющей входного сигнала, обусловленной приемом фонового излучения через область рассеяния ДН антенны радиотеплолокационной системы, методом поляризационного разрешения определяется следующими факторами:

- степенью адекватности условий приема фонового излучения антенны на двух ортогональных поляризациях;
- величиной развязки по полезному сигналу на двух ортогональных поляризациях;
- степенью адекватности уровня фонового излучения на двух поляризациях.

Для анализа степени адекватности условий приема фонового излучения антенны на двух ортогональных поляризациях необходимо сопоставить угловое распределение принимаемой мощности антенны на двух ортогональных поляризациях.

В зеркальной антенне с монополяризованным отражателем при ортогональных поляризациях по-разному формируется диаграмма направленности антенны. При перпендикулярной к проводникам зеркала поляризации, когда формируется сигнал компенсации, облучатель антенны можно рассматривать как самостоятельную антенну, калибруемую по “черному диску” [1]. При этом из принципа Бабине энергия, рассеиваемая на абсолютно черном диске, равна энергии, поглощаемой этим диском, и распределена в пространстве в соответствии с диаграммой направленности F_g , определяемой дифракцией на диске.

Задача определения диаграммы направленности F_g может быть сведена к задаче нахождения дифракционной диаграммы круглого отверстия, т.к. согласно принципу Бабине дифракционные диаграммы диска и соответствующего круглого отверстия в “черном” экране совпадают (вне главного лепестка диаграммы направленности антенны без диска). Решение подобной задачи приведено, например, в [76].

Таким образом, для оценки сравнительного уровня принимаемой мощности на дополнительной поляризации в качестве ДН антенны можно использовать ДН облучателя монополяризованной зеркальной антенны, что обеспечит достаточную адекватность оценки уровня фонового излучения из полупространства, расположенного за раскрытием зеркала, т.е. из нижней по-

луплоскости. Для сравнения величины сигнала, обусловленного приемом фонового излучения из передней полуплоскости по отношению к зеркалу, особенно по первым боковым лепесткам ДН для основной поляризации измерительного сигнала, оценку следует проводить по ДН зеркальной антенны, а для дополнительной поляризации по ДН облучателя в задней полуплоскости с учетом соотношения эффективной площади зеркальной антенны и облучателя. В результате входные сигналы системы с поляризационным разрешением оказываются равными

$$U_g^\Gamma = (T_0^\Gamma + T_{\text{фниж}}^\Gamma \beta_{\text{нижЗА}}^\Gamma + T_{\text{фверх}}^\Gamma \beta_{\text{верхЗА}}^\Gamma) A, \quad (4.16)$$

$$U_g^B = (T_{\text{и}}^B + T_{\text{фниж}}^B \beta_{\text{верхОБ}}^B + T_{\text{фверх}}^B \beta_{\text{нижОБ}}^B \cdot \kappa_S) A, \quad (4.17)$$

а выражение (4.16) для выходного сигнала системы при условии $\beta_{\text{нижЗА}}^\Gamma \approx \beta_{\text{верхОБ}}^B$ преобразуется к виду

$$U = U_g^\Gamma - U_g^B = [(T_0^\Gamma - T_{\text{и}}^B) + (T_{\text{ф}}^\Gamma \beta_{\text{верхЗА}}^\Gamma - T_{\text{ф}}^B \beta_{\text{нижОБ}}^B \cdot \kappa_S)] A, \quad (4.18)$$

где $\beta_{\text{нижЗА}}^\Gamma$, $\beta_{\text{верхЗА}}^\Gamma$ - коэффициент рассеяния монополяризованной зеркальной антенны в область рассеяния ДН в нижнем и верхнем полупространстве; $\beta_{\text{нижОБ}}^B$, $\beta_{\text{верхОБ}}^B$ - коэффициент рассеяния облучателя зеркальной антенны в область рассеяния ДН в нижнем и верхнем полупространстве; κ_S - коэффициент соотношения эффективных площадей зеркальной антенны и ее облучателя.

Для оценочных расчетов коэффициент κ_S можно принять равным отношению геометрических площадей раскрыва зеркала $S_{\text{ЗА}}$ и облучателя $S_{\text{ОБ}}$

$$\kappa_S = S_{\text{ЗА}} / S_{\text{ОБ}}. \quad (4.19)$$

В выражении (4.18) второе слагаемое в скобках определяет погрешность компенсации фонового излучения. Если принять условие независимости уровня фонового излучения от вида линейной поляризации, то погрешность измерения будет задаваться выражением

$$\Delta U = T_{\text{ф}} (\beta_{\text{верхЗА}}^\Gamma - \beta_{\text{нижОБ}}^B \kappa_S) \cdot A = T_{\text{ф}} \Delta \beta A, \quad (4.20)$$

где $\Delta\beta = \beta_{\text{верхЗА}}^{\Gamma} - \beta_{\text{нижОБ}}^{\text{В}} k_S$ - коэффициент, характеризующий степень отличия ДН антенны радиотеплолокационной системы с поляризационным разрешением на двух поляризациях.

Проведем оценку величины $\Delta\beta$ для зеркальной антенны с шириной ДН по уровню половинной мощности $2\theta_{0.5} = 1^\circ, 2^\circ, 3^\circ, 4^\circ$, с углом раскрыва зеркала $\psi_0 = 62^\circ$, определяемого из условия [77]

$$\frac{R_{\text{ЗА}}}{2f} = 0.6, \quad (4.21)$$

где $R_{\text{ЗА}}$ - радиус раскрыва зеркала; f - фокусное расстояние зеркала.

Для оценки численного значения коэффициента k_S размеры раскрыва облучателя определим из условия обеспечения уровня облучения края зеркала на уровне 0.316 относительно значения поля в центре раскрыва зеркала. Рассмотрим для примера случай конического облучателя с радиусом раскрыва $R_{\text{ОБ}}$, определяемым из выражения

$$\frac{2 \cdot J_1\left(\frac{2\pi}{\lambda} R_{\text{ОБ}} \sin(\psi_0)\right)}{\frac{2\pi}{\lambda} R_{\text{ОБ}} \sin(\psi_0)} = 0.316, \quad (4.22)$$

тогда

$$\frac{2\pi}{\lambda} R_{\text{ОБ}} \sin(\psi_0) = 2.732, \quad (4.23)$$

$$R_{\text{ОБ}} = \frac{1.366\lambda}{\pi \sin(\psi_0)}. \quad (4.24)$$

При условии, что радиус раскрыва зеркала антенны связан с шириной ДН по уровню половинной мощности соотношением

$$R_{\text{ЗА}} = 37.5\lambda / 2\theta_{0.5}, \quad (4.25)$$

коэффициент отношения эффективных площадей зеркальной антенны и ее облучателя k_S можно принять равным

$$k_S = R_{\text{ОБ}} / R_{\text{ЗА}} = 0.0116 \frac{2\theta_{0.5}}{\sin(\psi_0)}. \quad (4.26)$$

Для оценки коэффициентов рассеяния зеркальной антенны $\beta_{\text{верхЗА}}$ и облучателя $\beta_{\text{нижОБ}}$ воспользуемся соотношением (4.7), полученным в разделе 4.2 для анализа относительной величины суммарной принимаемой мощности антенны с плоским круглым раскрывом.

$$\beta_{\text{верхЗА}} = p_{\text{ЗА}}\left(\frac{\pi}{2}\right) - p_{\text{ЗА}}(\theta_0), \quad (4.27)$$

$$\beta_{\text{нижОБ}} = 1 - p_{\text{ОБ}}\left(\frac{\pi}{2}\right), \quad (4.28)$$

где $p_{\text{ЗА}}(\theta^*)$ и $p_{\text{ОБ}}(\theta^*)$ - относительные суммарные мощности, принимаемые из угловых секторов $(0, \theta^*)$ зеркальной антенной или облучателем, соответственно.

Для оценки величины погрешности компенсации влияния фонового излучения в методе поляризационного разрешения было проведено численное моделирование величин коэффициентов рассеяния облучателя $\beta_{\text{нижОБ}}$ и зеркальной антенны $\beta_{\text{верхЗА}}$, а также величины коэффициента $\Delta\beta$, задающего уровень погрешности. Результаты расчетов для антенн с размерами раскрыва зеркала, определяемыми условиями получения заданной ширины диаграммы направленности $2\theta_{0.5}$ по уровню половинной мощности на длине волны $\lambda = 3.2$ см, приведены на рис. 4.15.

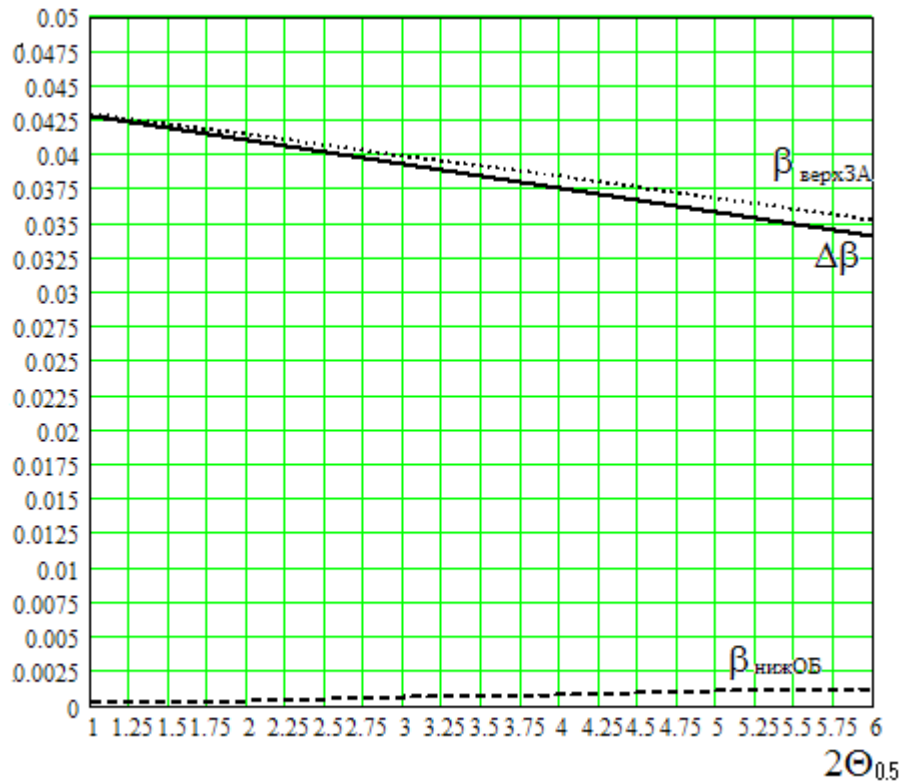


Рис.4.15 Зависимость коэффициентов $\beta_{\text{верх3A}}$, $\beta_{\text{нижОБ}}$ и $\Delta\beta$ от ширины диаграммы направленности зеркальной антенны по уровню половинной мощности.

Согласно рис.4.15 коэффициент $\Delta\beta$, как и следовало ожидать, уменьшается с увеличением ширины главного лепестка ДН зеркальной антенны, что объясняется уменьшением углового сектора области рассеяния в верхнем полупространстве относительно зеркала антенны.

Для анализа величины погрешности в методе поляризационного разрешения, обусловленной неадекватностью условий приема фонового излучения антенны на двух ортогональных поляризациях, рассмотрели численные значения соответствующей составляющей антенной температуры $\Delta T = T_{\phi} \Delta\beta$. Результаты расчета приведены на рис.4.16 в виде графической зависимости ΔT от величины радиояростной температуры окружающего антенну пространства T_{ϕ} , расположенного по отношению к антенне в верхнем полупространстве.

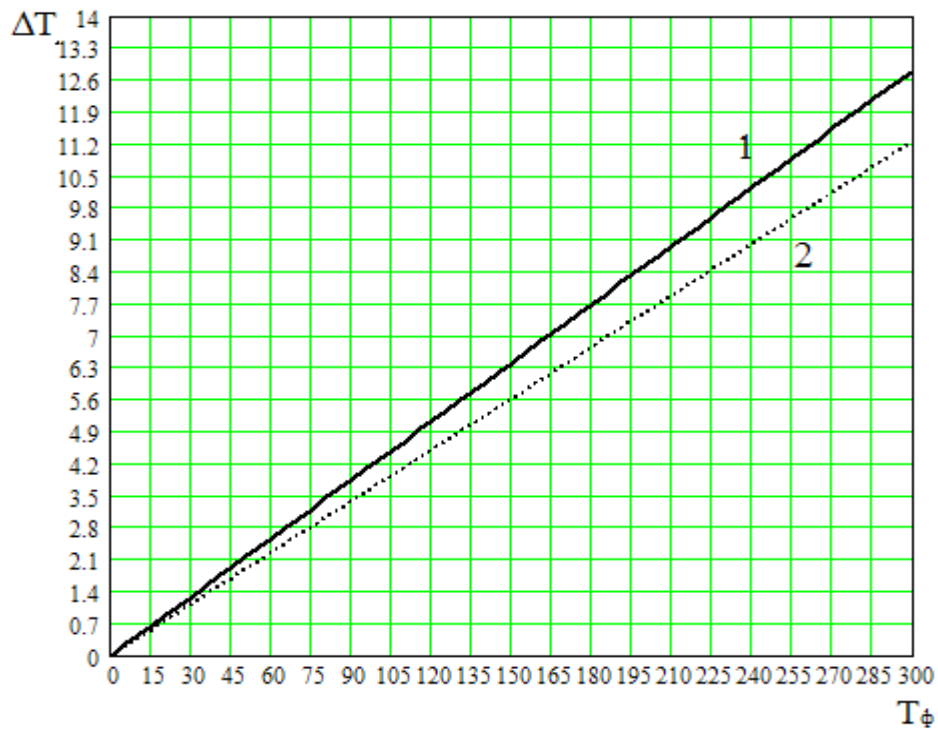


Рис. 4.16 Зависимость погрешности ΔT измерения радиояростной температуры в методе поляризационного разрешения за счет неадекватности приема фонового излучения из верхнего полупространства на двух ортогональных поляризациях (1 - $2\theta_{0.5} = 1.5^\circ$, 2 - $2\theta_{0.5} = 5.5^\circ$)

Исходя из полученных расчетных данных по погрешности метода поляризационного разрешения, обусловленной неадекватностью приема фонового излучения, можно сделать следующие выводы:

- при условии низкотемпературного фона в верхнем полупространстве, например, при исследовании атмосферы с поверхности земли величина погрешности может иметь значение в пределах 2К;

- в случае наблюдения объекта или области пространства при высокотемпературном фоновом излучении, например, радиотеплолокационных измерений с борта летающего аппарата, погрешность может оказаться достаточно большой порядка 10К;

- окончательный вывод о влиянии погрешности ΔT на результаты радиотеплолокационных измерений необходимо делать с учетом относительной величины $\Delta T/T_{\text{ист}}$, т.к. она может оказаться одинаковой и в случае низкотемпературного фона и в случае высокотемпературного фона.

Погрешность метода поляризационного разрешения также определяется величиной развязки по полезному сигналу на двух ортогональных поляризациях. В первом приближении ее можно определить как уровень шумов, вызываемых неидеальностью отражающей поверхности зеркала, и оценить, используя выражение (4.29), коэффициент прохождения [78] поверхности из параллельных проводников

$$K_{\text{пр}} = \frac{j2d\lambda^{-1} \ln \sin \Theta \pi/2}{1 + j2d\lambda^{-1} \ln \sin \Theta \pi/2}, \quad (4.29)$$

где $\Theta = 2a/d$, $2a$ - ширина металлических полосок; d - расстояние между полосками (рис.4.12).

В качестве примера можно привести результаты оценки коэффициента прохождения внешнего зеркала антенны авиационного метеорологического радиолокатора “Гроза”, приведенные в [10]. Квадрат модуля коэффициента прохождения (4.29), определяемый выражением (3.30)

$$|K_{\text{пр}}|^2 = \frac{4d^2\lambda^{-2} \ln^2 \sin \Theta \pi/2}{1 + 4d^2\lambda^{-2} \ln^2 \sin \Theta \pi/2}, \quad (4.30)$$

на волне $\lambda=3,2$ см для указанной системы равен $|K_{\text{пр}}|^2 = 0.0025$. Соответственно, при $T_o=300\text{К}$ дополнительные шумы антенны составили величину около 1К, что сравнимо с шумами сплошного металлического зеркала: $T_{\text{ш}} \cong 0,9\text{К}$ [1].

Полный анализ поляризационных решеток в зеркальных антеннах в зависимости от положения, размеров и параметров решетки представлен в [79].

Третьим источником погрешности при осуществлении поляризационного способа компенсации помехового сигнала является разница в интенсивности фонового излучения на двух ортогональных поляризациях. Погрешность, обусловленная данным фактором, может быть определена в следующем виде:

$$\begin{aligned} \Delta T &= \Delta T_{\text{ниж}} + \Delta T_{\text{верх}} = \\ &= \left(T_{\text{фниж}}^{\Gamma} \beta_{\text{ниж3А}}^{\Gamma} - T_{\text{фниж}}^{\text{В}} \beta_{\text{верхОБ}}^{\text{В}} \right) + \left(T_{\text{фверх}}^{\Gamma} \beta_{\text{верх3А}}^{\Gamma} - T_{\text{фверх}}^{\text{В}} \beta_{\text{нижОБ}}^{\text{В}} \cdot \kappa_{\text{S}} \right), \quad (4.31) \end{aligned}$$

где $T_{\text{фниж}}$ и $T_{\text{фверх}}$ - радиояркость температура окружающего антенну пространства в нижнем и верхнем полупространстве по отношению к освещаемой поверхности зеркала.

Как было показано ранее, разница в численных значениях $\beta_{\text{нижЗА}}^{\Gamma}$ и $\beta_{\text{верхОБ}}^{\text{В}}$ невелика и объясняется краевыми эффектами на поверхности зеркала, поэтому основной вклад в погрешность $\Delta T_{\text{ниж}}$ будет вносить разница между радиоярковыми температурами нижнего полупространства на ортогональных поляризациях. Поэтому величина погрешности может быть оценена по формуле

$$\Delta T_{\text{ниж}} = \beta_{\text{нижЗА}} \left(T_{\text{фниж}}^{\Gamma} - T_{\text{фниж}}^{\text{В}} \right). \quad (4.32)$$

Значение $\Delta T_{\text{верх}}$ в равной мере зависит как от различия излучательных свойств верхнего полупространства на ортогональных поляризациях, так и от условий приема, т.е. различия $\beta_{\text{верхЗА}}$ и $\beta_{\text{нижОБ}}$, а для проведения численного анализа $\Delta T_{\text{верх}}$ можно представить в виде

$$\begin{aligned} \Delta T_{\text{верх}} &= \beta_{\text{верхЗА}} \left(T_{\text{фверх}}^{\Gamma} - T_{\text{фверх}}^{\text{В}} \frac{\beta_{\text{нижОБ}}}{\beta_{\text{верхЗА}}} k_{\beta S} \right) = \\ &= \beta_{\text{верхЗА}} \left(T_{\text{фверх}}^{\Gamma} - T_{\text{фверх}}^{\text{В}} k_{\beta S} \right), \end{aligned} \quad (4.33)$$

где $k_{\beta S} = \frac{\beta_{\text{нижОБ}}}{\beta_{\text{верхЗА}}} k_S$ - коэффициент, характеризующий различие условий приема по верхней части области рассеяния антенны на двух ортогональных поляризациях.

Для оценки влияния коэффициента $k_{\beta S}$ на погрешность радиотеплолокационного контроля в системе с поляризационным разрешением проведено численное моделирование зависимости $k_{\beta S}$ от ширины главного лепестка ДН антенны по уровню половинной мощности, результаты которого представлены на рис.4.17.

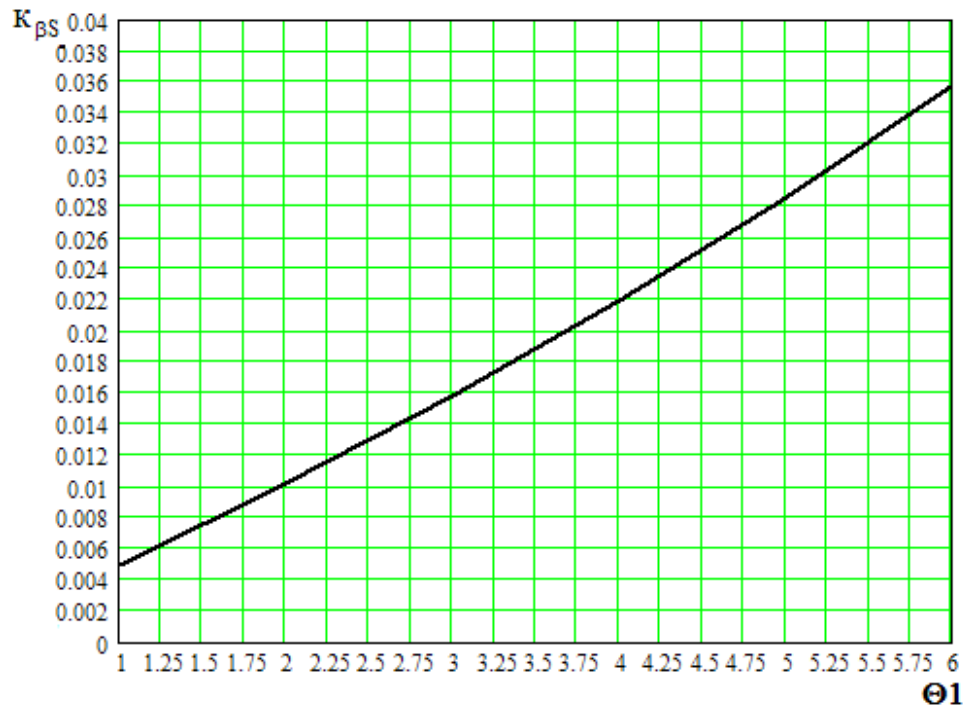


Рис. 4.17 Зависимость коэффициента k_{BS} зеркальной антенны от ширины главного лепестка ДН

В связи с тем, что по условиям формирования сигнала компенсации в радиотеплолокационной системе с поляризационным разрешением, имеет место неравенство $k_{BS} < 1$, то радиошумовой поляризационный контраст соответствующего полупространства оказывается в выражении $\Delta T_{\text{верх}}$ завышенным или заниженным по сравнению с аналогичной величиной в выражении $\Delta T_{\text{ниж}}$. Более точным в данном случае является оценка $\Delta T_{\text{верх}}$ по величине радиояркостной температуры фона на поляризации основного измерительного канала. Поэтому от выражения (4.33) можно перейти к приближенному равенству (4.34).

$$\Delta T_{\text{верх}} \approx \beta_{\text{верхЗА}} T_{\text{фверх}}^{\Gamma} \quad (4.34)$$

Для анализа влияния различия излучательных свойств окружающего пространства на ортогональных поляризациях на результаты измерений в системе с поляризационным разрешением информационного сигнала необходимо оценить степень поляризации природных сред, основываясь на опубликованные данные по этому вопросу.

Анализ приведенных в работах [9, 29, 83, 85] угловых зависимостей радиояркой температуры природных сред показал, что степень поляризации имеет сильную зависимость от угла наблюдения: при угле наблюдения $\theta = 0^\circ$ уровень радиотеплового излучения одинаков и степень поляризации равна 0. При увеличении угла наблюдения степень поляризации возрастает, достигая максимума при направлениях близких к $\theta = 70^\circ - 90^\circ$.

Проанализируем значения поляризационных контрастов природных сред и оценим величину погрешности в зависимости от их значений.

Для атмосферы поляризационный контраст является результатом наличия в ее составе несимметричных частиц:

- капель дождя, деформирующихся при падении, причем, чем больше интенсивность дождя, тем больше размеры частиц и сильнее деформация;
- кристаллических частиц, имеющих различную ориентацию и структуру – игольчатую или пластинчатую, что определяет величину поляризационного контраста.

Для атмосферных образований выражения для аналитических зависимостей величины ослабления на ортогональных поляризациях приведены в работах Огути Т. и Атласа Д. [90, 91]. Для оценки влияния поляризационного контраста атмосферы на результаты измерений радиотеплолокационных систем с поляризационным разрешением полезного сигнала проанализируем опубликованные данные по поляризационным измерениям собственного радиощумового излучения атмосферы [2, 92, 93].

В зависимости от условий проведения радиотеплолокационного контроля различают излучение атмосферы восходящее и нисходящее.

Для анализа поляризационного контраста нисходящего излучения рассмотрим данные наземных измерений. Результаты экспериментальных исследований поляризационных характеристик радиотеплового излучения дождя показали, что коэффициент поглощения, ослабления и рассеяния на горизонтальной поляризации выше, чем на вертикальной. Кроме того, различие между указанными характеристиками зависит от угла наблюдения: оно мак-

симально при $\theta = 90^\circ$, т.е. в горизонтальном направлении, и равно нулю при $\theta = 0^\circ$ [2]. Поляризационное различие характеристик распространения радиоволн растет с увеличением интенсивности дождя и с уменьшением центральной частоты диапазона входного сигнала. Согласно данным [2] различие в коэффициенте ослабления на вертикальной и горизонтальной поляризациях на волне 0.8 см составляет 12% и на волне 3.2 см – около 14%, а в коэффициентах рассеяния – около 20 и 30% соответственно. Для оценки радиояростной температуры атмосферы с осадками может быть использовано следующее выражение [92]:

$$T_{\text{ярк}} = (T_{\text{осл}} + T_{\text{погл}}) / 2, \quad (4.35)$$

где $T_{\text{осл}}$ и $T_{\text{погл}}$ - радиояростная температура атмосферы с дождем при учете только ослабления и только рассеяния в направлении вперед соответственно, равные

$$T_{\text{осл}} = T_0 (1 - \exp(-\alpha h \sec \theta)), \quad (4.36)$$

$$T_{\text{погл}} = T_0 (1 - \exp(-(1 - \bar{\omega}) \alpha h \sec \theta)), \quad (4.37)$$

где T_0 - термодинамическая температура; α - погонный коэффициент ослабления в дожде; h - толщина слоя дождя; $\bar{\omega}$ - альбеда однократного рассеяния, равное отношению коэффициента рассеяния к коэффициенту ослабления.

Показатель степени экспоненты в выражениях (4.36) и (4.37) еще рассматривают [2] как оптическую толщину атмосферы

$$\tau(\theta) = \alpha h \sec(\theta). \quad (4.38)$$

В зависимости от атмосферных условий: температуры, влажности, давления, наличия облаков и их влагозапаса, интенсивности выпадения осадков, параметры в выражениях (4.36) – (4.38) могут существенно изменяться, но экспоненциальный характер зависимости яркостной температуры от оптической толщины остается, поэтому изменение коэффициентов ослабления и рассеяния в атмосфере с осадками эквивалентно аналогичному относитель-

ному изменению оптической толщины, а поляризационный контраст можно определить как

$$\Delta T_{\Pi} = T_{\Gamma} - T_{\text{B}} = T_0 e^{\tau(\theta)} (1 - e^{\delta\tau(\theta)}), \quad (4.39)$$

где $\delta\tau(\theta)$ - относительное изменение оптической толщины при смене поляризации.

Для характеристики поляризационных свойств радишумового излучения также используется коэффициент поляризации m (или степень поляризации), равный отношению разности радиоярких температур на ортогональных линейных поляризациях $T_{\text{яркг}}$, $T_{\text{яркв}}$ к их полусумме.

$$m = \frac{T_{\text{яркг}} - T_{\text{яркв}}}{(T_{\text{яркг}} + T_{\text{яркв}})/2}. \quad (4.40)$$

Так в работе [92] приведены данные экспериментальных исследований радиотеплового излучения атмосферы на двух поляризациях при проведении измерений в направлении зенитного угла 75° на длине волны 2.25 см в зависимости от интенсивности дождя. Результаты этих исследований приведены на рис. 4.18.

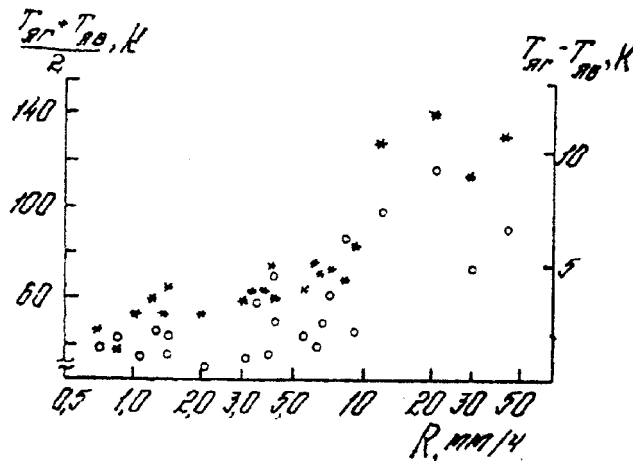


Рис. 4.18 Данные поляризационных радиотеплолокационных исследований дождя

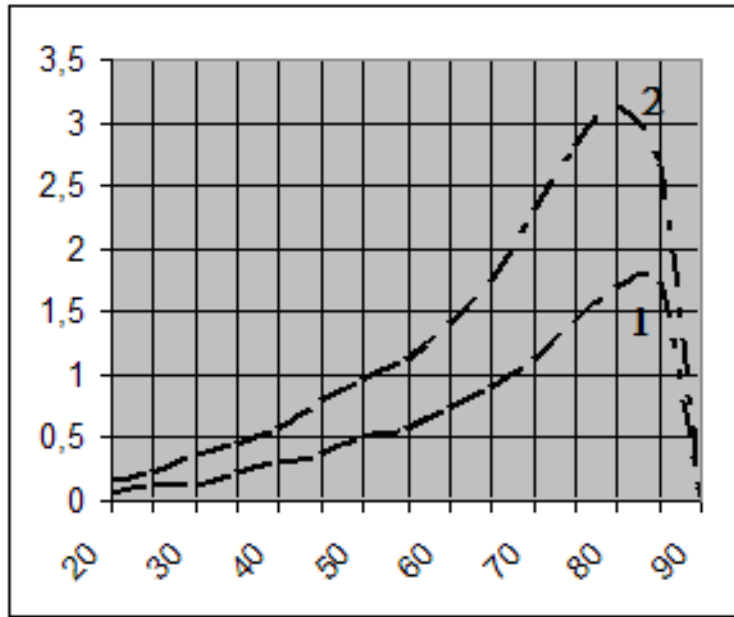
В целом результаты исследований показали [92], что коэффициент поляризации в данном направлении ($\theta = 75^\circ$) в зависимости от интенсивности дождя изменяется от 1.1 до 9%.

Для оценки погрешности системы с поляризационным разрешением полезного сигнала рассмотрим усредненное значение поляризационного контраста атмосферы по области углов $\Delta\theta$ от 0° до 75°

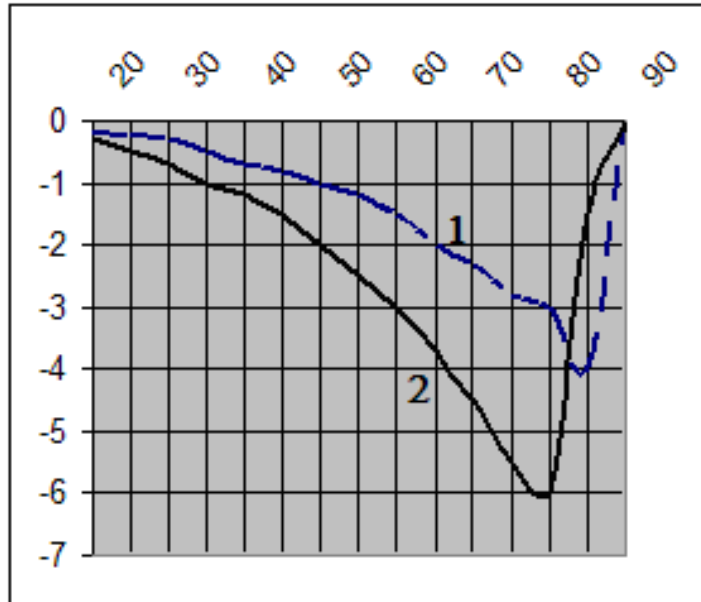
$$\Delta\bar{T}_\Pi = \frac{1}{\Delta\theta} \int_{\Delta\theta} \Delta T_\Pi(\theta) d\theta. \quad (4.41)$$

Проведенные расчеты средней величины поляризационного контраста для случая максимально наблюдаемого в работе [92] поляризационного контраста $\Delta T_\Pi = 3\text{К}$ при угле наблюдения 75° при интенсивности дождя 20 мм/ч дали значение погрешности $\Delta\bar{T}_\Pi \approx 3\text{К}$.

При наличии в атмосфере кристаллических частиц, также наблюдается поляризационный контраст радиотеплового излучения. Например, в работе [93] приведены результаты измерений и моделирования для случая зимне-весенних облаков при наличии в них кристаллической фазы. Данные измерений и расчета показывают, что средняя величина поляризационного контраста при длине волны 3 мм и угле наблюдения $\theta = 70^\circ$ составляет величину $|\Delta T_\Pi| \approx 3\text{К}$ носит нерегулярный характер, причем наблюдается поляризационный контраст обоих знаков. С уменьшением угла наблюдения до значения $\theta = 40^\circ$ величина поляризационного контраста уменьшается примерно в два раза. Угловая зависимость поляризационного контраста облаков, содержащих горизонтально – и вертикально-ориентированные кристаллы, приведена на рис. 4.19 [93].



а



б

Рис.4.19 Угловая зависимость поляризационного контраста облаков толщиной 2 км, содержащих горизонтально – (а) и вертикально - ориентированные (б) кристаллы, при ледности облаков: 1- 0.05 г/м^3 , 2 – 0.2 г/м^3 .

При выполнении процедуры усреднения поляризационного контраста по угловой области от 0° до 90° согласно выражению (4.40), среднее значение поляризационного контраста составило: для ледности 0.05 г/м^3 - $|\Delta T_{\parallel}| \approx 0,7 - 1,5\text{К}$, а для 0.2 г/м^3 - $|\Delta T_{\parallel}| \approx 1,3 - 2,3\text{К}$.

Для восходящего излучения атмосферы поляризационный контраст определяется не только поляризационными свойствами атмосферы, но и подстилающей поверхности. Так в [2] приведена следующая формула оценки восходящего излучения атмосферы

$$T_{\text{ярк}} = \chi T_{\text{п}} e^{-\tau} + T_{\text{э}} [1 - e^{-\tau}] [1 - \chi] e^{-\tau} + T_{\text{э}} [1 - e^{-\tau}], \quad (4.42)$$

где $T_{\text{п}}$ - термодинамическая температура поверхности; $T_{\text{э}}$ - эффективная температура атмосферы; χ - коэффициент излучения подстилающей поверхности; τ - оптическая толщина атмосферы.

В отличие от атмосферы с метеообразованиями у подстилающей поверхности – суши радиояркая температура на вертикальной поляризации превышает аналогичную величину на горизонтальной поляризации [3, 29], поэтому поляризационный контраст восходящего излучения атмосферы с осадками может иметь разные знаки в зависимости от угла наблюдения, длины волны, интенсивности осадков. В работе [94] приведены данные по измеренному радиояркому контрасту дождевых облаков на фоне неувлажненной суши на вертикальной и горизонтальной поляризации. Полученные по этим данным результаты оценки поляризационного контраста приведены в Таблице 4.2.

Таблица 4.2

Поляризационный контраст $\Delta T_{\text{п}} = T_{\text{г}} - T_{\text{в}}$ для радиояркого контраста восходящего излучения дождевых облаков на фоне неувлажненной суши

I, мм/час	$\lambda = 1.3\text{см}$				$\lambda = 3.2\text{см}$			
	Угол наблюдения							
	0	20	40	60	0	20	40	60
1	-1	4	12	70	-7	2	-7	-21
5	-3	4	21	98	0	-7	8	21
20	3	17	23	96	-12	1	23	43

Согласно данным Таблицы 4.2 поляризационный контраст восходящего излучения дождевых облаков варьируется в широких пределах в зависимости от угла наблюдения, длины волны, интенсивности дождя от отрицательных значений (-21 К) до значительных положительных величин (98К), что позволяет сделать предположение о сложном характере зависимости погрешности радиотеплолокационных измерений в методе поляризационного разрешения полезного сигнала, обусловленной неадекватностью фонового излучения на двух поляризациях, в зависимости от условий проведения радиотеплолокационного контроля.

Поляризационные характеристики излучения подстилающей поверхности также проанализируем с точки зрения величины наблюдаемого поляризационного контраста в зависимости от свойств этой поверхности. Для примера рассмотрим в качестве подстилающей поверхности – водную поверхность гладкую и взволнованную, водную поверхность, покрытую льдом, грунт и пашню.

Для оценки средней величины поляризационного контраста подстилающей поверхности воспользуемся данными, приведенными в работе [85]. На рис. 4.20 – 4.24 показаны угловые зависимости радиояркостных температур подстилающих поверхностей [85], по которым произведена оценка среднего поляризационного контраста по выражению (4.40) и результаты расчета сведены в Таблицу 4.3.

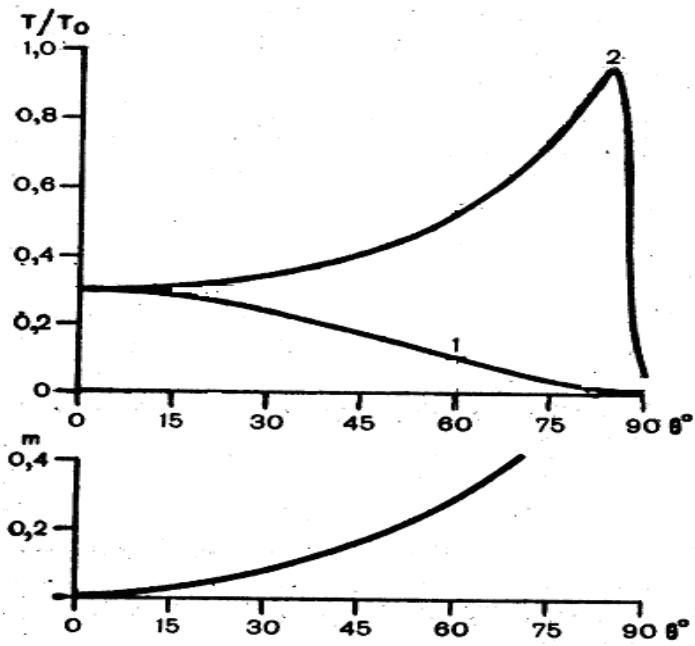


Рис. 4.20 Зависимость степени поляризации m и излучательной способности T/T_0 для гладкой морской поверхности (частота 1 ГГц) от угла наблюдения: 1 - горизонтальная поляризация, 2 – вертикальная поляризация.

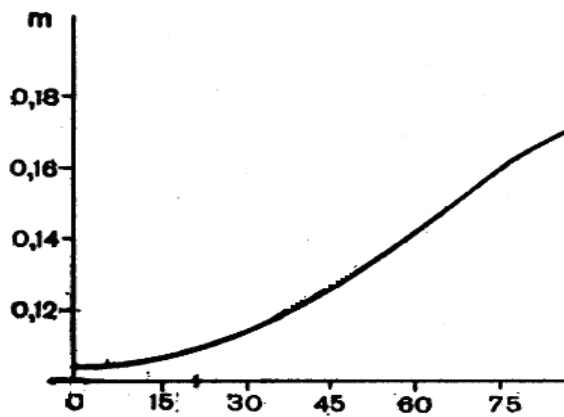


Рис.4.21 Зависимость степени поляризации m теплового радиоизлучения взволнованной морской поверхности от угла наблюдения.

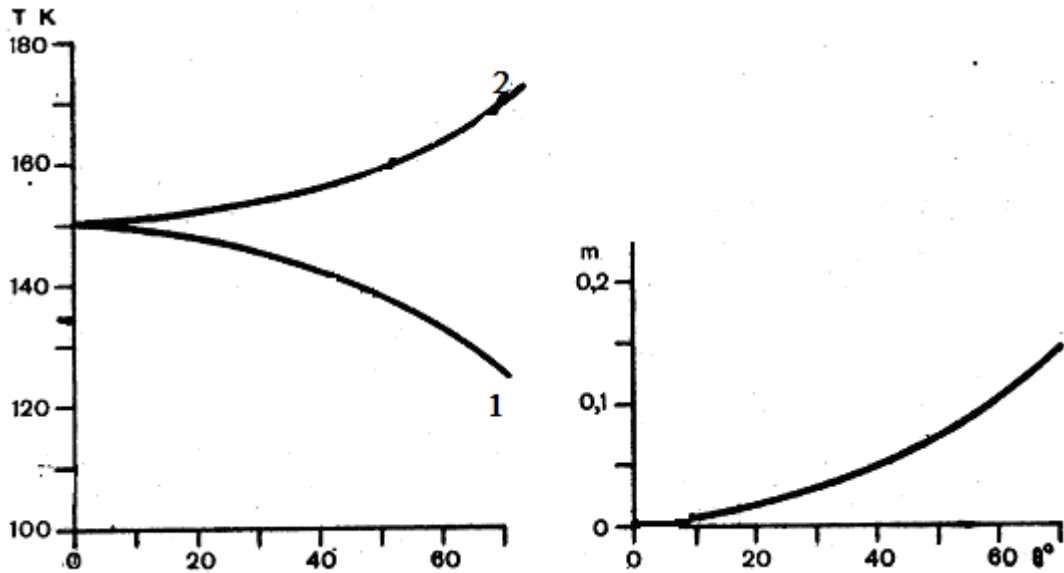


Рис. 4.22 Зависимость степени поляризации m и радиояростной температуры ледяного покрова водной поверхности (толщина льда 7 см, $T_0 = 260\text{K}$, частота 10 ГГц) от угла наблюдения: 1 - горизонтальная поляризация, 2 - вертикальная поляризация.

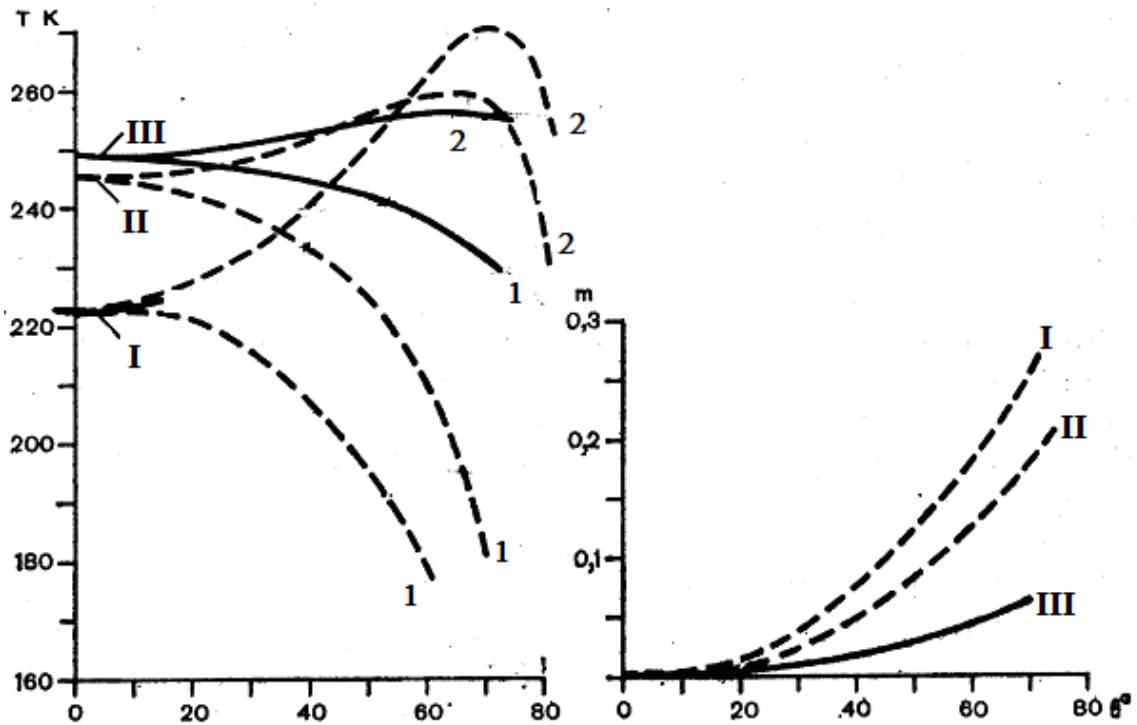


Рис. 4.23 Зависимость радиояростной температуры и степени поляризации m грунта (частота 10 ГГц) от угла наблюдения: 1 - горизонтальная поляризация, 2 - вертикальная поляризация; I - влажная почва ($T_0 = 273\text{K}$); II - промерзшая почва ($T_0 = 269\text{K}$); III - сухая почва ($T_0 = 273\text{K}$).

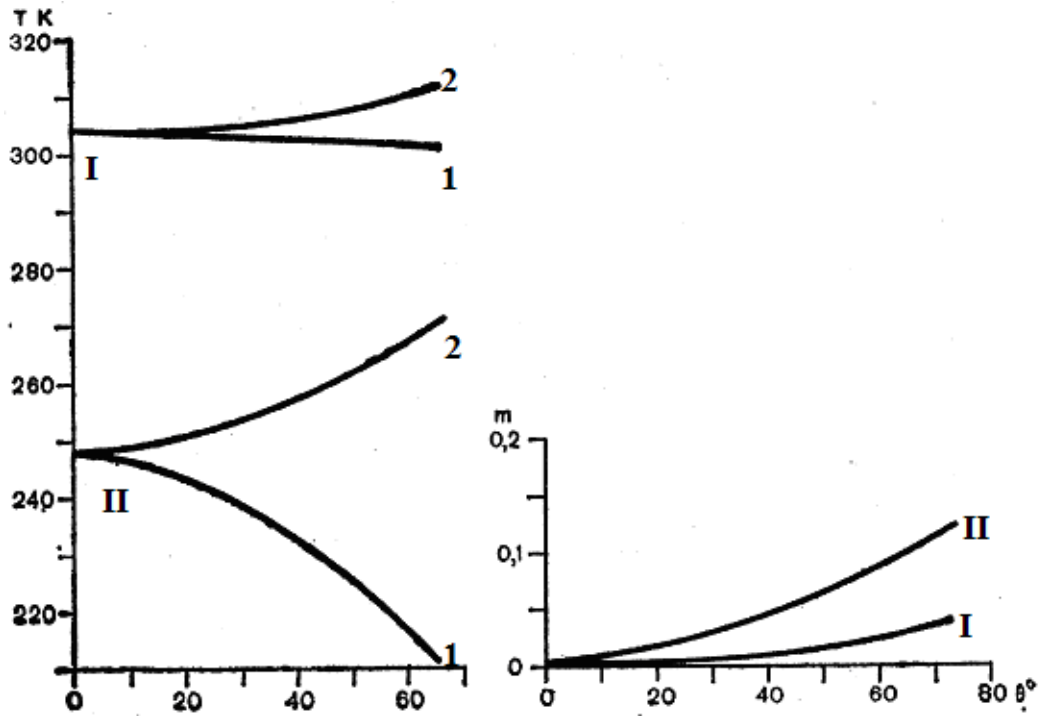


Рис. 4.24 Зависимость радиояростной температуры и степени поляризации m пашни (частота 35 ГГц) от угла наблюдения: 1 - горизонтальная поляризация, 2 – вертикальная поляризация; I – сухая пашня ($T_0 = 283\text{K}$); II – влажная пашня ($T_0 = 280\text{K}$).

Таблицу 4.3

Тип подстилающей поверхности	Средний поляризационный контраст $\Delta\bar{T}_n$
Гладкая водная поверхность ($T_0 = 283\text{K}$)	75
Взволнованная водная поверхность	67
Ледяной покров на водной поверхности	40
Влажная почва	60
Промерзшая почва	35
Сухая почва	15
Сухая пашня	4
Влажная пашня	25

Рассмотрим оценку погрешности компенсации $\Delta T_{\text{ниж}}$ в системе с поляризационным разрешением полезного сигнала для природных сред, формирующих фоновое излучение, принимаемое антенной радиотеплолокационной системы через нижнее полупространство области рассеяния ДН.

Результаты оценочных расчетов величины $\Delta T_{\text{ниж}}$ для антенн с различной направленностью, задаваемой величиной ширины главного лепестка ДН $2\theta_{0.5}$ антенны, при условии, что фоновое излучение из нижнего полупространства формируется одной из рассмотренных природных сред, приведены на рис.4.25 – 4.27.

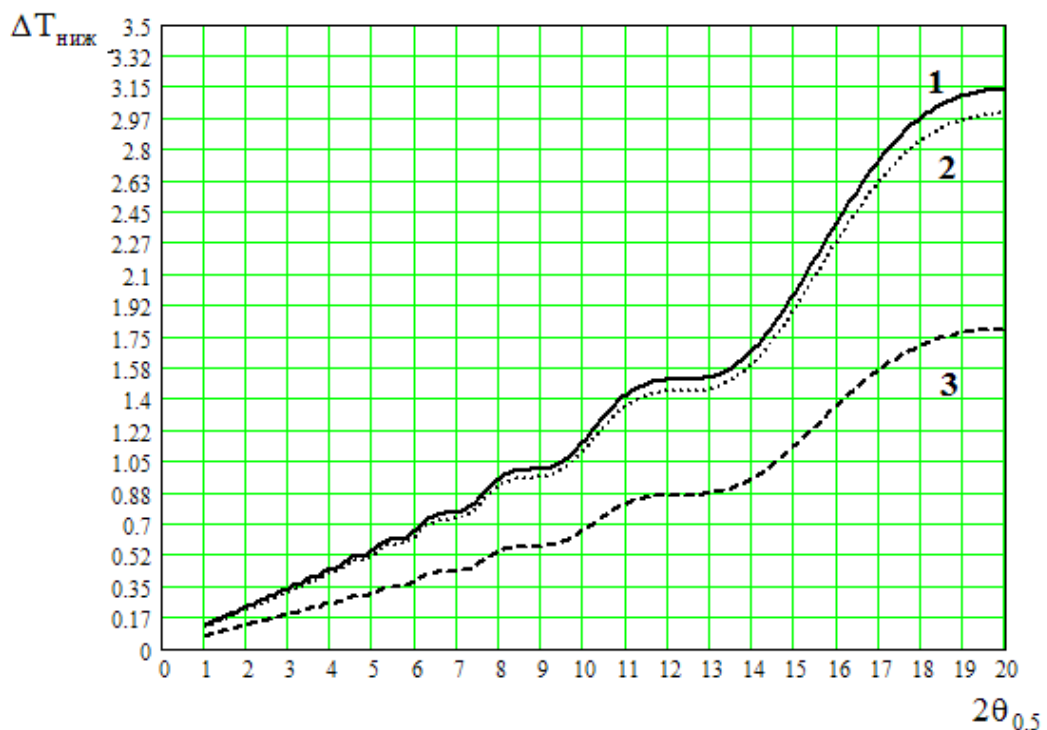


Рис. 4.25 Величина погрешности компенсации фонового излучения нижнего полупространства – водной поверхности в зависимости от ширины главного лепестка ДН $2\theta_{0.5}$ антенны: 1 – гладкая водная поверхность, 2 – взволнованная водная поверхность, 3 – водная поверхность с ледяным покровом.

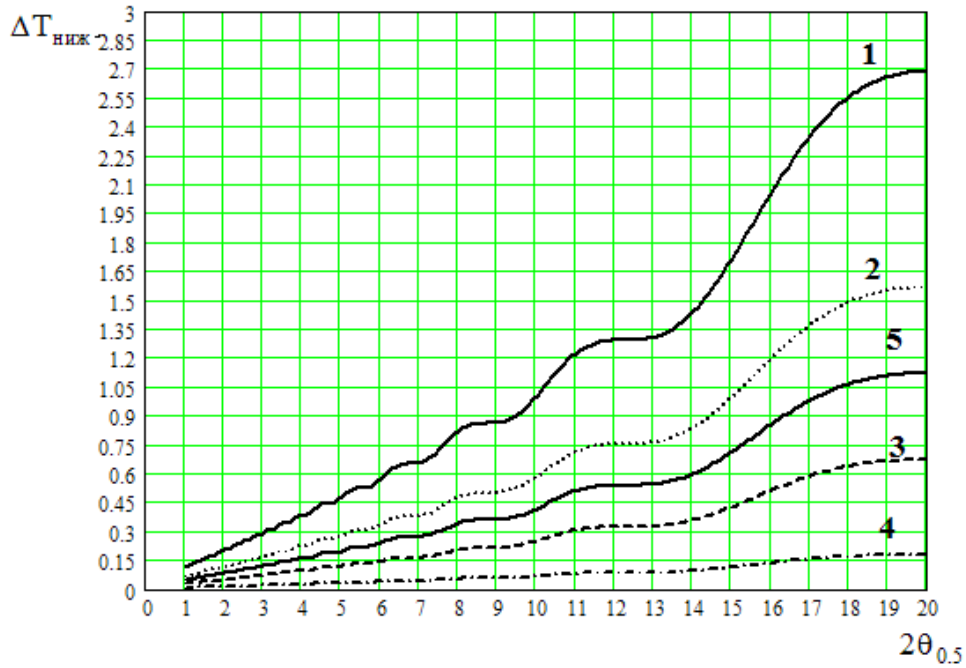


Рис.4.26 Величина погрешности компенсации фонового излучения нижнего полупространства – земной поверхности в зависимости от ширины главного лепестка ДН $2\theta_{0.5}$ антенны: 1 – влажная почва, 2 – промерзшая почва. 3 – сухая почва, 4 – сухая пашня, 5 – влажная пашня.

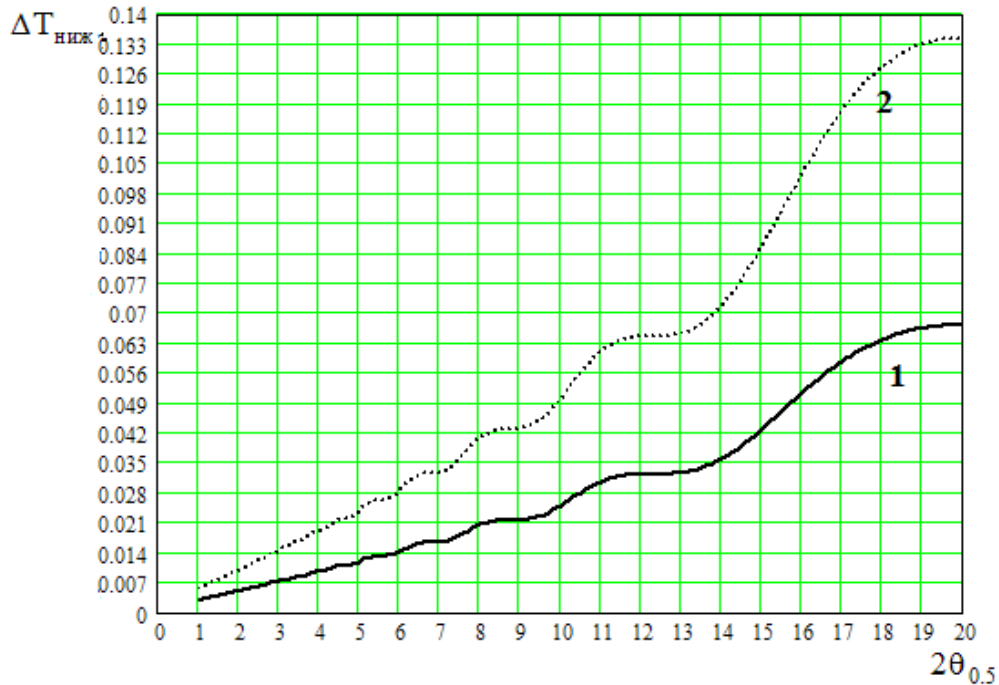


Рис. 4.27 Величина погрешности компенсации фонового излучения нижнего полупространства – атмосферы с метеообразованиями в зависимости от ширины главного лепестка ДН $2\theta_{0.5}$ антенны: 1 – дождевые облака; 2 – облака с ледяными кристаллами.

Компенсация влияния фонового излучения в радиотеплолокационных системах с поляризационным разрешением более эффективна при проведении измерений в ситуации, когда радиояркая температура нижнего полупространства больше радиояркой температуры верхнего полупространства по отношению к раскрытию антенны, т.к. величина $\Delta T_{\text{верх}}$ согласно (4.34) прямо пропорциональна величине радиояркой температуры верхнего полупространства, а $\Delta T_{\text{ниж}}$ - поляризационному контрасту на ортогональных поляризациях. Применительно к условиям радиотеплолокационных измерений при контроле параметров природных сред более полная компенсация помеховых компонент входного сигнала, обусловленных приемом фонового излучения, будет наблюдаться в системе с поляризационным разрешением полезного сигнала при радиотеплолокационных измерениях атмосферы, когда поверхность земли расположена в нижнем полупространстве по отношению к антенне. Например, при радиотеплолокационном контроле параметров атмосферы при наличии в верхней части области рассеяния ДН антенны дождевых облаков с радиояркой температурой от 100К до 150К при $\beta_{\text{верх}} = 0.035 - 0.04$ значение $\Delta T_{\text{верх}}$ окажется в пределах от 3.5К до 6К, в то время как максимальное значение $\Delta T_{\text{ниж}}$ согласно данным рис.4.25 - 4.26 окажется в пределах 3К. При изменении направления радиотеплолокационных измерений на противоположное, т.е. при измерениях с борта самолета или спутника аналогичные величины окажутся равными $\Delta T_{\text{верх}} = 10\text{К}$, а $\Delta T_{\text{ниж}} = 0.2\text{К}$.

Как указывалось ранее, один из вариантов уменьшения влияния фактора наличия поляризационного контраста окружающего пространства на точность результатов измерения - осуществление вращения монополяризованного зеркала вокруг своей оси [73], т.к. при этом способе формирование сигнала компенсации фонового излучения нижнего полупространства осуществляется на такой же поляризации, что и при приеме основного измеряемого сиг-

нала. Но при этом могут возникать вопросы, связанные с технической реализацией вращающегося зеркала в составе радиотеплолокационной системы.

4.4 Метод пространственного выделения полезного сигнала в двухканальной системе радиотеплолокационного контроля с малой пространственной избирательностью дополнительного канала

В теории радиосистем выделяют два направления в разработке способов повышения помехоустойчивости систем при наличии внешних помеховых сигналов, принимаемых по области рассеяния ДН антенны, – пассивный и активный. Пассивные способы основаны на уменьшении общего суммарного уровня помех за счет увеличения направленности антенны при снижении уровня приема по боковым и задним лепесткам ДН. В активных способах организуется процедура компенсации помеховых составляющих входного сигнала путем адаптивной подстройки ДН антенны или путем создания дополнительного антенного канала, выходной сигнал которого эквивалентен помехе в основном антенном канале.

Принципы построения конкретных решений по снижению уровня бокового и заднего излучения антенн достаточно хорошо известны [13,78] и основаны на учете процессов формирования их ДН по указанным угловым направлениям.

Например, в случае зеркальной антенны основными факторами, определяющими уровень принимаемого сигнала из дальней боковой и задней угловой области, являются дифракционные поля, обусловленные краевыми эффектами на кромке зеркала, и непосредственный прием излучения на облучатель при углах больших угла раскрыва зеркала. Поэтому основные направления увеличения помехозащищенности зеркальных антенн связаны с решением следующих задач [13]:

- уменьшение амплитуды возбуждения контура раскрыва зеркала;

- использование специальных экранов, ослабляющих действие дифракционных полей;
- деформация контура раскрыва для снижения интенсивности дифракционных полей;
- выполнение части поверхности раскрыва антенны, примыкающей к ее периферии из материала с другими (по сравнению с идеально проводящим металлом) граничными условиями;
- размещение вблизи края раскрыва переизлучающих пассивных элементов, нагруженных на регулируемые реактивные сопротивления;
- использование облучателя с низким уровнем бокового излучения на углах больших угла раскрыва.

Для уменьшения амплитуды возбуждения контура раскрыва зеркала должны решаться задачи синтеза специальных ДН путем подбора распределений поля по излучающему раскрыву. Например, путем решения задач оптимизации получен большой объем данных по подбору распределения токов на круглом раскрыве [13, 97]. Приведенное в [98] специализированное амплитудное распределение Гаусса на пьедестале путем подбора оптимальных характеристик распределения способно обеспечить уровень первых боковых лепестков не более -30 Дб. Но основная сложность применения полученных результатов состоит в практической реализации облучающей системы, обеспечивающей необходимое распределение.

Решение задачи уменьшения бокового излучения путем разработки зеркал с иными, чем по всей поверхности условиями отражения привело к предложениям по деформированию или профилированию контура раскрыва [99-102], по выполнению кромки антенны переменной прозрачности [103,104], а также по использованию рассеивающих объектов [109, 110].

Для ослабления действия дифракционных полей предлагается применение защитных экранов, устанавливаемых за рефлектором или облучателем [107, 111 - 113]. В зависимости от решаемых задач они могут иметь сложную форму и выполняться из специальных материалов.

Значимое подавление узкосекторной помехи по боковой области ДН достигается путем ввода в область раскрыва антенны металлических дисков, диэлектрических линз, круглых рамок, металлических пластин [115 - 117].

Один из способов снижения уровня боковых лепестков за счет уменьшения приема непосредственно через облучатель является разработка облучателя с ДН близкой к столбообразной и с малым уровнем собственного бокового излучения.

Рупорной антенной с низким уровнем бокового излучения в широкой полосе частот является конструкция секториального гофрированного рупора с уровнем бокового излучения -35Дб [118], причем изменение формы и геометрических размеров гофров позволяет получать усовершенствованные модификации данного типа облучателей с улучшенными характеристиками направленности [107]. Снижения уровня бокового излучения рупорных антенн также добиваются использованием диэлектрических насадок, обеспечивающих уменьшение уровня боковых лепестков на 20Дб [115], магнитного покрытия его внутренней поверхности, введением поглощающих пластин и радиопрозрачного укрытия.

Анализ приведенных конструктивных решений антенн с пониженным уровнем бокового излучения показал, что в любом случае требуется значительное усложнение конструкции и многие варианты обеспечивают понижение уровня бокового излучения только в строго ограниченной полосе частот, что не допустимо в антеннах радиотеплолокационной системы, одно из важных требований к которой - широкополосность, т.к. эта характеристика определяет чувствительность системы.

Таким образом, все рассмотренные усовершенствования антенн позволяют снизить влияние помехового действия фонового излучения, но не приводят к его исключению по всей области рассеяния ДН антенны.

Большим потенциалом в задачах повышения помехозащищенности радиотеплолокационных систем обладают активные методы, особенно при применении многоканальных антенн.

Так в радиолокации для случая детерминированной помеховой ситуации решение проблемы повышения помехозащищенности в многоканальных антеннах добиваются путем формирования специальной формы ДН, имеющей нулевые уровни излучения в направлениях прихода мощных помех. Но данный способ нашел свое применение в основном в случае выполнения антенны в виде фазированной антенной решетки, в которой для формирования требуемой ДН в первую очередь оптимизируется форма пространственного распределения токов или полей отдельных излучателей антенны [13, 96].

Для неопределенной помеховой ситуации возможно применение адаптивных антенных систем, формирующих оптимальную по выбранному критерию (например, отношению сигнал-шум) диаграмму направленности, которая, изменяясь во времени в зависимости от помеховой ситуации, постоянно остается оптимальной по этому критерию [13, 95].

В случае радиотеплолокационной системы суммарная помеховая составляющая входного сигнала формируется за счет приема фонового излучения по всей области рассеяния ДН антенны, поэтому в условиях относительно однородного окружающего пространства формирование нулей ДН в определенных направлениях или адаптивная перестройка ДН не обеспечат решение задач повышения помехоустойчивости.

В рассматриваемых условиях функционирования радиотеплолокационных систем наиболее перспективным направлением повышения помехоустойчивости является переход к многоканальным антеннам с характеристиками направленности не зависящими от условий измерений и с аппаратной компенсацией в приемнике. Так в [13] рассмотрена узкополосная приемная система, в которой дополнительно организован антенный канал с меньшей направленностью рис.4.28.

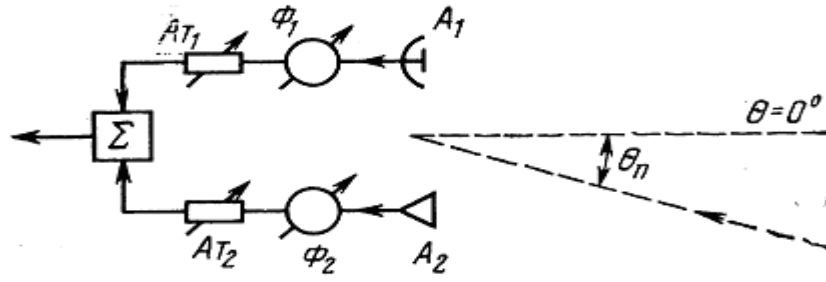


Рис. 4.28 Двухканальная система с компенсацией помех

Для функционирования системы по соответствующему алгоритму компенсации помех каждый антенный канал содержит фазовращатель для создания требуемых фазовых соотношений на несущей частоте сигнала и аттенюатор для обеспечения выравнивания уровня сигнала в заданных направлениях. На рис. 4.29 [13] приведены диаграммы направленности основной антенны (1), дополнительной антенны (2) и для результирующей антенной системы (3) при различных вариантах функционирования фазовращателей и аттенюаторов в системе.

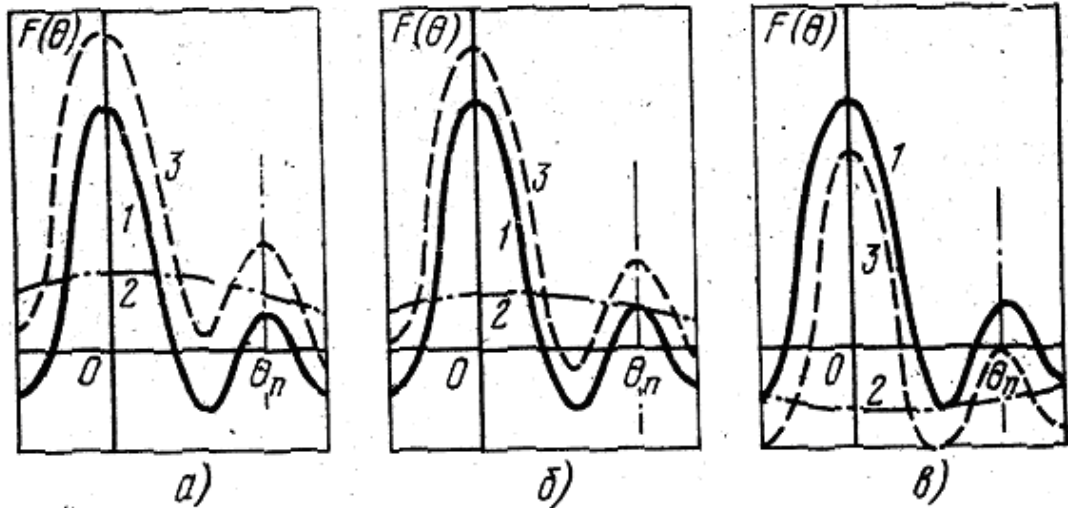


Рис.4.29 Диаграммы направленности двухканальной антенны системы с компенсацией

а – при отсутствии воздействия фазовращателей и аттенюаторов на параметры входных сигналов;

б – при выравнивании уровней сигнала двух антенн с направления прихода помехи θ_{π} ;

в – при выравнивании уровней сигнала с направления помехи θ_{π} и введении фазового сдвига равного π между сигналами двух антенн.

Для того чтобы избежать уменьшения уровня полезного сигнала в основном канале 1 в тех случаях, когда $|F_2(\theta_{\pi})| < |F_1(\theta_{\pi})|$, может быть введен в канал 2 усилитель, но наличие дополнительного активного элемента приводит к увеличению шумов, причем тем больше, чем больше коэффициент усиления. Поэтому в [13] указано, что желательно работать в режиме $|F_2(\theta_{\pi})| \geq |F_1(\theta_{\pi})|$ с использованием только аттенюатора, а следовательно целесообразно использовать направленную антенну 2 с максимумом ее диаграммы направленности, ориентированным по направлению θ_{π} . В качестве примера реализации такой антенны в [13] предложено использовать зеркальную антенну с дополнительным облучателем рис. 4.30, установленным на фокальной оси за основным облучателем таким образом, чтобы уровень приема по компенсационному каналу превосходил в любой области углов, исключая главный лепесток, уровень приема по основному каналу, что можно обеспечить при осесимметричной диаграмме с высоким уровнем облучения края зеркала рис. 4.31.

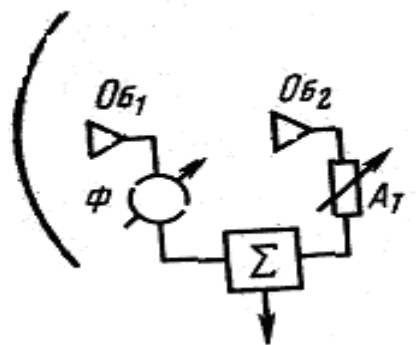


Рис. 4.30 Система с двухканальной зеркальной антенной

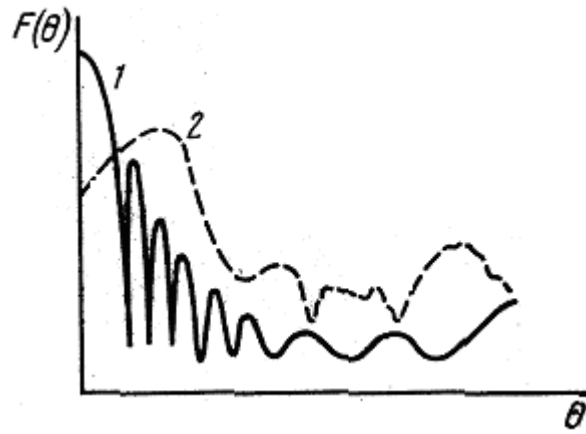


Рис. 4.31 Характеристики направленности двухканальной зеркальной антенны: 1 – основной канал, 2 – компенсационный канал.

На реализацию рассмотренного метода компенсации помех в радиотеплолокационной системе накладываются существенные ограничения, связанные с условиями их функционирования. Во-первых, радиотеплолокационные системы широкополосны (изначально уровень спектральной плотности мощности радиошумового излучения примерно одинаков на всех частотах входящих в полосу рабочих частот системы, а ее ширина определяет одну из основных характеристик системы ее чувствительность), поэтому нежелательно для осуществления процедуры компенсации использовать фазовращатели. Во-вторых, наличие в компенсационном канале аттенюатора приведет в радиотеплолокационной системе к появлению дополнительной шумовой составляющей, уровень которой определяется выражением

$$T_{\text{атт}} = (1 - L_{\text{атт}})T_0, \quad (4.43)$$

где $L_{\text{атт}}$ - ослабление аттенюатора; T_0 - термодинамическая температура аттенюатора. Поэтому следует избегать дополнительной регулировки уровня сигнала компенсации. В-третьих, невозможно при однородном окружающем фоне выделить преимущественное направление $\theta_{\text{п}}$ прихода помехи, уровень помеховых составляющих во входном сигнале системы задается только угловой функцией направленности антенны. В-четвертых, уровень входного полезного сигнала системы достаточно мал, поэтому в процессах компенсации необходимо по максимуму уменьшить его потери.

Исходя из указанных ограничений на возможность реализации компенсации помеховых составляющих входного сигнала радиотеплолокационной системы, обусловленных приемом фонового излучения через область рассеяния ДН антенны, простейшим возможным вариантом построения системы с дополнительным антенным каналом формирования сигнала компенсации может быть рассмотрен вариант использования дополнительной слабонаправленной антенны, например, дополнительного рупора, находящегося за пределами области формирования ДН зеркальной антенны, или, если для основного антенного канала используется рупорная антенна, то в качестве дополнительной антенны можно рассмотреть применение рупора с меньшими размерами раскрыва или волноводный излучатель. При этом основным оказывается вопрос о выборе оптимальных соотношений размеров двух антенн, решение которого связано с оценкой степени компенсации при сопутствующем уменьшении уровня полезного сигнала, что непосредственно влияет на чувствительность и разрешающую способность системы.

Рассмотрим вопрос оптимизации дополнительного антенного канала. Для этого необходимо провести численный анализ ДН двух антенных каналов при соответствующей нормировке уровня принимаемой мощности дополнительным каналом по соотношению их действующих площадей, или в первом приближении геометрических площадей раскрывов антенн.

Рассмотрим соотношение ДН основной и дополнительной антенны в двухканальной системе с компенсацией помеховых сигналов для двух случаев:

- основная антенна высоконаправленная осесимметричная зеркальная с шириной ДН по уровню половинной мощности единицы градусов;
- основная антенна рупорная с шириной ДН от 10^0 и более градусов.

Результаты моделирования для этих двух случаев представлены на рис. 4.32 и 4.33.

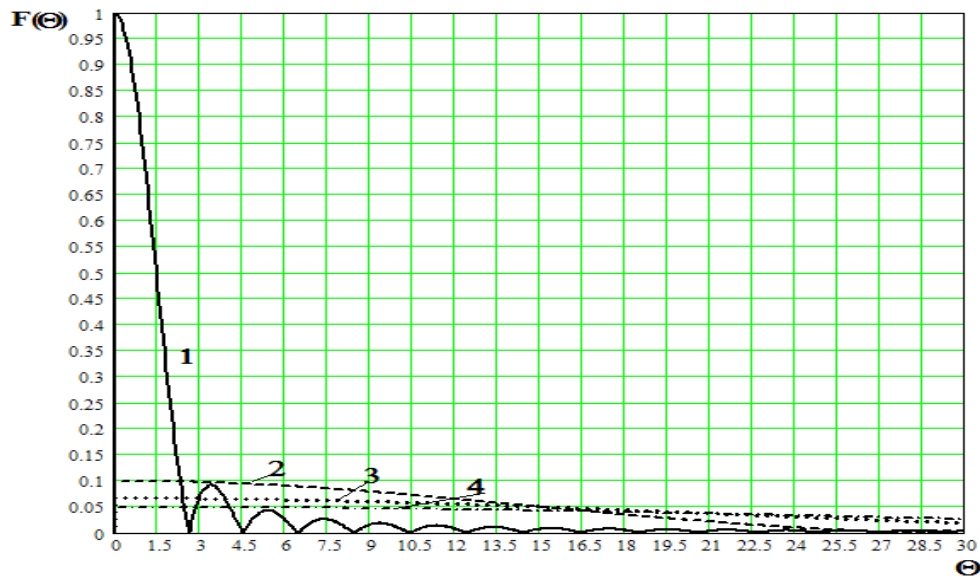


Рис. 4.32 ДН двухканальной антенны системы с компенсацией: 1- основная антенна с шириной ДН по уровню половинной мощности $\theta_{0.5} = 1^\circ$; 2,3,4 - дополнительная антенна с шириной ДН по уровню половинной мощности $\theta_{0.5} = 10^\circ, 15^\circ, 20^\circ$ соответственно.

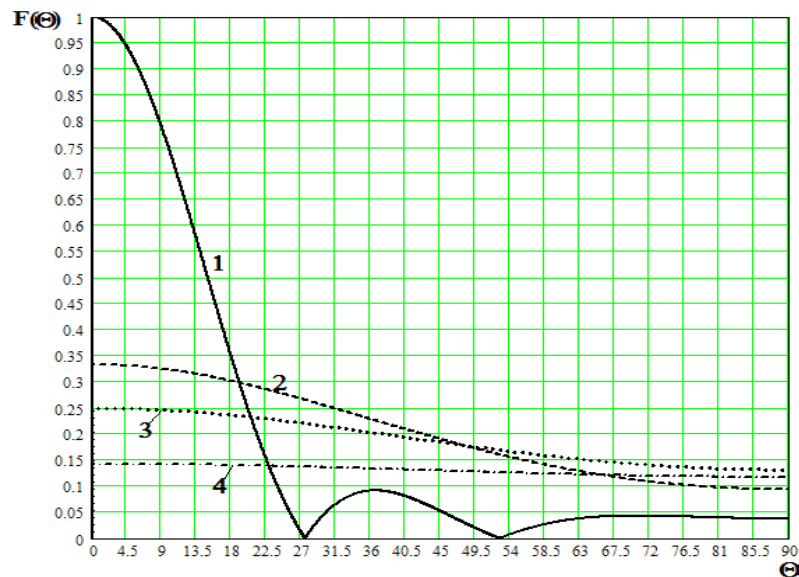


Рис. 4.33 ДН двухканальной антенны системы с компенсацией: 1- основная антенна с шириной ДН по уровню половинной мощности $\theta_{0.5} = 10^\circ$; 2,3,4 - дополнительная антенна с шириной ДН по уровню половинной мощности $\theta_{0.5} = 30^\circ, 40^\circ, 70^\circ$ соответственно.

Анализ зависимостей на рис. 4.32 и 4.33 позволяет предположить, что реализация дополнительной антенны, формирующей сигнал компенсации

без дополнительной корректировки его уровня, имеет существенные ограничения с позиции достижимой компенсации помехового действия фонового излучения. Для численной оценки возможности компенсации помехового сигнала в радиотеплолокационной системе с дополнительной антенной с меньшей направленностью были введены и определены численные значения следующих величин:

- относительный уровень мощности полезного сигнала, принимаемого по полному главному лепестку ДН, после проведения процедуры компенсации

$$\Delta p1 = p_{\text{осн}}(\theta_{\text{осн}0}) - p_{\text{доп}}(\theta_{\text{осн}0}) \left(\frac{R_{\text{осн}}}{R_{\text{доп}}} \right)^2, \quad (4.44)$$

где $p_{\text{осн}}(\theta_{\text{осн}0})$ и $p_{\text{доп}}(\theta_{\text{осн}0})$ - относительные уровни мощности, принимаемые основной и дополнительной антеннами из области полного главного лепестка ДН основной антенны, определяемые по выражению (4.6); $R_{\text{осн}}$ и $R_{\text{доп}}$ - радиусы эквивалентных круглых излучающих апертур основной и дополнительной антенн;

- относительный уровень мощности полезного сигнала, принимаемого по главному лепестку ДН, ширина которого принята на уровне половинной мощности $\theta_{\text{осн}0.5}$, после проведения процедуры компенсации

$$\Delta p2 = p_{\text{осн}}(\theta_{\text{осн}0.5}) - p_{\text{доп}}(\theta_{\text{осн}0.5}) \left(\frac{R_{\text{осн}}}{R_{\text{доп}}} \right)^2, \quad (4.45)$$

- относительный уровень мощности помехового сигнала, обусловленного приемом фонового излучения из области рассеяния ДН основной антенны, после процедуры компенсации

$$\Delta p3 = (1 - p_{\text{осн}}(\theta_{\text{осн}0})) - (1 - p_{\text{доп}}(\theta_{\text{осн}0})) \left(\frac{R_{\text{осн}}}{R_{\text{доп}}} \right)^2. \quad (4.46)$$

Результаты расчета величин Δp_1 , Δp_2 , Δp_3 для основных антенн с шириной главного лепестка по уровню половинной мощности $\Delta\theta_{0.5} = 1^\circ$ и $\Delta\theta_{0.5} = 10^\circ$ приведены на рис. 4.34 и 4.35.

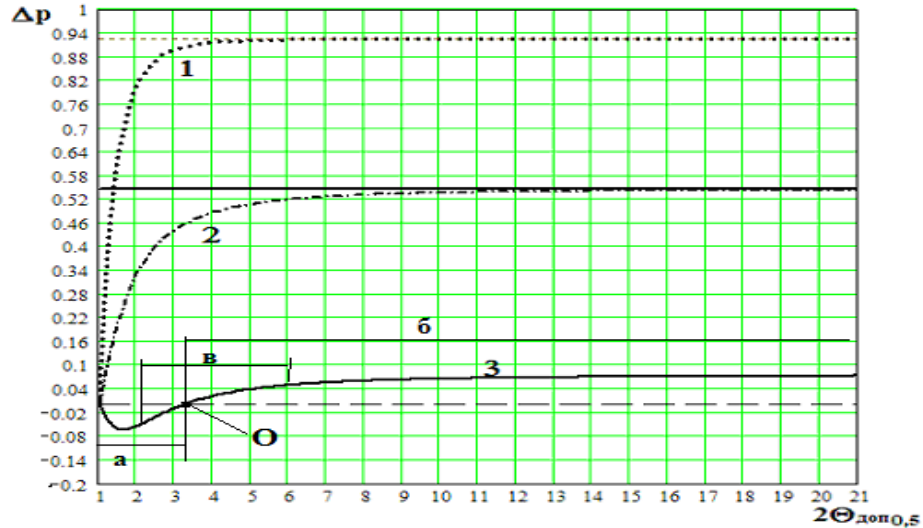


Рис.4.34 Зависимость относительных величин мощности Δp_1 (1), Δp_2 (2), Δp_3 (3) в антенне с компенсационным каналом от направленности дополнительного антенного канала $2\theta_{0.5}$ при ширине главного лепестка ДН антенны по уровню половинной мощности $\Delta\theta_{0.5} = 1^\circ$

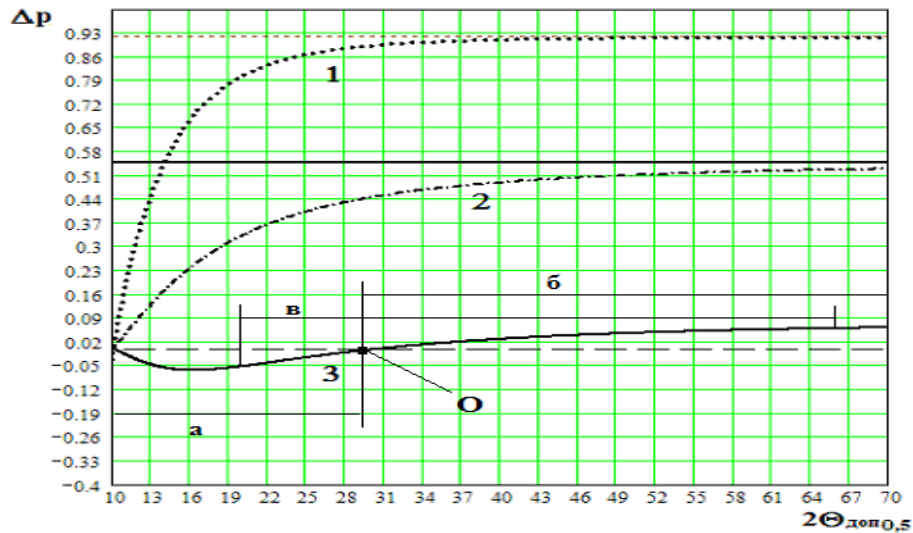


Рис.4.35 Зависимость относительных величин мощности Δp_1 (1), Δp_2 (2), Δp_3 (3) в антенне с компенсационным каналом от направленности дополнительного антенного канала $2\theta_{0.5}$ при ширине главного лепестка ДН антенны по уровню половинной мощности $\Delta\theta_{0.5} = 10^\circ$.

Анализ полученных графических зависимостей относительных мощностей в антенной системе с компенсационным каналом с меньшей направленностью позволяет сделать следующие выводы:

- на графике зависимости $\Delta p_3(2\theta_{\text{доп}0.5})$ можно выделить три участка, характеризующих различные ситуации при компенсации в двухканальной антенне: а – уровень принимаемой мощности по области рассеяния ДН дополнительной антенны превышает аналогичную величину основной антенны, поэтому значения Δp_3 отрицательны; б - уровень принимаемой мощности по области рассеяния ДН дополнительной антенны ниже по сравнению с основной антенной за счет уменьшения площади апертуры дополнительной антенны и в результате при определенных значениях $2\theta_{\text{доп}0.5}$ оказывается настолько мал, что график $\Delta p_3(2\theta_{\text{доп}0.5})$ переходит в горизонтальную линию, уровень которой обусловлен уровнем приема мощности по области рассеяния только основной антенны; в – диапазон значений направленности дополнительной антенны, при которых наблюдается уменьшение вклада фонового излучения в двухканальной антенне при проведении процедуры компенсации;

- точка О на графике зависимости $\Delta p_3(2\theta_{\text{доп}0.5})$ соответствует значению $2\theta_{\text{доп}0.5}$, при котором суммарные мощности приема по области рассеяния основного и дополнительного каналов оказываются равными и обеспечивается полная компенсация влияния фонового излучения на результаты измерений при условии абсолютной однородности радиозумового излучения окружающего пространства;

- направленность дополнительной антенны при условии допустимой компенсации принимаемой мощности по области рассеяния ДН основной антенной (в) в сильной степени зависит от направленности последней: чем она выше, тем уже диапазон возможных значений;

- направленность оптимальной дополнительной антенны (точка О) на графике зависимости $\Delta p_3(2\theta_{\text{доп}0.5})$ имеет тот же порядок, что и основная антенна, так для основной антенны с шириной диаграммы направленности

$\Delta\theta_{0,5} = 1^\circ$ оптимальная ширина диаграммы направленности дополнительной антенны $\theta_{\text{доп}0,5} = 3.3^\circ$, а для значения $\Delta\theta_{0,5} = 10^\circ$ аналогичная величина равна $\theta_{\text{доп}0,5} = 31^\circ$, данный факт ограничивает возможность применения слабонаправленных антенн рупорного и волноводного типа в качестве дополнительных антенн формирования сигнала компенсации в двухканальной антенне без дополнительной регулировки уровня сигнала компенсации при выполнении основной антенны в виде высоконаправленной зеркальной антенны;

- выполнение компенсации помеховой составляющей входного сигнала радиотеплолокационной системы сопровождается снижением уровня полезной составляющей принимаемой из области главного лепестка ДН антенны, причем в случае полной компенсации для абсолютно равномерного фона потери информационного сигнала порядка 3%.

Для оценки потерь полезного сигнала и погрешности компенсации можно воспользоваться нормированными зависимостями $\Delta P1 = \Delta p1 / p_{\text{осн}}(\theta_{\text{осн}0})$ и $\Delta P3 = \Delta p3 / (1 - p_{\text{осн}}(\theta_{\text{осн}0}))$ от ширины главного лепестка ДН дополнительной антенны $2\theta_{\text{доп}0,5}$. Результаты численной оценки указанных величин приведены на рис. 4.36 – 4.37.

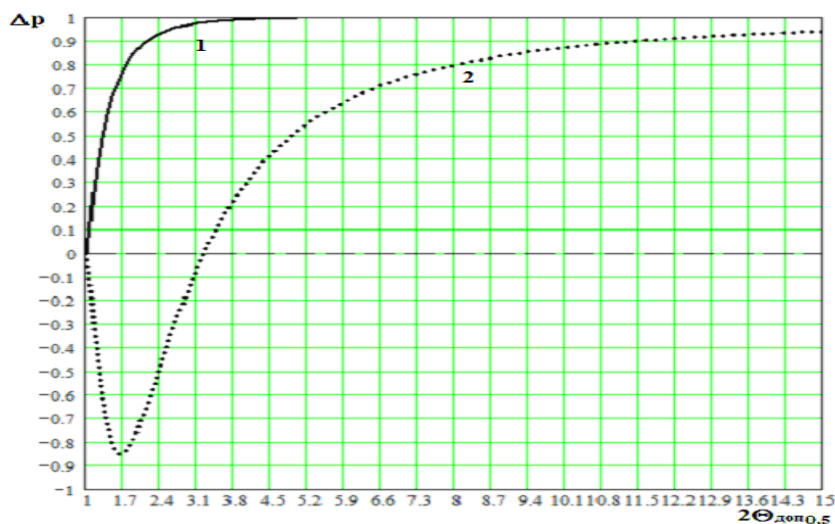


Рис. 4.36 Зависимость нормированных величин мощности $\Delta P1$ (1) - относительного уровня потерь полезного сигнала, $\Delta P3$ (2) – относительной погрешности компенсации помехового сигнала в антенне с компенсационным

каналом от направленности дополнительного антенного канала $2\theta_{0,5}$ при ширине главного лепестка ДН основной антенны по уровню половинной мощности $\Delta\theta_{0,5} = 1^\circ$.

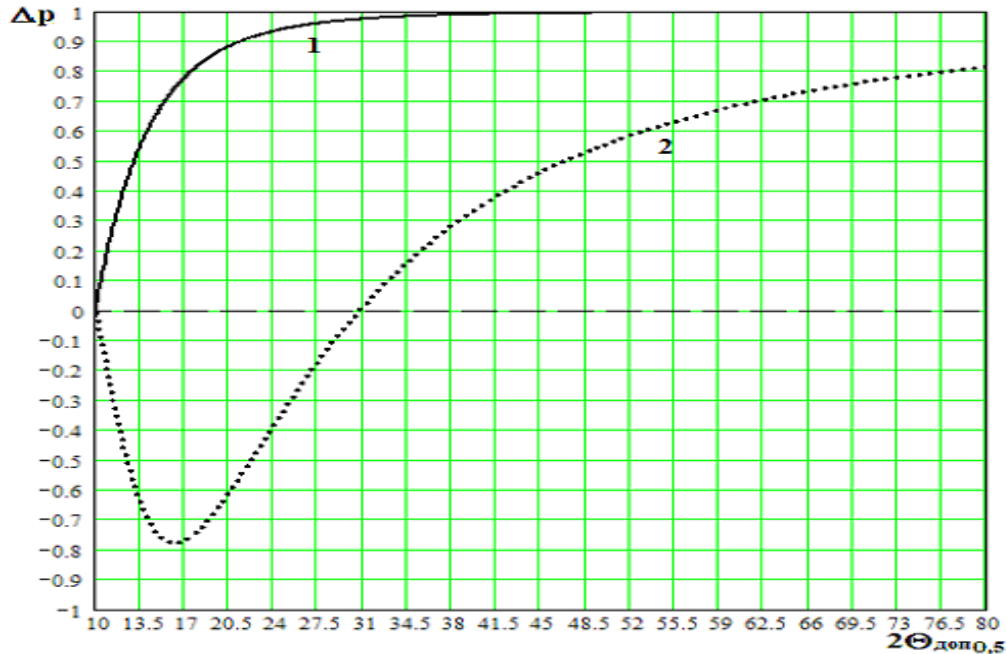


Рис. 4.37 Зависимость нормированных величин мощности ΔP_1 (1) - относительного уровня потерь полезного сигнала, ΔP_3 (2) – относительной погрешности компенсации помехового сигнала в антенне с компенсационным каналом от направленности дополнительного антенного канала $2\theta_{0,5}$ при ширине главного лепестка ДН основной антенны по уровню половинной мощности $\Delta\theta_{0,5} = 10^\circ$.

Таким образом, при рассмотрении варианта двухканальной антенны для компенсации действия фонового излучения на результаты измерений с выполнением дополнительного антенного канала в виде слабонаправленной антенны следует учитывать, что данный способ компенсации неизбежно связан с значительными потерями полезного сигнала, и что требования к величине погрешности компенсации помехового сигнала, принимаемого из области рассеяния ДН, в полной мере определяют ограничения на характеристики направленности дополнительного антенного канала.

Выводы по главе 4

1. Статистический метод оценки фонового излучения при современной аппаратуре контактных измерений обеспечивает погрешность на уровне 10% при условии однородных излучательных свойств верхнего и нижнего полупространства. Источником дополнительной погрешности радиотеплолокационного контроля метеопараметров могут являться локальные неоднородности или непрерывное во времени изменение излучательных свойств, например, при контроле параметров атмосферы с поверхности Земли в условиях выпадения осадков.

2. Метод диаграммной модуляции имеет принципиальное ограничение по условиям применения – наличие радиояркого контраста исследуемой области относительно окружающего фона и небольшие угловые расстояния между направлениями на исследуемый объект и опорную область для обеспечения малых относительных смещений ДН антенны и фоновой области. Проведенные исследования показали, что более вероятны погрешности компенсации фонового шума для антенн с широкой ДН, но уровень погрешности компенсации выше для антенн с малой шириной ДН. Абсолютная величина погрешности компенсации в методе диаграммной модуляции может достигать 5К, что значительно превышает чувствительность современных радиометров.

3. Метод поляризационного разрешения может быть реализован только в системах с зеркальными антеннами, у которых конструкция зеркал обеспечивает монополяризованный режим приема радиошумового излучения, а формирование сигнала компенсации происходит за счет приема излучения на ортогональной поляризации непосредственно на облучатель антенны. Поэтому погрешности компенсации фонового шума связаны с различием условий приема на ортогональных поляризациях, развязкой сигналов двух поляризаций на зеркале и различием уровня фонового шума на ортогональных поляризациях. Проведенные исследования показали, что наименьшие значения погрешности компенсации в методе поляризационного разрешения обес-

печиваются при контроле параметров атмосферы с поверхности Земли порядка единиц Кельвин.

4. Переход к двухканальной антенне в радиотеплолокационной системе с дополнительным каналом компенсации в простейшем варианте предполагает введение еще одной антенны с малой направленностью – малый рупор или волноводный излучатель. Проведенный анализ показал теоретическую возможность полной компенсации фонового шума при потерях полезной составляющей входного сигнала не менее 10%, но при этом направленность дополнительной антенны должна быть одного порядка с основной антенной, что может вызвать затруднения ее конструктивной реализации при использовании в системе зеркальной антенны.

Таким образом, рассмотренные методы позволяют выполнять компенсацию помеховых составляющих входного сигнала радиотеплолокационной системы с определенной погрешностью, которая зависит от условий проведения радиотеплолокационного контроля и характеристик направленности применяемой антенны.

Глава 5 Компенсационный метод радиотеплолокационного контроля на основ в двухканального приема со специальной формой пространственной избирательности дополнительного канала

Задача компенсации помехового действия фонового излучения, окружающего радиотеплолокационную систему и принимаемого через область рассеяния ДН антенны, должна решаться с учетом требования минимального влияния на уровень полезной составляющей входного сигнала системы.

В главе 4 рассматривался вариант компенсации путем организации в антенной системе дополнительного канала приема с меньшей пространственной избирательностью и анализ показал, что при полной компенсации в условиях абсолютно равномерного уровня фонового излучения потери полезной составляющей не менее 5%, при существенных ограничениях на возможность реализации дополнительного антенного канала, особенно при достаточно высокой пространственной избирательности основного антенного канала.

Полученные результаты анализа позволяют сформулировать принципы дальнейшего усовершенствования двухканальных антенн: низкий уровень приема по угловой области главного лепестка ДН основной антенны и по возможности комплексное встраивание дополнительного канала в состав антенны радиотеплолокационной системы.

Организация дополнительного антенного канала формирования сигнала компенсации влияния фонового шума предполагает возможность аппаратного выполнения процедуры компенсации в радиометре системы. Рассмотрим известные способы построения радиометров и оценим возможности введения компенсации внешнего шума в составе входного сигнала совместно с компенсацией внутреннего шума радиометра.

5.1 Анализ способов выделения полезного сигнала в приемниках систем радиотеплолокационного контроля

Для анализа условий компенсации помеховых составляющих входных сигналов радиотеплолокационных систем необходимо проанализировать их влияние на параметры выходных сигналов радиометров.

5.1.1 Анализ шумовых составляющих выходных сигналов радиометра

На входе приемника радиотеплолокационной системы действует аддитивная смесь $\xi_s(t)$, состоящая из полезного сигнала $S(t)$, помехи $I(t)$ и собственного шума приемника $n(t)$ [29], т.е.

$$\xi_s(t) = S(t) + I(t) + n(t), \quad (5.1)$$

где $n(t)$ обладает следующими статистическими характеристиками:

$$\langle n(t) \rangle = 0; \quad \langle n(t_1) \cdot n(t_2) \rangle = \frac{1}{2} N_0 \delta(t_2 - t_1), \quad (5.2)$$

где $\langle \rangle$ означает операцию статистического усреднения; N_0 - спектральная плотность шума; $\delta(x)$ - дельта-функция.

В работе [26 - 27] показано, что структура оптимального приемника для радиотепловых сигналов, синтезированная в линейном приближении, состоит из линейного тракта, детектора и накопителя.

Состав линейного тракта зависит от типа приемника – прямого усиления или с преобразованием частоты. С точки зрения шумовых свойств радиометров и в том и в другом случае прохождение сигнала $S(t)$ и помехи $I(t)$, формируемых на выходе антенны в результате приема радиошумового излучения окружающего пространства, сопровождается возникновением в линейном тракте дополнительной шумовой составляющей $n(t)$, обусловленной собственным шумовым сигналом, возникающем в каждом элементе тракта. Кроме того, возможные в реальных устройствах изменения параметров, приводят к флуктуационным изменениям коэффициента передачи линейного тракта, что эквивалентно дополнительному помеховому воздействию на измеряемый сигнал.

После прохождения линейного тракта смесь сигнала и помех $\xi_s(t)$ поступает на квадратичный детектор, выходное напряжение которого пропорционально квадрату входного напряжения или, что эквивалентно, мощности входного сигнала, т.е. радиотепловой температуре.

Рассмотрим состав выходной мощности квадратичного детектора с целью выделения составляющих, подлежащих компенсации в процессе проведения измерений, и оценки влияния неточности компенсации на результаты радиотеплолокационных измерений.

В начале исследований примем условие постоянства коэффициента усиления радиометра.

Если сигнал на выходе антенны отсутствует, то выходной отклик радиометра обусловлен внутренними шумами. При этом функция корреляции тока на выходе квадратичного детектора равна [8]

$$\overline{i(t)i(t+\tau)} = \beta^2 \overline{n^2 n_\tau^2} = \beta^2 \left(\overline{n^2}\right)^2 [1 + 2R(\tau)], \quad (5.3)$$

где β - чувствительность детектора; $R(\tau)$ - коэффициент корреляции

$$R(\tau) = \int_0^\infty B_{вч}(\omega) \cos \omega \tau d\omega \cdot \cos \omega_0 \tau = r_{вч}(\tau) \cos \omega_0 \tau, \quad (5.4)$$

где $B_{вч}(\omega)$ и $r_{вч}(\tau)$ - квадрат частотной характеристики и коэффициент корреляции высокочастотной части радиометра, соответственно.

Спектральная плотность мощности на выходе детектора равна [8]

$$\begin{aligned} S(f) &= 4 \int_0^\infty \overline{i(t)i(t+\tau)} \cos 2\pi f \tau d\tau = \\ &= 4\beta^2 \left(\overline{n^2}\right)^2 \left[\int_0^\infty \cos 2\pi f \tau d\tau + 2 \int_0^\infty r^2(\tau) \cos^2 2\pi f_0 \tau \cos 2\pi f \tau d\tau \right]. \end{aligned} \quad (5.5)$$

В выражении (5.5) можно выделить слагаемые: $S_1(f)$ - постоянная составляющая шумов, $S_2(f)$ - низкочастотные флуктуации собственных шумов приемника вблизи нулевой частоты, $S_3(f)$ - высокочастотные флуктуации собственных шумов приемника на частотах, прилегающих к частоте $2f_0$.

$$S_1(f) = 2\beta^2 \overline{(n^2)^2} \delta(f), \quad (5.6)$$

$$S_2(f) = 4\beta^2 \overline{(n^2)^2} \int_0^\infty r^2(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau, \quad (5.7)$$

$$S_3(f) = 4\beta^2 \overline{(n^2)^2} \int_0^\infty r^2(\tau) \cos 4\pi f_0 \tau \cos 2\pi f \tau d\tau. \quad (5.8)$$

Спектр шумового сигнала на входе и выходе квадратичного детектора показан на рис. 5.1 [8].

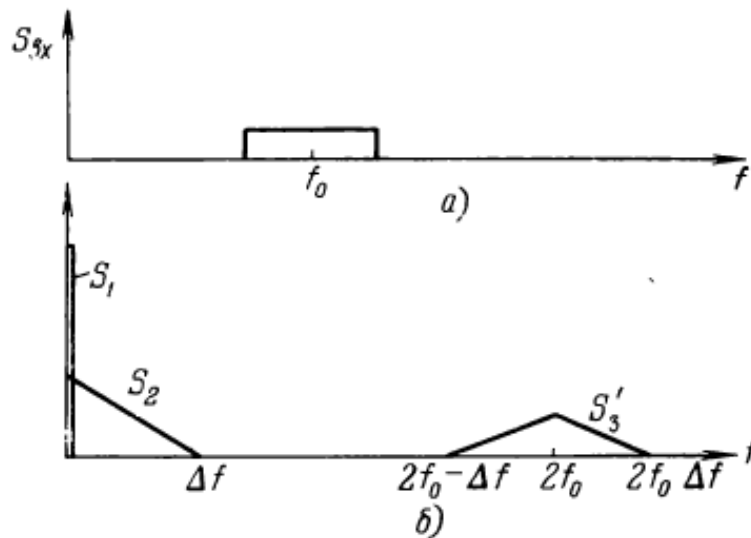


Рис.5.1 Спектр шумового сигнала на входе (а) и выходе (б) квадратичного детектора радиометра с приемником прямого усиления.

С учетом низкочастотной фильтрации на выходе радиометра можно пренебречь высокочастотными флуктуациями $S_3(f)$, а выходной шумовой сигнал считать обусловленным низкочастотными флуктуациями $S_2(f)$ в полосе частот Δf , максимум которых соответствует нулевой частоте $f = 0$

$$S_2(0) = 4\beta^2 \overline{(n^2)^2} \int_0^\infty r_{вч}^2(\tau) d\tau. \quad (5.9)$$

При полной компенсации постоянной составляющей протектированного шума ограничение на чувствительность радиометра будет обусловлено флуктуационной составляющей шума на выходе фильтра НЧ, величина которой равна [8]

$$\begin{aligned} \overline{U_{\text{ш}}^2} &= \int_0^{\infty} S_2(f) B_{\text{нч}}(f) df \approx S_2(0) \int_0^{\infty} B_{\text{нч}}(f) df = \\ &= 4\beta^2 (\overline{n^2})^2 \int_0^{\infty} r_{\text{вч}}^2(\tau) d\tau \int_0^{\infty} B_{\text{нч}}(f) df = 2\beta^2 (\overline{n^2})^2 \frac{\int_0^{\infty} B_{\text{нч}}(f) df}{\Delta f_{\text{рад}}}, \end{aligned} \quad (5.10)$$

где $B_{\text{нч}}(f)$ - энергетическая характеристика низкочастотного фильтра; $\Delta f_{\text{рад}}$ - эффективная полоса пропускания входных цепей радиометра

$$\Delta f_{\text{рад}} = \frac{1}{2 \int_0^{\infty} r_{\text{вч}}^2(\tau) d\tau}. \quad (5.11)$$

Постоянная составляющая протектированного шумового сигнала $S_1(0) = 2\beta^2 (\overline{n^2})^2 \delta(0)$ в процессе проведения измерений подлежит компенсации путем введения соответствующего уровня постоянного смещения на выходе детектора, равного величине

$$U_{\text{с}} = \beta (\overline{n^2}) \Delta f_{\text{рад}} = \beta \sqrt{B_{\text{вч}}(0)} k T_{\text{ш}} \Delta f_{\text{рад}}, \quad (5.12)$$

где $B_{\text{вч}}(0)$ - коэффициент передачи по мощности ВЧ фильтра на нулевой частоте.

Если на входе радиометра постоянно действует шумовой сигнал $\overline{s^2}$, в общем случае представляющий собой совокупность информационной и помеховой составляющей, на выходе детектора будет присутствовать соответствующая ему составляющая спектра [8]

$$S_c(f) = 2\beta^2 (\overline{s^2})^2 \delta(f). \quad (5.13)$$

Тогда соответствующий ей выходной сигнал на выходе НЧ фильтра будет равен

$$U_c^2 = \int_0^{\infty} S_c(f) B_{\text{нч}}(f) df = \beta^2 (\overline{s^2})^2 B_{\text{нч}}(0). \quad (5.14)$$

В результате отношение входной сигнал радиометра/шум в радиометре при полной компенсации постоянной шумовой составляющей равно

$$q = \frac{U_c^2}{U_{ш}^2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\overline{s^2}^2}{\overline{n^2}^2} \cdot \frac{B_{нч}(0)}{\int_0^\infty B_{нч}(f)df \cdot 2 \int_0^\infty r_{вч}^2(\tau)d\tau}. \quad (5.15)$$

С учетом равенств $\overline{s^2} = kT_a \Delta f_{эн}$, $\overline{n^2} = kT_{ш} \Delta f_{эн}$, где $\Delta f_{эн} = \int_0^\infty B_{вч}(f)/B_{вч}(f_0)df$ - эквивалентная энергетическая прямоугольная полоса фильтра ВЧ, выражение (5.15) преобразуется к виду

$$q = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_a^2}{T_{ш}^2} \cdot \frac{\Delta f_{рад}}{\Delta F_{эн}}, \quad (5.16)$$

где $\Delta F_{эн}$ - прямоугольная полоса эквивалентная по энергии реальной полосе низкочастотного фильтра $B_{нч}(f)$.

Согласно выражению (5.16) чувствительность компенсационного радиометра с абсолютно полной компенсацией постоянного шумового сигнала радиометра, получаемая при условии $q = 1$, определяется выражением

$$\Delta T_a = \sqrt{2} T_{ш} \sqrt{\frac{\Delta F_{эн}}{\Delta f_{рад}}}. \quad (5.17)$$

Если компенсация постоянной составляющей шумового сигнала радиометра выполняется с определенной погрешностью ΔU_{\pm} , тогда на выходе фильтра НЧ кроме флуктуационной составляющей будет присутствовать и постоянный уровень шумового сигнала

$$(\Delta U_{\pm})^2 = \Delta^2 \beta^2 \left(\overline{n^2} \right)^2 B_{нч}(0), \quad (5.18)$$

а отношение входной сигнал радиометра/шум оказывается равным

$$q = \frac{T_a^2}{2T_{ш}^2 \frac{\Delta F_{эн}}{\Delta f_{рад}} + (\Delta T_{ш})^2}. \quad (5.19)$$

В соответствии с выражением (5.19) чувствительность компенсационного радиометра при абсолютной погрешности компенсации постоянной составляющей шумового сигнала радиометра $\Delta T_{ш}$ равна

$$\Delta T_a = \sqrt{2} T_{ш} \sqrt{\frac{\Delta F_{эн}}{\Delta f_{рад}} + (\delta T_{ш})^2}, \quad (5.20)$$

где $\delta T_{ш}$ - относительная погрешность компенсации постоянной составляющей шумового сигнала радиометра.

Если имеет место нестабильность коэффициента усиления радиометра, тогда на вход квадратичного детектора поступает промодулированный собственный шум ВЧ тракта

$$\overline{n^2} = \overline{n_0^2} (1 + \delta G(t)), \quad (5.21)$$

где $\overline{n_0^2}$ - среднее значение дисперсии шумового сигнала радиометра, равное $\overline{n_0^2} = k T_{ш} \Delta f_{эн}$; $\delta G(t)$ - относительное изменение во времени коэффициента усиления ВЧ части радиометра.

При подстановке (5.21) в выражение (5.5) составляющая выходного спектра квадратичного детектора, характеризующая постоянную составляющую шумового сигнала радиометра $S_1(f)$, оказывается равной

$$S_1(f) = 2\beta^2 \overline{n_0^2} \delta(f) (1 + 2\delta G(t)). \quad (5.22)$$

Анализ выражения (5.22) показывает, что к постоянной составляющей собственного шума радиометра добавляется “аномальная флуктуационная составляющая”, обусловленная демодуляцией детектором входного шумового сигнала, промодулированного флуктуацией $\delta G(t)$.

Так в [30] показано, что флуктуации $\delta G(t)$ носят низкочастотный характер и имеют максимум спектральной плотности на частотах порядка 10^{-5} Гц. В [27] для теоретического анализа энергетического спектра флуктуаций собственного шумового сигнала, обусловленных флуктуациями коэффициента усиления, предложено использовать следующее выражение

$$S_{\delta G}(\omega) = 2\beta^2 \left(\overline{n_0^2}\right)^2 \overline{\delta G^2} \frac{\Delta \Omega_G}{\Delta \Omega_G^2 + \frac{\pi^2}{4} \omega^2}, \quad (5.23)$$

где $\overline{\delta G^2}$ - дисперсия флуктуаций коэффициента усиления; $\Delta\Omega_G$ - эффективная полоса спектра флуктуаций коэффициента усиления.

Составляющая энергетического спектра флуктуаций на нулевой частоте равна

$$S_{\delta G}(0) = 2\beta^2 \overline{(n_0^2)} \overline{\delta G^2} \frac{1}{\Delta\Omega_G}. \quad (5.24)$$

В [27] показано, что особенность аномального спектра по сравнению с нормальным заключается в наличии множителя $1/\Delta\Omega_G$. При этом с расширением полосы пропускания высокочастотного тракта радиометра аномальная составляющая растет пропорционально квадрату полосы, так же как и сигнал, что приводит к принципиальной невозможности уменьшения вредного влияния аномальной составляющей шума за счет расширения полосы высокочастотного тракта.

Выходной сигнал низкочастотного фильтра, соответствующий аномальным флуктуациям, равен

$$U_{\text{ш}\delta G}^2 = 2\beta^2 \overline{(n_0^2)} \cdot \overline{\delta G^2} \frac{\Delta F_{\text{эн}}}{B_{\text{нч}}(0) \Delta f_G \Delta f_{\text{рад}}}. \quad (5.25)$$

С точки зрения качественной характеристики степени влияния флуктуационной составляющей $\overline{U_{\text{ш}\delta G}^2}$ выходного воздействия на результаты радиометрических измерений можно воспользоваться данными оценки, приведенными в [27]: при равенстве полос $\Delta F_{\text{эн}}$ и Δf_G для типичного в радиотеплолокации отношения сигнал/шум $q = 10^{-2}$ мощность аномального шума становится равной мощности сигнала при среднеквадратической флуктуации коэффициента усиления $\overline{\delta G^2}$ равной 1%. Причем влияние аномальных флуктуаций увеличивается с уменьшением входного отношения сигнал/шум.

При поступлении сигнала на вход радиометра кроме аномальной флуктуационной составляющей собственных шумов радиометра добавляется аномальная составляющая флуктуаций входного сигнала.

Спектральная плотность мощности шумов на выходе квадратичного детектора можно характеризовать как сумму двух основных составляющих

$$S_2(f) = S'_2(f) + S''_2(f), \quad (5.26)$$

где $S'_2(f)$ - спектральная плотность мощности шумов, обусловленных флуктуациями собственного шумового сигнала радиометра, вычисляемая по формуле (5.7); $S''_2(f)$ - спектральная плотность мощности шумов, определяемых флуктуациями коэффициента передачи высокочастотной части радиометра, равная

$$S''_2(f) = 4\beta^2 \left[\overline{(n^2)^2} + \overline{(s^2)^2} \right]^2 \overline{\delta G^2} \frac{\Delta \Omega_G}{\Delta \Omega_G^2 + \frac{\pi^2}{4} \omega^2}. \quad (5.27)$$

Тогда спектральная плотность мощности шумов при малых значениях отношения сигнал/шум на входе на частоте $f = 0$ равна

$$S_2(0) \approx 4\beta^2 \overline{(n^2)^2} \left(\frac{1}{\Delta f_{\text{рад}}} + \frac{\overline{\delta G^2}}{\Delta F_G} \right). \quad (5.28)$$

Согласно (5.28) суммарный шум $S_2(f)$ не является белым, его спектральная плотность монотонно уменьшается при увеличении частоты и стремится к $S'_2(f)$ на частотах превышающих ΔF_G .

При учете нестабильности коэффициента усиления высокочастотного тракта радиометра отношение сигнал/шум равно

$$q = \frac{\overline{(s^2)^2}}{\overline{(n^2)^2}} \frac{1}{\left[\frac{2\Delta F_{\text{эн}}}{\Delta f_{\text{рад}}} + \overline{\delta G^2} \right]}. \quad (5.29)$$

или в величинах шумовых температур

$$q = \frac{T_a^2}{T_{\text{ш}}^2} \frac{1}{\left[\frac{2\Delta F_{\text{эн}}}{\Delta f_{\text{рад}}} + \overline{\delta G^2} \right]}. \quad (5.30)$$

Чувствительность радиометра с учетом нестабильности коэффициента усиления определяется выражением

$$\Delta T_a = T_{ш} \sqrt{\frac{2\Delta F_{эн}}{\Delta f_{рад}} + \overline{\delta G}^2}. \quad (5.31)$$

Проведенный анализ спектральных составляющих мощности выходного сигнала радиометра показал наличие в выходном сигнале квадратичного детектора постоянных составляющих сигнала и собственного шума радиометра и низкочастотных флуктуационных компонент, определяющих чувствительность радиометра и отношение сигнал/шум при условии полной компенсации постоянной составляющей шума. Трудность выполнения компенсации при рассматриваемых условиях измерения состоит в выделении и полезной и постоянной шумовой составляющей выходного сигнала радиометра, которая должна быть скомпенсирована на нулевой частоте, что влечет необходимость точного измерения этой шумовой компоненты и жестких условий стабилизации условий работы. Неточность компенсации приводит к погрешностям измерений антенной температуры и к ухудшению характеристик обнаружения и разрешения контролируемого объекта радиошумового излучения.

Указанные задачи решаются путем реализации одного из следующих способов приема радиошумовых сигналов в радиометрах радиотеплолокационных систем:

- компенсационного;
- модуляционного;
- корреляционного.

Рассмотрим принципы реализации каждого из способов и оценим возможности их применения в двухканальных радиотеплолокационных системах.

5.1.1 Компенсационный способ построения радиометров систем радиотеплолокационного контроля

В компенсационном радиометре в отличие от схемы простого энергетического измерителя в выходной цепи содержится устройство компенсации

составляющей выходного сигнала детектора, обусловленной собственными шумами приемника.

По принципу получения сигнала компенсации компенсационные радиометры можно разделить на два класса:

- с фиксированным уровнем компенсационного сигнала, получаемым в результате калибровки системы;
- с непрерывным формированием компенсационного сигнала.

В схемах с фиксированным на определенном временном интервале постоянным сигналом компенсации должны быть предусмотрены серьезные меры по термостабилизации и стабилизации питающего напряжения. Так на рис. 5.2 приведена схема компенсационного радиометра [31]. В ней предусмотрена система термостабилизации с охлаждением до температуры жидкого гелия вакуумного блока, внутри которого в вакуумной камере расположены первые высокочастотные каскады преобразования и усиления принимаемого радишумового излучения.

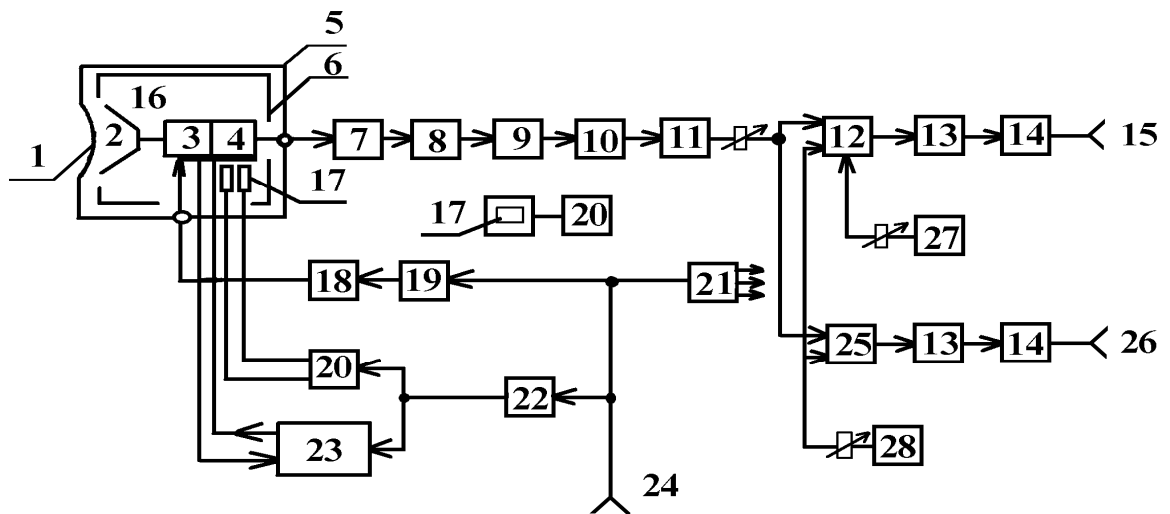


Рис. 5.2 Компенсационный радиометр

1 - радиопрозрачное окно из майлара; 2 - рупор; 3 - смеситель; 4 - ПУПЧ; 5 - радиационный экран; 6 - вакуумная камера; 7 - УПЧ; 8 - полосовой фильтр; 9 - оконечный УПЧ; 10 - квадратичный детектор; 11- предварительный УПТ; 12 - оконечный УПТ; 13 - ФНЧ; 14 - выходной УПТ; 15 - выход радиометра; 16 - охлаждаемая головка со стабильной температурой; 17 - тер-

модатчики; 18 - гетеродин на диоде Ганна; 19 - подогреватель блока гетеродина; 20 - блок управления; 21 - измеритель температуры; 22 - преобразователь постоянного тока в переменный; 23 - гелиевый компрессор; 24 - разъем питания; 25 - УПТ; 26 - выход для калибровки; 27, 28 - источники компенсирующего напряжения.

В схемах с непрерывным формированием компенсирующего сигнала используется спектральное разделение полосы высокочастотного тракта радиометра для решения задач приема и формирования компенсирующего сигнала.

Если в качестве входного сигнала рассмотреть стационарный нормальный процесс, имеющий постоянный спектр плотности мощности, включающий не только внешний шумовой сигнал, но внутренние (собственные) шумы системы.

$$\xi(t) = S(t) + I(t) + n(t), \quad (5.32)$$

где $S(t)$ - полезный сигнал, определяемый радиояркостной температурой исследуемого объекта; $I(t)$ - помеха, характеризуемая средним значением радиояркостности, формируемая на входе радиометра за счет приема фонового излучения через область рассеяния ДН антенны; $n(t)$ - собственные шумы радиометра, то спектр плотности мощности входного сигнала можно представить в виде [32, 33]

$$S_{\xi}(f) = S_S(f) + S_I(f) + S_n(f), \quad (5.33)$$

Если передаточная функция системы $B_{вч}(f)$, то спектр плотности мощности выходного сигнала (отклик) будет равен

$$|S_{\text{вых}}(f)| = |B_{вч}(f)| S_{\xi}(f) = |B_{вч}(f)| S_S(f) + |B_{вч}(f)| S_I(f) + |B_{вч}(f)| S_n(f), \quad (5.34)$$

Так как по отношению к входу радиометра сигнал и внешняя помеха имеют одинаковые частотные свойства, то для дальнейшего рассмотрения введем их суммарную спектральную плотность $S_{\Sigma S}(f)$.

Для цели формирования компенсирующего сигнала выделяются спектральные области, в которых линейная система имеет передаточные функции

с разными полосами пропускания для входной спектральной плотности мощности $S_{\xi}(f) \rightarrow B_{вч1}(f)$ и для спектральной плотности мощности собственных шумов радиометра $S_n(f) \rightarrow B_{вч2}(f)$. Тогда спектральные плотности откликов на входное воздействие $\xi(t)$ определяются выражениями

$$\begin{aligned} |S_{1ввых}(f)|^2 &= \left[|B_{вч1}(f)|^2 + |\Delta B_{вч1}(f)|^2 \right] S_{\Sigma S}(f) + \left[|B_{вч1}(f)|^2 + |\Delta B_{вч1}(f)|^2 \right] S_n(f) \\ |S_{2ввых}(f)|^2 &= \left[|B_{вч2}(f)|^2 + |\Delta B_{вч2}(f)|^2 \right] S_n(f). \end{aligned} \quad (5.35)$$

В измерительной системе предусмотрен узел компенсации, где осуществляется вычитание одного отклика из другого. В результате спектральная плотность мощности выходного сигнала радиометра равна

$$\begin{aligned} |\Delta S_{ввых}(f)|^2 &= |S_{1ввых}(f)|^2 - |S_{2ввых}(f)|^2 = \left[|B_{вч1}(f)|^2 \pm |\Delta B_{вч1}(f)|^2 \right] S_{\Sigma S}(f) + \\ &+ \left\{ \left[|B_{вч1}(f)|^2 S_n(f) - |B_{вч2}(f)|^2 S_n(f) \right] + \left[|\Delta B_{вч1}(f)|^2 S_n(f) - |\Delta B_{вч2}(f)|^2 S_n(f) \right] \right\} \end{aligned} \quad (5.36)$$

При условии идентичности передаточных функций $B_{вч2}(f)$ и $B_{вч1}(f)$ линейной системы в пределах полосы пропускания $\Delta f_{вч}$ сумма в фигурных скобках выражения (5.36) равна нулю, и отклик компенсационного радиометра определяется выражением

$$|\Delta S_{ввых}(f)|^2 = \left[|B_{вч1}(f)|^2 \pm |\Delta B_{вч1}(f)|^2 \right] S_{\Sigma S}(f). \quad (5.37)$$

Неоднозначность $\left[\pm |\Delta B_{вч1}(f)|^2 \right] S_{\Sigma S}(f)$ в измерении сигнала может быть устранена при известных данных об изменениях коэффициента усиления высокочастотной части радиометра.

Функциональная схема компенсационного радиометра со спектральным разделением при образовании компенсационного сигнала представлена на рис. 5.3 [34, 35].

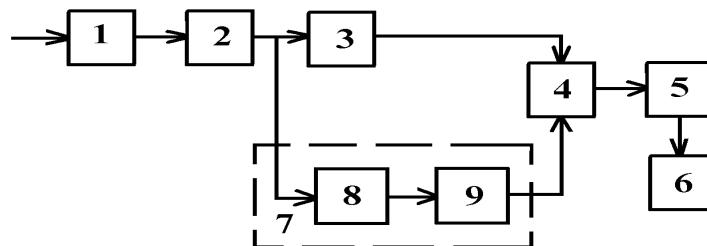


Рис.5.3 Компенсационный радиометр со спектральным разделением

1 - полосовой фильтр ПФ₁; 2 - тракт ВЧ; 3 - детектор; 4 - блок компенсации; 5 - фильтр НЧ; 6 - регистратор; 7 - источник компенсирующего напряжения; 8 - полосовой фильтр ПФ₂; 9 - детектор.

Недостаток данной схемы – неполное использование полосы пропускания высокочастотного тракта в преобразованиях измеряемого радиошумового сигнала потенциальное снижение чувствительности радиометра в $\sqrt{2}$ раз.

В качестве возможного подхода к устранению нежелательного двукратного уменьшения полосы формирования полезного сигнала в [35] предложено пропорционально увеличивать шумовой сигнал путем введения дополнительного подшумливания от генератора шума, уровень шумового сигнала которого определяется из условия полной компенсации внутреннего шума радиометра.

При построении двухканальной радиотеплолокационной системы выбор компенсационного способа приема радиошумовых сигналов в радиометре, исходя из принципа осуществления компенсации помеховой составляющей сигнала, возможен только при проведении измерений в условиях относительно постоянного фонового излучения. При этом в алгоритме функционирования радиотеплолокационной системы должно быть предусмотрено подключение дополнительного антенного канала на вход радиометра для определения величины постоянного смещения для выходного сигнала радиометра.

5.1.3 Модуляционный способ построения радиометров систем радиотеплолокационного контроля

В компенсационных радиометрах основная проблема измерительной процедуры состоит в неразличимости входного радиошумового сигнала и собственного шума радиометра по спектральным характеристикам, поэтому на выходе квадратичного детектора постоянная составляющая тока является эквивалентом суммарной мощности полезного измеряемого сигнала и мощ-

ности собственного шума радиометра, что определяет необходимость дополнительной процедуры оценки уровня шума радиометра.

Основное преимущество модуляционного способа приема в радиометрах состоит в разнесении по частотной области полезного сигнала и собственного шума радиометра за счет введения процедуры модуляции входного сигнала, поступающего с выхода антенны. С указанной целью вход приемника радиометра по определенному закону подключается к антенне и эквиваленту.

Входные воздействия модуляционного радиометра в величинах шумовых мощностей можно представить в виде суммы немодулированных собственных шумов $P_{ш}$ и модулированного сигнала P_c , выражения для которых равны

$$P_{ш} = \overline{n^2}, \quad (5.38)$$

$$P_c = \overline{s^2} \cdot U_{\text{мод}}(\Omega, t), \quad (5.39)$$

где $U_{\text{мод}}(\Omega, t)$ - сигнал модуляционной последовательности с частотой модуляции Ω (в литературе [4, 6, 8, 27] рассматриваются в качестве модуляционной последовательности гармонический сигнал и последовательность прямоугольных импульсов определенной скважности).

После прохождения низкочастотного фильтра на выходе квадратичного детектора будут иметь место следующие компоненты спектра мощности:

- постоянная составляющая собственного шума приемника

$$S_1 = 2\beta^2 \left(\overline{n^2}\right)^2 \delta(f), \quad (5.40)$$

- низкочастотный спектр флуктуаций собственного шума приемника радиометра

$$S'_2 = 2 \frac{\beta^2}{\Delta f^2} \left(\overline{n^2}\right)^2 (\Delta f - |f|), \quad (5.41)$$

- сигнал

$$S_3 = \frac{1}{8} \beta^2 \left(\overline{s^2}\right)^2 (\delta(\Omega) - f). \quad (5.42)$$

В отличие от компенсационного радиометра сигнал выделяется на частоте модуляции Ω , т.е. оказывается разнесенным по частоте с собственным шумом приемника радиометра.

Чтобы зарегистрировать полезный сигнал необходимо перенести его в область нулевой частоты, для чего применяют синхронное детектирование. При этом вместе с сигналом к нулевой частоте переносятся и шумы из окрестности частот $i\Omega$, однако составляющая S_1 , задающая постоянный уровень собственных шумов радиометра, отфильтровывается на входе усилителя низкой частоты, тем самым автоматически обеспечивается исключение из выходного состава сигнала радиометра составляющей, которая определяет погрешность измерения, обусловленную собственными шумами радиометра.

Для выделения полезного сигнала применяется фильтр с гребенчатой частотной функцией, реализуемой в синхронном детекторе. При этом входной сигнал синхронного детектора умножается на когерентный опорный сигнал и результирующий сигнал, проходя фильтр низкой частоты, формирует на выходе постоянную составляющую пропорциональную мощности измеряемого полезного шумового сигнала и флуктуационную составляющую, обусловленную флуктуациями собственного шума радиометра и полезного сигнала (рис.5.4).

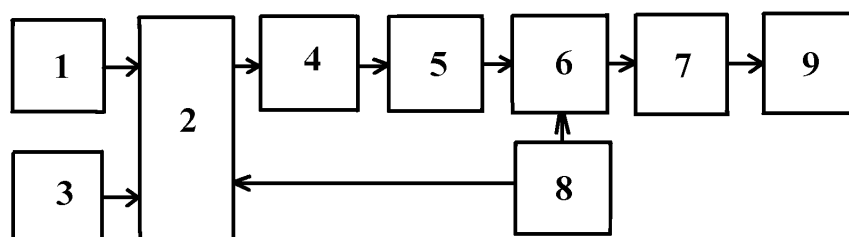


Рис. 5.4 Структурная схема модуляционного радиометра

1 - антенна; 2 - модулятор-переключатель; 3 - эталонный источник шумового сигнала; 4 - приемник; 5 - узкополосный УНЧ; 6 - синхронный детектор; 7 - ФНЧ; 8 - генератор опорных напряжений; 9 - регистратор.

В первую очередь сильное влияние на характеристики измерения оказывает процедура модуляции, которая при прямоугольной модулирующей

последовательности часто реализуется путем коммутации антенного выхода и эквивалентного источника шума на вход приемника радиометра. При этом наблюдается заметное ослабление измеряемого сигнала и увеличение шумового собственного сигнала радиометра. В качестве возможного способа снижения влияния указанного фактора может быть рассмотрен вариант перехода от модуляции-коммутации входов радиометра к модуляции коэффициента передачи радиометра с приемником гетеродинного типа.

На данный момент разработано достаточно много вариантов модуляционных радиометров [36-48], в которых коммутационные процессы вынесены в цепи формирования и управления преобразованием частоты.

Так в [36] коммутация входных каналов заменена процедурой коммутации гетеродинов с частотным разделением антенного и эквивалентного сигналов. В [37] процесс модуляции входных каналов заменен процессом коммутации гетеродина к входам двух смесителей. В [40] в схеме коммутируется сигнал гетеродина, а в качестве эквивалентного сигнала используется собственный сигнал преобразователя частоты при отсутствии преобразованного входного сигнала на выходе смесителя. В [41] представлен вариант построения радиометра, в котором использовано свойство балансного смесителя подавлять сигналы, следующие в балансный смеситель по одному каналу с сигналом гетеродина [42], а процесс модуляции заключается в поочередном подключении выхода гетеродина к одному из двух направленных ответвителей, включенных на входах балансного смесителя.

Модуляционный способ приема радишумовых сигналов позволяет путем периодического подключения на вход радиометра дополнительного антенного канала обеспечить зависимость величины компенсационного сигнала от уровня внешнего и внутреннего помехового шума и проводить корректировку выходного сигнала, непрерывно отслеживая изменения фоновых шумов, принимаемых антенной из области рассеяния ДН антенны, и внутренних шумов радиометра.

5.1.4 Корреляционный способ построения радиометров систем радиотеплолокационного контроля

В корреляционном радиометре осуществляется коррелирование смеси сигнала и шума с копией сигнала. В состав такого радиометра входит умножитель, интегратор и устройства регистрации. В простейшем по схемному решению корреляционном радиометре [6] опорный сигнал формируется из принятого антенной сигнала за счет деления его пополам. Классическая схема радиометра содержит два приемника, подключенных параллельно к антенне.

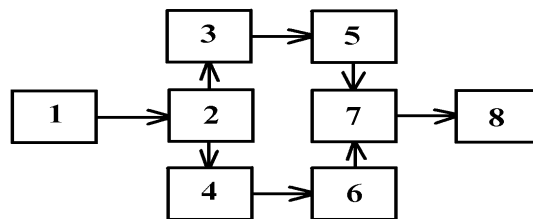


Рис.5.5 Корреляционный радиометр

1 - антенна; 2 - делитель мощности; 3(4) - линии задержки; 5(6) - УВЧ; 7 - перемножитель; 8 - блок низкочастотной обработки.

Для повышения точности и чувствительности корреляционных радиометров в [5] предлагается входную цепь заменить СВЧ мостом, создающим необходимые фазовые сдвиги между антенным и опорным сигналами, а на выходе радиометра выполнять синхронное детектирование.

Основной недостаток корреляционного способа приема радиошумовых сигналов состоит в его относительной узкополосности, т.к. принцип компенсации основан на реализации определенных фазовых соотношений, а расширение полосы частот приводит к неоправданному усложнению схемы радиометра.

Применимость корреляционного способа для формирования сигнала компенсации в двухканальной радиотеплолокационной системе затруднительна, т.к. в общих фазовых соотношениях, необходимо учесть и фазовые сдвиги выходных сигналов антенных каналов, величина которых может сильно варьироваться.

5.2 Метод компенсации фоновых помех в двухканальной радиотеплолокационной системе с специальной пространственной избирательностью дополнительного канала

Для осуществления компенсации помеховой составляющей входного сигнала радиотеплолокационной системы при отсутствии потерь полезной составляющей в идеальном случае требования к направленным свойствам дополнительного антенного канала должны быть следующие:

- нулевой уровень приема по угловой области главного лепестка ДН основной антенны;
- адекватный основной антенне уровень принимаемой мощности по области рассеяния ДН.

При условии выполнения указанных требований к дополнительному антенному каналу двухканальной радиотеплолокационной системы его выходной сигнал оказывается равным помеховой составляющей выходного сигнала основного измерительного антенного канала. Далее в системе должна быть предусмотрена процедура компенсации внешнего шума окружающего фона, осуществляемая в радиометре, с одновременным выполнением компенсации собственного шума в выходном сигнале радиометра. Рассмотренные в разделе 5.1 основные способы компенсации собственного шума радиометра – компенсационный и модуляционный определяют и следующие два подхода к решению задачи компенсации внешнего шума окружающего фона:

- измерение и оценка выходного сигнала дополнительного антенного канала с корректировкой постоянного уровня выходного сигнала радиотеплолокационной системы;
- включение дополнительного антенного канала в модуляционно-коммутационной процесс формирования сигнала компенсации в течении каждого периода сигнала управления с последующим нахождением разностного сигнала в выходной цепи радиометра.

Первый метод может найти применение в стабильных условиях измерения при медленно изменяющемся фоновом излучении при формировании

компенсирующего сигнала с определенной относительно невысокой частотой.

Второй метод может обеспечить более высокую точность компенсации в условиях быстро изменяющегося фонового излучения, т.к. в каждый период управляющего сигнала уровень сигнала компенсации пропорционален величине фонового излучения и собственного шума радиометра в данный момент измерения.

Поэтому в условиях неопределенности и неоднозначности условий проведения измерений двухканальную радиотеплолокационную систему желательно реализовывать по модуляционному принципу с коммутацией входных сигналов основного и дополнительного антенного каналов [10, 119-122, 143]. Функциональная схема такой радиотеплолокационной системы с компенсацией фоновых помех приведена на рис. 5.6.

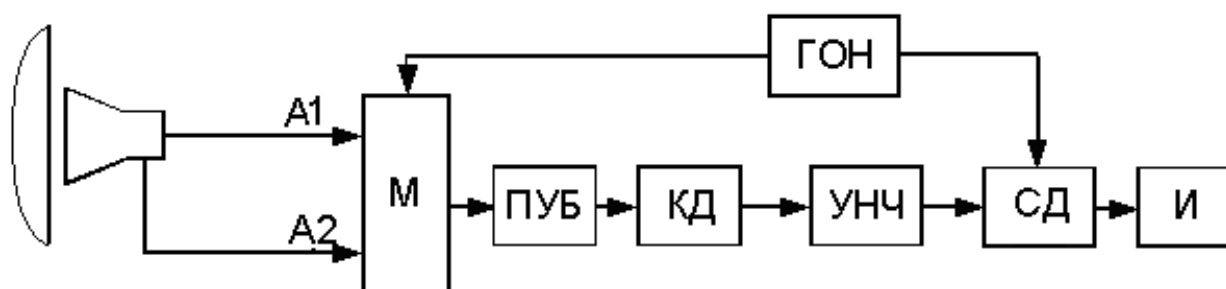


Рис. 5.6 Радиотеплолокационная система с дополнительным каналом формирования сигнала компенсации

A1 и A2 – основной и дополнительный антенные каналы; М - модулятор; ПУБ – приемно-усилительный блок; КД – квадратичный детектор; УНЧ – усилитель низкой частоты; СД – синхронный детектор; И – индикатор; ГОН – генератор опорного напряжения.

Принцип работы радиотеплолокационной системы с компенсацией внешних фоновых помех поясняется временными диаграммами работы, приведенными на рис.5.7.

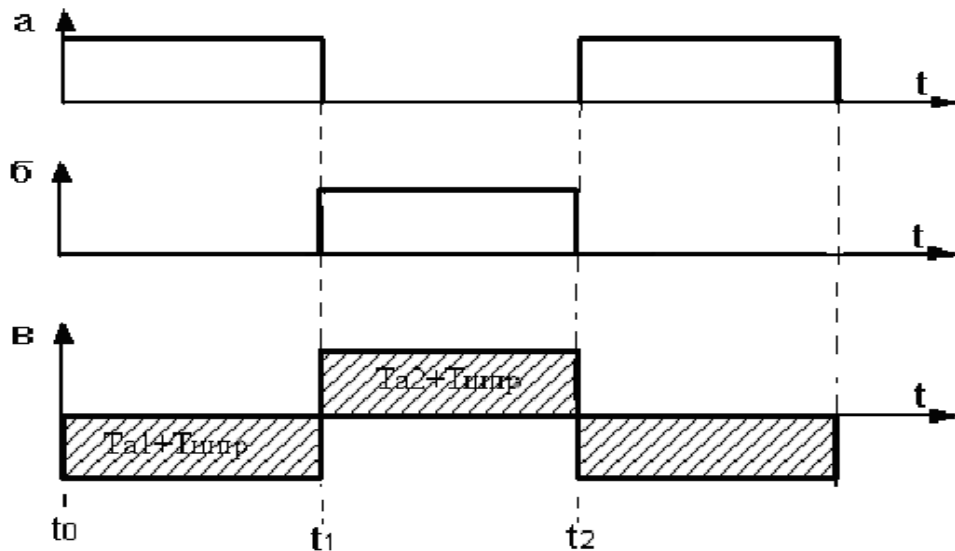


Рис. 5.7 – Эпюры напряжений радиотеплолокационной системы: а – управляющее напряжение на первом входе модулятора; б – управляющее напряжение на втором входе модулятора; в–шумовые сигналы с антенны на входе СД.

На отрезке $(t_0 - t_1)$ под действием управляющей последовательности импульсов, поступающей с выхода ГОН (рис. 5.7а), модулятор М подключает основной измерительный антенный канал А1 ко входу приемно-усилительного блока ПУБ.

На отрезке $(t_1 - t_2)$ под действием управляющей последовательности импульсов, поступающей с выхода ГОН (рис. 5.7б), модулятор М подключает дополнительный антенный канал А2 ко входу приемно-усилительного блока ПУБ.

Оба входных сигнала: канала А1 на отрезке $(t_0 - t_1)$ и канала А2 на отрезке $(t_1 - t_2)$, проходят общий приемный тракт с преобразованием частоты в ПУБ, амплитудным детектированием в квадратичном детекторе и с усилением в усилителе низкой частоты УНЧ с формированием в соответствующие отрезки времени выходных сигналов пропорциональных величинам шумовых температур (рис.5.7в) $T_{a1} + T_{unp}$ и $T_{a2} + T_{unp}$, где T_{unp} - шумовая температура

тура приемного тракта радиометра. В результате выходные напряжения УНЧ равны

- на отрезке $(t_0 - t_1)$

$$U_{\text{вых}A1} \approx kT_{a1} + T_{\text{шпр}} = k(T_{\text{эл}}(1-b)h + T_{\text{бок}}bh + T_0(1-h)) + T_{\text{шпр}}, \quad (5.43)$$

- на отрезке $(t_1 - t_2)$

$$U_{\text{вых}A2} \approx kT_{a2} + T_{\text{шпр}} = k(T_{\text{бок}}bh + T_0(1-h)) + T_{\text{шпр}}, \quad (5.44)$$

где k - коэффициент передачи радиометра входных сигналов антенны.

В соответствии с управляющей последовательностью импульсов с генератора опорного напряжения ГОН на первый вход синхронного детектора СД в течение отрезка времени $(t_0 - t_1)$ поступает напряжение $U_{\text{вых}A1}$, а в течение $(t_1 - t_2)$ - напряжение $U_{\text{вых}A2}$, на второй вход СД поступает аналогичная управляющая последовательность импульсов с ГОН. Выходное напряжение синхронного детектора СД равно

$$U_{\text{вых}СД} = U_{\text{вых}A1} - U_{\text{вых}A2} \approx kT_{\text{эл}}(1-b)h. \quad (5.45)$$

Как следует из выражения (5.45) в выходном сигнале радиотеплолокационной системы отсутствуют составляющие, обусловленные приемом внешнего фонового излучения через область рассеяния ДН антенны.

Рассмотренный алгоритм функционирования радиотеплолокационной системы с компенсацией влияния фонового шума в представленном виде работает только при абсолютном выполнении требований к направленным свойствам дополнительного антенного канала.

Для общей характеристики соответствия двухканальной антенны требованиям алгоритма компенсации фоновых помех можно ввести следующие интегральные характеристики [124]:

1) интегральный параметр, характеризующий величину относительного подавления уровня принимаемой мощности из области главного лепестка ДН дополнительного антенного канала

$$\Delta_{\text{гл}} = \int_0^{\theta_{\text{гл}}} |F_{\text{доп}}(\theta)|^2 \sin \theta d\theta / \int_0^{\theta_{\text{гл}}} |F_{\text{осн}}(\theta)|^2 \sin \theta d\theta, \quad (5.46)$$

где θ_{2l} - угловой размер главного лепестка ДН основной антенны;

2) интегральный параметр, характеризующий степень адекватности принимаемого излучения дополнительным и основным антенным каналом из угловой области боковых и задних лепестков ДН

$$\Delta_{\delta,3} = \int_{\theta_{гл}}^{\pi} |F_{доп}(\theta)|^2 \sin \theta d\theta / \int_{\theta_{гл}}^{\pi} |F_{осн}(\theta)|^2 \sin \theta d\theta. \quad (5.47)$$

Каждый из критериев Δ_{2l} и $\Delta_{\delta,3}$ определяет относительный уровень суммарной принимаемой мощности излучения основного и дополнительного антенного канала в соответствующих угловых областях.

Предельные значения введенных параметров для случая идеальной реализации метода компенсации в двухканальной радиотеплолокационной системе с дополнительным антенным каналом со специальной формой ДН следующие:

$$\begin{cases} \Delta_{гл} = 0 \\ \Delta_{\delta,3} = 1. \end{cases} \quad (5.48)$$

Точность реализации предложенного алгоритма работы двухканальных радиотеплолокационных систем с компенсацией фоновых шумов в первую очередь определяется характеристиками направленности двухканальной антенны, а погрешность результатов измерений обусловлена неполной компенсацией помеховых компонент антенной температуры. Поэтому для ее оценки необходимо ввести критерии, связывающие интегральные параметры антенны Δ_{2l} , $\Delta_{\delta,3}$ и погрешность измерения радиояркостной температуры контролируемой области. С этой целью рассмотрим основные соотношения, характеризующие работу системы.

Сигнал на выходе антенны определяется в значениях антенной температуры, которая на выходе основного и дополнительного антенного канала может быть представлена в виде

$$\begin{aligned} T_{осн} &= \bar{T}_{гл} (1 - \beta_{осн}) \eta + \bar{T}_{ф} \beta_{осн} \eta + T_0 (1 - \eta), \\ T_{доп} &= \bar{T}_{гл} (1 - \beta_{доп}) \eta + \bar{T}_{ф} \beta_{доп} \eta + T_0 (1 - \eta), \end{aligned} \quad (5.49)$$

где $\bar{T}_{\text{гл}}$ и $\bar{T}_{\text{ф}}$ - усредненные значения радиояркостной температуры по главному лепестку и области рассеивания ДН основного антенного канала соответственно; $b_{\text{осн}}$ и $b_{\text{доп}}$ - коэффициенты рассеивания ДН основного и дополнительного каналов, пронормированные соответственно по суммарной мощности основного и дополнительного канала.

Для нахождения разности антенных температур $T_{\text{осн}}$ и $T_{\text{доп}}$, предусмотренной алгоритмом работы системы, необходимо осуществить их нормировку по одной и той же величине суммарной мощности, принимаемой основным каналом. Тогда разность антенных температур основного и дополнительного канала будет определяться соотношением [124]

$$\Delta T_a = \bar{T}_{\text{гл}} (1 - D_{\text{осн}} / D_{\text{доп}} - \beta_{\text{осн}} + \beta'_{\text{доп}}) \eta + \bar{T}_{\text{ф}} (\beta_{\text{осн}} - \beta'_{\text{доп}}) \eta, \quad (5.50)$$

где $\beta'_{\text{доп}}$ - коэффициент рассеивания ДН дополнительного антенного канала, нормированный к суммарной принимаемой мощности основным каналом, $D_{\text{осн}}$ и $D_{\text{доп}}$ - коэффициенты направленного действия основного и дополнительного антенного канала.

Значение радиояркостной температуры ради шумового излучения из угловой области главного лепестка ДН с учетом компенсации помех, исходя из (5.50), равно

$$\bar{T}_{\text{гл}} = \frac{\Delta T_a}{(1 - D_{\text{осн}} / D_{\text{доп}} - \beta_{\text{осн}} + \beta'_{\text{доп}}) \eta} - \frac{\bar{T}_{\text{ф}} (\beta_{\text{осн}} - \beta'_{\text{доп}})}{(1 - D_{\text{осн}} / D_{\text{доп}} - \beta_{\text{осн}} + \beta'_{\text{доп}})}. \quad (5.51)$$

Первое слагаемое в (4.51) задает информационную составляющую входного сигнала, а второе является абсолютной погрешностью результатов измерения двухканальной радиотеплолокационной системой.

Проанализируем погрешности измерения $T_{\text{эл}}$ по величине первого слагаемого формулы (5.51). Для этого воспользуемся результатами, приведенными в главе 3. В рассматриваемом случае по сравнению с формулой (3.5) число составляющих среднеквадратической погрешности измерения $T_{\text{эл}}$ уменьшится, а сама она примет вид

$$\delta_{T_{\text{эл}}}^2 \approx K_{\Delta T_a}^2 \delta_{\Delta T_a}^2 + K_{\beta}^2 \delta_{\beta}^2 + K_{\eta}^2 \delta_{\eta}^2, \quad (5.52)$$

где $\delta_{\Delta T_a}^2, \delta_{\beta}^2, \delta_{\eta}^2$ - относительные ошибки измерения соответствующих величин, $K_{\Delta T_a}, K_{\beta}, K_{\eta}$ - коэффициенты вклада соответствующих ошибок в суммарную погрешность измерения.

В целом величина $d_{T_{2l}}$, определяемая по (5.52), может быть охарактеризована как среднеквадратическая погрешность оценки радиояркой температуры по величине антенной температуры в условиях отсутствия помеховых компонент последней. Аналогичная погрешность, обеспечиваемая рассматриваемой двухканальной радиотеплолокационной системой, будет несколько выше, так как для нее в выражениях для коэффициентов $K_{\Delta T_a}, K_{\beta}, K_{\eta}$ величина $(1-b)$ должна быть заменена на величину $(1 - D_{\text{осн}} / D_{\text{доп}} - \beta_{\text{осн}} + \beta'_{\text{доп}})$. Тогда среднеквадратическая погрешность измерения радиояркой температуры в направлении главного лепестка ДН $\delta_{T_{2l}}^*$ для рассматриваемой системы может быть определена следующим образом:

$$\delta_{T_{\text{гл}}}^* = \frac{1 - \beta_{\text{осн}}}{1 - \frac{D_{\text{осн}}}{D_{\text{доп}}} - \beta_{\text{осн}} + \beta'_{\text{доп}}} \delta_{T_{\text{гл}}}, \quad (5.53)$$

где $\delta_{T_{2l}}$ - среднеквадратическая погрешность определения \bar{T}_{2l} в соответствии с формулой (5.52).

Представление погрешности $\delta_{T_{2l}}^*$ в виде (5.53) позволяет достаточно просто связать ее увеличение за счет ненулевого уровня ДН дополнительного антенного канала в направлении зондирования с параметрами ДН последнего. Преобразования (5.53) приводят к выражениям

$$\delta_{T_{\text{гл}}}^* = k1_{\Delta} \delta_{T_{\text{гл}}}, \quad k1_{\Delta} = (1 - \Delta_{\text{гл}} / (1 - \beta'_{\text{доп}} / \beta_{\text{осн}}))^{-1}. \quad (5.54)$$

Формула (5.54) позволяет сформулировать требования к ДН дополнительного антенного канала в области главного лепестка исходя из допустимой величины погрешности $\delta_{T_{2l}}^*$.

Проанализируем погрешность измерения \bar{T}_{2l} , обусловленную отличной от единицы степенью адекватности суммарной мощности приема основ-

ного и дополнительного антенного канала из угловой области, соответствующей области рассеяния ДН основного канала. Величина данной погрешности характеризуется вторым слагаемым формулы (5.51) и может быть представлена следующим образом:

$$\delta_{T_{\phi}} = \frac{\beta_{\text{осн}} - \beta'_{\text{доп}}}{1 - D_{\text{осн}} / D_{\text{доп}} - \beta_{\text{осн}} + \beta'_{\text{доп}}} \frac{\bar{T}_{\phi}}{\bar{T}_{\text{гл}}}. \quad (5.55)$$

Преобразование выражения (5.55) для выделения фактора влияния неадекватности суммарной мощности приема по области рассеяния основного и дополнительного канала приводят к следующим соотношениям:

$$\delta_{T_{\text{гл}}} = k2_{\Delta} \frac{\bar{T}_{\phi}}{\bar{T}_{\text{гл}}}, \quad k2_{\Delta} = \frac{1 - \Delta_{\delta,3}}{\beta_{\text{осн}}^{-1} - 1 - \Delta_{\text{гл}}}. \quad (5.56)$$

Для анализа влияния характеристик основной и дополнительной антенн двухканальной радиотеплолокационной системы с компенсацией фонового излучения были проведены оценочные расчеты величин факторов влияния $k1_{\Delta}$ и $k2_{\Delta}$. Численные значения коэффициентов $k1_{\Delta}$ и $k2_{\Delta}$ приведены в Таблице 5.1.

Таблица 5.1

$b_{\text{осн}}$	$k1_{\Delta}$		$k2_{\Delta}$		
	$\Delta_{\text{гл}}$		$\Delta_{\delta,3}$		
	0.1	0.01	1.01	1.1	1.2
0.2	1.03	1.003	0.002	0.02	0.04
0.3	1.04	1.004	0.004	0.04	0.08

По известным значениям $d_{T_{\text{гл}}}$ и $\bar{T}_{\phi} / \bar{T}_{\text{гл}}$ может быть оценена суммарная погрешность, обеспечиваемая рассматриваемой двухканальной радиотеплолокационной системой с антенной, характеризуемой определенными значениями параметров $\Delta_{\text{гл}}$ и $\Delta_{\delta,3}$, по следующему выражению:

$$\Delta_{\Sigma} = k1_{\Delta} \delta_{T_{\text{гл}}} + k2_{\Delta} \bar{T}_{\phi} / \bar{T}_{\text{гл}}. \quad (5.56)$$

Так, к примеру, при значениях параметров $b_{осн}=0.2$, $\Delta_{зл}=0.01$, $\Delta_{\delta,з}=1.01$, $\Delta f_1=0.01$, $d_{Тзл}=10\%$, $\bar{T}_\phi / \bar{T}_{зл}=20$ суммарная погрешность Δ_Σ составит 14.3%.

Задача построения дополнительного входного канала радиотеплолокационной системы, обеспечивающего приём излучения из области рассеяния ДН основной антенны, может быть разделена на два этапа: первый этап – определение условий возникновения провала в области главного лепестка ДН антенны, второй этап – согласование необходимой величины провала в направлении главного лепестка и требуемой степени адекватности принимаемой мощности основным и дополнительным антенным каналом из угловой области, соответствующей области рассеяния ДН основного антенного канала.

Из теории излучения и основных положений принципов построения антенных систем известно, что для формирования нулевого уровня принимаемой мощности в определенном направлении, волны, приходящие в заданную точку пространства от одной геометрической области апертуры антенны должны компенсироваться волнами от другой части апертуры. Для этого должен быть обеспечен фазовый сдвиг равный π . Т.е. на апертуре необходимо сформировать симметричное противофазное распределение токов или поля. В связи, с чем в первую очередь при рассмотрении вопроса построения дополнительного антенного канала со специальной формой ДН следует рассмотреть методы получения симметричного противофазного распределения поля по апертуре. Среди известных вариантов относительно несложных конструктивных решений антенн с непрерывной апертурой можно выделить следующие: смещение облучателя зеркальной антенны из фокуса вдоль фокальной оси [13, 77, 78] и использование многомодового режима при формировании дополнительной диаграммы направленности на дополнительной высшей моде волн [13].

5.3 Двухрупорная зеркальная антенна двухканальной системы радиотеплолокационного контроля с компенсацией фоновых помех

В главе 4 показано, что для обеспечения дополнительного приема излучения в основном из области рассеяния ДН основного измерительного антенного канала для компенсации влияния в радиосистемах помех, углы прихода которых могут меняться в широких пределах, возможно введение дополнительного облучателя зеркальной антенны, смещенного вдоль фокальной оси зеркала [13], что приводит к требуемому изменению формы ДН дополнительной антенны.

Известно, что одним из способов трансформации ДН апертурной антенны является изменение фазового распределения поля вдоль раскрыва. Так для снижения уровня приема мощности в осевом направлении изменение фазы вдоль раскрыва должно носить квадратический характер [13,78]

$$j(R) = x_0 R^2, \quad (5.57)$$

где R - полярный радиус раскрыва; x_0 - значение фазы на краю раскрыва.

В таком случае выражение для ДН антенны с круглой излучающей апертурой радиуса R_p имеет вид

$$F(q) = \int_0^1 f(R) J_0(kRR_p \sin q) \exp(ix_0 R^2) R dR. \quad (5.58)$$

В [13] приведены диаграммы направленности антенны с круглой апертурой с квадратичной фазовой ошибкой $\varphi(R)$ для равномерного $f(R)=1$ и спадающего $f(R) = 1 - R^2$ амплитудного распределения, каждая из которых нормирована по собственному значению принимаемой мощности в осевом направлении. Они имеют вид представленный на рисунке 5.8.

При значении набега фазы на краю раскрыва $x_0=2\pi$, в соответствии с данными [13], начинает наблюдаться провал ДН в осевом направлении с последующим подъёмом в области боковых лепестков.

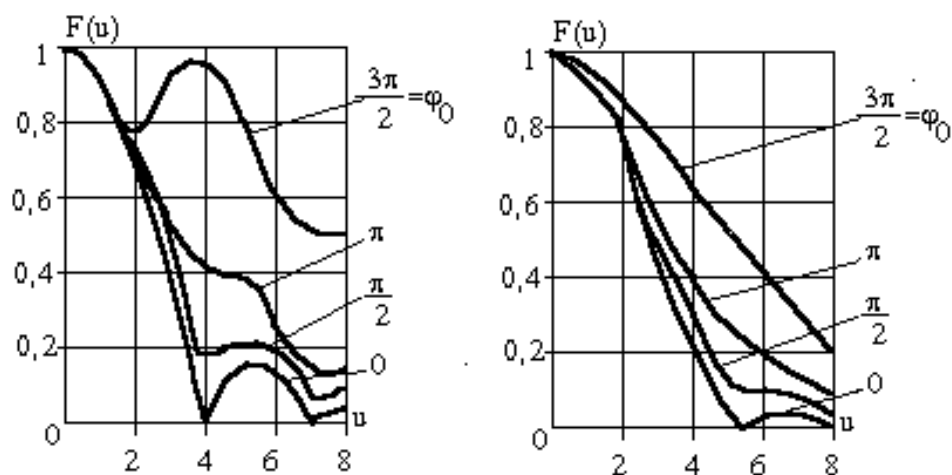


Рис. 5.8 ДН круглой апертуры с квадратичной фазовой ошибкой $\varphi(R) = x_0 R^2$ и амплитудным распределением: а) $f(R)=1$, б) $f(R)=1-R^2$.

Для решения вопроса практической реализации указанного вида фазового распределения можно воспользоваться данными исследований по направленным свойствам зеркальных антенн со смещённым облучателем [13, 77, 78]. Так при вынесении облучателя из фокуса вдоль фокальной оси, в первом приближении, имеет место квадратическая зависимость фазы поля вдоль радиуса раскрыва и наблюдается понижение уровня принимаемой мощности в осевом направлении. Это объясняется тем, что распределение поля вдоль оси зеркальной антенны имеет определенную зависимость от координаты точки удаления из фокуса. В случае равномерного распределения поля по раскрыву зеркала данная зависимость имеет вид [77]

$$E(x_0) / E(0) = \sin(x_0 / 2) / (x_0 / 2). \quad (5.59)$$

В выражении (5.59) величина x_0 задаётся как параметр, характеризующий степень сферичности волны, сходящейся в фокус, при условии возбуждения раскрыва плоской однородной волной. Параметр x_0 связан с координатой точки удаления из фокуса z в соответствии с [77] соотношением

$$x_0 = 2\pi R_p z / (\lambda f^2), \quad (5.60)$$

где R_p - радиус раскрыва; f - фокусное расстояние.

Результаты расчетов по определению уровня поля апертурной антенны вдоль оси для различных значений уровня облучения края зеркала представлены на рисунке 5.9.

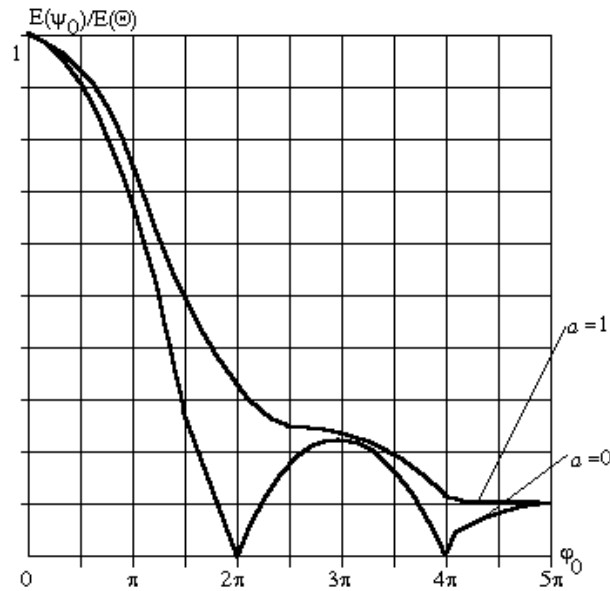


Рис. 5.9 Распределение поля зеркальной антенны вдоль фокальной оси при амплитудном распределении поля вдоль раскрыва в виде $A(R)=1-aR^2$.

При проведении численного моделирования диаграммы направленности антенного канала, формирующего компенсационный сигнал, была введена её нормировка по уровню принимаемой мощности основной антенной в осевом направлении,

$$F_{\text{нор.доп}}(\theta) = F_{\text{доп}}(\theta) / (P_{\text{доп}}(0) / P_{\text{осн}}(0)) \quad (5.61)$$

где $F_{\text{доп}}(\theta)$ - ненормированная ДН дополнительного антенного канала; $P_{\text{осн}}(0)$ и $P_{\text{доп}}(0)$ - нормированная мощность, принимаемая основной и дополнительной антенной в осевом направлении.

С целью выявления возможности обеспечения требований к ДН дополнительной антенны: достаточной величины провала по главному лепестку и приемлемой степени адекватности по области рассеивания ДН основной антенны были проведены расчеты по формуле (5.58) с учетом (5.61), результаты которых в виде графических зависимостей приведены на рисунке 5.10.

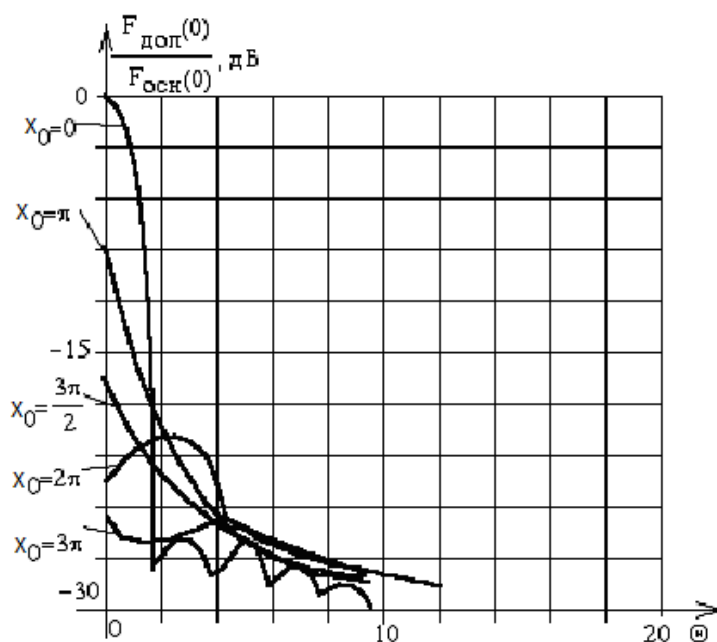


Рис. 5.10 Диаграммы направленности дополнительной антенны с квадратичным законом изменения фазы вдоль раскрыва $\varphi(R)=x_0R^2$ и амплитудным распределением поля по раскрыву вида $f(R) = 1 - 0.7R^2$ при выполнении условия нормировки (5.61).

Численные значения интегральных параметров $\Delta_{2л}$ и $\Delta_{б.з}$ ДН дополнительной антенны (рис. 5.10), приведены в Таблице 5.2.

Таблица 5.2

Интегральные параметры	Параметр фазового распределения поля x_0				
	$3\pi/4$	π	$3\pi/2$	2π	3π
$\Delta_{2л}$	0.6	0.38	0.23	0.05	0.08
$\Delta_{б.з}$	1.06	1.16	1.19	1.25	1.41

При определении оптимального варианта построения дополнительного антенного канала можно изменять не только параметры фазового, но и амплитудного распределения поля вдоль раскрыва. Так, для сравнения, если задать для основного антенного канала равномерное амплитудное распределение поля, а для дополнительного - определить его спадание до 0 на краю раскрыва, для значения фазового параметра $x_0 = \pi$ интегральные параметры $\Delta_{2л}$ и $\Delta_{б.з}$ ДН дополнительной антенны при прочих равных условиях будут иметь следующие значения: $\Delta_{2л} = 0.4$, $\Delta_{б.з} = 1.07$ [124].

Для того чтобы учесть изменение мощности на входе дополнительного антенного канала за счет изменения расстояния от облучателя до зеркала применительно к определенному распределению поля, создаваемому этим облучателем на раскрыве зеркала, можно воспользоваться результатами работы [17] по нахождению распределения интенсивности по волновому фронту, отраженной от зеркала волны. В случае расположения облучателя в фокусе амплитудное распределение поля по раскрыву имеет вид

$$f(R) = (1 + R^2 R_p^2 / 4F^2)^{-1} g(R), \quad (5.62)$$

где $g(R)$ - нормированная осесимметричная диаграмма облучателя основного антенного канала.

Аналогично (5.62) распределение поля по фронту отраженной волны для вынесенного из фокуса вдоль оси облучателя определяется выражением

$$f_c(R) = \left(1 + 0.25 R^2 R_p^2 \left[(F + \Delta f) \frac{f_n}{f_2} \right]^{-2} \right)^{-1} g_c(R), \quad (5.63)$$

где $g_c(R)$ - нормированная осесимметричная ДН облучателя дополнительного антенного канала; f_n - расстояние от вершины раскрыва зеркала до точки вторичного фокуса.

Анализ выражений (5.62) и (5.63) показывает, что абсолютное уменьшение значений интенсивности поля для дополнительного антенного канала может быть учтено путем введения в формулу (5.58) поправочного коэффициента $\left((1 + \Delta f / F) f_n / f_2 \right)^{-1}$.

Были проведены расчеты и выполнены измерения ДН антенн с радиусом излучающего раскрыва $R_p = 380 \text{ мм}$ и фокусным расстоянием $f = 380 \text{ мм}$ и радиусом излучающего раскрыва $R_p = 382 \text{ мм}$ и фокусным расстоянием - $f = 270 \text{ мм}$.

На рисунках 5.11 и 5.12 приведены экспериментальные и расчетные зависимости ДН указанных зеркальной антенны в области главного и первых боковых лепестков.

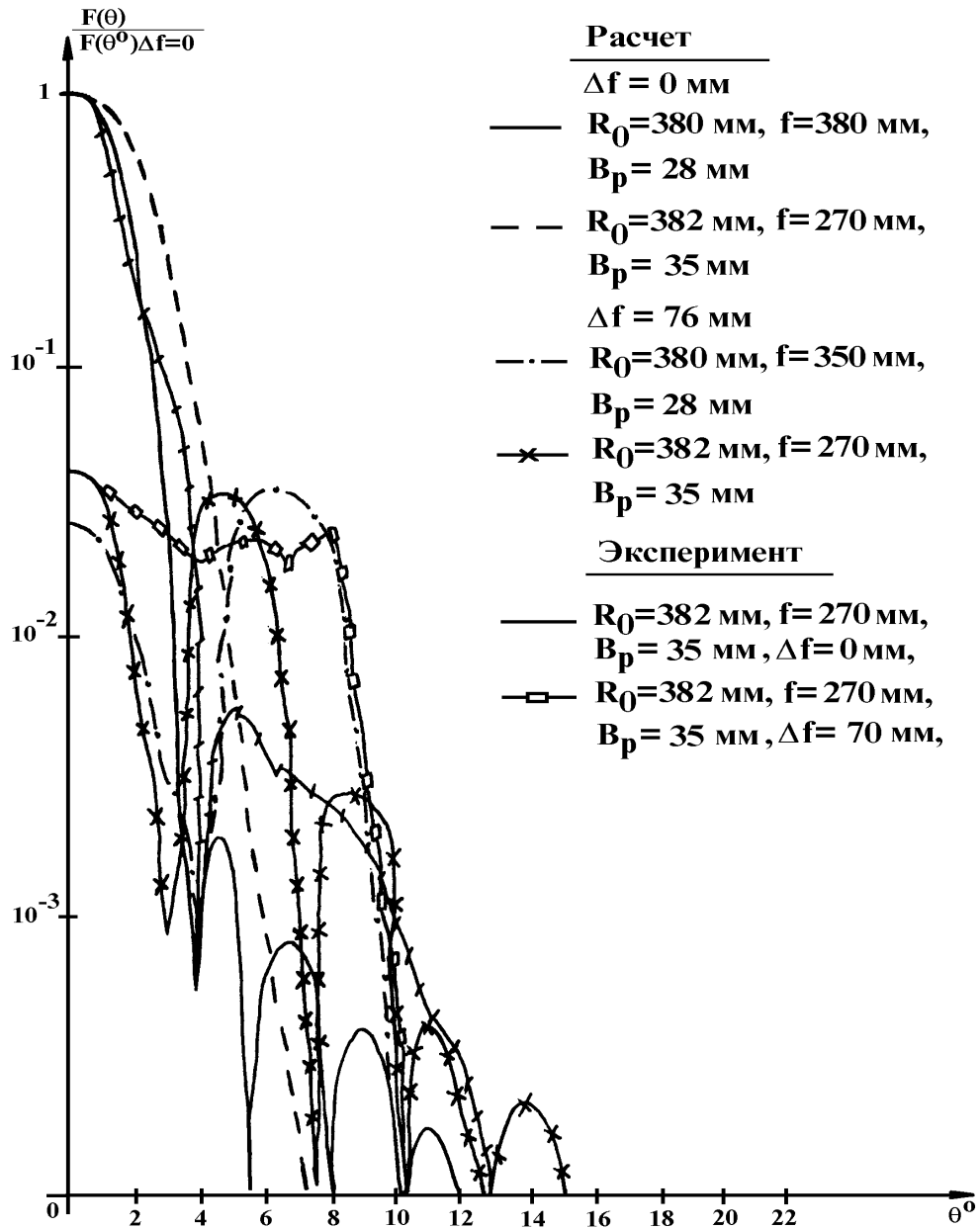


Рис. 5.11 Экспериментальные и расчетные ДН зеркальной антенны в зависимости от смещения облучателя Δf из фокуса зеркала

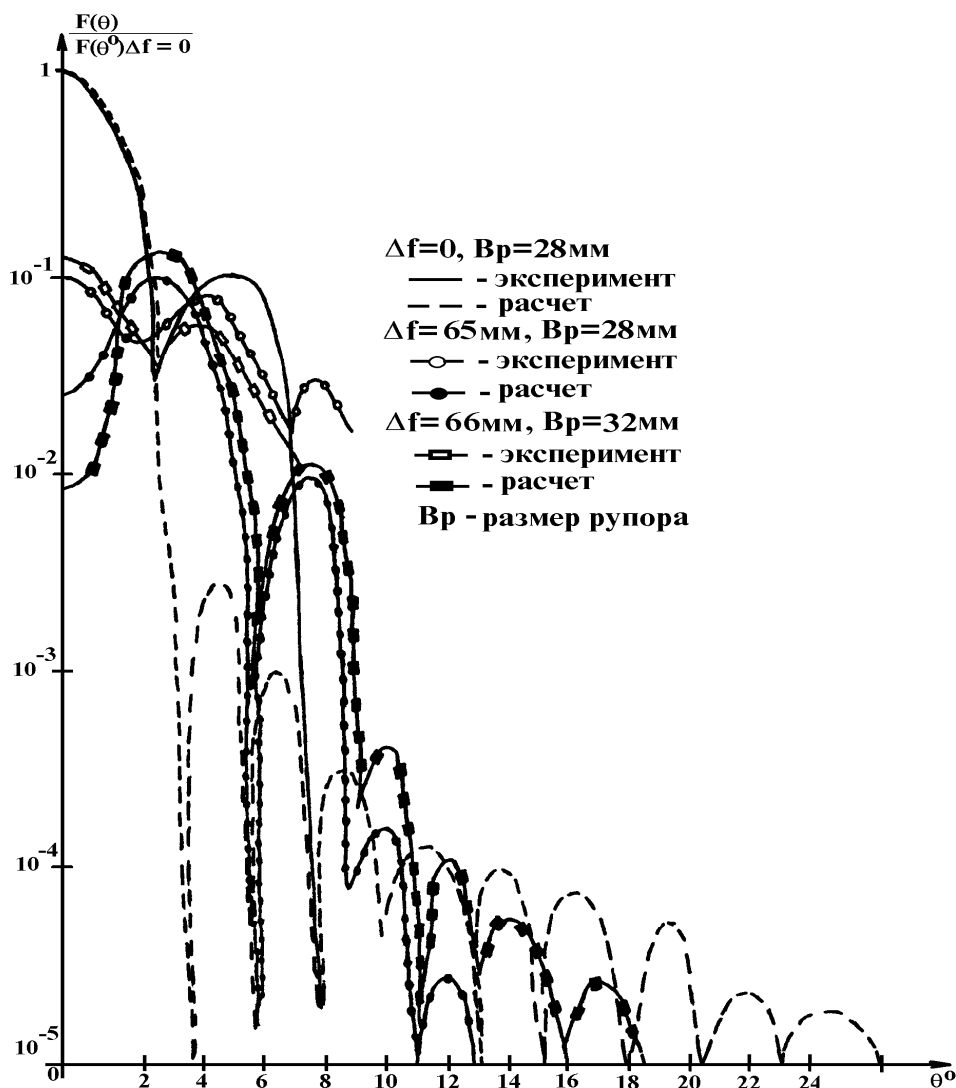


Рис. 5.12 Экспериментальные и расчетные ДН зеркальной антенны в зависимости от смещения облучателя Δf из фокуса зеркала

Анализ диаграмм направленности (рис. 5.11, рис. 5.12) позволяет сделать следующие выводы [124]:

- уровень подавления главного лепестка ДН длиннофокусной антенны ($f=380$ мм) при размерах вспомогательной антенны, равных размерам облучателя основной антенны, составляет величину порядка 15 дБ, а при размерах вспомогательной антенны (рупора), рассчитанных из условий ослабления поля на краю зеркала - 10 дБ, уровень подавления главного лепестка в направлении нормали приближается к 18 дБ;

- разностный уровень полезного сигнала по полному главному лепестку ДН основной антенны, для указанных двух вспомогательных антенн, составляет 0.929 и 0.946, соответственно;

- для короткофокусной антенны ($f=270$ мм) подавление в осевом направлении близко к 20 дБ при использовании в качестве вспомогательной антенны облучателя, обеспечивающего ослабления поля на краю зеркала - 10 дБ, при этом потери при компенсации по полному главному лепестку равны 5%;

- при дистанционном контроле метеообъектов, угловые размеры которых значительно превышают ширину главного лепестка, целесообразно рассматривать боковое излучение относительно полного угла ДН, который включает главный лепесток и первый боковой. В частности, для исследуемых антенн полный угол ДН составляет 12° - 16° . В этом случае наблюдается достаточная адекватность бокового излучения основной и дополнительной антенн.

При сравнении короткофокусной и длиннофокусной антенн получаем, что длиннофокусная антенна при одинаковом диаметре и при заданном уровне адекватности по боковому излучению имеет более узкий полный угол. Несовпадение уровня приема мощности по задним лепесткам ДН имеют порядок -60 дБ, поэтому можно считать, что изменение ДН в заднем полупространстве при смещении облучателя из фокуса незначительно.

Сравнение экспериментальных и расчетных данных указывает на их удовлетворительное совпадение. Некоторое расхождение результатов может быть объяснено отличием реальной ДН рупора (облучателя) от ДН синфазно-возбужденного прямоугольного раскрыва, принятого при расчетах. Таким образом, данная методика расчета ДН антенн со смещенным облучателем может быть использована в вопросах оптимизации параметров антенны в режимах приема полезного сигнала и формирования сигнала компенсации. Кроме того, результаты расчетов и экспериментальные исследования показали возможность решения задач компенсации фонового излучения в двухка-

нальной радиотеплолокационной системе с двухрупорной зеркальной антенной.

Для решения задач оптимизации двухрупорной зеркальной антенны были проведены расчеты ДН зеркальной антенны радиотеплолокационной системы с двумя облучателями один из которых вынесен из фокуса вдоль фокальной оси при обеспечении разного уровня поля возбуждения на краю зеркала γ при форме распределения поля по раскрыву антенны $f(R) = 1 - \gamma R^2$ с целью выявления оптимальных условий реализации двухканальной антенны для выполнения компенсации фоновых излучений. ДН для двух значений смещения облучателя $x_0 = \pi$ ($\Delta f = 4\lambda$) и $x_0 = 2\pi$ ($\Delta f = 8\lambda$) приведены на рисунках 5.13 и 5.14.

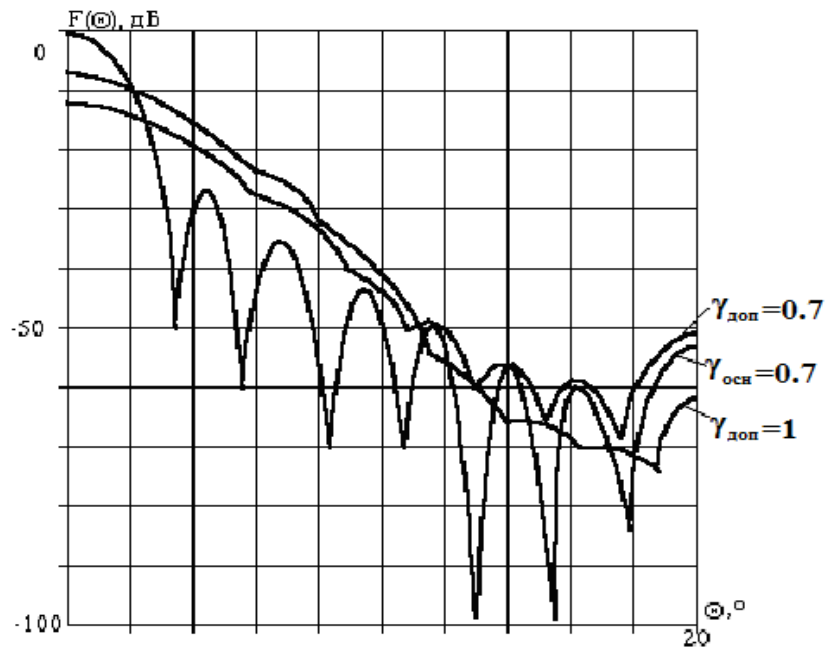


Рис. 5.13 ДН двухканальной зеркальной антенны для основного измерительного канала ($x_0 = 0$) – при уровне поля на краю раскрыва зеркала -10 дБ ($\gamma_{осн} = 0.7$) и дополнительного канала при смещении облучателя $x_0 = \pi$ при уменьшении поля на краю раскрыва до нуля ($\gamma_{доп} = 1$) и при уровне поля на краю раскрыва зеркала -10 дБ ($\gamma_{доп} = 0.7$).

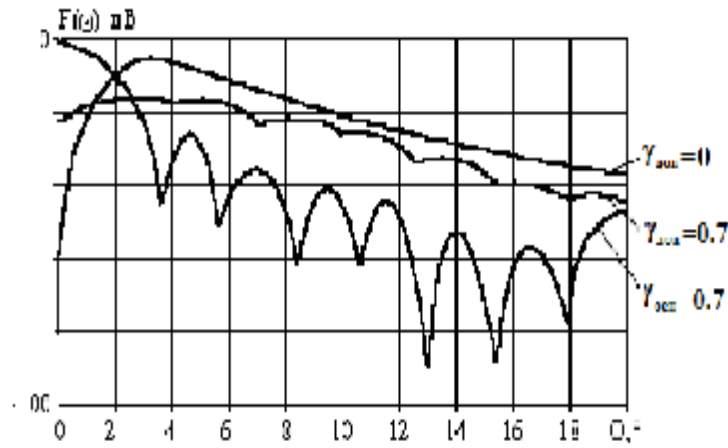


Рис. 5.14 ДН двухканальной зеркальной антенны для основного измерительного канала ($x_0 = 0$) – при уровне поля на краю раскрыва зеркала -10 дБ ($\gamma_{осн} = 0.7$) и дополнительного канала при смещении облучателя $x_0 = 2\pi$ при равномерном распределении поля по раскрыву ($\gamma_{доп} = 0$) и при уровне поля на краю раскрыва зеркала -10 дБ ($\gamma_{доп} = 0.7$).

Для ДН двухрупорных зеркальных антенн (рис. 5.13 и 5.14) значения интегральных параметров $\Delta_{зл}$ и $\Delta_{б,з}$ сведены в таблицу 5.3.

Таблица 5.3

Интегральные параметры	$x_0 = \pi$		$x_0 = 2\pi$	
	$\gamma_{доп} = 0.7$	$\gamma_{доп} = 1$	$\gamma_{доп} = 0$	$\gamma_{доп} = 0.7$
$\Delta_{зл}$	0.2	0.21	0.01	0.09
$\Delta_{б,з.неиз}$	1.41	1.38	1.47	1.53
$\Delta_{б,з.из}$	1.001	0.93	1.27	1.008

Анализ полученных данных позволяет сделать следующие выводы [124]:

- при одинаковом уровне облучения края зеркала в обоих антенных каналах условия адекватности оптимальны в изотропной части области рассеяния ДН: при $x_0 = \pi$ в диапазоне от 10° до 180° , при $x_0 = 2\pi$ от 15° до 180° ,

т.е. размер неизотропной части области рассеяния ДН с увеличением фазового параметра x_0 расширяется;

- в случае, когда уровень облучения края зеркала в дополнительном канале меньше, чем в основном (в таблице 5.3 $\gamma_{\text{осн}} = 0.7$, $\gamma_{\text{доп}} = 1$) условие оптимальности по главному лепестку и в изотропной части области рассеяния ухудшаются, а по неизотропной части улучшаются, если же уровень облучения края зеркала в дополнительном канале больше, чем в основном ситуация противоположная.

В случае радиотеплолокационного контроля метеопараметров атмосферы с поверхности Земли максимальная радиояркостьная температура фона соответствует нижнему полупространству. Тогда для повышения точности радиотеплолокационных измерений необходимо обеспечить близкий уровень облучения края зеркала для обоих каналов, а оценку измеряемой радиояркостьной температуры проводить по области полного лепестка, содержащего главный и первые боковые лепестки ДН. Оценки параметров $\Delta_{\text{пол}}$, $\Delta_{\text{б,з}}$ и соответствующие значения суммарной погрешности для случая $\gamma_{\text{осн}} = 0.7$, $\gamma_{\text{доп}} = 0.7$ приведены в таблице 5.4.

Таблица 5.4

Интегральные параметры	$x_0 = \pi$	$x_0 = 2\pi$
$\Delta_{\text{пол}}$	0.35	0.13
$\Delta_{\text{б,з}}$	1.016	1.03
$\Delta_{\Sigma}, \%$	14.6	17.5

Суммарная погрешность Δ_{Σ} для случая $x_0 = 2\pi$ оказалась выше, чем в случае $x_0 = \pi$. Однако, потери полезного сигнала, задаваемые параметром $\Delta_{\text{пол}}$ значительно меньше.

При проведенном анализе характеристик двухрупорной двухканальной зеркальной антенны не учитывалось влияние затенения основным облучате-

лем дополнительного облучателя зеркальной антенны. Рассмотрим, как повлияет учет затенения дополнительного облучателя на характеристики антенны в плане решения задач компенсации фонового излучения.

Для варианта зеркальной антенны радиотеплолокационной системы с двумя, расположенными вдоль фокальной оси, облучателями модель излучения дополнительного антенного канала может быть рассмотрена в виде, представленном на рис. 5.15.

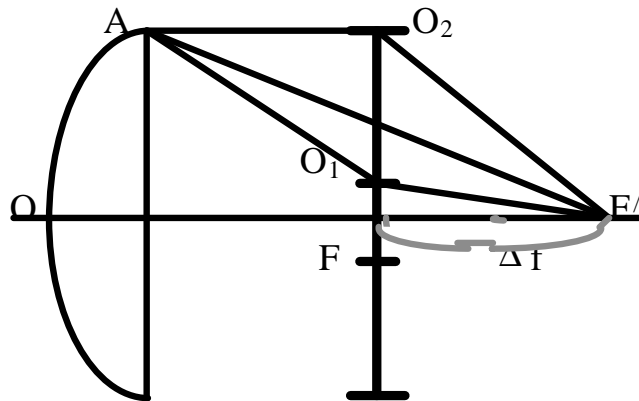


Рис. 5.15 Модель излучения антенны с дополнительным облучателем, затененным основным облучателем.

Для получения модели ДН дополнительного антенного канала произведем замену дополнительного облучателя, вынесенного из фокуса на расстояние Δf , излучающей кольцевой областью фокальной плоскости с внутренним и внешним радиусом FO_1 и FO_2 . Внешний радиус FO_2 , в первом приближении, может быть взят по уровню первого нуля ДН облучателя дополнительного антенного канала.

В данной модели излучения с точки зрения геометрической теории дифракции возникают две переходные зоны первичного поля облучателя $F'O_1A$ и $F'O_2A$. Соотношение размеров OF и Δf и переходных зон позволяют, в первом приближении, заменить их исходной переходной зоной $F'A$, что определит тот факт, что основное влияние затенения облучателем основного антенного канала облучателя дополнительного канала скажется в области главного и первых боковых лепестков.

В указанной угловой области модель ДН зеркальной антенны находится по апертурному методу. Кольцевая облучающая область в фокальной плоскости может быть рассмотрена как совокупность элементарных излучателей, возбужденных определенным образом, каждый из которых смещен нормально к фокальной оси.

Выражение для ДН зеркальной антенны с вынесенным из фокуса в фокальной плоскости облучателем имеет вид

$$F(\theta) = \int_0^{2\pi} \int_0^R f(R) e^{-ik(R \sin \theta \cos \varphi + \delta f \sin \psi \cos \varphi)} R dR d\varphi, \quad (5.64)$$

$$\sin y = \frac{R/f}{1 + (R/2f)^2},$$

где $f(R)$ - распределение амплитуды поля в раскрыве антенны; δf - смещение облучателя в фокальной плоскости.

В рассматриваемой антенне такие смещенные облучатели занимают всю излучающую кольцевую область фокальной плоскости, поэтому необходимо произвести интегрирование по этой области.

Для получения выражения для ДН необходимо определить амплитудное распределение поля в раскрыве антенны. Так как используется апертурный метод, то для нахождения $f(R)$ воспользуемся методом геометрической оптики, согласно которому, в данном случае, каждая точка излучающей области возбуждается определенной точкой сферической волны, распространяющейся от облучателя, поэтому амплитуда возбуждения $f(\delta f)$ будет обратно пропорциональна расстоянию до облучателя.

$$f'(\delta f) = F_{обл}(\psi') / \rho_{обл}(\delta f) \quad (5.65)$$

где $F_{обл}(\psi)$ - ДН поля излучения облучателя; $\rho_{обл}(\delta f)$ - расстояние от облучателя до точки фокальной плоскости с координатой δf ; ψ' - угол между направлением из облучателя в точку δf и фокальной осью.

$$\rho_{обл} = \sqrt{\delta f^2 + \Delta f^2}, \quad \psi' = \arctg \frac{\Delta f}{\delta f}.$$

Каждый элемент излучающей области фокальной плоскости может быть представлен источником сферической волны, тогда амплитуда поля в точке раскрыва зеркала с координатами R, φ обратно пропорциональна расстоянию от элементарного облучателя фокальной плоскости до этой точки $\rho_{см}$ с учетом амплитуды его возбуждения $f'(\delta f)$

$$f(R) = \frac{f'(\delta f)}{\rho_{обл}(R)}. \quad (5.66)$$

В плоскости FOF' имеет место соотношение $\rho_{см} = \sqrt{\rho^2 - 2\rho\delta f \sin \psi + \delta f^2}$.

С определенной степенью приближения можно принять для любой точки параболоида при асимметричном облучении

$$\rho_{см}(R) \approx \rho - \delta f \sin \psi. \quad (5.67)$$

Тогда окончательно амплитудное распределение поля по раскрыву зеркала будет иметь вид:

$$f(R) = \frac{F_{обл}(\psi)}{\sqrt{\delta f^2 + \Delta f^2}(\rho - \delta f \sin \psi)}. \quad (5.68)$$

В выражении для ДН антенны необходимо учесть тот факт, что каждый элемент излучающей области фокальной плоскости кроме определенной амплитуды будет еще характеризоваться и относительной фазой возбуждения $\Delta\Phi$. Для случая осесимметричного возбуждения

$$\Delta\Phi = ik(\sqrt{\delta f^2 + \Delta f^2} - \Delta f) \approx ik \frac{\delta f^2}{2\Delta f}, \quad (5.69)$$

где $\Delta\Phi$ - фаза возбуждения элемента с координатой df , относительно фокуса.

С учетом (5.64), (5.67) и (5.68) выражение для ДН зеркальной антенны с вынесенным из фокуса вдоль фокальной оси облучателем с угловым размером ДН по первому нулю ψ'_0 , затененным основным облучателем с размером $R_{обл}$ имеет вид

$$F(\theta) = \iint_{S_{ант}} \iint_{S_{фок.пл}} A(R) \exp(R \sin \theta \cos \varphi - \delta f \sin \psi + \frac{\delta f^2}{2\Delta f}) R \delta f dR d\varphi d\delta f d\varphi', \quad (5.70)$$

где $S_{анер}$ - площадь раскрыва зеркала (полярные координаты R, φ); $S_{фок.пл}$ - площадь излучающей области фокальной плоскости (полярные координаты $\delta f, \varphi'$).

Окончательно получаем следующее выражение для ДН:

$$F_{зат}(\theta) = \int_0^{R_p} \int_{R_{обл}}^{R_o} \frac{F_{обл}(\psi')}{\sqrt{\delta f^2 + \Delta f^2} (\rho - \delta f \sin \psi)} I_0(Rk \sin \theta) e^{-ik \left(\frac{\delta f^2}{2\Delta f} \right)} R \delta f dR d\delta f, \quad (5.71)$$

$$F_{обл}(\psi') = \left[1 - \frac{4\gamma(f + \Delta f)^2 f_n^2}{f_2^2 R_p^2} \operatorname{tg}^2 \frac{\psi'}{2} \right], \quad R_0 = \Delta f \cdot \operatorname{tg} \psi'_0,$$

где γ - безразмерный коэффициент, характеризующий уровень мощности по краю раскрыва зеркала.

В формуле (5.71) параметр γ принимает те же значения, что и в случае, когда это затенение не учитывалось. Угол, при котором наблюдается первый нуль в ДН облучателя, равен

$$\psi'_0 = 2 \operatorname{tg} \frac{f_2 R_p}{2\sqrt{a}(f + \Delta f) f_n}. \quad (5.72)$$

По полученным выражениям для ДН дополнительного антенного канала (5.71), (5.72) облучатель, которого затенен облучателем основного антенного канала, был произведен расчет ДН зеркальной антенны с радиусом раскрыва $R_p = 380 \text{ мм}$ и фокусным расстоянием $f = 380 \text{ мм}$ с размером рупора основного антенного канала 40 мм. Величина смещения рупора дополнительного облучателя принималась равной 4λ и 8λ . Результаты расчета представлены на рис. 5.16.

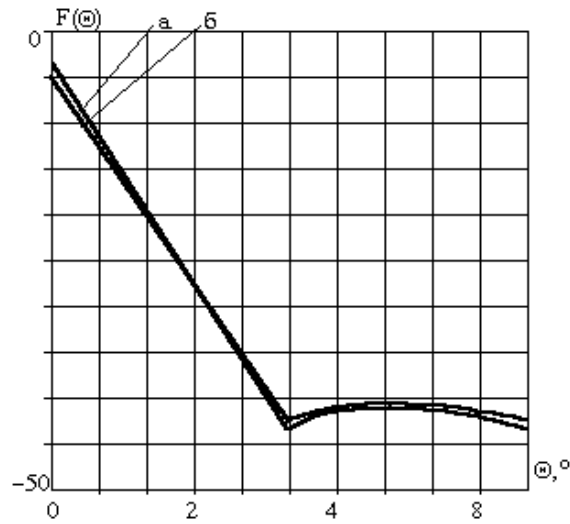


Рис. 5.16 ДН дополнительного антенного канала при учете затенения его облучателя: а - без затенения; б - с затенением.

Согласно рис. 5.16 затенение дополнительного облучателя основным облучателем зеркальной антенны проявляется в дополнительном понижении уровня принимаемой мощности в осевом направлении. Причем оно тем сильнее, чем меньше смещение облучателя. Так, при смещении облучателя на величину 4λ указанное уменьшение относительного уровня ДН в осевом направлении составило 4дБ, а в случае 8λ – 2дБ, что соответствует уменьшению погрешности $\delta_{T_{21}}^*$ на 0.3% и 0.15%. В области рассеяния форма ДН практически не изменилась.

Приведенные данные подтверждаются экспериментальными зависимостями, снятыми для рупора, работающего на прием с введенным затенением (рис.5.17).

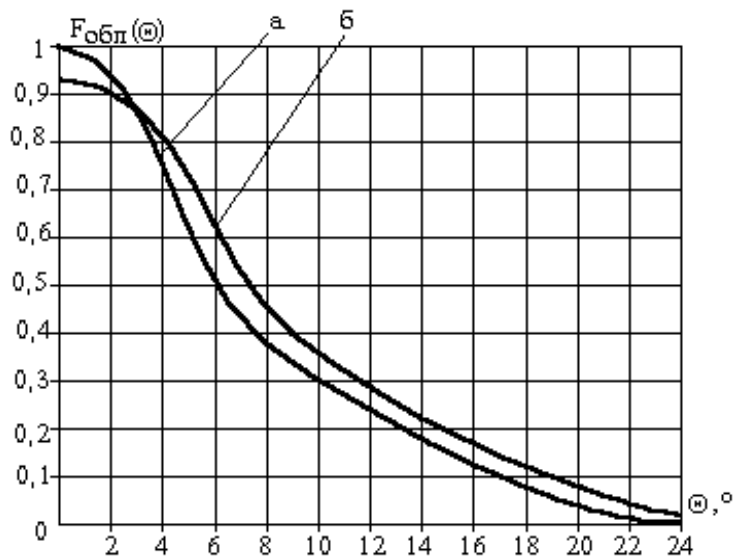


Рис. 5.17 ДН рупора без затенения (а) и с затенением (б).

Таким образом, затенение облучателя дополнительного антенного канала облучателем основного антенного канала слабо влияет на величину получаемой суммарной погрешности измерения радиояркостной температуры для реально возможных величин смещения облучателя из фокуса.

Рассмотренный метод построения дополнительного антенного канала радиотеплолокационной системы с компенсацией фоновых помех может быть применен только для зеркальных антенн, в случае применения в качестве антенны основного измерительного канала рупорной антенны или волноводного излучателя, для которых проблема пространственного выделения полезного сигнала стоит наиболее остро, возможным вариантом построения дополнительной антенны является использование многомодового режима работы антенны.

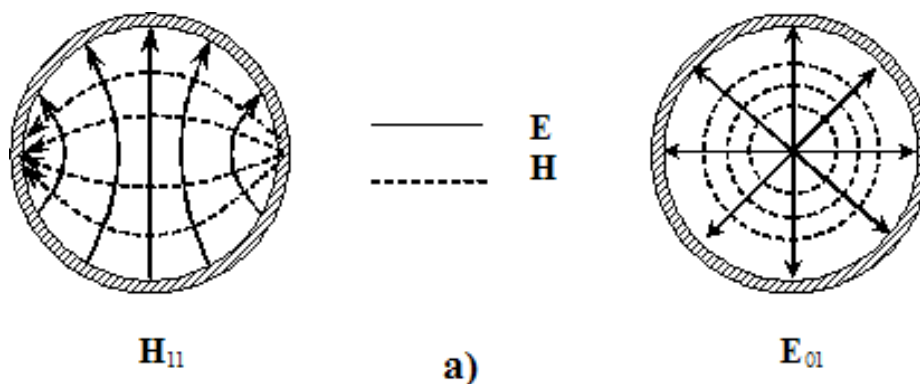
5.4 Двухмодовая антенна двухканальной системы радиотеплолокационного контроля с компенсацией фоновых помех

Известным способом получения ДН специальной формы антенн с плоской излучающей апертурой является переход к многомодовому режиму работы питающего волновода. Для таких антенн можно указать следующие достоинства [5]:

- возможность формирования нескольких ДН на одной апертуре с последующим разделением мод в питающем волноводе;
- малогабаритность и простота конструкции, обеспечивающие малые потери, небольшую массу и незначительное затенение апертуры зеркальной антенны;
- симметричная структура для мод круглого волновода, благодаря чему достигается стабильность формы ДН, не зависящая от частоты.

Большое число разработок многомодовых антенн и облучателей [5, 13, 133-136] связано с использованием волн H_{11} и E_{01} цилиндрического волновода.

Так в [5] для осуществления суммарно-разностного приема рассматривается цилиндрический волновод с двумя типами волн. Волна основного типа H_{11} обеспечивает формирование опорного сигнала, а волна E_{01} - разностного сигнала. Основное отличие амплитудно-фазового распределения поля в поперечном сечении цилиндрического волновода для волн H_{11} и E_{01} состоит в фазовой структуре поля: для волны H_{11} распределение синфазно, что обеспечивает максимум поля излучения и приема в направлении осевого перпендикуляра к апертуре, для волны E_{01} распределение вдоль диаметра волновода противофазно, что определяет минимум излучения вдоль оси волновода. На рис. 5.18 приведены структуры поля этих волн в волноводе и ДН, полученные в результате возбуждения антенны этими типами волн.



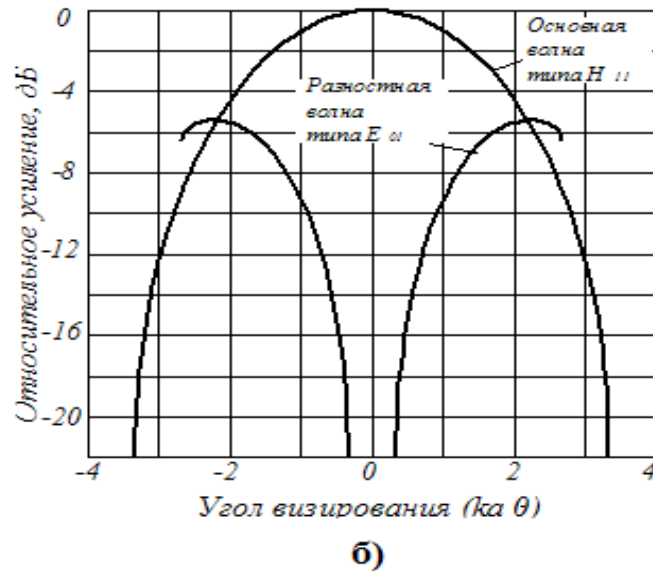


Рис. 5.18 Структура поля волн в круглом волноводе (а) и их характеристики направленности (б) при возбуждении волнами H_{11} и E_{01}

Таким образом, при приеме излучения на волне E_{01} наблюдается провал в осевом направлении, следовательно, первая задача уменьшения приема по области главного лепестка ДН основного канала радиотеплолокационной системы с компенсацией фоновых помех оказывается решенной. Кроме этого должен быть рассмотрен вопрос оценки степени адекватности принимаемой мощности основным и дополнительным каналами из угловой области, соответствующей области рассеяния основного антенного канала и вопрос разделения мод на входе радиометра.

Для решения вопроса возможности применения дополнительной моды E_{01} круглого волновода для формирования сигнала компенсации фонового излучения в двухканальной антенне необходимо иметь возможность оценить направленные свойства двухмодовых антенн.

Согласно [78] ДН двухмодовой антенны можно рассчитать по следующим соотношениям:

- для волны H_{11} в плоскости E

$$F(\theta) = \left(1 + \frac{Z_B}{Z_C} \cos(\theta) \right) \cdot \frac{J_1(k \cdot a \cdot \sin(\theta))}{\sin(\theta)}, \quad (5.73)$$

где $Z_B = 377 \text{ Ом}$ – волновое сопротивление свободного пространства; Z_c – волновое сопротивление цилиндрического волновода на волне H_{11} ,

$$Z_c = Z_B / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{3,41a} \right)^2}, \text{ где } a \text{ – радиус волновода; } k \text{ – волновое число}$$

($k=2\pi/\lambda$); J_1 – функция Бесселя первого порядка.

- для волны H_{11} в плоскости Н

$$F(\theta) = k \cdot a \cdot \left(1 + \frac{Z_B}{Z_c} \cos(\theta) \right) \cdot \frac{J_1'(k \cdot a \cdot \sin(\theta))}{1 - \left(\frac{k \cdot a \cdot \sin(\theta)}{1.841} \right)^2}, \quad (5.74)$$

- для волны E_{01}

$$E(\theta) = \left(\cos(\theta) + \frac{Z_B}{Z_c} \right) \cdot \frac{J_0(k \cdot a \cdot \sin(\theta))}{1 - \left(\frac{p_{01}}{k \cdot a \cdot \sin(\theta)} \right)^2} \cdot \frac{\cos(m\varphi)}{\sin(\theta)} \quad (5.75)$$

где Z_c – волновое сопротивление цилиндрического волновода на волне E_{01} ,

$$Z_c = Z_B / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{268a} \right)^2}; p_{01} = 2,405 \text{ – } n\text{-ый корень функции } J_0(p).$$

В задаче построения двухканальной антенны с использованием двухмодового режима ее работы важным является не только вопрос нормированной угловой характеристики – ДН, но и вопрос оценки соотношения мощностей сигналов, принимаемых в двух режимах. Поэтому в двухмодовой двухканальной антенне необходимо учитывать энергетические соотношения для волн H_{11} и E_{01} .

Свойства открытого конца волновода, используемого в качестве излучателя, характеризуются поперечником возбуждения или эффективной поглощающей поверхностью [137]. Радиотепловое излучение на входе волновода можно рассматривать как плоскую неполяризованную волну, распространяющуюся в свободном пространстве, которая возбуждает в волноводе

волны H_{11} и E_{01} , распространяющиеся по волноводу до соответствующих выходных каналов.

Поперечник возбуждения волн H_{11} и E_{01} соответствует величине площади, поток энергии через которую равен мощности волны, возбуждаемой в волноводе. Если принять за $\sum(q, j)$ - характеристику излучения - мощность волны, излучаемую в единичный телесный угол (q, j) , когда волна распространяется с мощностью P внутри волновода к его открытому концу, тогда поперечник возбуждения этой волны $S(q, j)$ связан с характеристикой излучения соотношением

$$S(q, j) = l^2 \frac{\sum(q, j)}{P} \cos^2 c, \quad (5.76)$$

где l - длина волны в свободном пространстве; c - угол между плоскостью поляризации падающей волны и плоскостью сферической волны, характеристика которой $\sum(q, j)$.

В рассматриваемом случае неполяризованного радиотеплового излучения можно считать, что плоскость поляризации падающей волны совпадает с плоскостью поляризации излучаемой волны в обоих режимах. Поэтому энергетические соотношения двух мод в облучателе следует оценивать на основе исследования характеристики излучения $\sum(q, j)$.

Для волны H_{11} характеристика излучения разделяется на две составляющие, обусловленные электрическим $\sum_{\text{э}}(q, j)$ и магнитным $\sum_{\text{м}}(q, j)$ полем волны.

$$\sum_{\text{э}}(q, j) = P \frac{d}{2pg_1 m_1^2 (1 - 1/m_1^2)} \left[(1 + \cos q \cos q_1) \frac{J_1(d \sin q)}{\sin q} \right]^2, \quad (5.77)$$

$$\sum_{\text{м}}(q, j) = P \frac{m_1^2}{2pg_1 d (1 - 1/m_1^2)} \left[\frac{J_1'(d \sin q)}{\cos q - \cos q_1} \right]^2, \quad (5.78)$$

где $d = 2pa/l$ - безразмерный параметр, связанный с длиной волны l и диаметром волновода a ; $m_1 = 1841$ - критическое значение параметра d для вол-

ны H_{11} ; $g_1 = \sqrt{d^2 - m_1^2}$ - безразмерное волновое число для волны H_{11} ; q_1 - угол, связанный с волновым числом соотношением: $k \cos q_1 = -w_1$, где $w_1 = g_1/a$ - волновое число; $J_1(x)$ и $J_1'(x)$ - функция Бесселя 1-го порядка и ее производная соответственно.

Проведенное в [131, 138] численное моделирование характеристик излучения облучателя на волне H_{11} для радиуса раскрыва $a = 3\text{см}$ и длины волны $l = 3.2\text{см}$ привело к результатам, представленным на рис. 5.19.

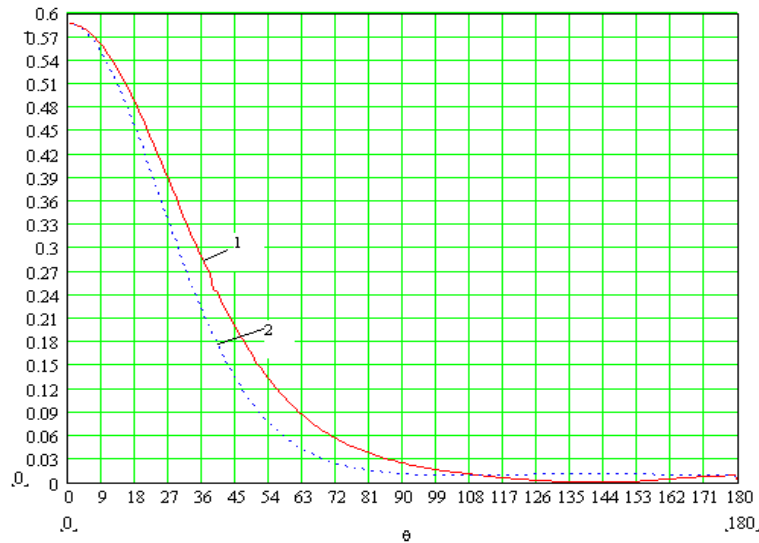


Рис. 5.19 Характеристики излучения открытого конца волновода на волне H_{11} для радиуса раскрыва $a = 3\text{см}$ и длины волны $l = 3.2\text{см}$ для электрического (1) и магнитного поля (2).

Для волны E_{01} характеристика излучения имеет только одну составляющую, обусловленную электрическим $\sum_{\nu}(q, j)$ полем волны, определяемую выражением

$$\sum_{\nu}(q, j) = P \frac{d}{4pg_1} \left[\frac{\sin q J_{01}(d \sin q)}{\cos q - \cos q_1} \right]^2, \quad (5.79)$$

где $n_1 = 2.405$ - критическое значение параметра d для волны E_{01} ; $g_1 = \sqrt{d^2 - n_1^2}$ - безразмерное волновое число для волны E_{01} ; q_1 - угол, связанный с волновым числом соотношением: $k \cos q_1 = -w_1$, где $w_1 = g_1/a$ - волновое число; $J_0(x)$ - функция Бесселя нулевого порядка.

Результаты численного моделирования характеристик излучения облучателя на волне E_{01} по выражению (5.79) для радиуса раскрыва $a = 3\text{ см}$ и длины волны $l = 3.2\text{ см}$ приведены на рис. 5.20.



Рис. 5.20 Характеристика излучения открытого конца волновода на волне E_{01} для радиуса раскрыва $a = 3\text{ см}$ и длины волны $l = 3.2\text{ см}$.

Полученные характеристики излучения облучателя двухмодовой антенны позволяют провести сравнительный анализ энергетических параметров двух приемных каналов исследуемой двухканальной антенны и оценить точность компенсации фонового излучения в радиотеплолокационной системе, принимаемого по области рассеяния ДН основного антенного канала.

В первом приближении такую оценку можно получить, рассмотрев разностную характеристику излучения по обоим каналам. Данная величина представлена на рис. 5.21 с учетом, что прием по дополнительному каналу происходит и на вертикальной и на горизонтальной поляризации, т.к. радиощумовое излучение в общем случае является слабо или совсем неполяризованным.

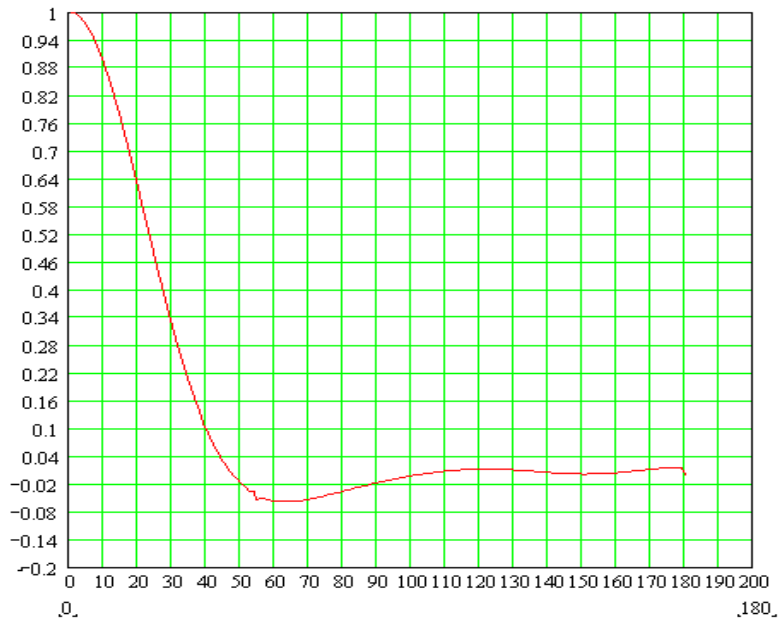


Рис. 5.21 Разностная характеристика излучения по основному и дополнительному каналу двухмодовой двухканальной антенны.

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы:

1) метод характеристик излучения по типам волн в волноводе позволяет провести сравнительный анализ мощностных характеристик приема по обоим каналам двухмодовой двухканальной антенны;

2) компенсация фонового излучения в радиотеплолокационной системе, принимаемого по основному антенному каналу может быть проведена с высокой степенью точности порядка сотых долей радиояркостных температур по каждому угловому направлению, причем по дальним боковым направлениям точность компенсации выше;

3) полученные соотношения мощностей при приеме по двум модам позволяют предположить возможность выполнения компенсационных процедур при отсутствии дополнительных специальных мер по обеспечению определенных соотношений между мощностями обоих каналов.

Рассмотренные энергетические соотношения должны учитываться при исследовании направленных свойств двухмодовых двухканальных антенн при нормировке дополнительного антенного канала по уровню приема основного антенного канала.

Для проверки моделей угловой зависимости уровня приема в двухканальной двухмодовой антенне были проведены экспериментальные исследования на частоте 9,27ГГц для следующих антенн [129]:

-зеркальная антенна диаметром 350мм и фокусным расстоянием 240мм;

-конический рупор длиной 200мм, имеющий эллиптический раскрыв с размерами по осям 112x92мм;

-волноводный излучатель с круглым раскрывом диаметром 30мм.

Результаты численного моделирования и экспериментальных измерений представлены на рисунках 5.22 - 5.25, для которых введены следующие обозначения: 1 – ДН антенны при приеме на волне H_{11} , 2 – ДН антенны при приеме на волне E_{01} . Точки отражают экспериментальные результаты для волны H_{11} , квадраты – для волны E_{01} .

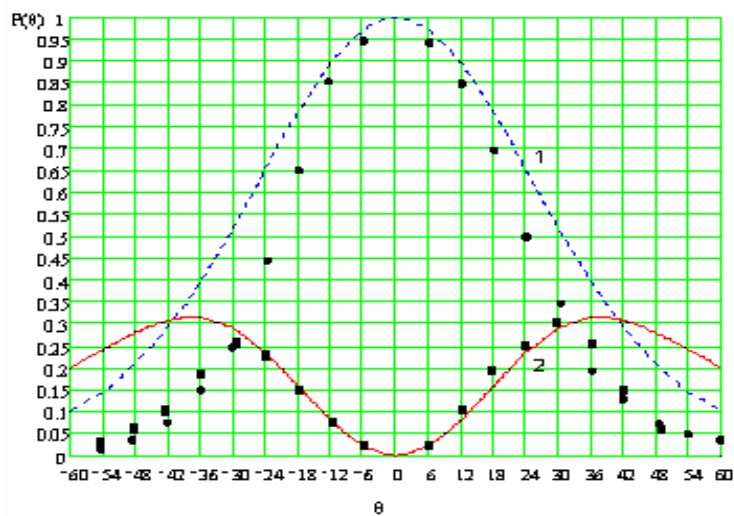


Рис. 5.22 ДН двухмодового волноводного излучателя с круглым раскрывом диаметром 30мм

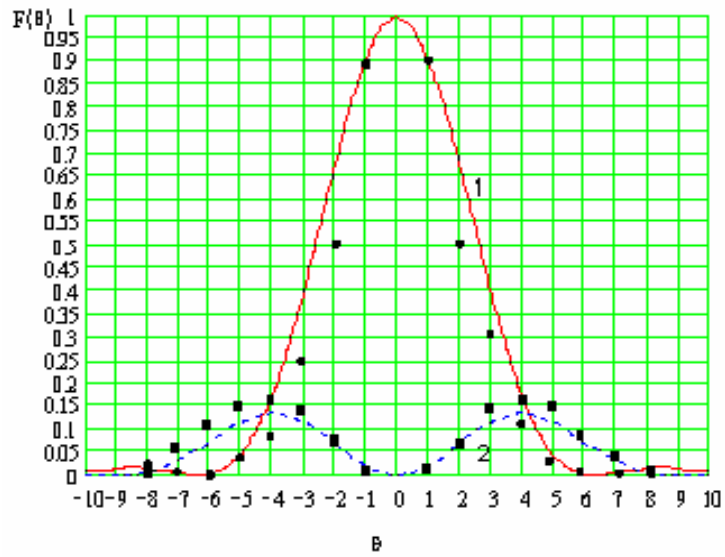


Рис. 5.23 ДН двухмодовой зеркальной антенны с радиусом раскрыва 350 мм

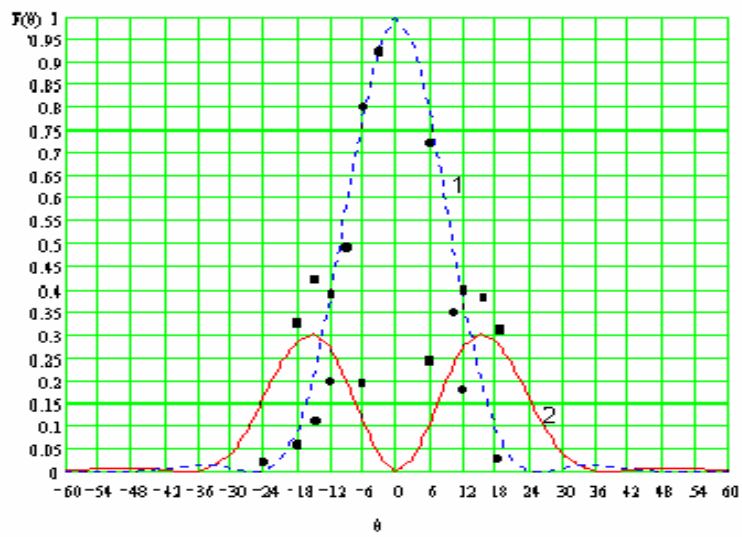


Рис. 5.24 ДН двухмодового конического рупора с эллиптическим раскрывом в плоскости с размером апертуры 92мм

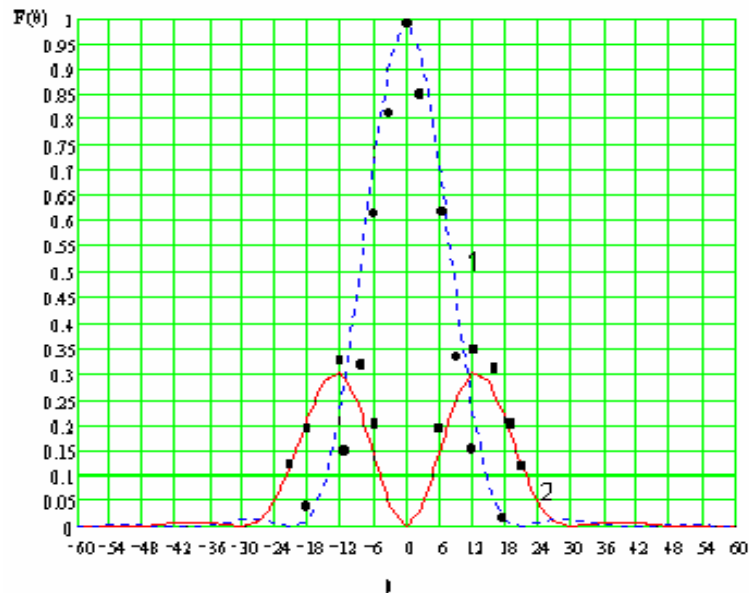


Рис. 5.25 ДН двухмодового конического рупора с эллиптическим раскрывом в плоскости с размером апертуры 112 мм.

Анализ полученных данных по ДН двухмодовой двухканальной антенны радиотеплолокационной системы с компенсацией фонового излучения позволил сделать следующие выводы:

1) вдоль осевого направления в антенне с противофазным возбуждением излучающей апертуры, т.е. на волне E_{01} минимальный прием излучения (-50дБ), а в пределах угловой области шириной $q = 4^\circ$, главного лепестка ДН антенны с синфазным возбуждением зеркала, т.е. на волне H_{11} , относительный уровень принимаемой мощности дополнительным антенным каналом не превышает -5 дБ. При формировании разностного сигнала в радиотеплолокационной системе при осуществлении процедуры компенсации потери полезной составляющей антенной температуры не более 0.078.

2) в угловой области, соответствующей области рассеяния ДН основного антенного канала, ДН дополнительного антенного канала (волна E_{01}) практически полностью совпадает по форме с ДН основного антенного канала (волна H_{11}). Оценка суммарной погрешности компенсации помеховых составляющих антенной температуры, выполненная при условии изотропности фонового излучения позволила сделать следующие выводы: средняя погрешность компенсации влияния фонового шума, принимаемого через неизотроп-

ную часть области рассеяния угловой зависимости устройства формирования входного сигнала оказалась равной 0.112 от радиояркой температуры соответствующей области пространства $T_{бок.н}$ для неизотропной части и 0.21 от $T_{бок.из}$ для изотропной части области рассеяния ДН антенны.

3) в разностной ДН двухканальной антенной системы на волнах H_{11} и E_{01} угловая область главного лепестка ДН уже по сравнению с размером угловой области главного лепестка ДН основного антенного канала: ширина ДН по первым нулям антенны основного канала равна 12° , а ширина главного лепестка разностной ДН – 8° , соответственно радиотеплолокационная система с рассматриваемой двухканальной антенной может реализовать более высокую разрешающую способность, чем система с одним антенным каналом.

Исследуемая двухканальная двухмодовая антенна может обеспечить погрешность компенсации помеховых составляющих, обусловленных приемом излучения антенной через изотропную часть области рассеяния ДН антенны, на уровне 10% и 15% погрешность компенсации помеховых составляющих, обусловленных приемом излучения через неизотропную часть области рассеяния ДН при относительном уровне потерь информационной составляющей – 7.8%. Для сравнения погрешность численной корректировки данных радиотеплолокационных измерений при условии неизменности и однородности фонового излучения составляет около 10% [2].

Для рассмотренных двухмодовых антенн с разделением каналов по модам H_{11} и E_{01} проведем оценку эффективности их применения в двухканальной радиотеплолокационной системе с компенсацией влияния внешнего фона на основании интегральных параметров, введенных в пункте 5.2 – $\Delta_{2л}$ и $\Delta_{б,з}$. Результаты численного моделирования параметров в зависимости от диаметра излучающей апертуры на частоте 9.27 ГГц приведены на рис. 5.26 – 5.27 и в таблице 5.5.

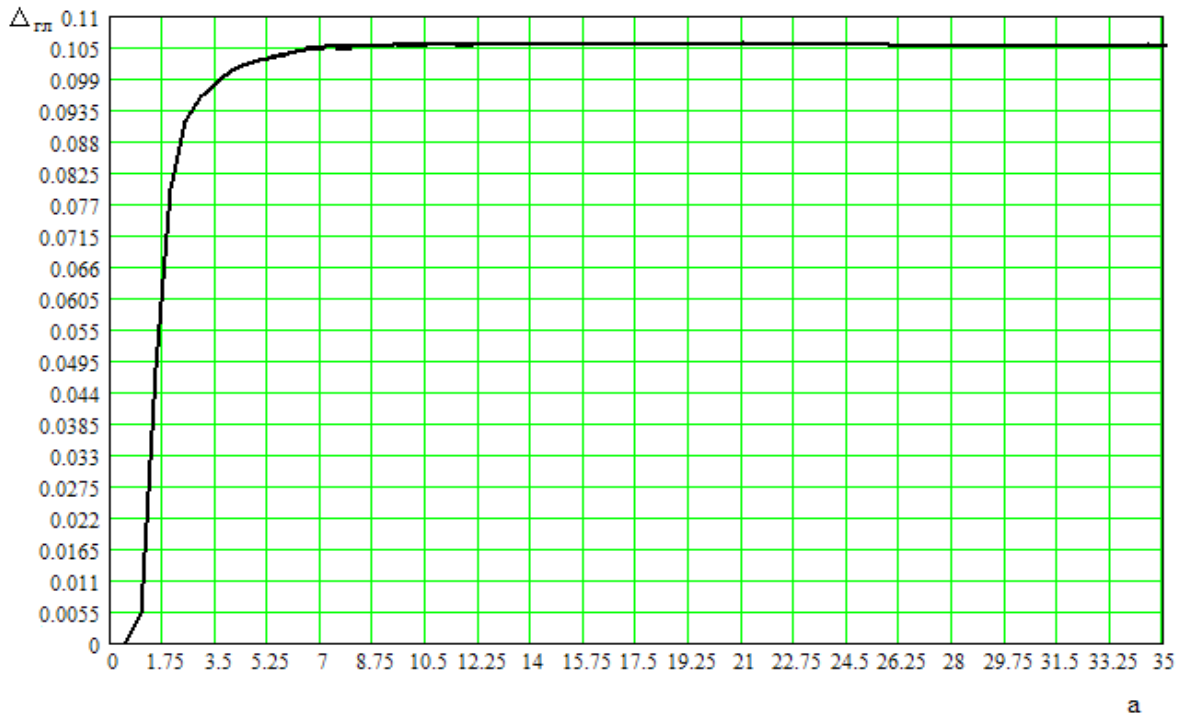


Рис. 5.26 Зависимость параметра двухканальной антенны $\Delta_{гр}$ от диаметра излучающей апертуры на частоте 9.27 ГГц

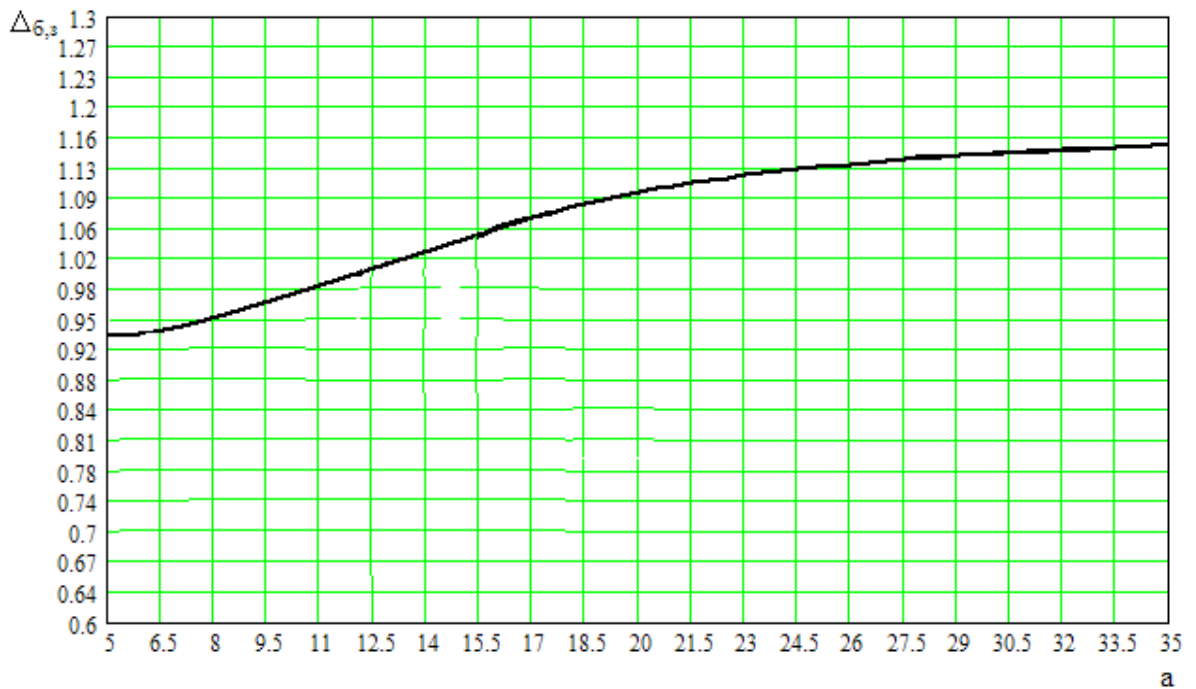


Рис. 5.27 Зависимость параметра двухканальной антенны $\Delta_{б,з}$ от диаметра излучающей апертуры на частоте 9.27 ГГц

Таблица 5.5

Результаты расчетов интегральных параметров Δ_{2l} и $\Delta_{6,3}$ двухмодовой двухканальной антенны

Диаметр раскрыва ,мм	Δ_{2l}	$\Delta_{6,3}$
30	0,094	0,9
92	0,104	0,97
112	0,105	1,01
350	0,106	1,16

Согласно данным таблицы 5.5 значения интегральных параметров зависят от относительного диаметра излучающего раскрыва двухмодовой двухканальной антенны. Но в целом величины Δ_{2l} и $\Delta_{6,3}$ близки к оптимальным значениям

Оценка влияния введения дополнительного канала в двухмодовой антенне на точность измерения радиояркостной температуры может быть выполнена по коэффициентам влияния k_1 и k_2 согласно выражению (5.56). На рис. 5.28. приведены данные расчета коэффициентов k_1 и k_2 в зависимости от диаметра излучающей апертуры.

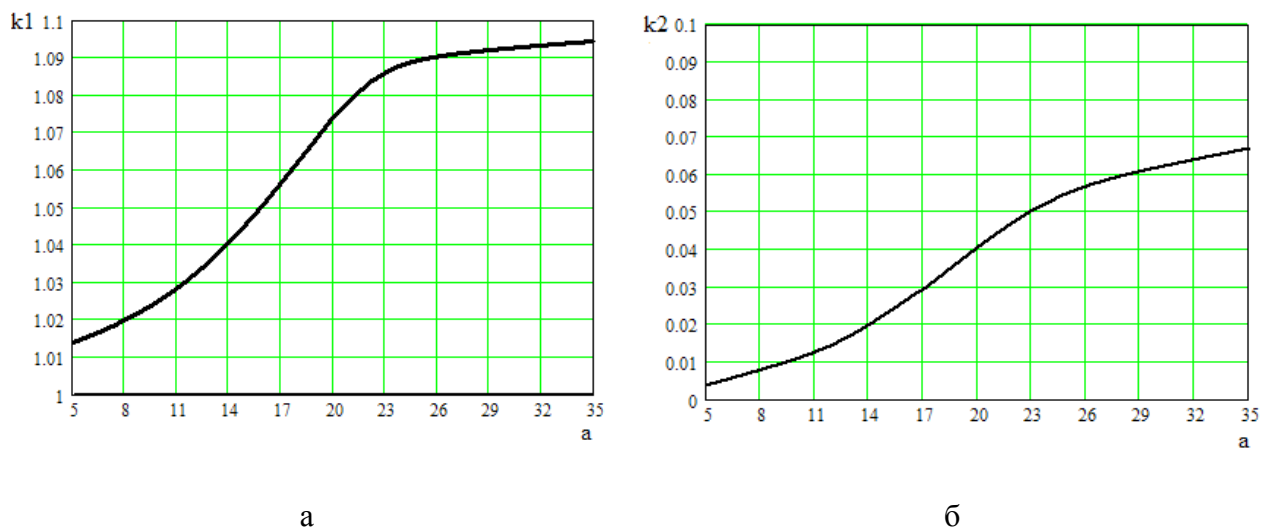


Рис.5.28 Зависимость коэффициентов погрешностей k_1 и k_2 , обеспечиваемых системой с двухканальной антенной, от диаметра излучающей апертуры на частоте 9.27 ГГц

Для радиотеплолокационных систем важным параметром является ширина рабочего диапазона частот, задающая как чувствительность системы, так и ее информативность. Поэтому для рассматриваемой радиотеплолокационной системы с двухмодовой двухканальной антенной необходимо проанализировать ее диапазонные свойства.

Ограничение по частотному диапазону системы определило условие реализации двухмодового режима круглого волновода с волнами H_{11} и E_{01} . В соответствии с [78] рабочая длина волны должна находиться в диапазоне значений $2.612a \leq l \leq 2.057a$, где a – радиус волновода.

Данное соотношение определяет ширину рабочего диапазона частот равную 20%, что является приемлемым значением для радиотеплолокационной системы, работающей с широкополосными сигналами.

В работах [139, 140] приведены результаты моделирования ДН в указанном диапазоне частот рис. 5.29.

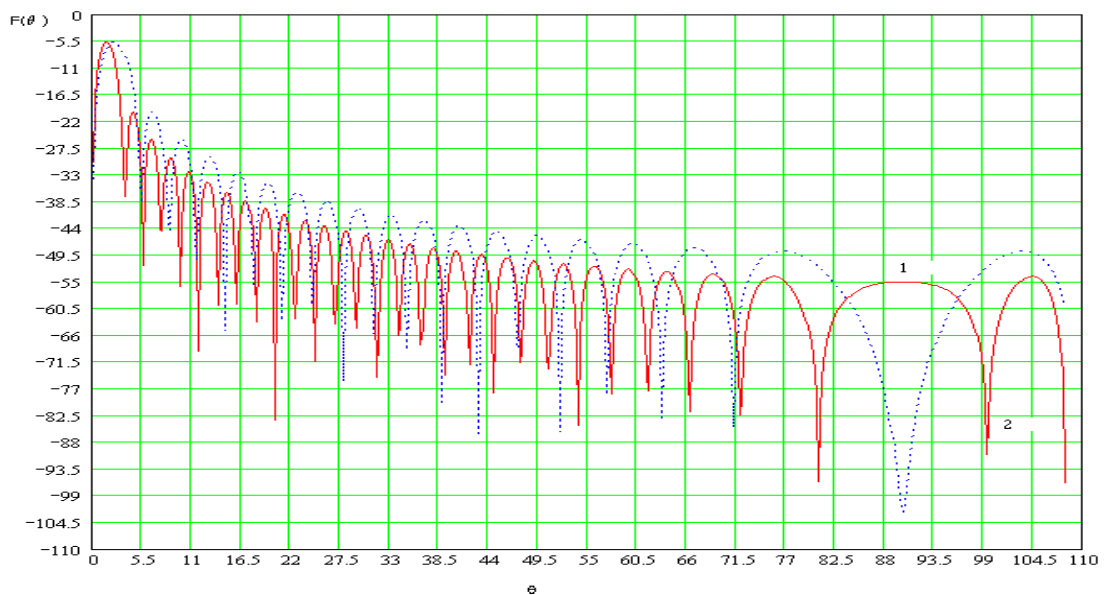


Рис. 5.29 ДН дополнительного антенного канала на границах диапазона двухмодового режима цилиндрического волновода радиуса $a = 3\text{см}$: 1 - $l = 2.56\text{см}$, 2- $l = 3.84\text{см}$

Представленные графические зависимости позволяют сделать выводы о сохранении характера направленных свойств дополнительного входного канала во всей области частот двухмодового режима облучателя.

Проведенные дополнительные оценки по относительному изменению уровня потерь информационной компоненты входного сигнала и степени адекватности помеховых компонент основного и дополнительного каналов по параметрам Δ_{2l} и $\Delta_{6,3}$ в диапазоне длин волн от 2.56 см до 3.84 см представлены на рис. 5.30.

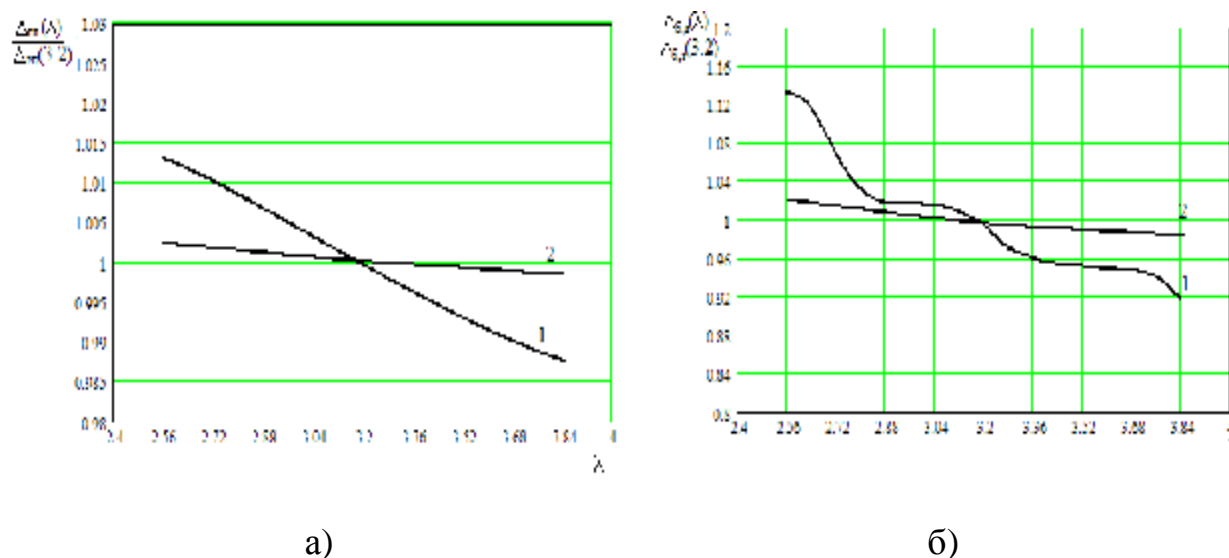


Рис. 5.30 Частотные зависимости: а - относительного уровня потерь информационной компоненты в выходном сигнале системы – параметра Δ_{2l} ; б- степени адекватности бокового и заднего излучения двух антенных каналов системы – параметра $\Delta_{6,3}$ при диаметре излучающей апертуры 5 см (1) и 25 см (2).

Анализ полученных данных показал, что двухмодовая двухканальная антенна в целом сохраняет форму угловой зависимости на двух модах H_{11} и E_{01} в полосе частот, равной 20% от центральной частоты рабочего диапазона. Изменение относительного уровня потерь полезного сигнала Δ_{2l} не превышает 1% во всей полосе частот при больших относительных размерах излучающей апертуры (на рис. 5.30.а для диаметра 25 см) и не превышает 2 % при меньших относительных размерах (на рис. 5.30.а для диаметра 5 см). Относительное изменение уровня мощности, принимаемой через область рассеяния ДН антенны, для основного и дополнительного канала во всей частотной области оказывается более значительным, так величина параметра $\Delta_{6,3}$ изменя-

ется в пределах 3% для диаметра апертуры 25 см (рис. 5.30.б) и в пределах 20% для диаметра апертуры 5 см (рис. 5.30.б).

Таким образом, характер частотной зависимости свойств двухканальной двухмодовой антенны позволяет сделать вывод о возможности реализации задач компенсации фонового шума в достаточно широком диапазоне частот до 20% от центральной частоты рабочего диапазона. Причем указанная частотная зависимость проявляется в большей степени для антенн с малым относительным размером излучающей апертуры.

Важной задачей при построении двухканальной антенны с отдельным приемом на двух модах круглого волновода является задача разделения принимаемых сигналов на модах H_{11} и E_{01} . Известны следующие конструктивные решения:

- в [133] предлагается в качестве двухмодового облучателя использовать конический гофрированный рупор, имеющий шестиплечевое турникетное соединение, в котором образуются моды H_{11} и E_{01} круглого волновода;

- в [134] предложен рупорный облучатель, состоящий из отрезка круглого волновода и двухсекционного рупора квадратного сечения;

- в [135] рассмотрен вариант рупорного облучателя, питаемый через волновод круглого сечения волнами H_{11} и E_{01} , в котором игольчатый луч создается волной H_{11} , а волна E_{01} с азимутальной инвариантностью создает полярный конический луч, при этом снимаемые зондами сигналы складываются в фазе и противофазе, что формирует сигналы пропорциональные мощностям, переносимым волнами H_{11} и E_{01} .

- в [136] предложено на выходе рупора реализовать дополнительное устройство – модовый разделитель.

Конструкция модового разделителя представлена на рис. 5.31.

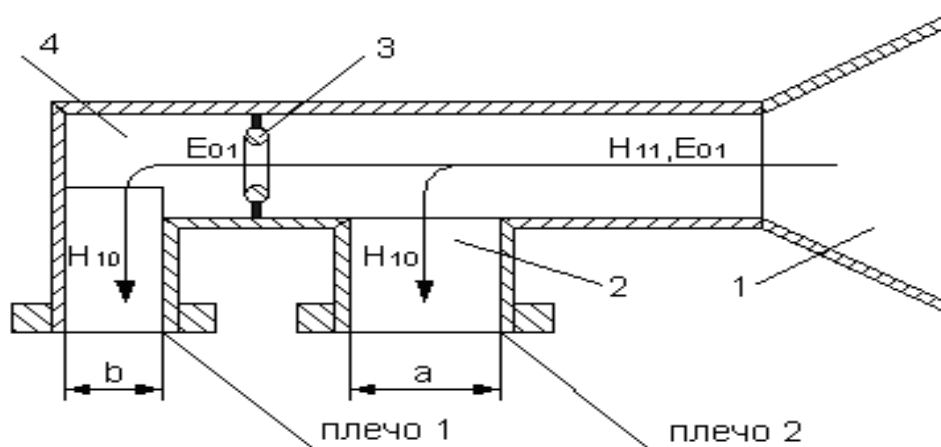


Рис. 5.31 Модовый разделитель двухмодовой рупорной антенны

Устройство работает следующим образом [136]. Радишумовой сигнал, принимаемый коническим рупором 1, подается в круглый волновод, в котором возбуждаются волны N_{11} и E_{01} , в трансформаторе типов волн $N_{11} \rightarrow N_{10}$ 2, представляющим собой перпендикулярное подключение прямоугольного волновода, к боковой стенке круглого волновода, в которой имеется прямоугольное окно, широкая стенка которого параллельна оси круглого волновода и размеры которого ограничены размерами поперечного сечения подключенного волновода, осуществляется ответвление энергии переносимой волной N_{11} и подача ее на выход второго плеча. Структура поля волны E_{01} в перпендикулярном плече в виде прямоугольного волновода не может возбудить волну N_{10} , поскольку соответствующие составляющие вектора E параллельны узкой стенке, одинаковы по амплитуде и направлены в противоположные стороны. Режекторный фильтр 3, например, в виде проводящего кольца в поперечном сечении круглого волновода препятствует прохождению волны N_{11} и пропускает на вход трансформатора $E_{01} \rightarrow N_{10}$ 4 только энергию, переносимую волной E_{01} . Трансформатор типов волн $E_{01} \rightarrow N_{10}$ 4 представляет, например, перпендикулярное подключение прямоугольного волновода со стороны широкой стенки к круглому волноводу. Таким образом, на выходе трансформатора 4 (первое плечо) выделяется сигнал пропорциональный только энергии волны E_{01} .

Выполнение модовым разделителем функций устройства разделения сигналов входных каналов определяют необходимость реализации высокой степени развязки между его выходами. Для проверки этого условия были проведены измерения величины развязки между выходами на примере модового разделителя построенного на основе круглого волновода радиуса 15 мм [142].

Полученные результаты представлены на рис. 5.32.

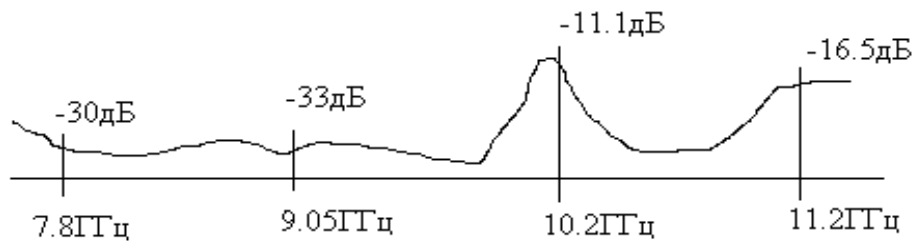


Рис.5.32 Данные измерений развязки между выходными плечами модового разделителя

В соответствии с размерами компонентов модового разделителя, определенными из условий их функционального назначения, была построена модель разделителя в программе MicroWave Studio. Внешний вид модели устройства показан на рис.5.33 [225, 229]. Порт 1 в модели присвоен входу круглого волновода и определен режим его работы на трех модах: две моды H_{11} с перпендикулярной поляризацией и мода E_{01} . Порт 2 соответствует выходу прямоугольного волновода основного антенного канала, на который передается сигнал переносимый модой H_{11} круглого волновода. Порт 3 присвоен выходу прямоугольного волновода дополнительного антенного канала, на который передается сигнал переносимый модой E_{01} круглого волновода.

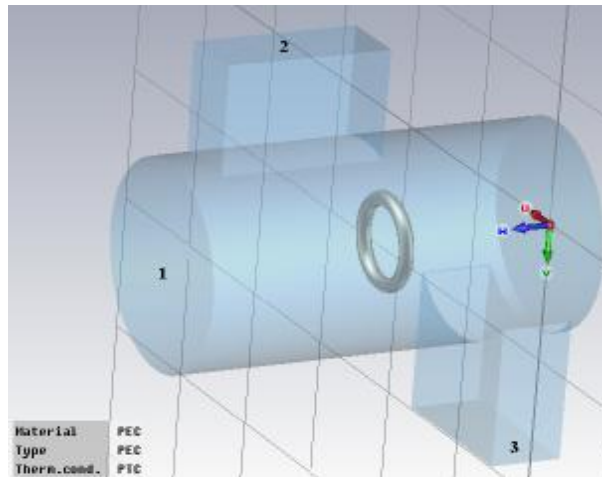


Рис.5.33 Модель модового разделителя в программе MicroWave Studio

Выполненное электродинамическое моделирование позволило получить изображения полей волн распространяющихся в разделителе. На рис. 5.34 показаны электрические поля волн H_{11} (а) и E_{01} (б).

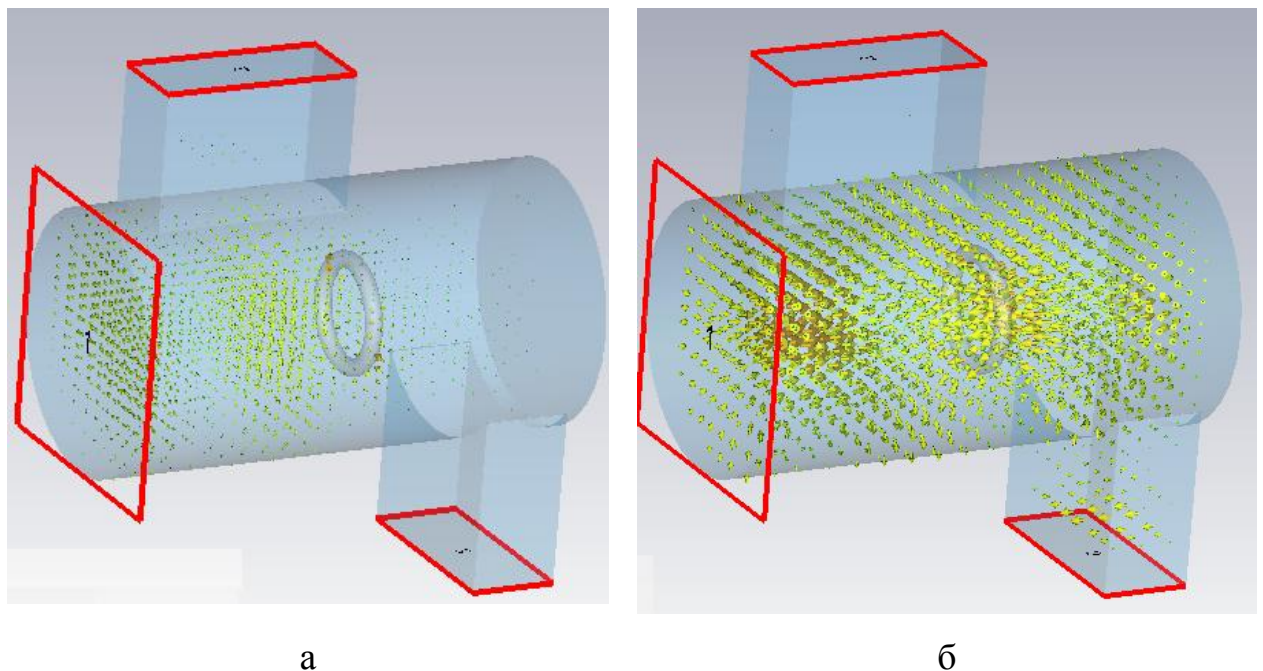


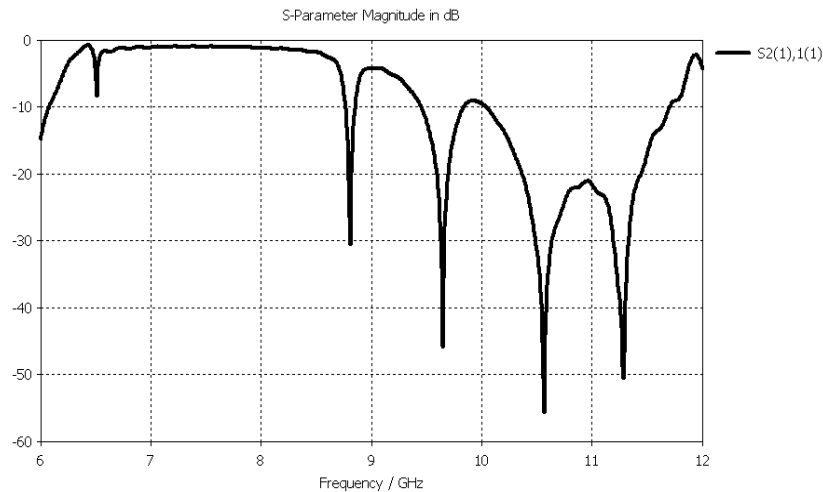
Рис.5.34 Структурв полей волн H_{11} (а) и E_{01} (б) в модовом разделителе

Анализ представленных графических изображений полей позволяет сделать вывод о выполнении своего функционального назначения режекторным кольцом – изоляции дополнительного канала от волны H_{11} , в то время как волна E_{01} проходит его без существенных отражений.

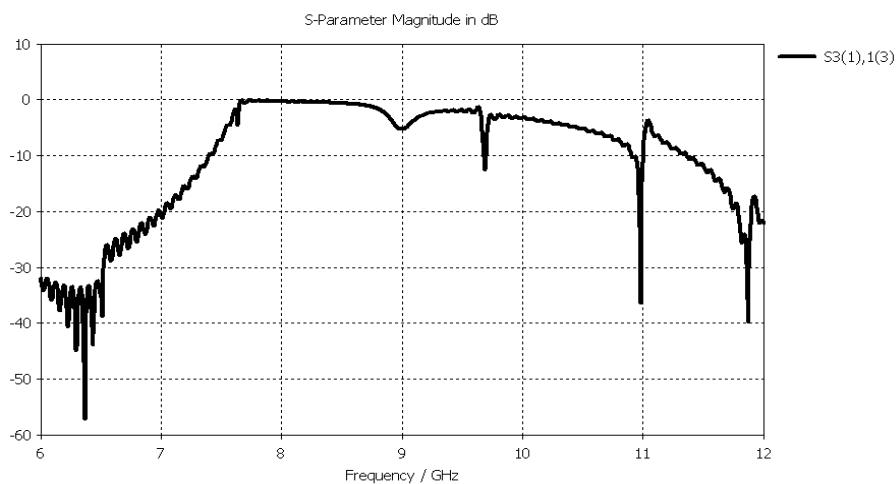
Также было выполнено моделирование характеристик прохождения волн H_{11} и E_{01} в модовом разделителе в программе MicroWave Studio. Были получены частотные зависимости S - параметров: $S_{2(1),1(1)}$ - относительного ко-

эфициента передачи на моде H_{11} со входа круглого волновода на выход прямоугольного волновода основного антенного канала; $S_{3(1),1(3)}$ - относительного коэффициента передачи на моде E_{01} со входа круглого волновода на выход прямоугольного волновода дополнительного антенного канала; $S_{3(1),2(1)}$ - относительного коэффициента передачи между выходами прямоугольных волноводов – развязка между указанными выходами (в скобках указаны номера мод в волноводах).

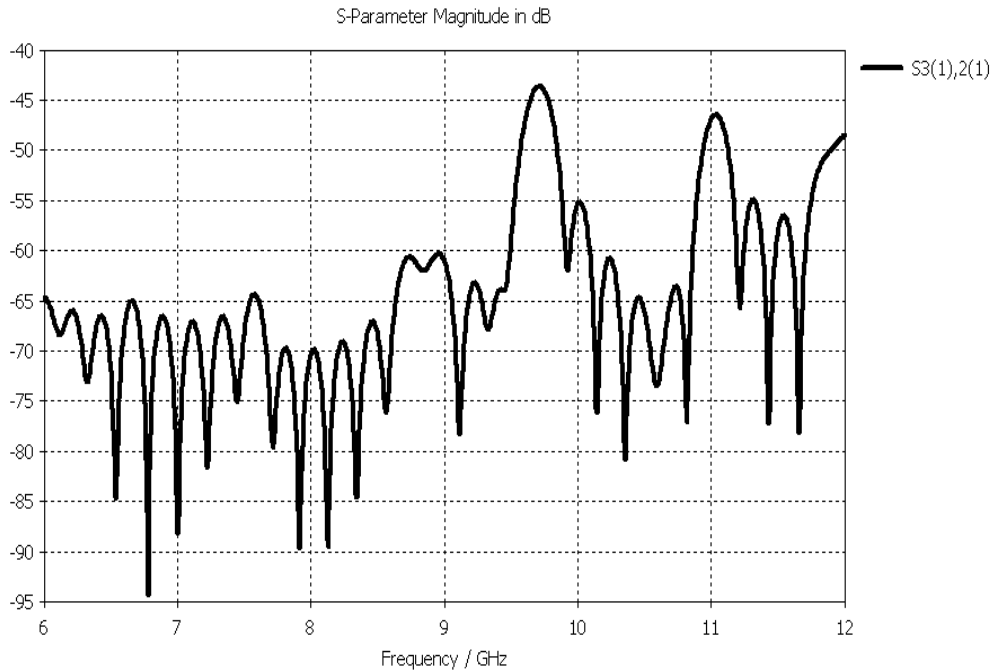
Результаты моделирования S – параметров модового разделителя двухканальной антенны СВЧ радиотеплолокационной системы, осуществляющей измерения интенсивности ради шумового излучения в диапазоне, средняя частота которого 9.5 ГГц, приведены на рис.5.33.



а)



б)



в)

Рис. 5.33. Частотные зависимости S – параметров модового разделителя

Анализ представленных частотных зависимостей показал, что передача энергии на соответствующих модах на выходы модового разделителя в области высоких частот свыше 10 ГГц характеризуется общим понижением коэффициента передачи на обеих модах, что позволяет сделать вывод о сохранении соотношений между сигналами основного и дополнительного каналов двухканальной антенны в достаточно широком диапазоне частот. Величина развязки между выходными каналами разделителя сохраняется на уровне не более -40 дБ во всем рассматриваемом диапазоне от 6 ГГц до 12 ГГц

Полученные данные по параметрам модового разделителя позволяют сделать вывод об отсутствии ограничений со стороны данного устройства на реализацию способа выделения полезного сигнала радиотеплолокационной системы путем формирования дополнительного сигнала в двухканальной двухмодовой антенне.

Выводы по главе 5

1. Наличие внутреннего шума в приемниках радиотеплолокационных систем – радиометров определяет необходимость разработок схемных решений, позволяющих скомпенсировать его влияние на результаты измерений. На практике применяются в основном следующие способы исключения внутренних шумов в радиометрах:

- компенсационный, путем введения корректировки выходного сигнала радиометра на величину равную составляющей, обусловленной внутренними шумами, требующий дополнительной предварительной оценки ее величины или непрерывного формирования этого сигнала путем введения спектрального разделения входного сигнала и собственного шумового сигнала при относительном снижении чувствительности радиометра;
- модуляционный при переносе по частоте сигнала на входе радиометра с последующей реализацией процедуры нахождения разности путем выполнения синхронного детектирования;
- корреляционный при формировании противофазного прироста собственных шумов в двух сигналах и корреляционного подавления составляющей, обусловленной собственным шумом радиометра.

2. Анализ алгоритмов выделения входного сигнала радиометра на предмет возможности их применения при построении двухканальной радиотеплолокационной системы с компенсацией внешних фоновых шумов показал, что компенсационный вариант построения радиометра может быть использован при условии предварительной оценки и периодической проверки помеховой составляющей антенной температуры, например, по уровню выходного сигнала дополнительного антенного канала, причем с этой целью в системе должна быть предусмотрена возможность переключения входа радиометра на прием с дополнительного канала с формированием в схеме выходного компенсационного сигнала.

Модуляционный вариант построения радиометра предполагает нахождение разности двух сигналов входного от антенны и опорного от генератора шума при компенсации внутренних шумов радиометра, что позволяет на его основе реализовать одновременно процедуру компенсации внешних и внутренних помех, если в качестве входных сигналов радиометра принять выходные сигналы двух антенных каналов основного и дополнительного.

Корреляционный вариант построения радиометра имеет ограничения по условиям встраивания в систему дополнительного антенного канала, связанные с жесткими требованиями по фазировке входных сигналов.

Поэтому для построения двухканальной системы радиотеплолокационного контроля с компенсацией внешних и внутренних шумов оптимальным является модуляционный вариант построения радиометра.

3. При идеальном соответствии параметров двухканальной антенны требованиям алгоритма компенсации фоновых шумов – нулевой уровень приема дополнительным антенным каналом по угловой области главного лепестка ДН основного антенного канала и абсолютная адекватность условий приема двух каналов по угловой области рассеяния ДН основного канала, в выходном сигнале двухканальной радиотеплолокационной системы с модуляционным принципом приема отсутствуют составляющие, обусловленные внутренними и внешними шумами.

4. Для оценки соответствия реальных двухканальных антенн алгоритму компенсации фоновых шумов введены интегральные параметры $\Delta_{\text{гл}}$, $\Delta_{\text{б.з}}$, определяемые по ДН антенны, а также коэффициенты влияния $k_{1\Delta}$ и $k_{2\Delta}$ на погрешности измерения радиояркостной температуры. Такой подход универсален с точки зрения оценки эффективности применения двухканальной антенны в системе с компенсацией фоновых шумов.

5. Анализ варианта построения двухканальной зеркальной антенны со смещенным из фокуса дополнительным облучателем показал принципиальную возможность реализации требуемых свойств дополнительного антенного

канала. Так уровень приема по осевому направлению в дополнительном канале по сравнению с основным уменьшается на 15-18 дБ для длиннофокусных антенн и на 20 дБ для короткофокусных антенн и обеспечивается достаточная адекватность приема по области рассеяния ДН основного канала. Но данный вариант имеет ограниченное применение в связи с сильной частотной зависимостью фазового закона распределения поля по раскрытию зеркала и не применим для небольших антенн, конструктивно реализуемых в виде рупорного или волноводного излучателя.

б. Анализ варианта построения двухканальной антенны на основе двухмодового режима работы круглого волновода показал хорошую реализуемость требуемых свойств дополнительного антенного канала без специальных устройств корректировки мощности. Оценка параметров $\Delta_{\text{гл}}$, $\Delta_{\text{б.з}}$, характеризующих соответствие направленных свойств антенны задаче компенсации фонового шума позволила сделать вывод о достижимой величине относительной погрешности компенсации фонового шума порядка 10% в полосе частот равной 20% от центральной частоты рабочего диапазона. Дополнительный элемент антенной системы – модовый разделитель обеспечивает возможность выделения сигналов, принятых на двух модах H_{11} и E_{01} , с высоким значением развязки. Отличительной особенностью двухканальной двухмодовой антенны является возможность формирования двух ДН на одной излучающей апертуре, поэтому данный вариант может быть реализован и для антенны с малой пространственной селективностью, например, когда в качестве антенны системы радиотеплолокационного контроля используется рупорный или волноводный излучатель.

Глава 6 Методы компенсации нестабильности коэффициента передачи систем радиотеплолокационного контроля

Нестабильность коэффициента передачи системы радиотеплолокационного контроля проявляется в недетерминированном изменении уровня выходного сигнала, отслеживание которого в процессе калибровки системы не всегда возможно выполнить с требуемой оперативностью. Поэтому данный фактор также наравне с внутренними и внешними шумами является источником погрешности радиотеплолокационных измерений.

6.1 Анализ причин нестабильности коэффициента передачи системы радиотеплолокационного контроля

В разделе 5.1 показано, что одним из факторов, влияющих на характеристики приема радишумовых сигналов радиотеплолокационными системами, является нестабильность коэффициента усиления высокочастотной части радиометра.

Если коэффициент усиления радиометра имеет вариации и соответственно равен [8, 26]

$$G(t) = G_0 + \Delta G(t), \quad (6.1)$$

выходной ток радиометра определяется формулой

$$(I_c + I_{ш=})G(t) = (I_c + I_{ш=})G_0 + (I_c + I_{ш=})\Delta G(t). \quad (6.2)$$

Последнее слагаемое в выражении (6.2) представляет собой дополнительную аддитивную помеху на выходе радиометра, маскирующую полезный сигнал, который в данном выражении представлен членом $I_c G_0$.

Флуктуации коэффициента усиления приемника радиометра складываются из флуктуаций усиления отдельных каскадов, которые имеют место из-за нестабильности усиления источников питания, температуры окружающей среды и элементов схемы. Спектр флуктуаций коэффициента усиления имеет сильно выраженный низкочастотный характер и аналогичен спектру фликкер-шума и имеет вид

$$S_G(f) = f^{-\alpha}, \quad (6.3)$$

где α - коэффициент, значение которого в пределах от 1 до 2 [8].

Дисперсия коэффициента усиления равна

$$\overline{\delta G^2} = \int_{\Delta F} S_G(f) df. \quad (6.4)$$

При детектировании флюктуации коэффициента усиления радиометра проходят в низкочастотную часть схемы из-за их переноса собственными шумами приемника, кроме того, они сильно засоряют низкочастотную часть спектра входного сигнала.

В реальных радиометрах стандартное отклонение коэффициента усиления определяется соотношением [8]

$$\delta G \approx 10^{-2} G_0. \quad (6.5)$$

Флюктуации выходного тока радиометра, обусловленные шумами радиометра и нестабильностью усиления независимы, поэтому при отсутствии компенсационных мер чувствительность радиометра с учетом нестабильности коэффициента усиления может быть определена следующим образом:

$$\Delta T = \sqrt{\Delta T_{\text{ш}}^2 + \Delta T_G^2} = \sqrt{\alpha T_{\text{ш}}^2 \frac{\Delta F}{\Delta f} + T_{\text{ш}}^2 \frac{\overline{\delta G^2}}{G_0}}. \quad (6.6)$$

Анализ выражения (6.6) показывает, что при выполнении условия

$$\frac{\overline{\delta G^2}}{G_0} > \alpha \frac{\Delta F}{\Delta f}, \quad (6.7)$$

преобладающее значение в определении величины чувствительности имеет нестабильность коэффициента усиления.

Для сравнительного анализа двух составляющих чувствительности радиометра на основе выражения (6.7) была построена зависимость предельного значения радиометрического выигрыша $\sqrt{\Delta f \tau}$ (рис. 6.1), при превышении которого нестабильностью коэффициента усиления радиометра пренебречь нельзя.

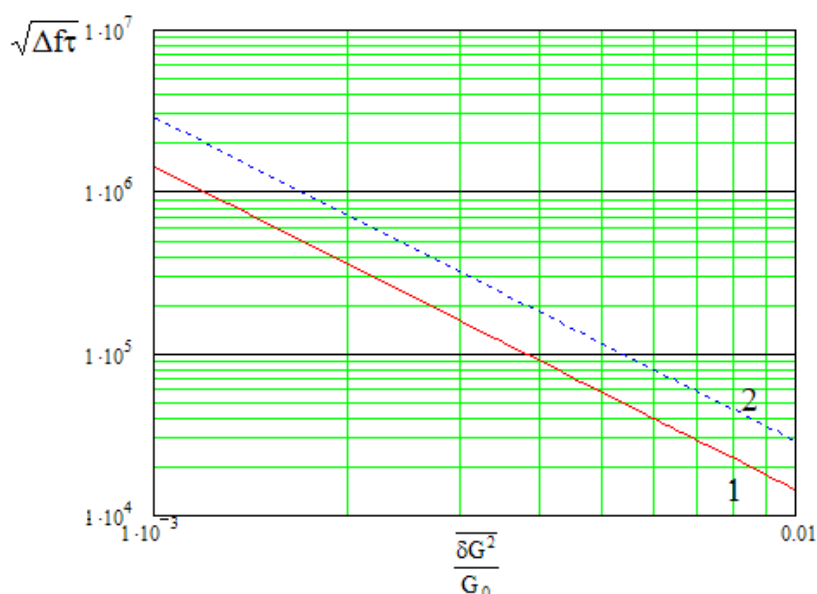


Рис.6.1 Предельные значения радиометрического выигрыша $\sqrt{\Delta f \tau}$ в зависимости от нестабильности коэффициента усиления радиометра $\frac{\delta G^2}{G_0}$

Анализ данных рис.6.1 показывает, что для современных радиометров с полосой пропускания высокочастотного тракта равной единицам ГГц, что соответствует величинам радиометрического выигрыша порядка 10^5 , проблема влияния нестабильности коэффициента усиления стоит достаточно остро.

Кроме нестабильности коэффициента передачи радиометра на результаты измерений также оказывает аналогичное помеховое действие изменение параметров антенны, например, при выпадении осадков и формировании их слоя на поверхности антенны.

Для выявления влияния слоя осадков на коэффициент передачи антенно-фидерного тракта в целом, следует рассматривать антенную температуру T_a с учетом всех ее составляющих. При этом целесообразно ввести факторы влияния для каждой составляющей антенной температуры

$$T'_a = \bar{T}_{\text{гл}} (1 - \beta_{\text{гл}}) \eta f_1 + \bar{T}_{\text{бв}} \beta_{\text{в}} \eta f_2 + \bar{T}_{\text{он}} \beta_{\text{н}} \eta f_3 + T_0 ([1 - \eta f_4] + f_4) + T_{321}, \quad (6.8)$$

где f_1, f_2, f_3, f_4 – факторы влияния слоя осадков на поверхности антенны на соответствующие составляющие антенной температуры.

Для того чтобы найти выражение для фактора влияния f_i , для каждого слагаемого антенной температуры рассмотрим более подробно процесс формирования суммарной принимаемой антенной мощности теплового излучения при наличии на поверхности зеркала слоя осадков.

На основе приведенных данных в [12,13], можно предположить, что форма ДН в области главного лепестка обусловлена вкладом всей поверхности зеркала, ДН в области рассеяния в основном определяется суммой краевых волн, излучаемых контуром раскрыва зеркала, а также уровнем ДН облучателя, на который непосредственно осуществляется прием энергии для углов больше угла раскрыва зеркала. Тогда влияние слоя осадков на поверхности антенны проявляется следующим образом: во-первых, изменяется абсолютный уровень принимаемой мощности в области главного лепестка, так как именно в этой угловой области максимально сказывается изменение отражательных свойств всей поверхности зеркала в отличие от области рассеивания, в которой абсолютный уровень принимаемой мощности обуславливается отражательными свойствами края зеркала, на котором слой осадков в связи с тем, что поверхность зеркала вогнута, будет минимален и практически может быть принят равным нулю; во-вторых, изменяется относительный уровень принимаемой энергии в указанных угловых областях ДН антенны.

Примем условие изотропности распределения радиояркостной температуры окружающего пространства в отдельных угловых областях ДН антенны, а также изотропности отражательных свойств зеркала в области углов главного лепестка ДН, тогда выражения для факторов влияния f_i могут быть представлены в следующем виде [124]:

$$\begin{aligned} f_1 &= R_{321}^2 D / D', f_2 = f_3 = D / D', f_4 = 1 - R_{321}^2, \\ D / D' &= (1 + (R_{321}^2 - 1)(1 - \beta))^{-1}. \end{aligned} \quad (6.9)$$

где D и D' – коэффициенты направленного действия антенны соответственно при отсутствии и наличии слоя осадков на поверхности зеркала.

Произведем сравнительную оценку введенных факторов влияния.

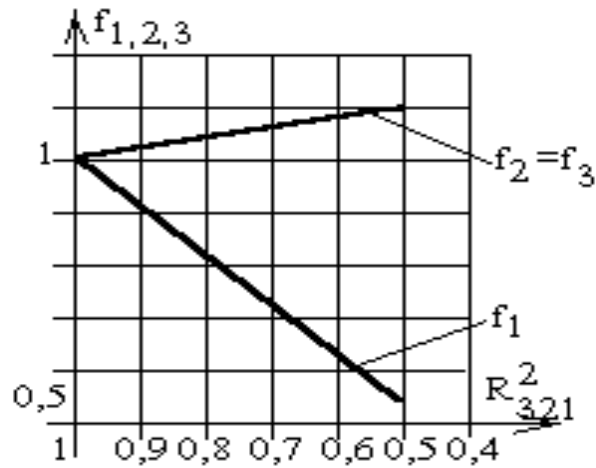


Рис. 6.2 Зависимость факторов влияния f_1, f_2, f_3 от коэффициента отражения зеркала с слоем осадков R_{321}^2 .

На рис. 6.2 приведены расчетные зависимости факторов влияния слоя осадков на составляющие антенной температуры от величины коэффициента отражения R_{321}^2 . Исходя из приведенных данных, наибольшим относительным изменением характеризуется фактор f_1 , определяющий относительное изменение величины радиояростной температуры, принятой из области главного лепестка ДН. Поэтому в первом приближении при малых значениях R_{321}^2 слой осадков может рассматриваться как передающая линия с потерями для излучения в угловой области полного лепестка ДН, как это сделано в [14]. Но с ростом численного значения R_{321}^2 в большей степени начинает проявляться изменение относительного вклада составляющих антенной температуры, в связи с чем более целесообразно оценивать влияние слоя через изменение коэффициента усиления антенны, как это предпринято в [15].

В соответствии с данными рис. 6.2 при значениях коэффициента отражения R_{321}^2 в диапазоне от 1 до 0,9 при величине погрешности по коэффициенту передачи антенны 0,02, приращение антенной температуры может быть определено следующим образом:

$$\Delta T_a = \bar{T}_{эл.} \beta \eta (R_{321}^2 - 1) + \bar{T}_{\Sigma 321} . \quad (6.10)$$

Выражение (6.10) показывает, что при проведении радиотеплолокационных измерений в условиях выпадения осадков их действие проявляется в

абсолютном приросте антенной температуры на величину собственного радиошумового излучения осадков и в относительном изменении коэффициента передачи в основном полезной составляющей антенной температуры, принимаемой по главному лепестку ДН.

В разделе 2.2 показано, что при проведении измерений в условиях выпадения дождя при изменении толщины слоя воды от 0 до 0.3 мм коэффициент отражения изменяется в пределах 5%, что сравнимо с относительными величинами изменения коэффициента передачи радиометра и должно учитываться при построении радиотеплолокационной системы. При наличии слоя твердых осадков – льда или снега указанные погрешности измерения могут превышать 5%.

Поэтому решение задачи построения системы радиотеплолокационного контроля, предусматривающей компенсацию помехового влияния недетерминированного изменения коэффициента передачи системы в целом, включая антенну, позволит повысить точность измерений радиояркостной температуры в сложных метеорологических условиях.

6.2 Методы компенсации нестабильности коэффициента передачи системы радиотеплолокационного контроля, вызванной внутренними причинами

Известны следующие методы уменьшения влияния нестабильности коэффициента усиления на характеристики приема радиометра:

- переход в высокочастотную область при приеме сигнала, в которой спектральные составляющие флуктуаций коэффициента передачи минимальны;
- выравнивание антенной и эквивалентной шумовой температуры при модуляционном способе приема в радиометре, что обеспечивает отсчет уровня измеряемого сигнала по шкале эквивалентного источника;
- введение процедуры деления антенного и эквивалентного сигналов;

- введение дополнительного пилот-сигнала, который подвергается помеховому действию флуктуаций коэффициента усиления, с последующей их компенсацией на выходе радиометра.

Каждый из указанных методов нашел свое применение в определенном способе приема ради шумового излучения радиотеплолокационной системой.

В компенсационных радиометрах регистрация выходного сигнала радиометра после квадратичного детектирования в низкочастотной области ΔF определяет сильное влияние нестабильности коэффициента усиления на точность измерения антенного сигнала и чувствительность радиометра. Поэтому при компенсационном способе приема первоочередной является задача стабилизации всех параметров радиометра.

Известны варианты построения компенсационных радиометров, в которых предусмотрено снижение зависимости результатов измерений от флуктуаций коэффициента усиления за счет использования частотных свойств этих флуктуаций. В [50] предложено выполнять двойное детектирование путем введения дополнительного детектора и промежуточного фильтра высоких частот, чем обеспечивается уменьшение влияния основной низкочастотной составляющей спектра собственного шума радиометра.

В другом варианте компенсационного радиометра [4] предложено производить последетекторную модуляцию, т.е. модуляция происходит после квадратичного детектирования, что позволяет выполнять основное усиление на низких частотах, а это значительно уменьшает дрейф нуля, свойственный усилителям постоянного тока.

При модуляционном методе приема ради шумового сигнала в результате разностных измерений выходной ток радиометра определяется выражением

$$I_{\text{вых}} = (I_a - I_{\text{э}})G_0 + (I_a - I_{\text{э}})\Delta G, \quad (6.11)$$

где I_a - выходной ток радиометра, обусловленный шумовым сигналом на выходе антенны; $I_э$ - выходной ток радиометра, обусловленный шумовым сигналом эквивалента.

В модуляционном способе приема в радиотеплолокационной системе погрешность измерения полезного сигнала зависит от величины нестабильности коэффициента усиления радиометра ΔG и точности – стабильности шумовой температуры эквивалента, подключаемого на вход радиометра.

Для исключения влияния нестабильности коэффициента усиления радиометра ΔG согласно выражению (6.11) необходимо обеспечить выравнивание шумовых температур антенны T_a и эквивалента $T_э$, т.е. перейти к нулевым измерениям, когда отсчет антенной температуры выполняется по градуированным значениям температуры эквивалента при фиксировании нулевого значения на выходном регистрирующем приборе.

Чувствительность модуляционного радиометра с учетом нестабильности коэффициента усиления определяется выражением

$$\Delta T = \sqrt{\alpha T_{ш}^2 \frac{\Delta F}{\Delta f} + (T_a - T_э)^2 \frac{\overline{\delta G^2}}{G_0}}, \quad (6.12)$$

согласно которому чувствительность нулевого радиометра также зависит от соблюдения баланса между шумовыми температурами антенны T_a и эквивалента $T_э$.

Для решения задачи выравнивания температур T_a и $T_э$ предложено достаточно много разных схемных вариантов. В зависимости от динамических характеристик шумового сигнала зондируемой области используются квазиулевые и нулевые радиометры.

Например, в работе [53] (рис.6.3), предусматривается возможность отдельной регистрации уровня шумового сигнала эквивалента для осуществления отсчета уровня измеряемого сигнала с возможностью регулировки шумовой температуры $T_э$ по результатам измерения разностного сигнала.

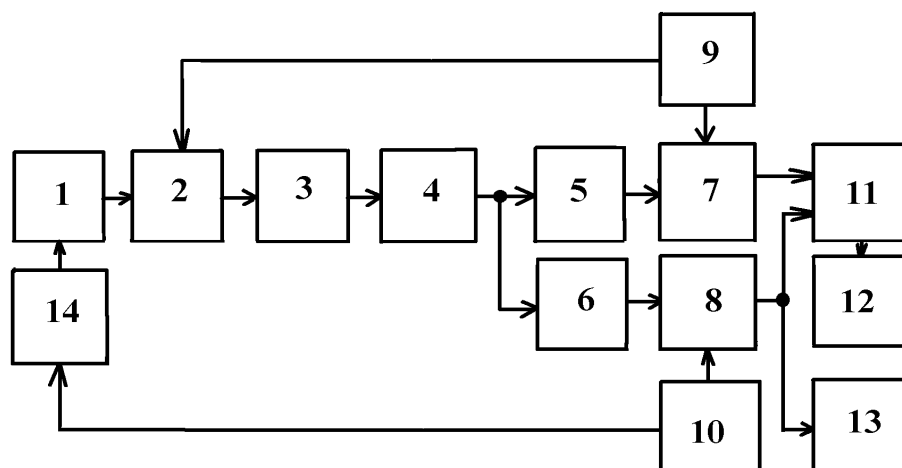


Рис. 6.3 Квазинулевой радиометр

1- НО; 2 - модулятор; 3 – приемо-усилительный блок; 4 - квадратичный детектор; 5, 6 - первый и второй УНЧ; 7, 8 - первый и второй СД; 9, 10 - первый и второй задающий генератор; 11 - вычитатель; 12, 13 - первый и второй регистратор; 14 - ГШ.

Для реализации раздельного измерения разностного и эквивалентного шумового сигнала необходимо выбирать частоты колебаний задающих генераторов 9 и 10 некрatными [53]. Тогда напряжение на выходе первого синхронного детектора 7 будет пропорционально разности

$$U_{\text{сд1}} \Leftrightarrow A[T_a - (L_1(T_{\text{гш1}} + T_{\text{гш2}})/2)], \quad (6.13)$$

где $T_{\text{гш1}}$ и $T_{\text{гш2}}$ - шумовые температуры генератора шума 14, создаваемые под воздействием модулирующего напряжения генератора 10, L_1 - переходное ослабление направленного ответвителя 1.

Напряжение на выходе второго синхронного детектора 8, с учетом того, что коэффициент усиления второго усилителя низкой частоты 6 вдвое меньше коэффициента усиления усилителя 5, будет пропорционально следующей разности

$$U_{\text{сд2}} \Leftrightarrow 0.5AL_1(T_{\text{гш1}} - T_{\text{гш2}}). \quad (6.14)$$

Регистратор 12 будет отображать разностный сигнал ($U_{\text{сд1}} - U_{\text{сд2}}$)

$$U_{\text{сд1}} - U_{\text{сд2}} \Leftrightarrow A(T_a - L_1T_{\text{гш2}}). \quad (6.15)$$

Квазиулевой режим согласно [53] определяется соотношением $0.5L_1(T_{гш1} + T_{гш2}) \cong T_a$.

Интенсивность ради шумового излучения метеообъектов в большинстве случаев является непрерывной функцией времени, что накладывает дополнительные требования на оперативность и, в конечном счете, периодичность процедуры корректировки шумовой температуры эквивалента. Оптимальной с этой точки зрения является введение автоматической регулировки уровня шумового сигнала эквивалента, т.е. использование в составе радиометра управляющих цепей обратной связи – переход на нулевой режим измерения.

В настоящее время известны способы реализации управления уровнем шумового сигнала эквивалента путем введения регулируемого ослабления уровня сигнала T_s [10, 55] или за счет адекватного изменения скважности управляющего сигнала входного модулятора [56, 57-69].

В другом способе [147] для получения данных наблюдения, значения которых не зависят от значения коэффициента усиления, должна выполняться не процедура нахождения разности, а отношения оценок мощности антенного и опорного сигналов.

Для реализации такой измерительной процедуры используются два эталонных источника, по радиояркостному контрасту которых оценивается коэффициент усиления [147]. Структурная схема такого радиометра представлена на рис.6.4 [148].

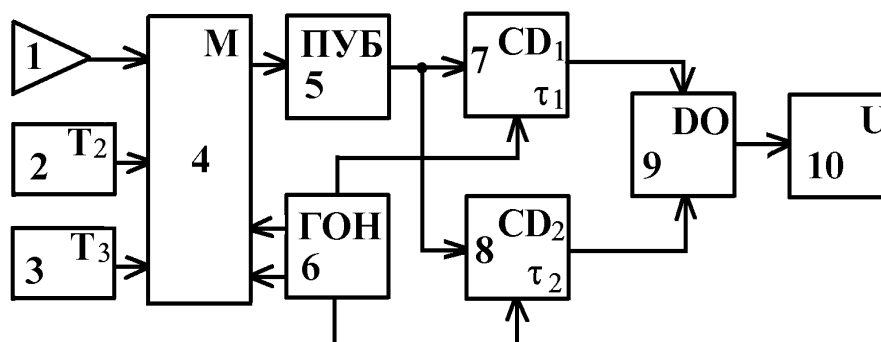


Рис.6.4 Радиометр с делением сигналов

1 - антенна; 2 – первый источник опорного сигнала; 3 - второй источник опорного сигнала; 4 - модулятор; 5 - приемно-усилительный блок; 6 - генератор опорных напряжений; 7, 8 - первый и второй синхронные детекторы с постоянными времени интегрирования t_1 и t_2 ; 9 - узел деления сигналов; 10 - индикатор.

Генератор опорных напряжений 6 обеспечивает подключение модулятором 4 на половину периода модуляции $t_m/2$ к приемнику антенны 1, на четверть периода $t_m/4$ - первого источника опорного сигнала 2 и на оставшуюся четверть периода - второго источника опорного сигнала 3. Приемно-усилительный блок 5 осуществляет прием шумового сигнала сначала от антенны 1, затем от эквивалента 2, затем от эквивалента 3 и т.д. Синхронный детектор 7 осуществляет выделение дифференциального сигнала [150], определяемого следующим выражением:

$$U = \left(\frac{T_a}{2} - \frac{T_1 + T_2}{4} \right) A, \quad (6.16)$$

где T_a - интенсивность шумового сигнала от антенны; T_1 и T_2 - шумовые температуры от источников эталонного сигнала 2 и 3.

Второй синхронный детектор 8, работающий на частоте в половину меньшей основной частоты модуляции, выделяет дифференциальный выходной сигнал, пропорциональный разности двух эталонных сигналов

$$U_{к.у} = [(T_2 - T_3) / 4] A. \quad (6.17)$$

Отношение выражений (6.16) и (6.17) исключает зависимость выходного сигнала деления 9 от изменений коэффициента передачи системы A .

Данный вариант является перспективным при решении задачи компенсации нестабильности коэффициента передачи системы в целом, включая антенну. Так, если эталонные сигналы от эквивалентов 2 и 3 вводятся в измерительную систему с входа (например, с антенны), то описанная процедура измерений позволяет исключить влияние на статистику наблюдений не только изменяющегося коэффициента усиления приемно-усилительного тракта

радиометра, но и изменяющегося КПД антенны, который во многом зависит от условий проведения измерений.

Известным способом оценки коэффициента передачи системы и его флуктуаций является оценка параметров системы по ее воздействию на тестовый сигнал – пилот - сигнал. Особенностью радиотеплолокационной системы является радиошумовой характер сигналов, поэтому в качестве пилот-сигнала также необходимо использовать сигнал от калиброванного источника шумового сигнала – генератора шума.

Наиболее известной схемой радиометра без модулятора во входной цепи является схема с пилот-сигналом, два варианта построения которой показаны на рис.6.5 [4, 8].

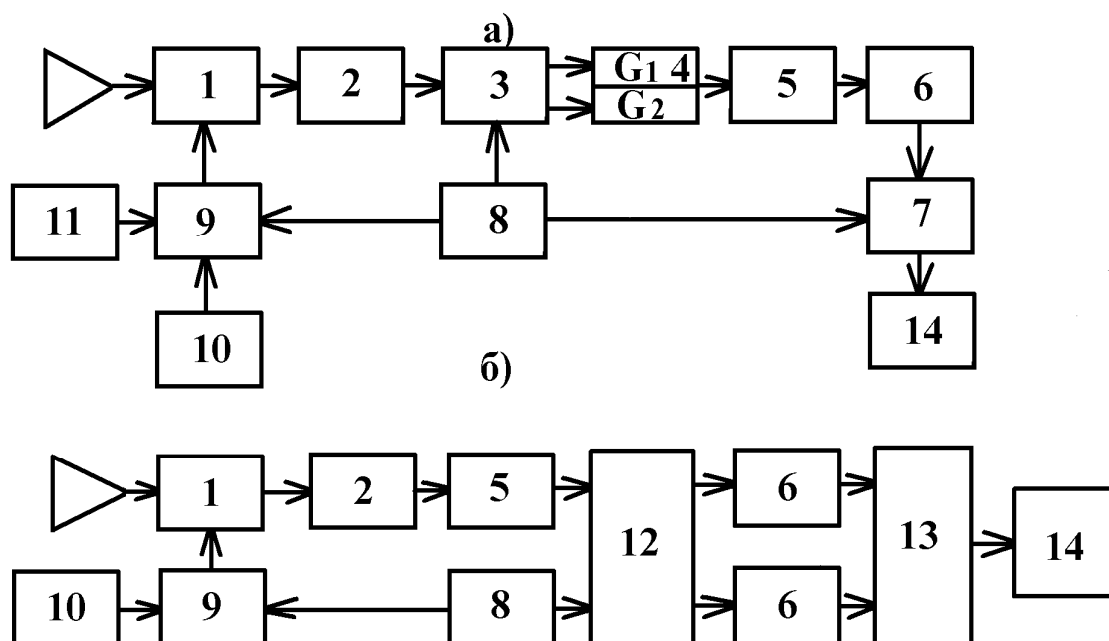


Рис.6.5 Функциональная схема радиометра с пилот сигналом

1 - направленный ответвитель; 2 - УВЧ; 3 - переключатель; 4 - второй УВЧ; 5 - детектор; 6 - УНЧ; 7 - синхронный детектор; 8 - генератор опорного напряжения; 9 - модулятор; 10 - ГШ; 11 - СН; 12 - демодулятор; 13 - измеритель отношений; 14 - индикатор.

В этих схемах в качестве пилот-сигнала, несущего информацию о флуктуациях коэффициента усиления, используется широкополосный шумо-

вой сигнал генератора шума 10 (рис.6.5), который вводится в основной тракт через направленный ответвитель 1.

На входе усилителя высокой частоты 2 в разные полупериоды действует либо только шумовой сигнал, принимаемый антенной T_a , либо сумма $T_a + LT_{шг}$, где $T_{шг}$ – температура генератора шума, а L – переходное ослабление направленного ответвителя. На рис.6.5 представлены два варианта выделения информации. В варианте а) синхронно с модуляцией генератора шума осуществляется управление коэффициентом усиления тракта высокой частоты так, что выполняется равенство

$$G_1(T_{ш} + LL_m T_{гш}) = G_2(T_{ш} + LL_m T_{гш} + LT_{гш}), \quad (6.18)$$

где $T_{ш}$ - температура собственных шумов приемной системы; L_m - развязка входного и выходного плеч модулятора; G_1, G_2 - коэффициенты усиления тракта высокой частоты в первый и второй полупериоды.

При подаче антенного сигнала баланс нарушается, и выделение сигнала осуществляется синхронным детектором 7. Чувствительность такого радиометра определяется следующим выражением [8]

$$\Delta T_{nc} \cong \pi T_{ш} \left[1 + (LL_m T_{гш} / T_{ш}) \right] \left[1 + (T_{ш} / LT_{гш}) \right] \sqrt{\Delta F / \Delta f}. \quad (6.19)$$

Здесь π предполагает модуляцию сигналом прямоугольной формы, а демодуляцию синусоидальным сигналом. Оптимальная величина переходного ослабления находится из формулы

$$L_{onm} = \sqrt{(T_{ш} / T_{гш}) \left[1 / \left(1 + L_m T_{гш} T_{ш}^{-1} \right) \right]}. \quad (6.20)$$

В варианте б) в различные полупериоды измеряется отношение

$$n = (T_{np} + LL_m T_{гш} + T_a) / (T_{ш} + LT_{гш} + T_a). \quad (6.21)$$

Для этого варианта точность измерений определяется выражением [4]

$$\Delta = (\Delta T_a / T_a) \sqrt{\Delta f t} = 2(1 + T_{ш} / T_a) \left(1 + \left[(1 + T_{ш} T_a^{-1}) / T_g T_a^{-1} \right] \right), \quad (6.22)$$

где T_g - сигнал от генератора шума, приведенный к входу приемника, т.е.

$$T_g = LT_{гш}.$$

В этом варианте предъявляются высокие требования к квадратичности характеристики детектора, кроме того выход радиометра нелинеен.

Схема радиометра с пилот-сигналом выгодна тогда, когда собственные шумы приемника малы и сравнимы с шумами, вносимыми модулятором.

Анализ возможных способов построения радиометров радиотеплолокационных систем, в которых предусмотрена компенсация нестабильности коэффициента передачи показала, что для осуществления компенсации нестабильности коэффициента передачи в целом системы радиотеплолокационного контроля с зеркальной антенной, например, при проведении измерений в условиях выпадения осадков, оптимальной с точки зрения практической реализации является комбинация рассмотренных двух способов: деления сигналов и пилот-сигнала. При этом в системе должна быть предусмотрена возможность излучения и приема отраженного от зеркала шумового сигнала с последующей реализацией деления сигналов.

6.3 Метод пилот - сигнала компенсации нестабильности коэффициента передачи системы радиотеплолокационного контроля на основе поляризационной развязки входных сигналов

Для выполнения компенсации нестабильности коэффициента передачи радиотеплолокационной системы в целом, включая антенну, необходимо, обеспечить прохождение тестового шумового пилот - сигнала через всю систему включая антенну. Поэтому следует организовать дополнительную процедуру приема – передачи на одном зеркале, например, введя пару облучателей, кроме того необходимо обеспечить разделение входного измеряемого сигнала от пилот - сигнала. В радиометре следует предусмотреть поочередный прием измеряемого и тестового сигнала, например, путем коммутации выходов антенны к входу радиометра, с реализацией относительно-разностной обработки сигналов: нахождение разности обеспечит компенсацию собственных шумов радиометра, т.к. при прохождении двух входных сигналов через один приемно-усилительный блок их вклад одинаков в вы-

ходной сигнал радиометра. Выполнение процедуры деления двух сигналов обеспечит компенсацию нестабильности коэффициента передачи системы. Для возможности формирования выходного тестового сигнала, используемого при нахождении отношения, следует, как в схеме с делением сигналов (рис. 6.4), обеспечить возможность применения двухуровневого пилот – сигнала.

В [150] для цели разделения информационного и помехового излучений предложено использовать поляризационную селекцию, поляризационным фильтром в виде сетки параллельных проводников, устанавливаемым перед апертурой антенны. Вариант схемы такой системы показан на рис. 6.6.

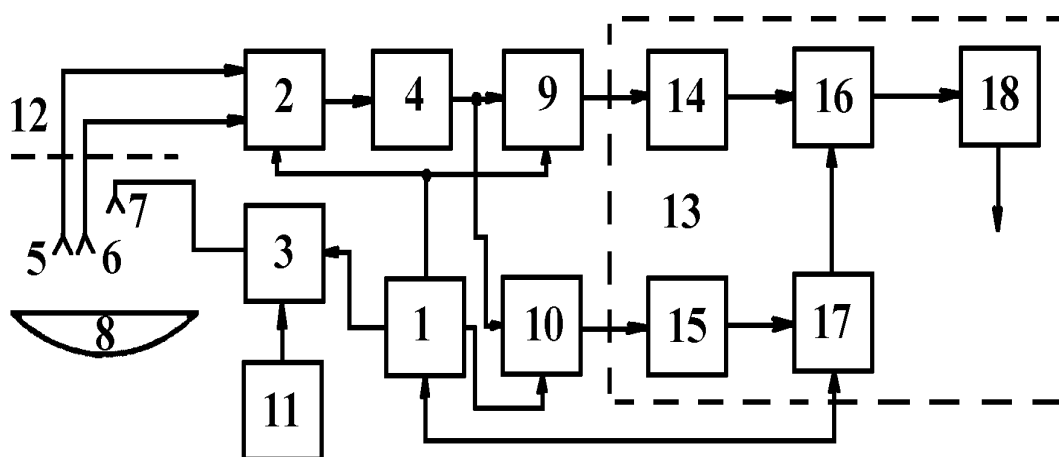


Рис.6.6 Радиотеплолокационная система с компенсацией помехонесущих сигналов шумового излучения антенны

1 - генератор опорных напряжений; 2,3 - первый и второй модуляторы; 4- приемно - усилительный блок; 5,6,7, - первый, второй и третий облучатели; 8 - отражатель; 9,10 - первый и второй синхронные детекторы; 11 - генератор шума; 12 - поляризационная сетка; 13 - интегрирующий аналого-цифровой преобразователь; 14,15 - первый и второй интеграторы; 16 - детектор отношений; 17 - ключ; 18 - блок аналого-цифрового преобразования.

Принцип работы радиометра поясняется временными диаграммами (рис.6.7).

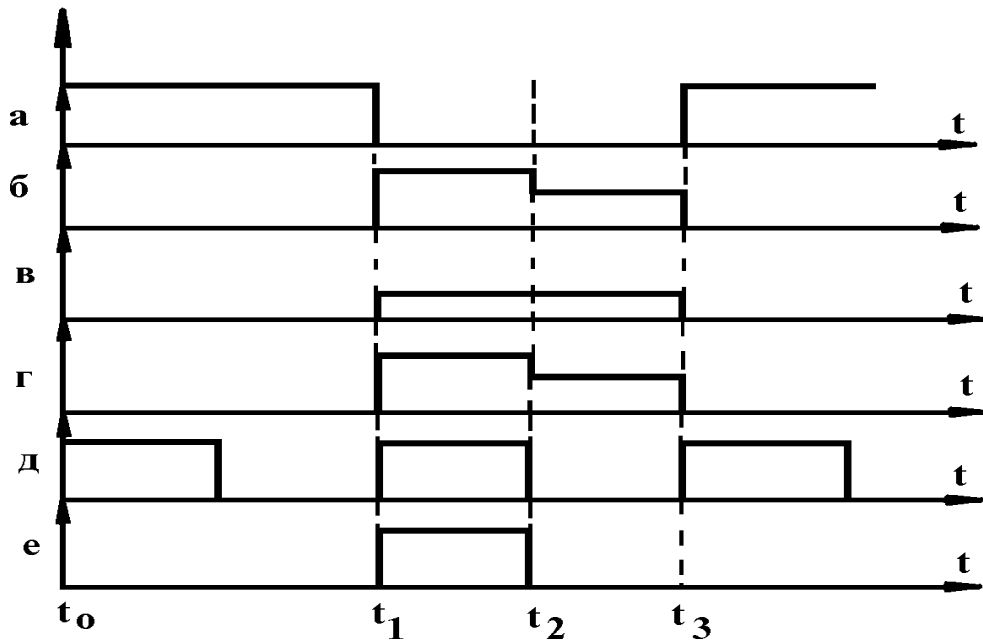


Рис.6.7 Временные диаграммы сигналов радиометра

Радиометр работает следующим образом. На отрезке времени $(t_0 - t_1)$ (рис.5.7) под воздействием управляющего сигнала, поступающего с первого выхода генератора 1 (рис.6.7а), первый модулятор 2 подключает вход блока 4 к первому облучателю 5. Принятый отражателем 8 сигнал T_a поступает через облучатель 5 и модулятор 2 на вход блока 4 и далее с выхода блока 4 на входы первого 9 и второго 10 детекторов.

На отрезке времени $(t_1 - t_3)$ модулятор 2 подключает к блоку 4 второй облучатель 6. Одновременно второй модулятор 3 под воздействием сигнала, поступающего с четвертого выхода генератора 1 (рис.6.7б), пропускает эталонный сигнал с генератора шума 11 на третий облучатель 7. Причем на отрезке времени $(t_1 - t_3)$ мощность шумового сигнала составляет $T_{ш1}$, а на отрезке времени $(t_2 - t_3) - T_{ш2} \neq T_{ш1}$ (рис.6.7в). Облучатель 7 формирует плоский фронт волны в фокальной плоскости отражателя 8 антенны. Это обеспечивается тем, что облучатель 7 расположен на расстоянии $l > 2D^2/\lambda$ от этой плоскости, где D - диаметр облучателя, λ - рабочая длина волны.

Шумовой сигнал принимается отражателем 8 и через облучатель 6 и модулятор 2 поступает на вход блока 4 и далее на входы 1 и 2 синхронных детекторов 9 и 10.

Так как в передаче шумового сигнала от облучателя 7 к облучателю 6 участвует не вся поверхность отражателя 8, то коэффициент усиления антенны будет отличаться от коэффициента усиления при приеме измеряемого сигнала T_a . Следовательно, и эталонные шумовые сигналы, поступающие на вход блока 4, будут иметь значение:

$$T_{ш1}G' = T'_{ш1} \text{ и } T_{ш2}G' = T'_{ш2},$$

где G' - коэффициент усиления антенны для системы отражатель 8 - облучатель 7. Величина G' может определяться в процессе настройки аппаратуры или ее метрологической поверки.

Эталонные сигналы переотражаясь от зеркала антенны с сформированным на нем слоем осадков испытывают воздействие измененных отражательных свойств зеркала, т.е. изменяется их уровень на величину коэффициента отражения R_{321}^2 и добавляется величина собственного шумового излучения слоя осадков T_{Σ} .

Под действием управляющего сигнала, поступающего в момент t_1 со второго выхода генератора 1 (рис.6.7д), синхронный детектор 2 выделяет сигнал, пропорциональный разности температур.

$$K \left[\left(R_{321}^2 T_{ш1} + T_{\Sigma} \right) - \left(R_{321}^2 T_{ш2} + T_{\Sigma} \right) \right] = KR_{321}^2 (T_{ш1} - T_{ш2}), \quad (6.23)$$

где K - коэффициент передачи блока 4.

Этот сигнал поступает на второй вход АЦП 13. Синхронный детектор 9 выделяет сигнал, пропорциональный разности эталонного сигнала и принятого сигнала T_a . Так как эталонный сигнал на отрезке времени $(t_1 - t_3)$ принимается облучателем 6, имеющим ортогональную поляризацию по отношению к облучателю 5, то это позволяет исключить влияние исследуемого сигнала T_a на шумовой калибровочный сигнал. Это возможно благодаря

наличию поляризационной сетки 12 перед антенной системой. Проводники сетки перпендикулярны вектору напряженности электрического поля излучение объекта и она практически не препятствует приему сигнала. Так как второй 6 и третий 7 облучатели имеют ортогональную поляризацию по отношению к первому облучателю 5, то исключается (благодаря наличию поляризационной сетки 12) прием вторым облучателем 6 сигнала от исследуемого объекта. Таким образом, на первый вход ИАЦП 13 с выхода детектора 9 поступает сигнал, пропорциональный

$$K \left[\frac{(R_{321}^2 T'_{u1} + T_{\Sigma}) + (R_{321}^2 T'_{u2} + T_{\Sigma})}{2} \right] - \quad (6.24)$$

$$-K(R_{321}^2 T_a + T_{\Sigma}) = KR_{321}^2 [(T'_{u1} + T'_{u2}) / 2 - T_a].$$

В АЦП 13 осуществляются накопление сигналов, деление и преобразование в цифровой код. АЦП работает следующим образом. Сигналы (6.23) и (6.24), поступающие с выходов детекторов 10 и 9 соответственно на второй и первый входы ИАЦП 13, интегрируются вторым 15 и первым 14 интеграторами и передаются на детектор 10. Благодаря наличию ключа 17 сигнал с детектора 10 и ИАЦП 13 на детектор 14 передается только в момент поступления разрешающего импульса $(t_1 - t_3)$ с второго выхода генератора 1 (рис. 6.7.е), т.е. тогда, когда детектор 10 вырабатывает сигнал (6.23).

Детектор 16 выделяет сигнал, пропорциональный отношению

$$\frac{KR_{321}^2 [(T'_{u1} + T'_{u2}) / 2] - T_a}{KR_{321}^2 (T'_{u1} - T'_{u2})} = \frac{[(T'_{u1} + T'_{u2}) / 2 - T_a]}{T'_{u1} - T'_{u2}}, \quad (6.25)$$

который АЦП 18 переводит в цифровую форму.

Из уравнения (6.25) видно, что полученный на выходе радиометра сигнал свободен от влияния R_{321}^2 и T_{Σ} на измеряемый сигнал.

Как следует из выражения (6.25), в рассмотренном варианте радиотеплолокационной системы исключено влияние изменяющегося собствен-

ного радиотеплового излучения антенны с слоем осадков и изменяющегося коэффициента отражения от зеркала антенны на результат измерения.

Дифференциальные измерения двух входных сигналов позволяют включить в процесс компенсации и фоновые шумы, но для этого уровень составляющей, обусловленной фоновыми шумами, должен быть одинаковым и для входного измерительного и эталонного сигнала. В задачах поляризационной селекции информационного и помехового сигналов, как было показано в разделе 4.3, степень адекватности не всегда достаточная, но при определенных условиях приема компенсацию фоновых шумов можно считать выполненной.

6.4 Метод пилот - сигнала в двухканальной системе радиотеплолокационного контроля с компенсацией фоновых помех

Задача раздельного приема полезного сигнала и тестового пилот-сигнала, переотраженного от зеркала антенны, при равном приеме фонового излучения для обеспечения компенсации последнего может быть решена в двухканальной двухмодовой антенной системе при добавлении режима работы основного антенного канала на передачу пилот-сигнала и его приема дополнительным антенным каналом при подключении радиометра к выходу дополнительного антенного канала.

Обеспечение возможности формирования и измеряемого сигнала и сигнала компенсации на выходе одного двухмодового двухканального облучателя зеркальной антенны без дополнительных элементов развязки полезного сигнала и сигнала, обусловленного фоновым шумом, позволяет существенно уменьшить влияние введения дополнительного режима прохождения пилот-сигнала на эффективность приема зеркальной антенны, т.к. нет необходимости в дополнительных затеняющих раскрыв зеркала элементах – дополнительных облучателях и в поляризационной сетке. При этом возникает необходимость в более сложной организации коммутационно-

модуляционных процессов для выполнения компенсации помехового действия слоя осадков на поверхности антенны и его собственного шума, а также фонового шума окружающего антенну пространства при реализации относительно-разностного алгоритма выделения полезной составляющей входного сигнала.

На рис. 6.8 показана схема предложенной радиотеплолокационной системы на основе модуляционного радиометра с двухканальной антенной, в которой добавлен режим прохождения тестового пилот-сигнала, формируемого двухуровневым генератором шума [173, 174].

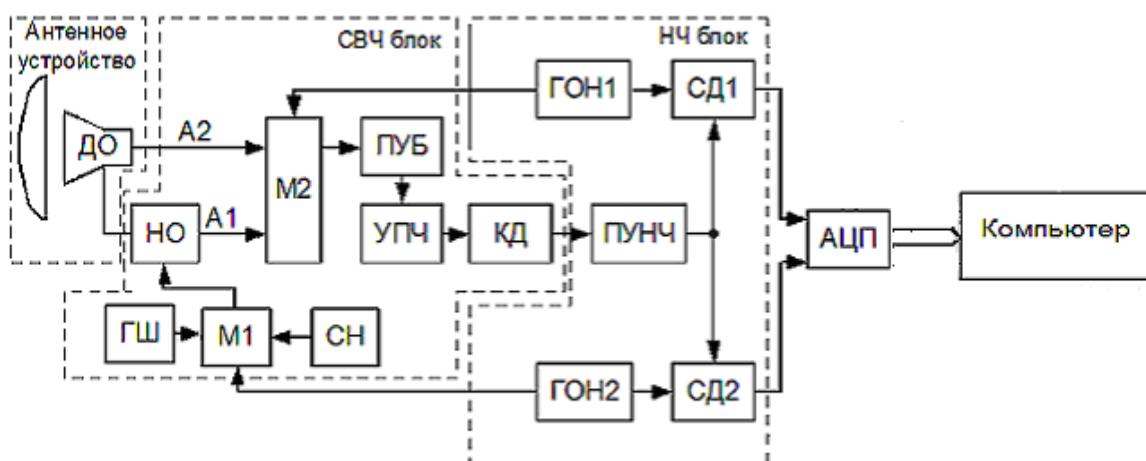


Рис. 6.8 Радиотеплолокационная система с двухканальной антенной с компенсацией нестабильности коэффициента передачи системы

Радиотеплолокационная система содержит зеркальную антенну с облучателем (ДО), работающим в двухмодовом режиме. При этом мощность помеховых составляющих входного сигнала антенного канала А2, приблизительно равна мощности входного сигнала, осуществляющего прием преимущественно из угловой области соответствующей области рассеяния ДН антенного канала А1. Сигнал с антенного канала А1 через направленный ответвитель (НО) подается на модулятор (М2). В противоположном основном приему направлению в НО через двухплечный модулятор (М1) поступает тестовый шумовой сигнал от источника высокостабильного шумового сигнала (ГШ), который ив сторону зеркала антенны. Дополнительный антенный ка-

нал А2 подключен на вход второго плеча модулятора М2. По дополнительному каналу А2 на вход радиометра кроме помехового сигнала поступает отраженный зеркалом эталонный тестовый пилот-сигнал. Выход модулятора М2 последовательно соединен с приемно-усилительным блоком (ПУБ) и квадратичным детектором (КД). С выхода квадратичного детектора сигналы поступают на два синхронных детектора (СД1) и (СД2). Управляющее напряжение на модулятор М2 и опорное напряжение на синхронный детектор СД1 формируется генератором опорных напряжений (ГОН1), а управляющее напряжение на модулятор М1 и опорное напряжение на синхронный детектор СД2 формируется генератором опорных напряжений (ГОН2).

Некратность частот управляющих сигналов модуляторов М1 и М2 определяет частотное разнесение сигналов, поступающих от основного и дополнительного антенных каналов. Разделение этих сигналов после усиления и преобразования общим ПУБ, квадратичного детектирования в КД и предварительного усиления по низкой частоте в предварительном усилителе низких частот ПУНЧ выполняется на двух синхронных детекторах СД1 и СД2, на которые подаются соответствующие опорные напряжения от ГОН1 и ГОН2. Выходы СД1 и СД2 подключены к измерителю отношений (ИО).

Предложенная схема радиотеплолокационной системы имеет преимущества по сравнению с радиотеплолокационной системой с поляризационной развязкой пилот-сигнала. Во-первых, она позволяет реализовать двухканальный раздельный прием на одну антенну с общей апертурой, причем каждый канал имеет общий тракт усиления и преобразования, это позволяет выполнить компенсацию внутренних шумов радиометра при организации нахождения разности сигналов. Во-вторых, непосредственно измеряется разность сигналов, принятых по двум антенным каналам, что позволяет повысить точность результатов измерений. Порядок работы данной радиотеплолокационной системы показывают временными диаграммами, приведенные на рис. 6.9.

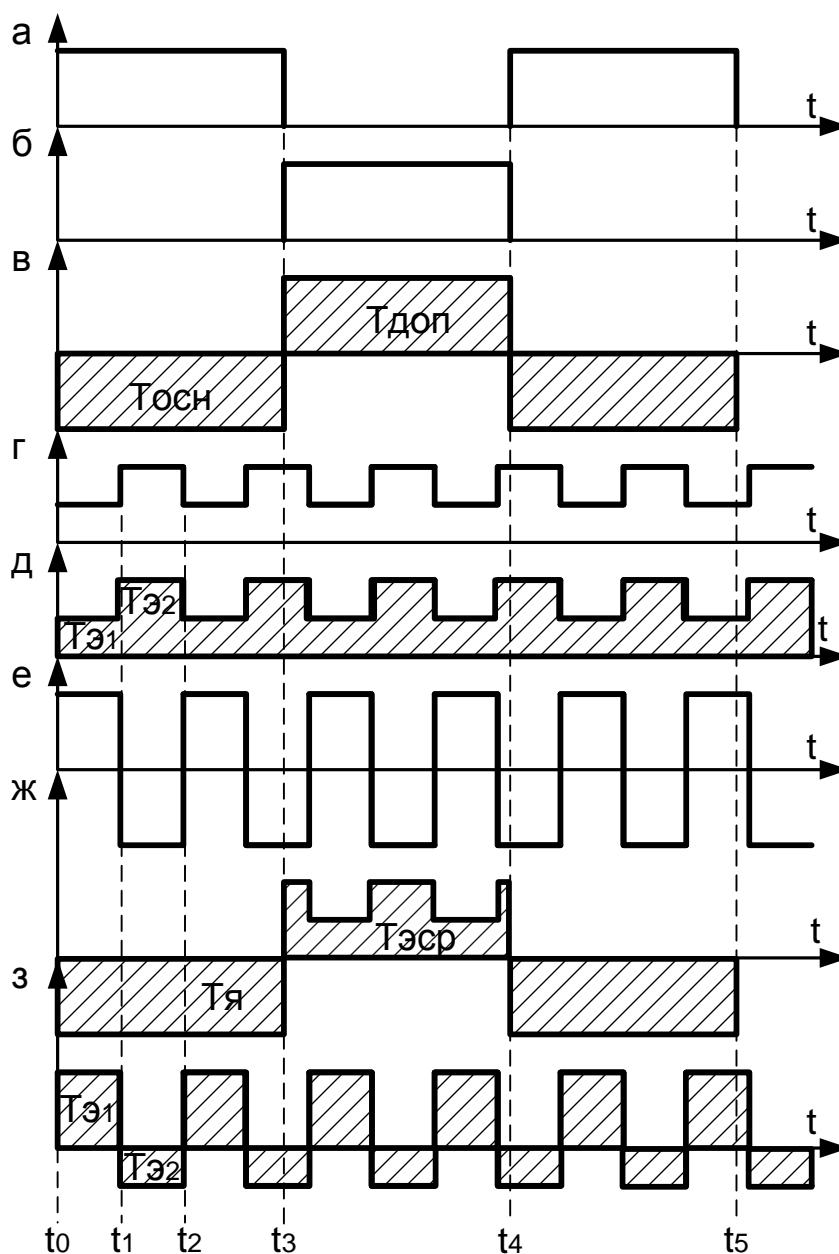


Рис. 6.9 Временные диаграммы сигналов радиотеплолокационной системы: а – управляющее напряжение с выхода 1 ГОН1; б – управляющее напряжение с выхода 2 ГОН1; в – шумовые сигналы с антенны на СД1; г – управляющее напряжение с ГОН2 на М1; д – шумовой двухуровневый пилот-сигнал; е – управляющее напряжение с ГОН2 на СД2; ж – шумовые сигналы от антенны на СД1; з – шумовые сигналы от ГШ на СД2

Радиотеплолокационная система работает следующим образом [173, 174]. На отрезке времени ($t_0 - t_3$) управляющий сигнал с первого выхода генератора опорного напряжения ГОН1 (рис. 6.9 а), подключает через модуля-

тор М2 основной канал двухканальной антенны ко входу усилительно-преобразовательного блока УПБ.

На отрезке времени ($t_3 - t_4$) управляющий сигнал от второго выхода генератора опорного напряжения ГОН1 (рис. 6.9 б), подключает через модулятор М2 дополнительный канал антенны ко входу усилительно-преобразовательного блока УПБ.

Одновременно через первый модулятор М1, под действием управляющего сигнала от генератора опорного напряжения ГОН 2 (рис. 6.9 г), двухуровневый тестовый шумовой пилот-сигнал с выхода генератора шума ГШ поступает в основной канал двухмодового облучателя (рис. 6.9 д), излучается в сторону отражателя антенны и принимается дополнительным каналом двухмодового облучателя.

Причем на отрезке времени ($t_0 - t_1$) уровень шумового пилот - сигнала характеризуется шумовой температурой $T_{э1}$, а на отрезке времени ($t_1 - t_2$) - $T_{э2}$.

Напряжение на выходе первого синхронного детектора СД1 (рис. 6.9 ж) пропорционально разности

$$[R_{321}^2 T_{я} + (T_{бок} + T_{\Sigma 321})] - [R_{321}^2 T_{эсп} + (T_{бок} + T_{\Sigma 321})] = R_{321}^2 (T_{я} - T_{эсп}), \quad (6.26)$$

где R_{321}^2 – коэффициент отражения от трехслойного образования на антенне; $T_{я}$ – радиояркая температура, приведенная ко входу приемника в предположении, что КПД антенны $h = 1$ и ее собственные шумы ничтожно малы по сравнению с температурой шумов подстилающей поверхности $T_{бок}$ и шумовой температурой инородного слоя $T_{\Sigma 321}$ также приведенных ко входу приемника; $T_{эсп}$ – средняя температура шумов двухуровневого эталонного источника.

При составлении выражения (6.26) предполагается, что реакция зеркала на облучатель антенного канала А1 незначительна, и направленный ответитель НО обладает идеальной направленностью. Сигналы генераторов

опорного напряжения ГОН1 и ГОН2 не кратны по частоте, поэтому шумовые сигналы, прошедшие общий усилительно-преобразовательный блок, можно разделить синхронными детекторами СД1 и СД2.

Напряжение на выходе второго синхронного детектора СД2 (рис. 6.9 з) пропорционально разности выходных сигналов двух каналов основного и дополнительного и равно

$$[R_{321}^2 T_{\text{э}1} + (T_{\text{бок}} + T_{\Sigma 321})] - [R_{321}^2 T_{\text{э}2} + (T_{\text{бок}} + T_{\Sigma 321})] = R_{321}^2 (T_{\text{э}1} - T_{\text{э}2}), \quad (6.27)$$

где $T_{\text{э}1}$ и $T_{\text{э}2}$ – два уровня температуры шумов эталонного источника, приведенных к входу приемника.

Выходной сигнал системы на выходе измерителя отношений ИО пропорционален отношению

$$U_{\text{ио}} = \frac{U_{\text{вых СД1}}}{U_{\text{вых СД2}}} = \frac{R_{321}^2 (T_{\text{я}} - T_{\text{эп}})}{R_{321}^2 (T_{\text{э}1} - T_{\text{э}2})} = \frac{T_{\text{я}} - T_{\text{эп}}}{T_{\text{э}1} - T_{\text{э}2}}. \quad (6.28)$$

Согласно выражению (6.28), в выходном сигнале радиотеплолокационной системы $U_{\text{ио}}$ отсутствуют составляющие, обусловленные влиянием слоя осадков и фоновыми шумами.

Представленные результаты справедливы при следующих предположениях относительно измерительной системы:

- температуры шумов подстилающей поверхности $T_{\text{бок}}$, приведенные ко входу антенных каналов А1 и А2, приблизительно равны;
- температуры шумов $T_{\Sigma 321}$, приведенные ко входу приемника от антенных каналов А1 и А2, также приблизительно равны;
- радиояркость температура от объекта исследования, приведенная ко входу приемника от антенного канала А2 приблизительно равна нулю.

При построении радиотеплолокационной системы с компенсацией нестабильности коэффициента передачи на основе двухканальной антенны с дополнительным антенным каналом со специальной формой ДН при выполнении оценки измеряемой радиояркости температуры по результатам относительно-разностных измерений необходимо решить вопрос учета влияния

энергетических соотношений уровня принимаемого сигнала основным и дополнительным каналом. Это может быть выполнено путем введения в соотношения (6.26-6.28) соответствующих коэффициентов передачи основного $k_{осн}$ и дополнительного $k_{доп}$ каналов. Тогда выходное напряжение определяется выражением

$$U_{ио} = \frac{R_{321}^2 (k_{осн} T_{я} - k_{доп} T_{эсп})}{R_{321}^2 k_{доп} (T_{э1} - T_{э2})} = \frac{k_{осн} T_{я} - k_{доп} T_{эсп}}{k_{доп} (T_{э1} - T_{э2})} = k \frac{T_{я}}{T_{э1} - T_{э2}} - \frac{T_{эсп}}{T_{э1} - T_{э2}}. \quad (6.29)$$

Согласно выражению (5.29) выходное напряжение линейно связано с измеряемой температурой, что облегчает процесс калибровки системы, а второе слагаемое просто определяется при использовании калиброванного источника шумового эталонного пилот-сигнала. Коэффициент k в выражении (6.29), равный отношению коэффициентов передачи основного и дополнительного антенных каналов определяется в результате предварительной оценки параметров системы.

На рис. 6.10 и 6.11 приведены записи выходных сигналов основного и дополнительного антенных каналов при работе на прием радиозумового сигнала от высокотемпературного источника и равномерного окружающего фона при наличии и отсутствии пилот-сигнала.

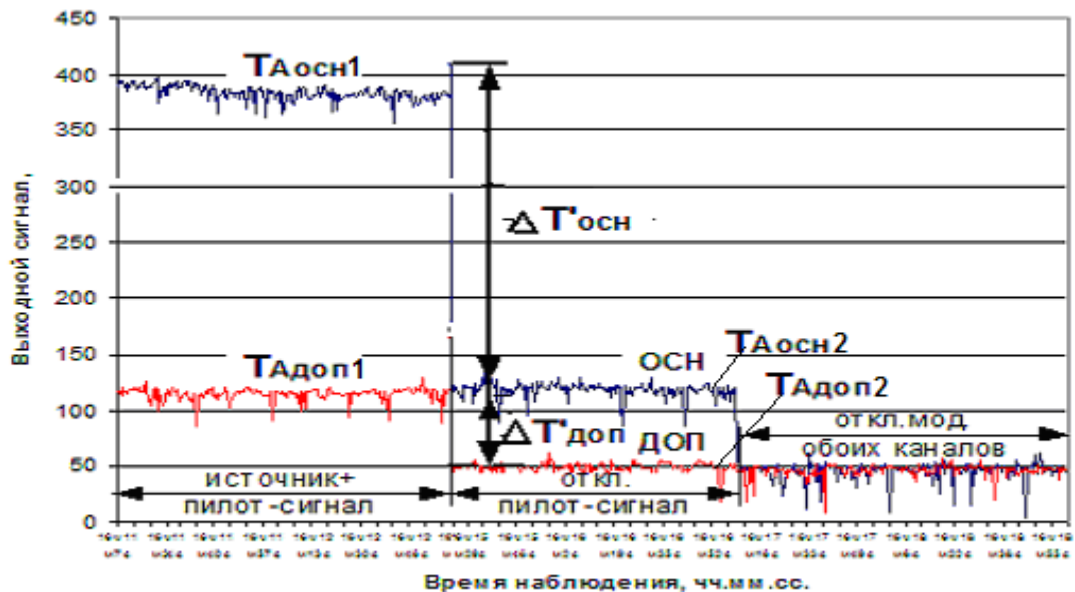


Рис. 6.10 Выходные сигналы двухканальной радиотеплолокационной системы при приеме внешнего источника: ОСН – основной канал, ДОП – дополнительный канал

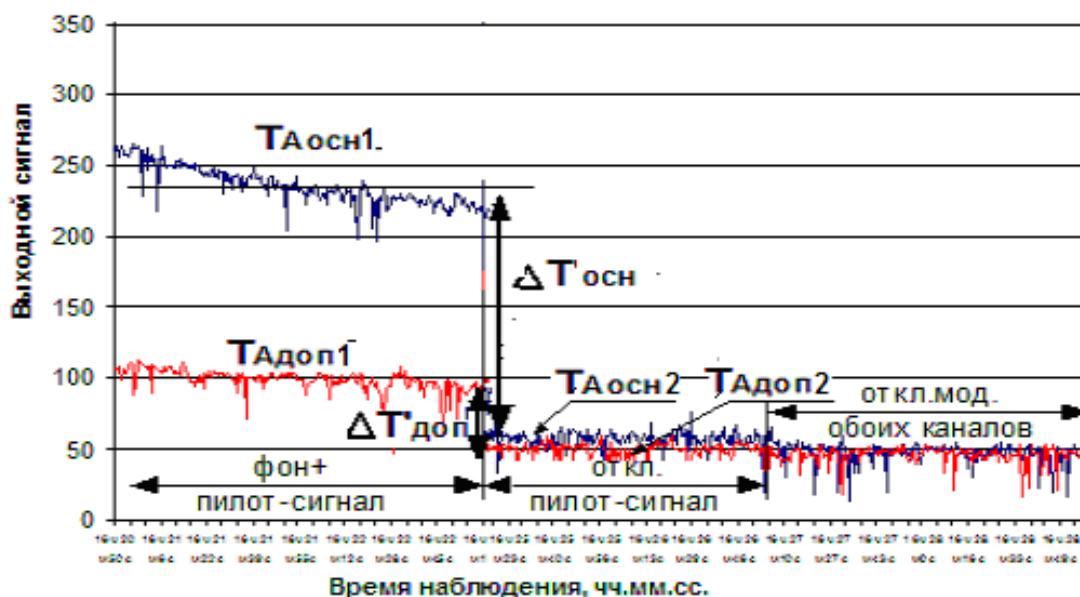


Рис. 6.11 Выходной сигнал двухканальной радиотеплолокационной системы при приеме внешнего фона: ОСН – основной канал, ДОП – дополнительный канал

На рис. 6.10 и 6.11 обозначенные антенные температуры, соответствующие выходным сигналам антенных каналов, равны

$$T_{\text{аосн1}} = R_{321}^2 k_{\text{осн}} (T_{\text{аннф}} + T_{\phi} + T_{\text{пс}}), \quad (6.30)$$

$$T_{\text{адоп1}} = R_{321}^2 k_{\text{доп}} (T_{\phi} + T_{\text{пс}}), \quad (6.31)$$

$$T_{\text{аосн2}} = R_{321}^2 k_{\text{осн}} (T_{\text{аннф}} + T_{\phi}), \quad (6.32)$$

$$T_{\text{адоп2}} = R_{321}^2 k_{\text{доп}} T_{\phi}, \quad (6.33)$$

где $T_{\text{аннф}}$ - составляющая антенной температуры, обусловленная приемом ради шумового излучения из угловой области главного лепестка ДН основного антенного канала; T_{ϕ} - составляющая антенной температуры, обусловленная приемом фонового шума из угловой области рассеяния ДН основного антенного канала.

Указанные на рис. 6.10 и 6.11 разностные величины антенных температур равны

$$\Delta T_{\text{осн}} = R_{321}^2 k_{\text{осн}} T_{\text{пс}}, \quad (6.34)$$

$$\Delta T_{\text{доп}} = R_{321}^2 k_{\text{доп}} T_{\text{пс}}, \quad (6.35)$$

а отношение разностных величин антенных температур

$$\Delta T_{\text{осн}} / \Delta T_{\text{доп}} = k_{\text{осн}} / k_{\text{доп}} = k. \quad (6.36)$$

Таким образом, может быть измерен параметр k , необходимый для оценки измеряемой температуры в системе с компенсацией нестабильности коэффициента передачи.

Наличие двух управляющих сигналов некратных частот с необходимостью жесткого соблюдения фазовых соотношений для двух операций синхронного детектирования при выполнении арифметической процедуры нахождения отношения в схеме радиотеплолокационной системы с компенсацией нестабильности коэффициента передачи привело к следующему решению: определенный набор функций низкочастотной обработки собрать в специальном блоке, реализуемом на основе микроконтроллера, – программно-аппаратном модуле ПАМ [178, 180].

Переход на программно-аппаратную реализацию некоторых функций радиометра, осуществляемых ранее аналоговыми устройствами, имеет следующие преимущества:

- значительное упрощение схемы по количеству блоков и элементов, что повышает стабильность работы системы;
- появление широких возможностей обработки сигнала (гибкость метода выходной обработки сигнала, возможность вариаций, подстроек), что позволяет добиться высокой точности и оперативности системы;
- удобное управление коммутационно-модуляционными процессами в радиометре с компьютера.

Схема радиотеплолокационной системы с компенсацией нестабильности коэффициента передачи с программно-аппаратным модулем приведена на рис. 6.12.

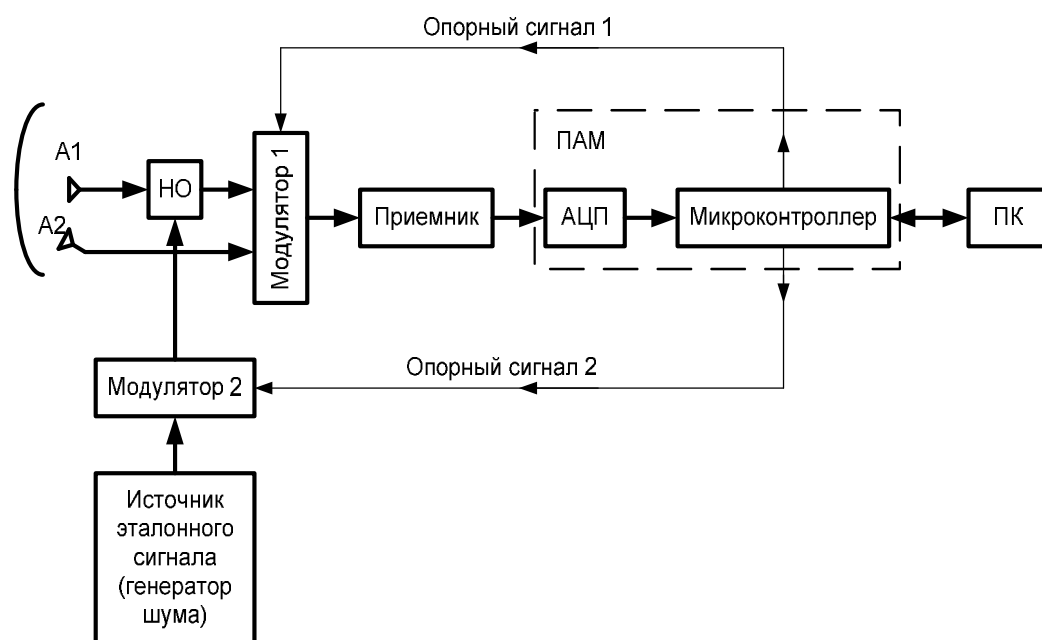


Рис.6.12 Радиотеплолокационная система с программно-аппаратным модулем

ПАМ в двухканальной радиотеплолокационной системе предполагает реализацию следующих аналоговых устройств:

- двух синхронных детекторов;
- блока измерения отношений;
- двух источников опорного напряжения.

Сигнал с выхода блока «Приемник» представляет собой выходной сигнал квадратичного детектора усиленный УПТ для обеспечения нормальной работы АЦП на входе «Программно-аппаратного модуля».

Применение такой схемы (рис. 6.12) позволяет программно реализовать функции всех блоков, необходимых после квадратичного детектирования:

- гребенчатый фильтр, выполняющий функции частотной селекции при синхронном детектировании;
- синхронный детектор, включающий в себя функции временного разделения сигналов, взаимной задержки сигналов и компенсации (взаимного вычитания);
- генератор опорного напряжения, синхронизированный внутренним тактовым генератором контроллера и имеющий выход для управления работой входного модулятора радиометра.

Функциональная схема программно-аппаратного модуля, ориентированного на работу в двухканальной радиотеплолокационной системе с дополнительным антенным каналом с компенсацией влияния изменяющихся условий измерений, изображена на рис. 6.13.

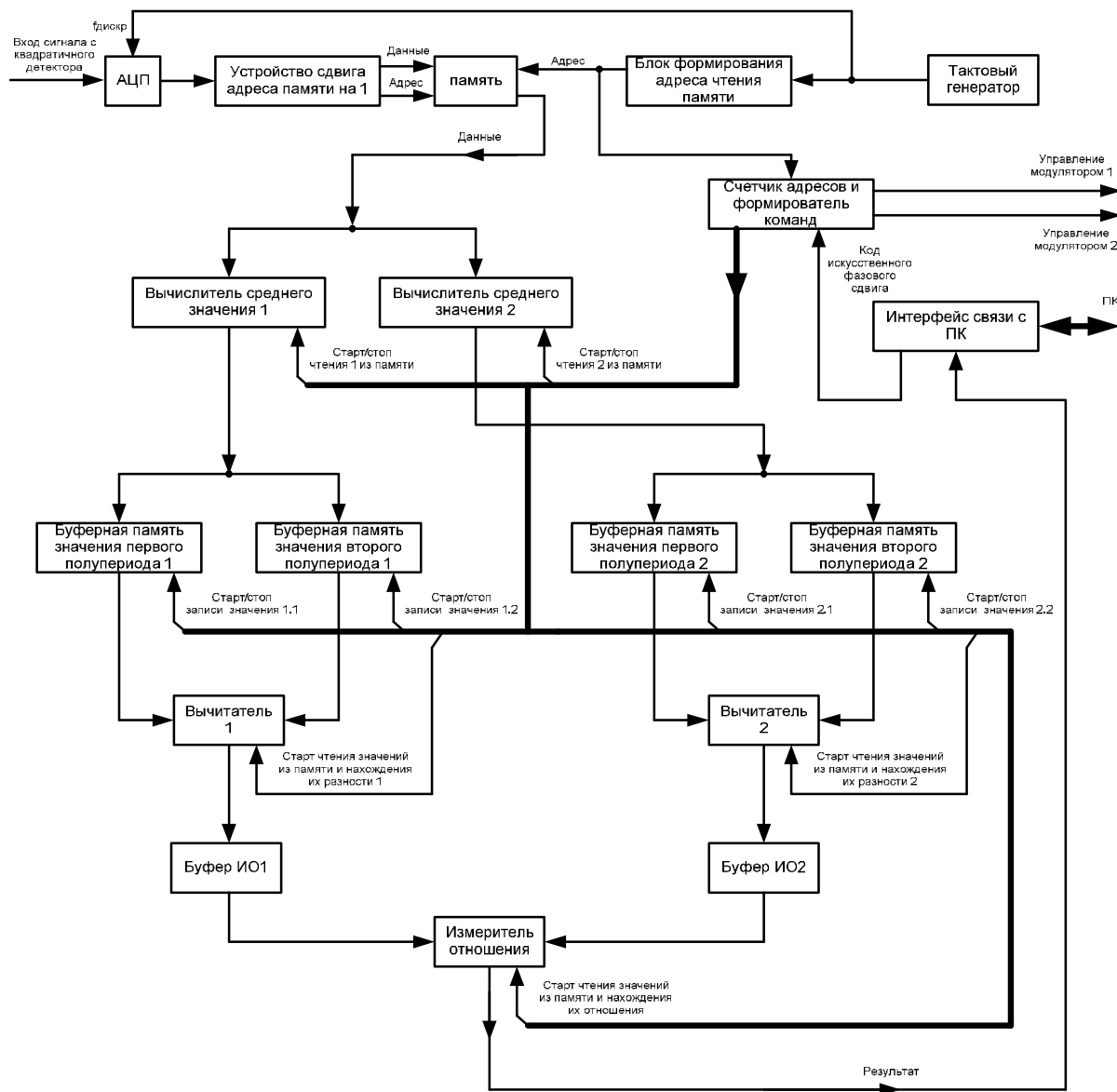


Рис. 6.13 Функциональная схема программно-аппаратного модуля для работы в радиотеплолокационной системе с компенсацией влияния изменяющихся условий измерений.

Введение программно-аппаратного модуля дополнительно позволяет оперативно управлять режимом компенсации. Так при отсутствии необходимости корректировки результатов измерений с определенной периодичностью, когда поверхность зеркала антенны чистая от осадков, возможна под-

стройка алгоритма функционирования под задачи только компенсации фонового шума, тогда источники образцовых шумовых сигналов переключаются на вход радиометра и используются как источники внутреннего сигнала калибровки.

Выводы по главе 6

1. Вариации коэффициента передачи радиометра обусловлены нестабильностью усиления источников питания, температуры окружающей среды и элементов схемы имеют явно выраженный низкочастотный характер, при детектировании проходят в низкочастотную часть схемы и приводят к погрешности измерения. При современном уровне радиометрического выигрыша $\sqrt{\Delta f \tau}$ порядка 10^5 влияние нестабильности коэффициента передачи сказывается на чувствительности наравне с собственными шумами радиометра при значениях относительной величины дисперсии коэффициента передачи $\delta \bar{G}^2 / G_0$ не менее 0.005.

2. Внешней причиной, влияющей на стабильность коэффициента передачи системы, является формирование слоя осадков при проведении измерений в сложных метеорологических условиях. Численные оценки показали, что при толщине слоя воды 0.3 мм относительное изменение коэффициента отражения составляет порядка 5%, что сравнимо с величиной относительного изменения коэффициента передачи радиометра.

3. Анализ известных способов компенсации внутренней нестабильности коэффициента передачи радиометра показал, что наиболее перспективными с точки зрения практической реализации системы с компенсацией нестабильности коэффициента передачи системы в целом является комбинация двух способов: деления сигналов и пилот-сигнала. При этом в системе должна быть предусмотрена возможность излучения и приема отраженного от зеркала шумового сигнала с последующей реализацией процедуры деления сигналов.

4. Метод пилот-сигнала с поляризационным разрешением полезного сигнала с выполнением относительно-разностных измерений позволяет произвести компенсацию как внутренней, так и внешней нестабильности коэффициента передачи радиотеплолокационной системы, но ее практическая реализация связана с существенным увеличением габаритов облучающей системы зеркала, что снижает его эффективность приема, и кроме того компенсация фоновых шумов обеспечивается не в полной мере из-за разных условий их приема.

5. Предлагаемая в работе радиотеплолокационная система с двухканальной двухмодовой антенной позволяет реализовать метод пилот – сигнала без введения дополнительных облучателей и устройств развязки полезного сигнала путем реализации режима излучения в сторону зеркала через облучатель основного канала в полупериод его отключения от радиометра и приема по дополнительному каналу совместно с приемом фонового шума по области рассеяния. В результате проведения относительно-разностных измерений обеспечивается компенсация нестабильности коэффициента передачи системы в целом, а также компенсация внутренних шумов радиометра и внешних фоновых шумов.

6. Предложен способ предварительной калибровки системы с целью исключения влияния разности коэффициентов передачи для пилот-сигнала основного и дополнительного канала путем выполнения измерений по локальному источнику с радиояркостным контрастом.

7. С целью обеспечения жестких условий фазировки двух каналов и расширения возможности по обработке входных сигналов, а также для более простой организации управления алгоритмами измерения предложено введение на выходе квадратичного детектора программно-аппаратного модуля, выполняющего функции оцифровки данных, синхронного детектирования, накопления сигналов, выработки управляющих сигналов для модуляторов системы, соединения с персональным компьютером, в котором организуется процедура окончательной обработки данных, их визуализации и архивации.

Глава 7 Оценка эффективности методов компенсации помеховых воздействий в радиотеплокационном контроле

Исследования, проведенные по вопросу разработки и анализа способов компенсации внешних и внутренних шумов, показали перспективность варианта двухканальной радиотеплокационной системы с дополнительным каналом формирования сигнала компенсации фоновых шумов с возможностью оперативного перехода в режим пилот-сигнала при проведении измерений в условиях формирования слоя осадков на поверхности зеркала антенны.

Рассмотрим вопросы практической реализации такой двухканальной системы, решенные при ее макетировании, и проанализируем возможности ее применения для задач компенсации шумовых помех по результатам проведенных измерений.

7.1 Состав и параметры системы радиотеплокационного контроля с дополнительным каналом формирования сигнала компенсации

Для возможности практической оценки реализуемости предложенного алгоритма компенсации внешних фоновых и внутренних шумов в работе системы радиотеплокационного контроля при переходе на двухканальный режим приема внешнего радиошумового излучения со специальной формой ДН дополнительного антенного канала, осуществляемой при приеме на первой высшей моде круглого волновода E_{01} , был собран макет системы, который для выполнения функций регистрации, визуализации и архивации данных измерений был сопряжен с персональным компьютером, и было разработано специальное программное обеспечение.

Радиометр выполнен в виде двух блоков – блока СВЧ (рис. 7.1) и блока НЧ (специально разработанный блок усиления и сопряжения с компьютером или при реализации оцифровки и сопряжения применялся специальный многоканальный АЦП), а также блоков управления и питания. Входное устройство СВЧ блока собрано на волноводах стандартного сечения 23x10 мм. Тех-

нические характеристики двухканальной радиотеплолокационной системы приведены в таблице 7.1.

Таблица 7.1

Технические характеристики двухканальной радиотеплолокационной системы

Характеристика	Значение
Центральная частота	10,7 ГГц
Полоса частот	1,2 ГГц
Коэффициент усиления по мощности	56 дБ
Коэффициент шума	0,7 дБ
Реализованная чувствительность ($t=1с$)	3,3 К
Схема построения	модуляционная
Облучатель	двухмодовый
Калибровка	ГШ в основном канале
Балансировка на ноль	ручная с ПДУ

Встроенный генератор шума, предназначенный для калибровки усиления приемного тракта, выполнен на базе полупроводникового широкополосного шумового генератора. Генерируемая шумовая мощность достигает 33 дБ относительно kT_0 , что позволяет включать генератор шума в тракт сигнала через направленный ответвитель с большим переходным ослаблением (примерно 20 дБ). Основные технические характеристики внутреннего генератора шума приведены в таблице 7.2.

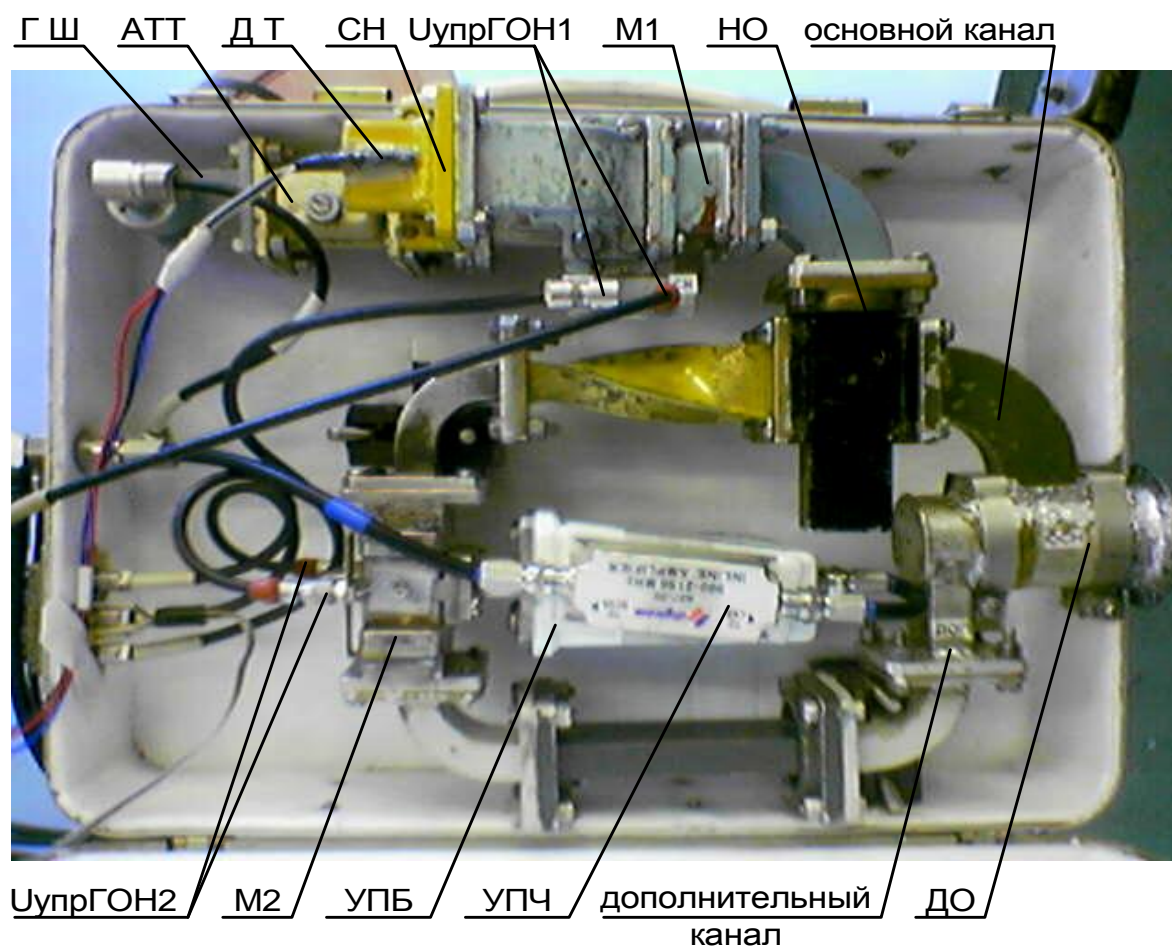


Рисунок 7.1 Входное устройство СВЧ блока
двухканальной радиотеплолокационной системы

Таблица 7.2

Основные технические характеристики внутреннего ГШ

ХАРАКТЕРИСТИКА	ЗНА ЧЕНИЕ
Частотный диапазон, см	3,2
Спектральная плотность мощности шума, не менее дБ	33
Рабочий ток, мА	15
Неравномерность уровня СПМШ, не более дБ	2
КСВН тракта	1,2

Калибровка радиометра радиотеплолокационной системы осуществлялась по внутреннему генератору шума. В процедуре калибровки определялись параметры линейной зависимости между мощностью пропорциональ-

ной антенной температуре и выходным напряжением приемника

$$U_A = ST_A + U_0, \quad (7.1)$$

где U_A – амплитуда напряжения антенного сигнала на выходе радиометрического приемника; S – крутизна шкалы радиометрического приемника; U_0 – начало отсчета шкалы радиометрического приемника.

При этом использовался двухуровневый генератор шума с известными шумовыми температурами $T_{Э1}$ и $T_{Э2}$. При подаче на вход радиометра поочередно этих сигналов фиксировались выходные напряжения U_1 и U_2 , и определялись параметры S и U_0

$$S = \frac{U_1 - U_2}{T_{Э1} - T_{Э2}}, \quad (7.2)$$

$$U_0 = \frac{T_{Э1}U_2 - T_{Э2}U_1}{T_{Э1} - T_{Э2}}. \quad (7.3)$$

При выполнении натуральных измерений в качестве антенн двухканальной радиотеплолокационной системы применялись зеркальные параболические антенны, основные характеристики которых приведены в таблице 7.3.

Таблица 7.3

Характеристики антенн радиотеплолокационной системы

Характеристика	Значение	Значение
Диаметр зеркала, мм	1000	2500
Фокусное расстояние, мм	312	751
Ширина диаграммы направленности, $\Delta q_{0,5}$	1,5°	75'
Коэффициент усиления, дБ	40	48
Тип облучателя	круглый волновод	конический рупор
Монтировка	ОПУ	МРЛ
Рисунок	4.5 а	4.5 б

Параболическая зеркальная антенна диаметром 2500 мм на подвижной антенной колонке с электромеханическим приводом установлена на крыше здания МИ ВлГУ на расстоянии 20 метров от поверхности земли.

В качестве облучателя использовался широкополосный конический рупор, имеющий и низкий уровень боковых лепестков диаграммы направленности, возбуждаемый двумя боковыми волноводами с волнами типа H_{11} и E_{01} соответственно.

Основной измерительный канал осуществлял прием на волне H_{11} круглого волновода-облучателя, дополнительный приемный канал реализуется при приеме на волне E_{01} . Разделение каналов обеспечивается разделителем мод на выходе облучателя.

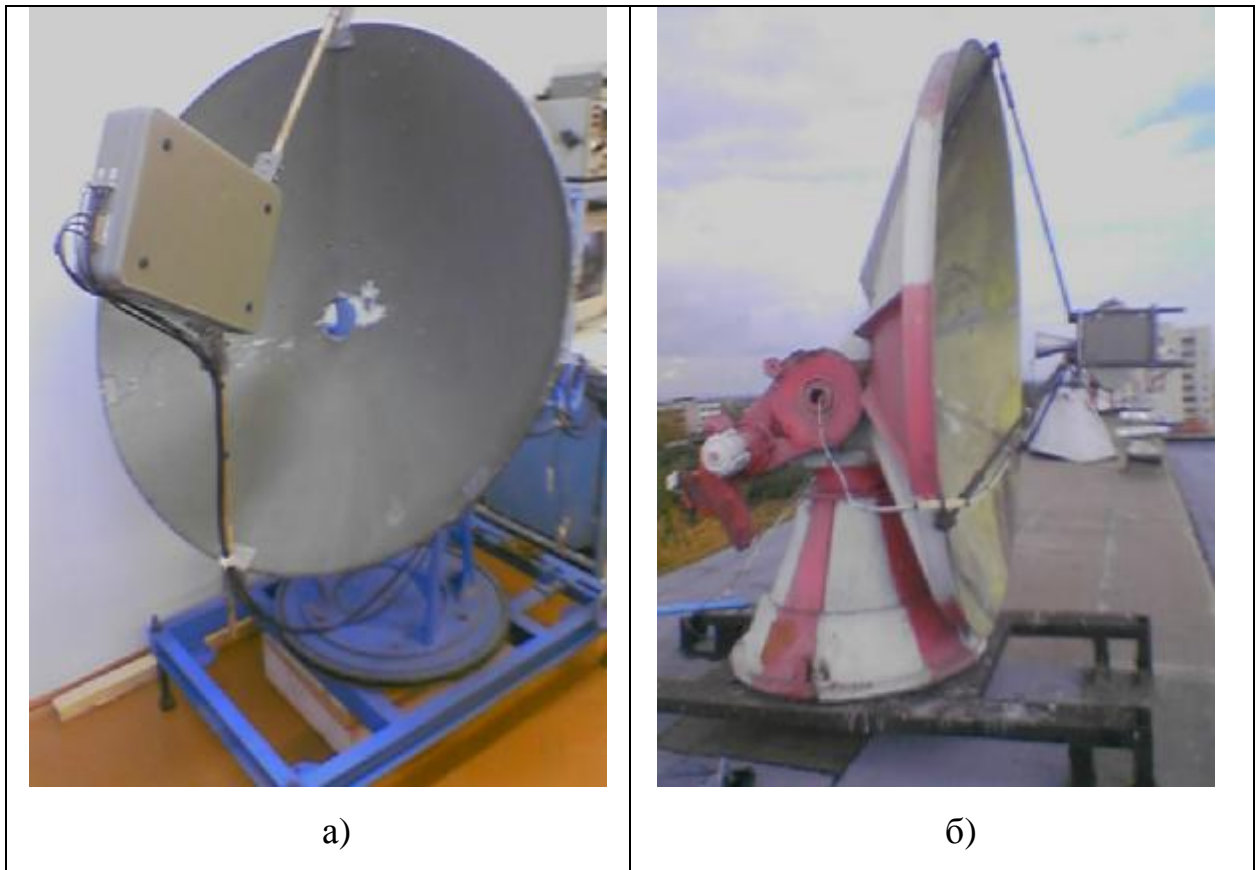


Рис. 7.2 Антенное устройство радиотеплолокационной системы:
а) для лабораторных испытаний; б) для натуральных испытаний

7.2 Оценка эффективности компенсации влияния внешних шумовых помех в двухканальной системе радиотеплолокационного контроля

Проверка предложенного метода компенсации фоновых шумов заключалась в сравнительной оценке эффективности компенсации аддитивных помех, поступающих по области рассеяния ДН двухканальной и одноканальной антенны при реализации двухмодового и одномодового режима приема сигналов в антенных каналах.

Схема проведения эксперимента оценки эффективности компенсации локальных шумовых помех, приходящих из ближней боковой области ДН антенны, приведена на рис.7.3. Приемный блок радиотеплолокационной системы располагался на поворотном устройстве, что позволяло осуществлять перемещение его антенны в плоскости исследуемого и опорного объектов, находящихся при комнатной температуре. Объект исследования - точечный высокотемпературный источник радиошумового излучения 1, реализованный генератором шума с введенным ослаблением в 12 дБ. Главный луч рупорной антенны радиотеплолокационной системы шириной по уровню половинной мощности 15° направлен на источник излучения 1.

В качестве аддитивной помехи вводился радиошумовой сигнал от генератора шума (источник радиошумового излучения 2), направление прихода которого соответствовало ближней угловой области ДН антенны. Таким способом имитировалось наличие в ближней боковой угловой области ДН антенны эквивалентного по уровню радиошумового излучения объекта.

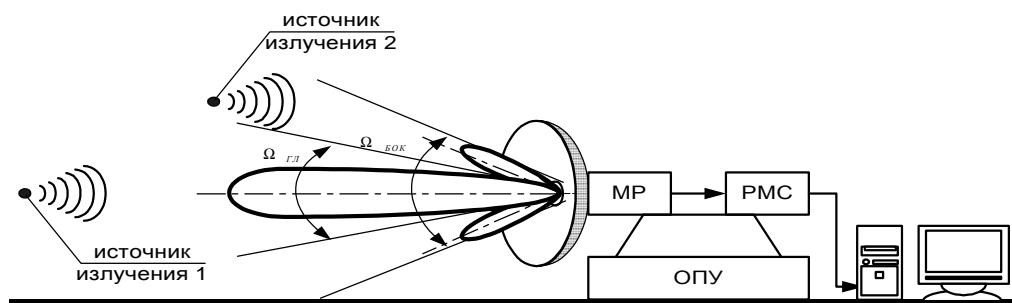


Рис. 7.3 Экспериментальная установка для исследования влияния высокотемпературной аддитивной шумовой помехи.

Для исключения влияния на результаты измерений изменений чувствительности радиометра, проводилась его периодическая калибровка по эталонному источнику шумового сигнала, в качестве которого выступала согласованная нагрузка. Запись результатов измерений при выполнении двухканального приема приведена на рисунке 7.4.

Для оценки влияния локальной шумовой помехи на результаты радиотеплолокационных измерений источник радишумового сигнала 2 располагали на границе области главного лепестка ДН антенны ($7,5^\circ$ от осевого направления антенны), а затем в ближней боковой области ДН на угловых направлениях на 9° и 11° . На рис. 7.4-7.5 результаты измерений с введенными источниками помехового радишумового сигнала обозначены соответственно.

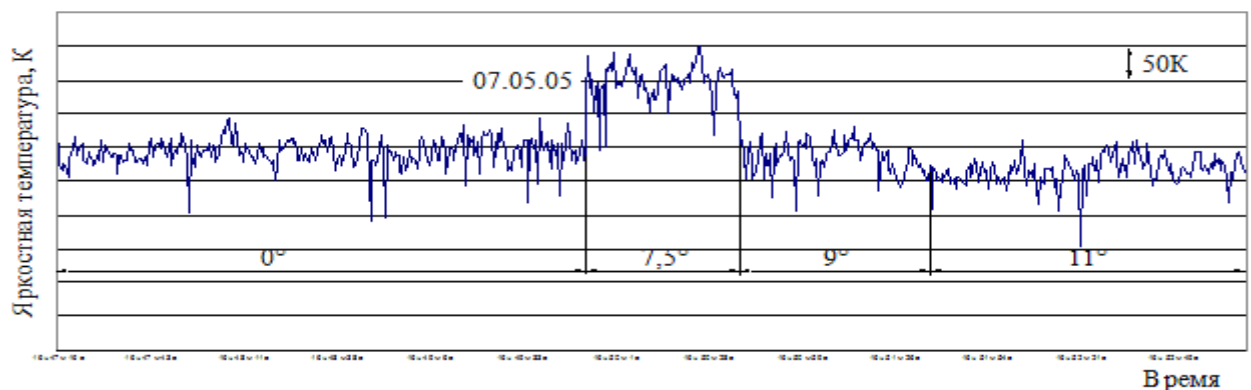


Рис. 7.4 Выходной сигнал двухканальной радиотеплолокационной системы при наличии высокотемпературной шумовой помехи в области рассеяния ДН основного антенного канала

Для оценки эффективности применения двухканальной радиотеплолокационной системы в условиях действия локальных помех были выполнены аналогичные измерения одноканальной системой, при осуществлении приема антенной на волне H_{11} . Полученные результаты приведены на рисунке 7.5.

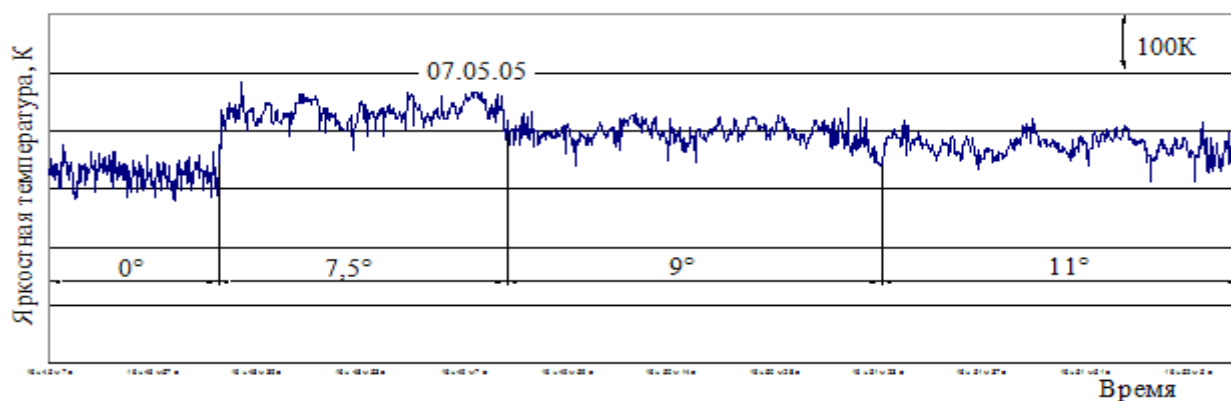


Рис. 7.7 Выходной сигнал одноканальной радиотеплолокационной системы при наличии высокотемпературной шумовой помехи в области рассеяния ДН основного антенного канала

Для численной оценки эффективности компенсации действия локальной помехи были найдены средние значения радиояркостной температуры в каждой угловой области расположения источника помехового сигнала на рис. 7.4 и 7.5 $T_{я.ср.}$ и погрешность компенсации помехи $\Delta T_{бок}$ при работе одноканальной и двухканальной радиотеплолокационных систем. Результаты расчетов приведены в таблице 7.5.

Таблица 7.4

Результаты оценки эффективности компенсации влияния локальной шумовой помехи в радиотеплолокационных системах

	Яркостная температура	0°	7,5°	9°	11°
Одноканальная система	$T_{я.ср.1}$	652К	890К	858К	802К
	$\Delta T_{бок1}$	-	-	205К	177К
Двухканальная система	$T_{я.ср.2}$	611К	805К	596К	527К
	$\Delta T_{бок2}$	-	-	15К	84К

Проведем сравнительный анализ результатов измерений при введении источника шумовой помехи в ближнюю боковую область ДН антенны - 9° от осевого направления антенны. В таком случае влияние помехи на результаты

измерений радиотеплолокационной системы проявляется в приросте антенной температуры для одноканальной системы на величину $\Delta T_{бок1} = 205K$, а двухканальной системы – на $\Delta T_{бок2} = 15K$. Таким образом, компенсация влияния аддитивной высокотемпературной помехи, приходящей из ближней боковой области рассеяния ДН антенны в двухканальной системе составила 190К. В целом относительная погрешность результатов измерений при наличии указанной высокотемпературной помехи в одноканальной системе составила 35%, а в двухканальной системе – 2,5%.

Снижение уровня полезного сигнала при выполнении измерений двухканальной системой составило $\Delta T_{инф.} 55K$ относительно $T_{р.я.ист.} 582K$, в процентном соотношении - 9%, что объясняется ненулевым приемом дополнительного канала в области главного лепестка, что соответствует указанному в разделе 5.4 значению интегрального параметра $\Delta_{гл} = 0.1$ для рупорной антенны в составе системы.

Для оценки эффективности использования двухканальной радиотеплолокационной системы для решения задачи измерения радиояркого контраста ограниченной области атмосферы была использована схема эксперимента, приведенная на рис. 7.6.

Для измерения радиояркого контраста одноканальной радиотеплолокационной системой использовался метод диаграммной модуляции. Главный лепесток угловой зависимости антенны наводится периодически на объект и на область, соседнюю с ним. Компенсирующий сигнал формировался при приеме излучения по дополнительному направлению, когда главный лепесток выводился за пределы контролируемого объекта. В результате разностных измерений выходной сигнал радиотеплолокационной системы определял радиояркий контраст исследуемого объекта.

В двухканальной радиотеплолокационной системе выделение радиояркого контраста осуществлялось без изменения осевого направления ан-

тенны, путем формирования сигнала компенсации на выходе дополнительного антенного канала.

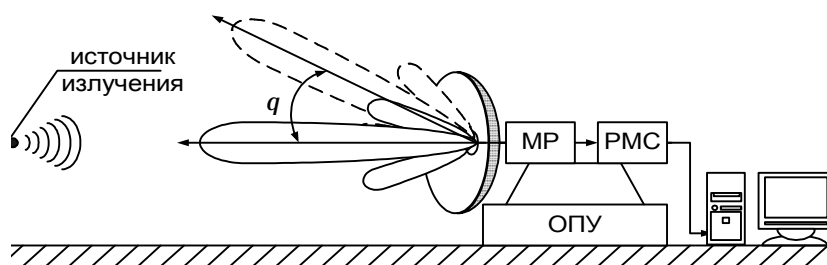


Рис. 7.6 Схема экспериментального исследования радиояркого контраста

В качестве источника излучения, обладающего радиоярким контрастом, использовался генератор шума с введенным ослаблением 17дБ.

Результаты измерения радиояркого контраста одноканальной и двухканальной радиотеплолокационной системой представлены на рис. 7.7 и 7.8.

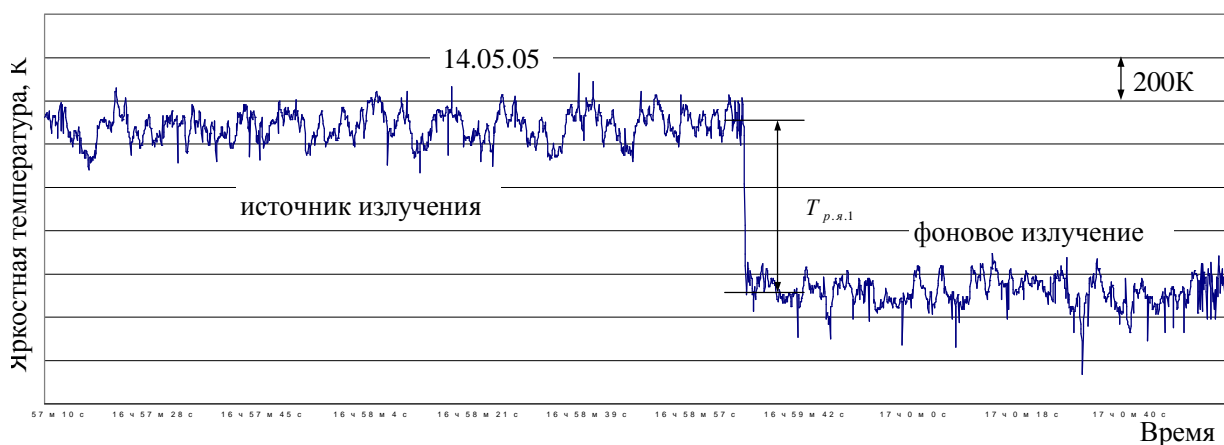


Рис. 7.7 Измерение радиояркого контраста при работе одноканальной радиотеплолокационной системы методом диаграммной модуляции

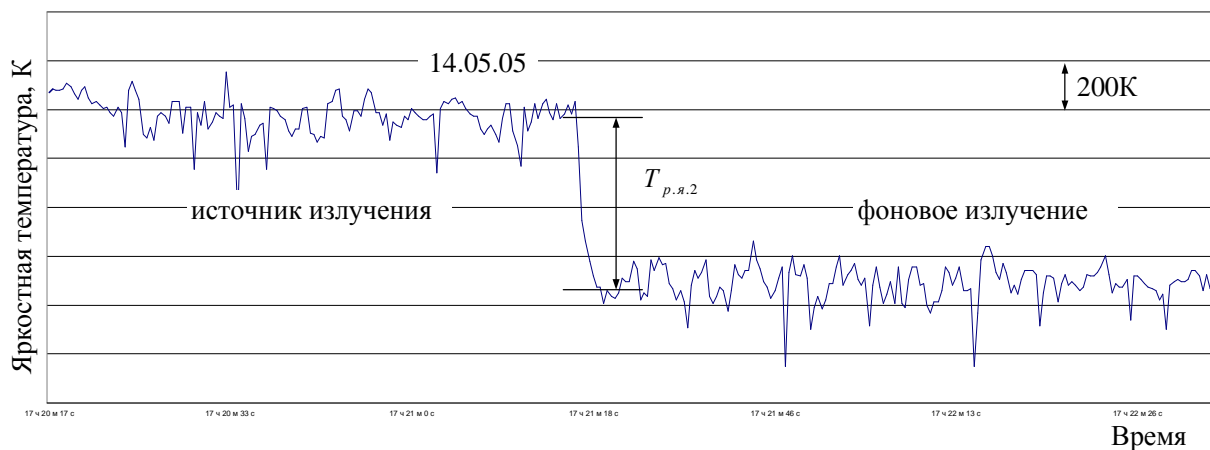


Рис.7.8 Измерение радиояркостного контраста двухканальной радиотеплолокационной системой

Сравнительный анализ полученных результатов по величине радиояркостного контраста показал хорошее их совпадение при условии отсутствия необходимости углового перемещения осевого направления приема антенны в двухканальной радиотеплолокационной системе.

Для сравнения результатов измерения радиояркостного контраста был применен метод поляризационной селекции. Установка проведения эксперимента данным методом и результаты представлены на рис. 7.9 и 7.10.

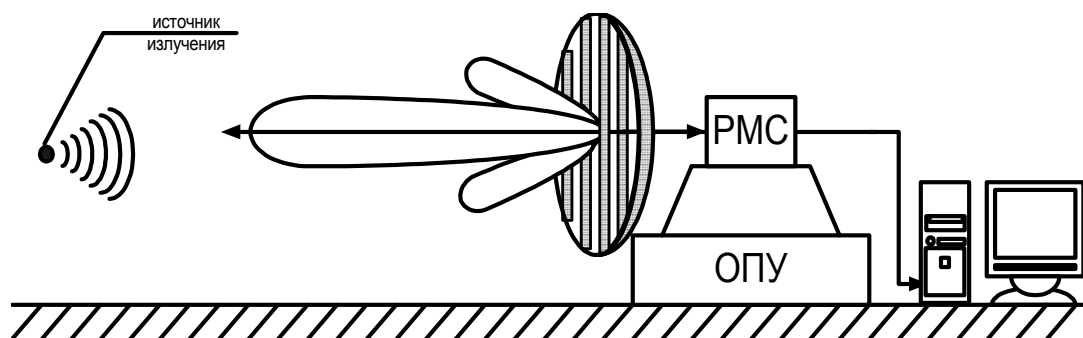


Рис. 7.9 Экспериментальная установка измерений радиояркостного контраста методом поляризационной селекции



Рис. 7.10 Измерение радиояркого контраста методом поляризационной селекции в одноканальной радиотеплолокационной системе

После обработки полученных данных, были определены средние значения антенных температур $T_{р.я.ист.}$ и $T_{р.я.ф.}$ при измерении радиозумового излучения объекта исследования и окружающей его области, а также величина радиояркого контраста $T_{р.я.}$ и значение погрешности оценки радиояркого контраста $\Delta T_{р.я.}$ Результаты сведены в Таблицу 7.5.

Таблица 7.5

Результаты измерения радиояркого контраста радиотеплолокационными системами

	$T_{р.я.ист.}$	$T_{р.я.ф.}$	$T_{р.я.}$	$\Delta T_{р.я.}$
Одноканальная система	871К	264К	607К	25К
Двухканальная система	828К	244К	584К	2К
Одноканальная система с поляризационной селекцией	$T_{р.я.}^v$	$T_{р.я.}^h$	$\Delta T_{р.я.бок.}$	$\Delta T_{р.я.}$
	620К	503К	117	

При оценке радиояркого контраста разница компенсации высокотемпературных фоновых помех, поступающих через ближнюю боковую об-

ласть рассеяния ДН антенны для двух радиотеплолокационных систем – одноканальной и двухканальной, составила 23К, что говорит о эффективности двухканального приема с формированием дополнительного входного компенсационного сигнала при выполнении измерений радиояркостного контраста в условиях недетерминированной помехой обстановки.

Оценка влияния изменения состояния протяженных областей пространства окружающего систему выполнялась по результатам радиотеплолокационных измерений в условиях изменения состояния подстилающей поверхности. Схема проведения исследований показана на рисунке 7.11. Результаты эксперимента при работе одноканальной и двухканальной систем приведены на рис. 7.12 и 7.13.

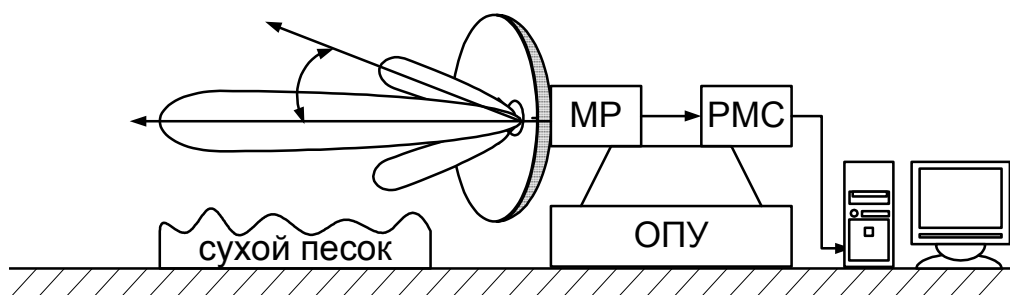


Рис. 7.11 Экспериментальная установка исследования влияния изменения подстилающей поверхности на результаты радиотеплолокационных измерений

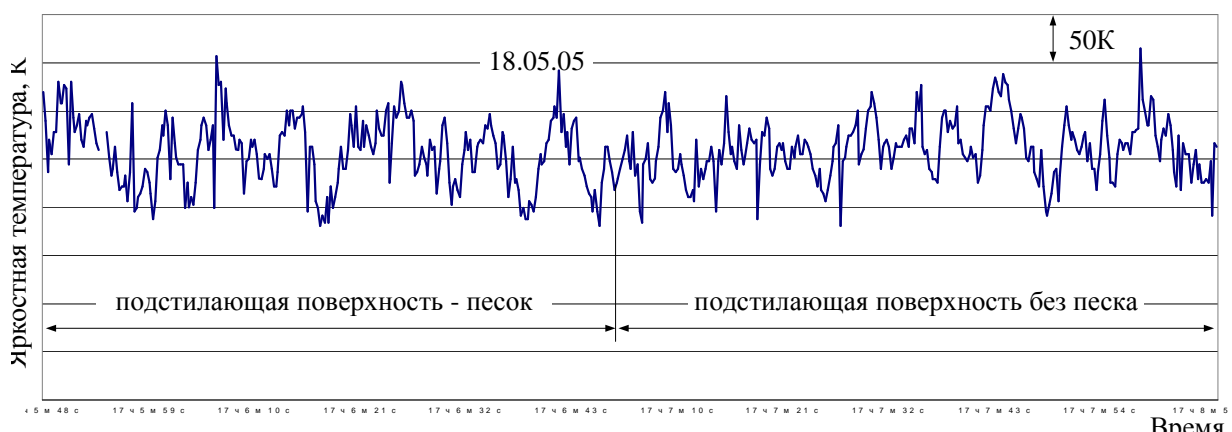


Рис. 7.12 Оценка влияния изменения подстилающей поверхности на результаты измерения одноканальной радиотеплолокационной системы

Таким образом, результаты экспериментальной сравнительной оценки эффективности метода компенсации фонового шума в двухканальной радиотеплолокационной системе при реализации двухмодового режима разделения входных антенных каналов наглядно показали преимущество его применения в условиях действия разного рода внешних шумовых помех.

Современные радиотеплолокационные системы обладают хорошей мобильностью в связи с достижением низких массово-габаритных характеристик СВЧ приемной аппаратуры. Однако возможность оперативной смены местоположения системы приводит к необходимости учета влияния изменяющихся внешних условий измерений в частности пространственного распределения интенсивности и неоднородности фонового излучения.

Особенно серьезно данная проблема может проявиться в условиях городской застройки при невысокой направленности антенны, например, при использовании в качестве антенны рупора при работе системы в сантиметровом диапазоне.

Были выполнены натурные измерения радиошумового излучения атмосферы при изменении угла наклона главного лепестка ДН основного антенного канала относительно горизонтального направления вверх (углы со знаком “+”) в направлении неба и вниз (углы со знаком “-”) в направлении подстилающей поверхности – земли [177]. Получены данные измерений по следующим угловым направлениям: $+35^\circ$, $+25^\circ$, $+10^\circ$, 0° , -5° , -25° , -45° .

Запись выходных сигналов основного и дополнительного канала системы с указанием временных интервалов измерений в соответствующих угловых направлениях приведена на рис. 7.16.

Для выявления общей тенденции изменения антенной температуры в зависимости от угла высоты были получены усредненные значения выходных сигналов для основного и дополнительного каналов по указанным угловым направлениям. Результаты данной процедуры приведены на рис. 7.14.

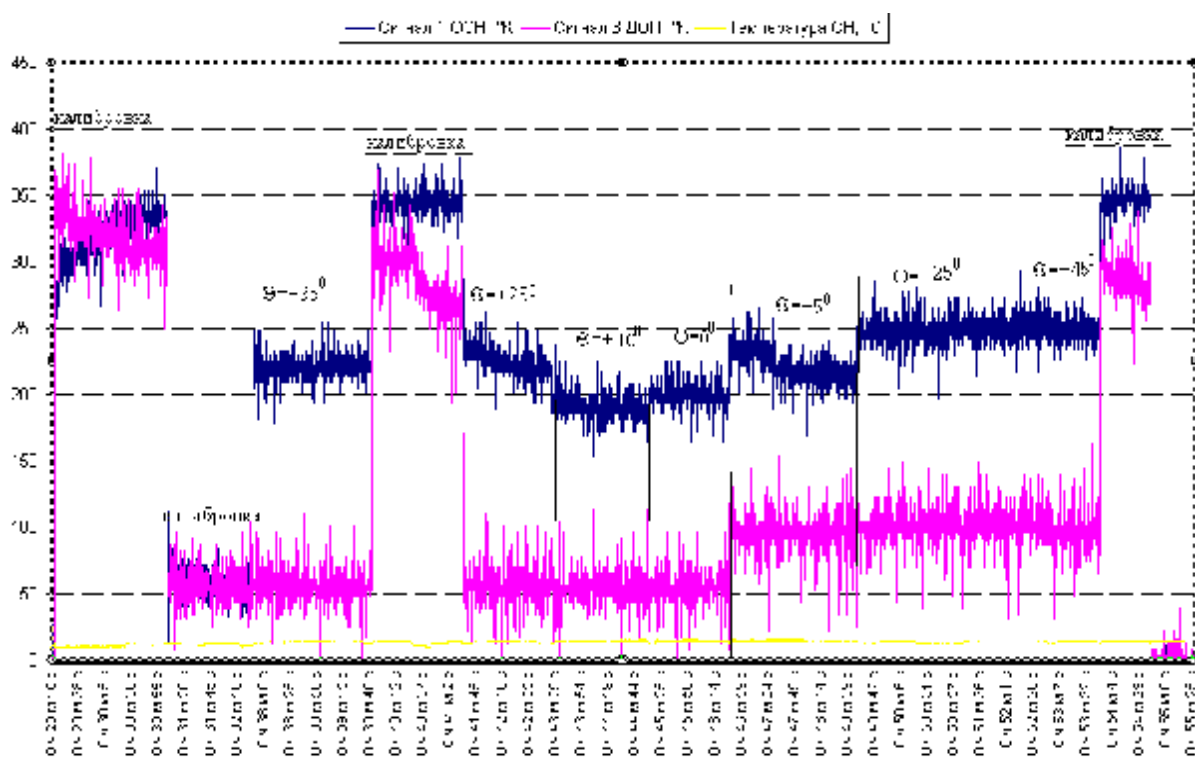


Рис. 7.14

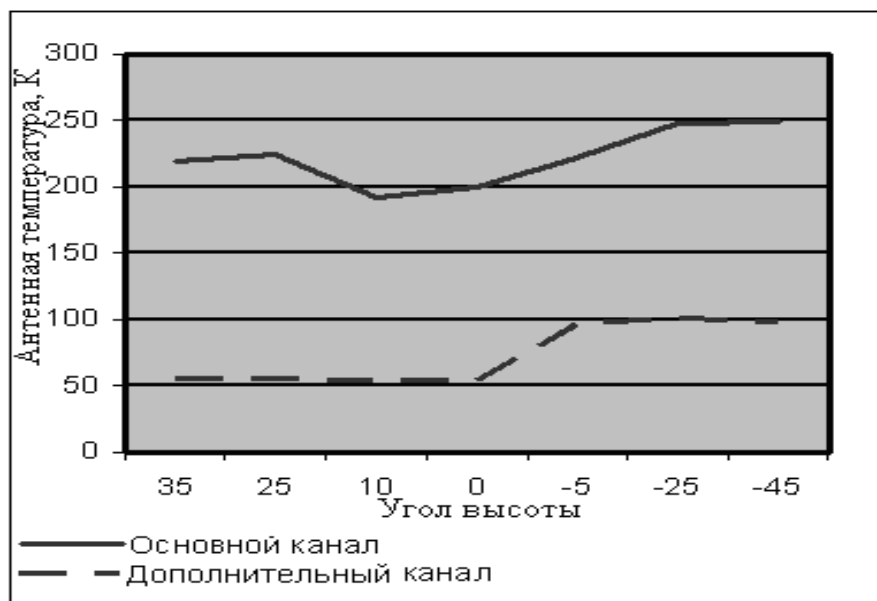


Рис. 7.15

Данные измерений рис.7.14 и 7.15 показали наличие сильного влияния попадающих в зону обзора антенны СВЧ радиотеплолокационной системы городских зданий, в частности, для рупорной антенны с достаточно большим угловым размером главного лепестка критичной оказалась ситуация перехода с углового направления 0° на направление -5° , при этом оба ближние боко-

вые лепестки ДН - неизотропная часть области рассеяния перешли на прием излучения от подстилающей поверхности и здания, в результате согласно рис.7.14 и 7.15 наблюдался существенный прирост сигнала по дополнительному каналу на 43 К, что свидетельствует о необходимости учета значительного влияния подстилающей поверхности при направлениях пологих относительно поверхности земли и обязательной корректировки результатов измерений с помощью компенсационных алгоритмов, например, двухканального приема.

Для оценки эффективности предложенного метода компенсации влияния фонового шума на результаты измерений в системе радиотеплолокационного контроля метеопараметров природных сред были выполнены измерения радиояркостной температуры облачной атмосферы в сложных условиях с точки зрения существенности влияния фонового шума на погрешность измерений: антенна с малой пространственной селективностью – рупорная и угловые направления вблизи радиогоризонта.

В случае однородной атмосферы угловая зависимость радиояркостной температуры в диапазоне углов от 5° до 90° согласно [2] имеет вид зависимости

$$T_{\text{атм}}(h) = T_{\text{зен}} / \sin(h), \quad (7.5)$$

где $T_{\text{зен}}$ – радиояркостная температура атмосферы в направлении зенита; h – угол возвышения.

Форма угловой зависимости радиояркостной температуры стандартной атмосферы по данным, приведенным в работе [2], показана на рис.7.16

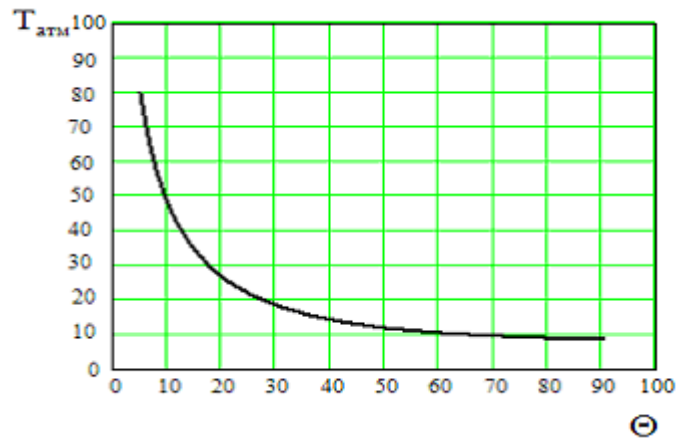


Рис.7.16 Угловая зависимость оптической толщины однородной атмосферы

Согласно данным рис.7.18 и зависимости (7.5) основное приращение радиояростной температуры наблюдается при малых углах возвышения от 0° до 30° близких к направлению радиогоризонта.

Сложность получения достоверных экспериментальных данных по радиояростной температуре в указанном диапазоне состоит в необходимости исключения влияния на результаты измерений фонового радиощумового излучения подстилающей поверхности, принимаемого системой через боковые лепестки ДН антенны, относительный вклад которого во входной сигнал системы изменяется при изменении углового направления за счет перераспределения областей верхнего и нижнего полупространства относительно области главного и первого боковых лепестков ДН антенны. Поэтому важная задача при проведении измерений при разных углах возвышения антенны состоит в адекватной компенсации влияния фонового шума, особенно в угловом секторе, прилежащем к направлению на радиогоризонт. Для оценки эффективности предложенного двухканального приема с компенсацией фоновых шумов и анализировались результаты измерений в указанном угловом секторе [177].

На рис.7.17 приведен внешний вид антенны и приемных устройств двухканальной радиотеплолокационной системы. Антенна представляет собой конический рупор с эллиптическим раскрывом размеры которого в горизонтальной плоскости 120 мм, в вертикальной плоскости 100 мм.

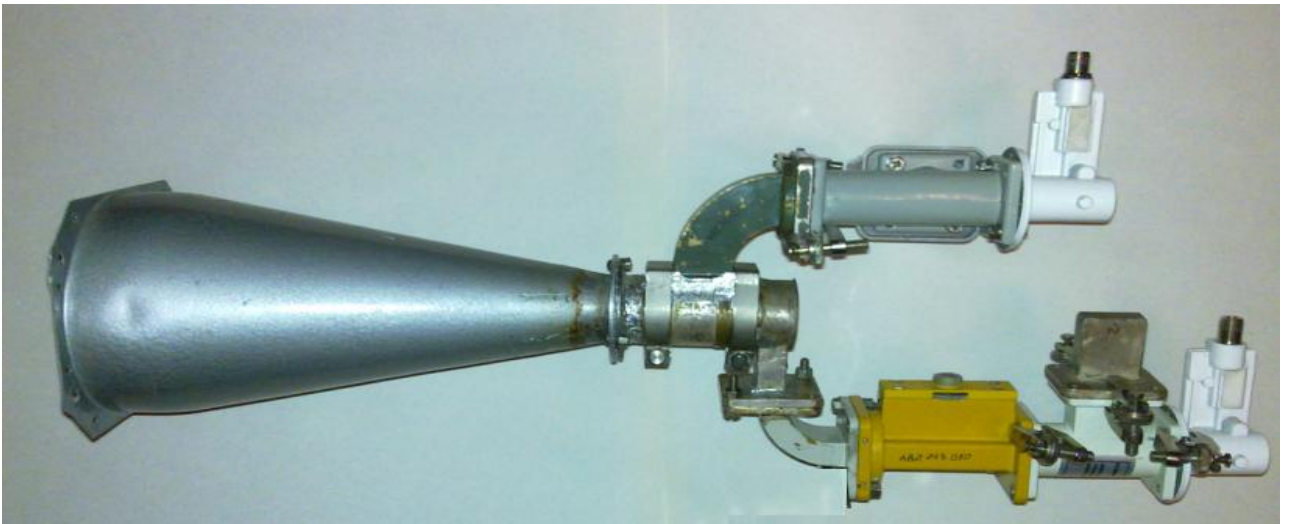


Рис.7.17 Антенна и приемники двухканальной радиотеплолокационной системы

На рис.7.18 показаны ДН двух антенных каналов основного (1) и дополнительного (2) нормированные к уровню основного канала на частоте 10ГГц.

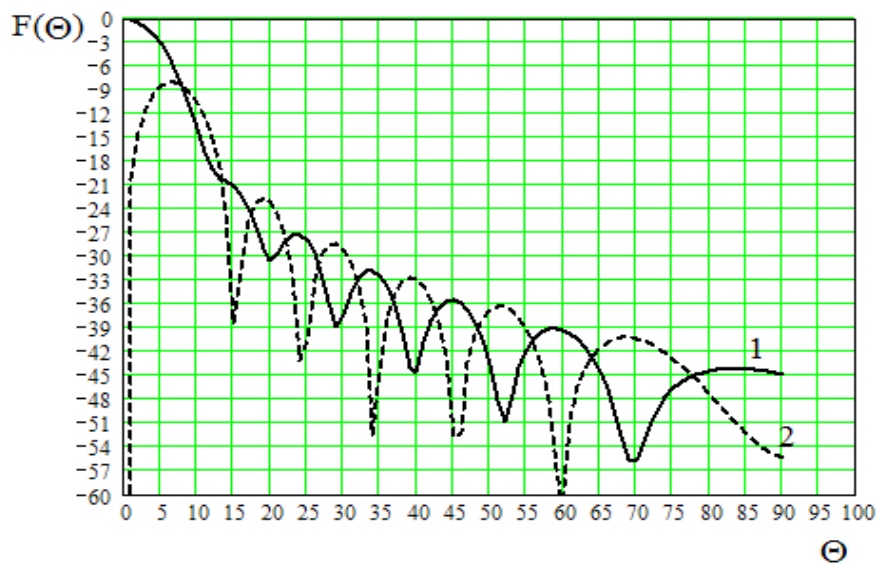


Рис.7.18 ДН основного (1) и дополнительного (2) антенного канала

Размер излучающего раскрыва рупора определяет ширину ДН по уровню половинной мощности равной 10° , а размер полного главного лепестка ДН составляет 25° . При относительно малой высоте подъема антенны радиошумовое излучение подстилающей поверхности создает значительный прирост выходного сигнала системы основного измерительного канала. В результате при указанных неблагоприятных условиях измерения радиояркостной температуры атмосферы ее угловая зависимость может значительно от-

личаться от формы, задаваемой изменением оптической толщины атмосферы (рис.7.16).

Для исследования влияния неоднородности окружающего пространства на результаты измерений были смоделированы две ситуации: нахождение вблизи месторасположения антенны объекта (здания) значительно перекрывающего нижнее полупространство ДН антенны (рис.7.19) и удаленное расположение объекта перекрывающего меньшую угловую зону нижнего полупространства (рис.7.20).

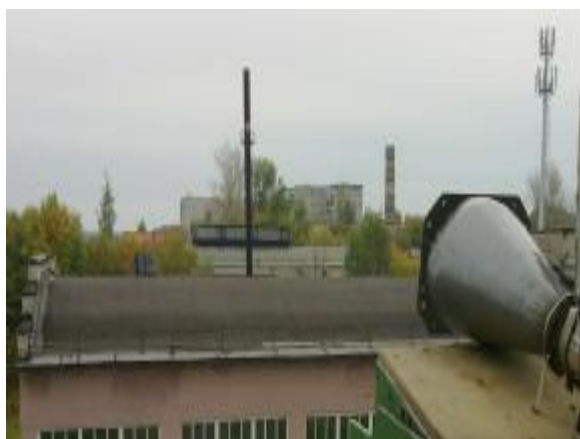


Рис.7.19



Рис.7.20

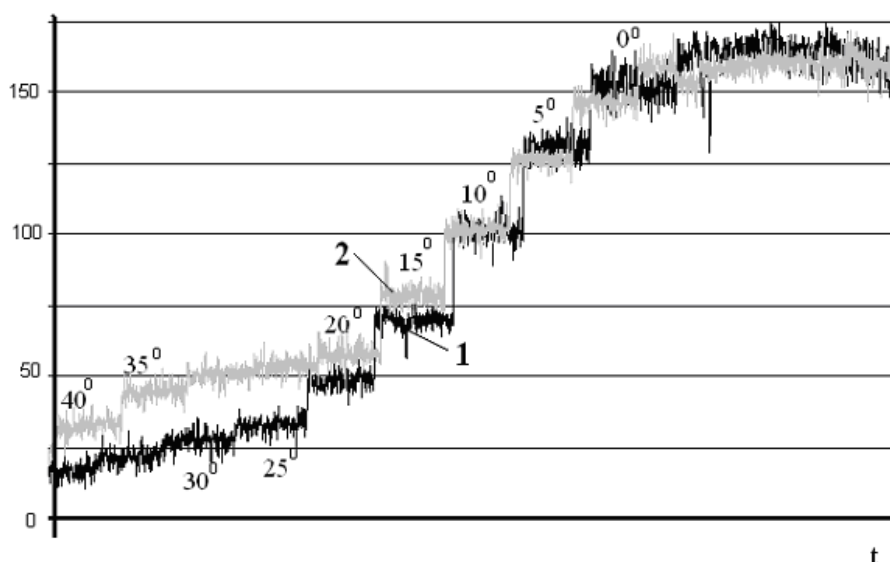


Рис.7.21

На рис.7.21 приведены данные измерений по девяти угловым направлениям, начиная от направления на радиогоризонт (0°). Значительное уменьшение радиояркостной температуры при увеличении угла возвышения вызвано

снижением доли входного сигнала, обусловленного приемом фонового излучения от подстилающей поверхности. Зависимость 1 на рис.7.21 соответствует условиям измерения рис.7.19, а зависимость 2 – рис.7.20. По данным измерений наблюдается существенная разница при углах высоты более 20° , что может быть обусловлено различием расположения высокотемпературных областей в ближней угловой области ДН антенны.

При проведении измерений одновременно с сигналом основного антенного канала фиксировался сигнал дополнительного канала, уровень которого адекватен помеховой составляющей первого сигнала, обусловленной приемом радишумового излучения окружающего фона через боковую область ДН антенны. Результаты измерений в виде временной записи уровня выходного сигнала в температурной шкале отсчета для первого случая (рис.7.19) приведены на рис. 7.22 (1 – сигнал основного канала; 2 – сигнал дополнительного канала)

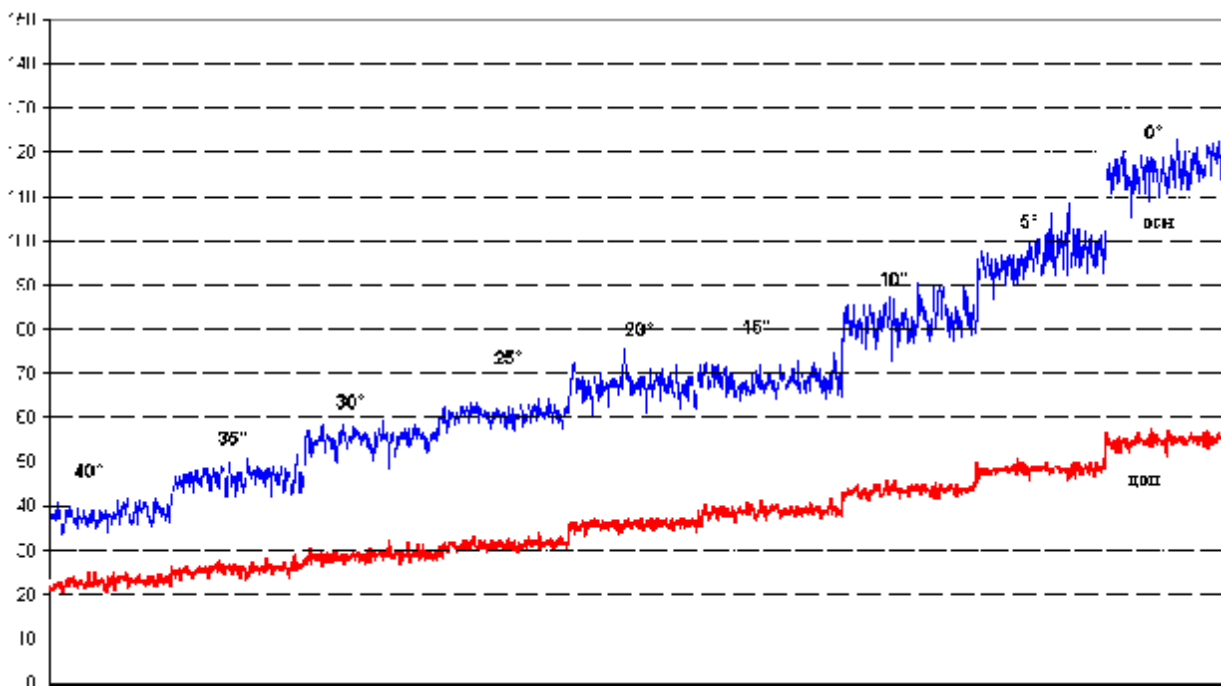


Рис.7.22 Временная диаграмма сигналов основного (1) и дополнительного (2) каналов двухканальной радиотеплолокационной системы

Для определения радиояркостной температуры атмосферы была найдена разностная величина сигналов основного и дополнительного каналов и выведен тренд полученной зависимости, который представлен на рис.7.23.

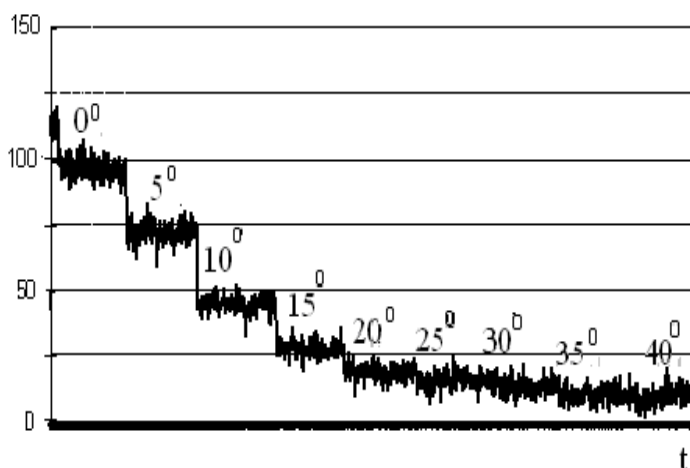


Рис.7.23

Полученная угловая зависимость радиояростной температуры однородной облачной атмосферы вблизи направления радиогоризонта хорошо совпадает с формой угловой зависимости, задаваемой выражением (7.5), причем для двух случаев измерений (рис.7.19 и 7.20) они имеют хорошее совпадение.

Анализ экспериментально измеренной угловой зависимости радиояростной температуры однородной атмосферы от угла возвышения, полученной с помощью двухканальной СВЧ радиотеплолокационной системы с компенсацией влияния фонового излучения окружающего пространства, показал: данная система позволяет выполнять радиояростные измерения в широких пределах углов возвышения, даже вблизи радиогоризонта, что позволяет существенно расширить возможности радиотеплолокационных измерений и прогнозирования развития процессов в атмосфере особенно для стационарных радиотеплолокационных систем.

7.3 Оценка компенсации влияния слоя осадков на поверхности антенны двухканальной системы радиотеплолокационного контроля

При проведении радиотеплолокационного контроля в условиях выпадения осадков на поверхности антенны формируется их слой, который в процессе измерений изменяет не только параметры антенны, но и создает радишумовое излучение, которое суммируется с измеряемым излучением объек-

та. Толщина слоя осадков является функцией их интенсивности. И если объектом исследования являются сами осадки, то возникает неопределенность в интерпретации измеряемого радиотеплового излучения.

Оценка компенсации влияния слоя осадков на результаты радиотеплолокационного контроля выполнялась с применением разработанной двухканальной радиотеплолокационной системы с реализацией режима пилот – сигнала. Прием радиошумового излучения выполнялся параллельно по двум антенным каналам – основному и дополнительному. Для оценки эффективности предложенного метода компенсации дополнительно к двум входным сигналам находится результат их деления, как эквивалент процедуры компенсации помехового воздействия слоя осадков.

Схематично установка проведения эксперимента отображена на рис. 7.24. Прием осуществлялся на параболическую зеркальную антенну с диаметром $D = 1000\text{ мм}$ и шириной диаграммы направленности по уровню половинной мощности $q = 1,5^\circ$.

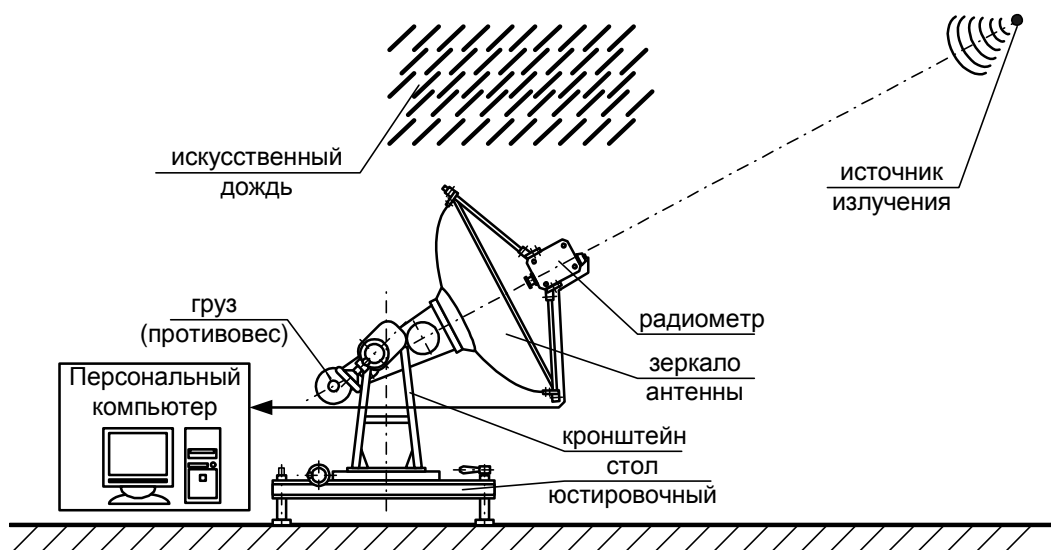


Рис. 7.24 Схема установки проведения эксперимента

С целью исследования влияния слоя твердых атмосферных осадков (снег, лед), формирующихся на поверхности антенны, на точность радиотеплолокационного контроля, были проведены экспериментальные исследования для различных случаев формирования слоя снега.

На рис. 7.25 приведены наиболее характерные случаи формирования

снежного покрова на поверхности зеркальной антенны.



а)

б)

в)

Рис. 7.25 Случаи формирования снежного покрова на поверхности антенны: а) центральная область, б) боковая область, в) вся поверхность

Результаты измерения радишумового излучения источника в условиях выпадения снега по основному (кривая ОСН) и дополнительному (кривая ДОП) каналу, а также сигнал равный их отношению (кривая КОМ) приведен на рис. 7.26.

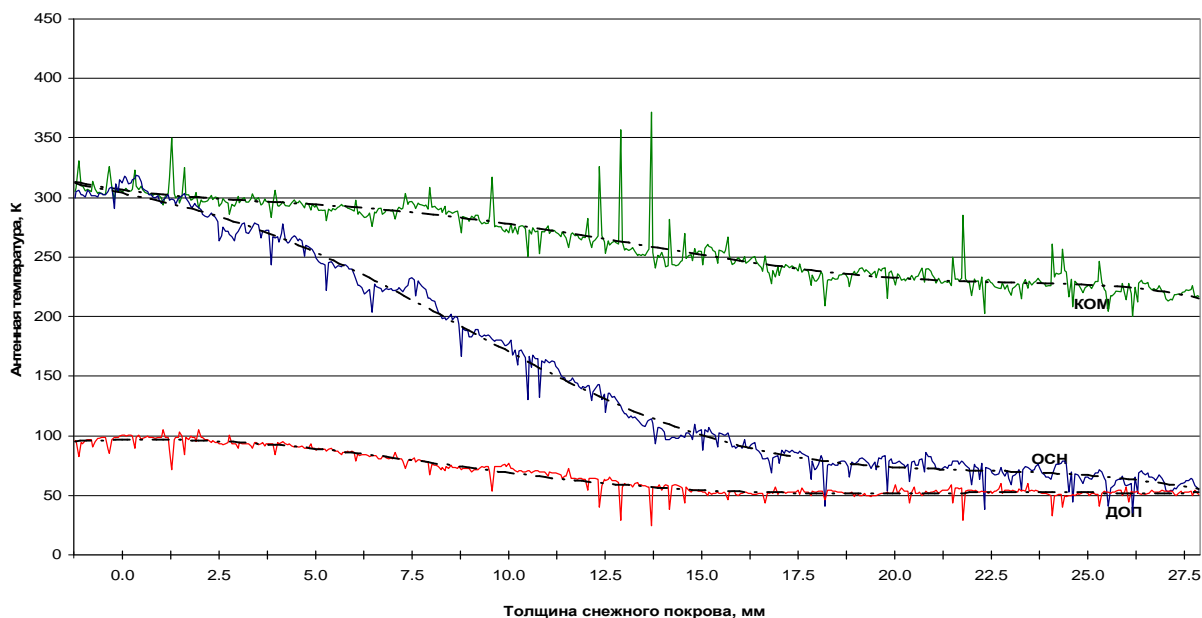


Рис. 7.26 Зависимости антенных температур двухканальной радиотеплолокационной системы от толщины снежного покрова на поверхности антенны

При выполнении измерений в радиотеплолокационном контроле в

условиях выпадения жидких атмосферных осадков, например, дождя, на поверхности зеркала антенны радиотеплолокационной системы образуется слой воды, толщина которого зависит от интенсивности выпадения осадков, а также от фрикционных и смачивающих свойств поверхности антенны и ее геометрии.

Помеховое приращение антенной температуры в условиях трехслойного образования металл - слой осадков - воздух определяется выражением

$$\Delta T'_A = (1 - R_{321}^2)(T_0 - T_{ЯГЛ} bh). \quad (7.7)$$

Величина и знак приращения $\Delta T'_A$ зависят от соотношения термодинамической температуры T_0 и радиояркостной температуры контролируемой области атмосферы. При радиотеплолокационном контроле метеопараметров атмосферных объектов с малой радиояркостной температурой $T_{Я}$ будет наблюдаться положительное помеховое приращение $\Delta T'_A$, а при контроле параметров атмосферных объектов с высокими значениями радиояркостных температур – отрицательное. Это подтверждают экспериментальные данные радиотеплолокационных измерений высокотемпературного и низкотемпературного источников ради шумового сигнала, результаты которых приведены на рис. 7.27 и 7.28.

Погрешность измерения радиояркостной температуры контролируемой области атмосферы, обусловленная наличием слоя осадков на поверхности зеркала антенны, задается выражением

$$\Delta T_A = T_A (R_{321}^2 - 1) + \bar{T}_{\Sigma 321}. \quad (7.8)$$

Результаты численного анализа погрешности измерений радиояркостной температуры от толщины слоя осадков l_2 , выполненные по формуле (7.8), представлены на рис. 7.29.

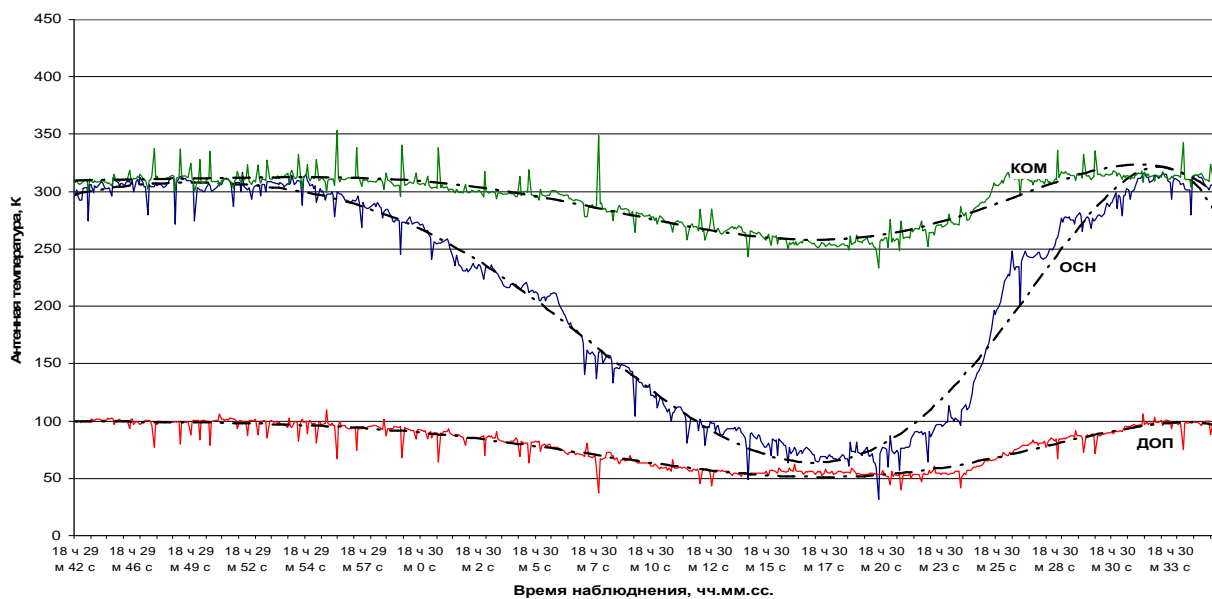


Рис. 7.27 Выходной сигнал радиотеплолокационной системы при исследовании высокотемпературного источника ради шумового излучения

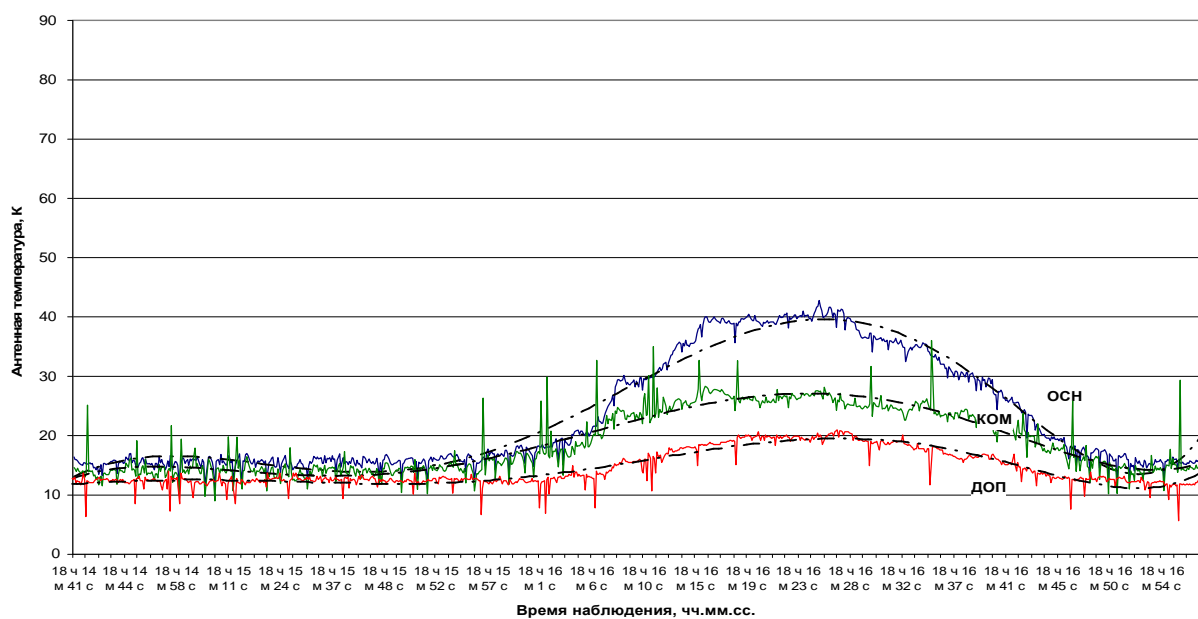


Рис. 7.28 Выходной сигнал радиотеплолокационной системы при исследовании низкотемпературного источника ради шумового излучения

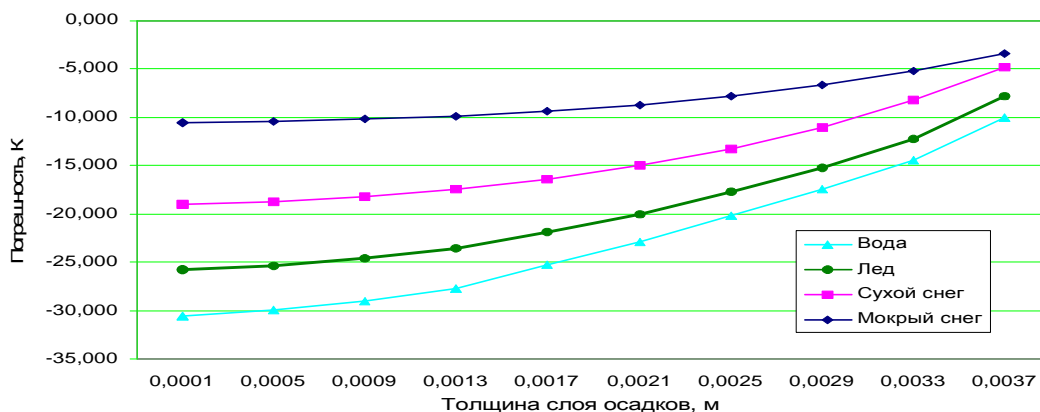


Рис. 7.29 Зависимость погрешности измерения радиояростной температуры от толщины слоя осадков на поверхности антенны

Согласно данным рис.7.29 увеличение толщины слоя осадков приводит к росту погрешности ΔT_a . Наименьшие значения погрешности измерения антенной температуры имеют место при формировании слоя мокрого снега (на 6 К), а наибольшие (на 21 К) – в случае дождя. Погрешности для всех видов осадков имеют отрицательный знак, что обусловлено большим влиянием второго слагаемого в выражении (7.8) на результаты измерений.

Для исследования влияния слоя осадков, формирующихся на различных областях зеркальной антенны, на результаты измерений двухканальной и одноканальной радиотеплолокационной системы были выполнены измерения с искусственно создаваемыми областями формирования слоя осадков, результаты которых представлены на рис. 7.30 – 7.33.

На рис. 7.30 – 7.33 начало каждой временной реализации соответствует выходному сигналу системы в отсутствии слоя осадков, т.е. нулевому уровню воздействия внешних мультипликативных помех в виде недетерминированного изменения коэффициента отражения зеркала с слоем осадков на точность радиотеплолокационных измерений, относительно которого и определялась степень воздействия и компенсации влияния данного вида помех на результаты радиотеплолокационных исследований.

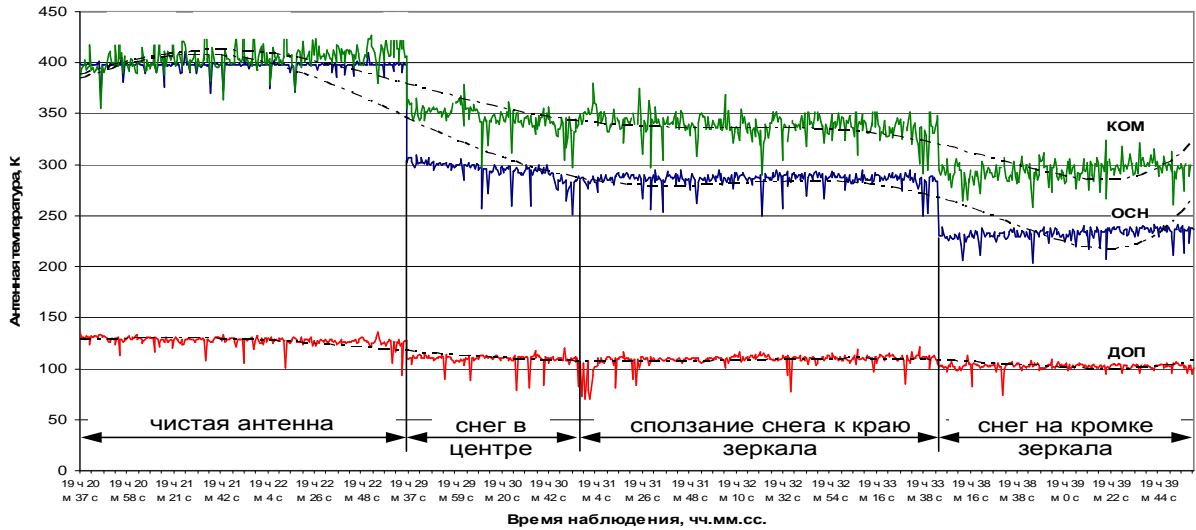


Рис. 7.30 Выходные сигналы двухканальной радиотеплолокационной системы при наличии слоя снега на различных областях зеркальной антенны диаметром 1000 мм: ОСН–сигнал основного канала, ДОП–сигнал дополнительного канала, КОМ–скомпенсированный выходной сигнал

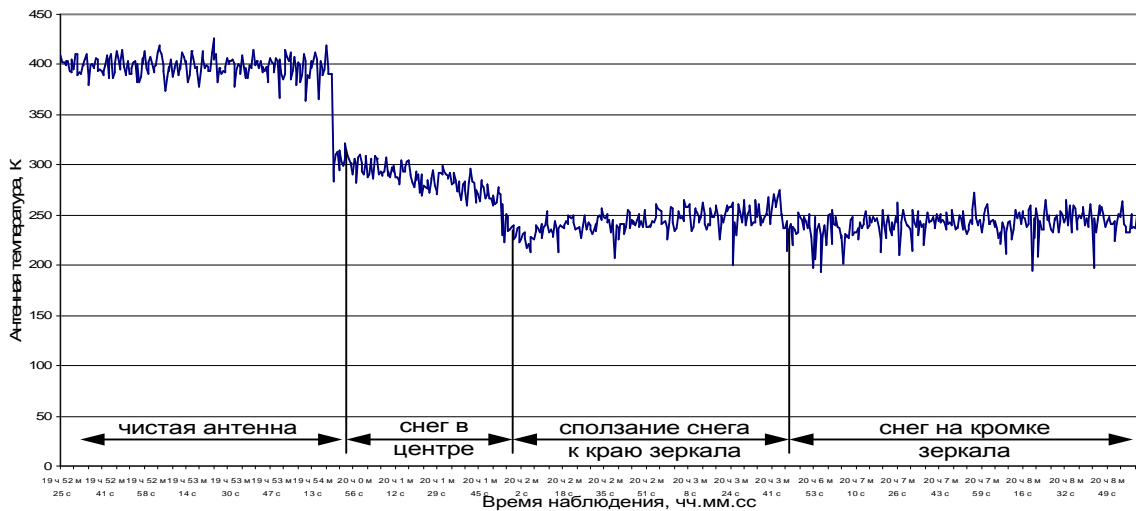


Рис.7.31 Выходной сигнал одноканальной радиотеплолокационной системы при наличии слоя снега на различных областях зеркальной антенны диаметром 1000 мм

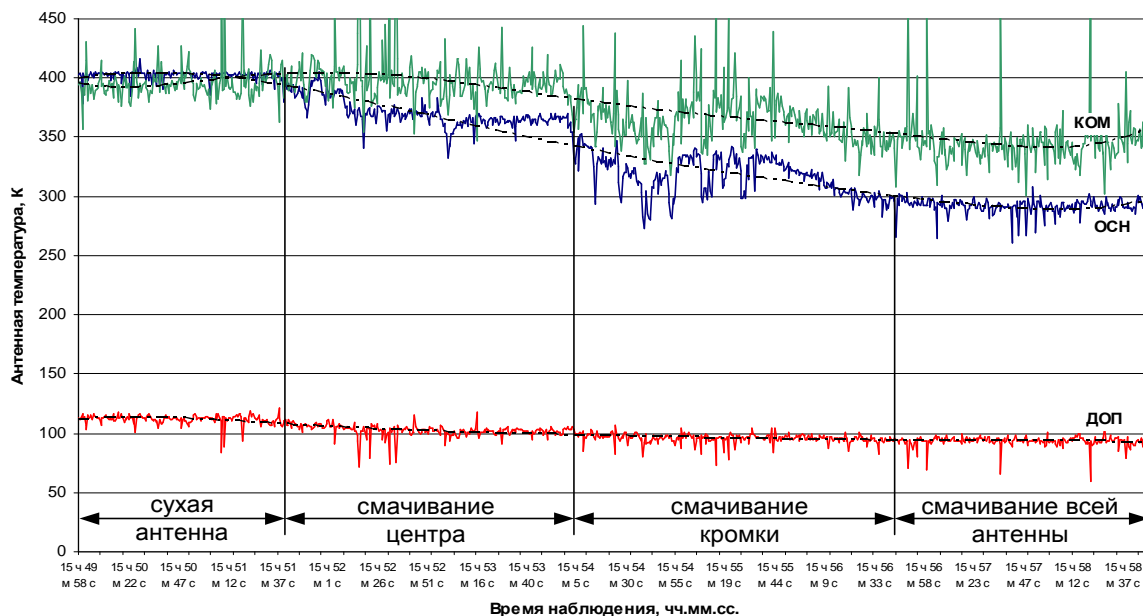


Рис. 7.32 Выходные сигналы двухканальной радиотеплолокационной системы при наличии слоя воды на различных областях зеркальной антенны диаметром 1000 мм: ОСН–сигнал основного канала, ДОП–сигнал дополнительного канала, КОМ–скомпенсированный выходной сигнал

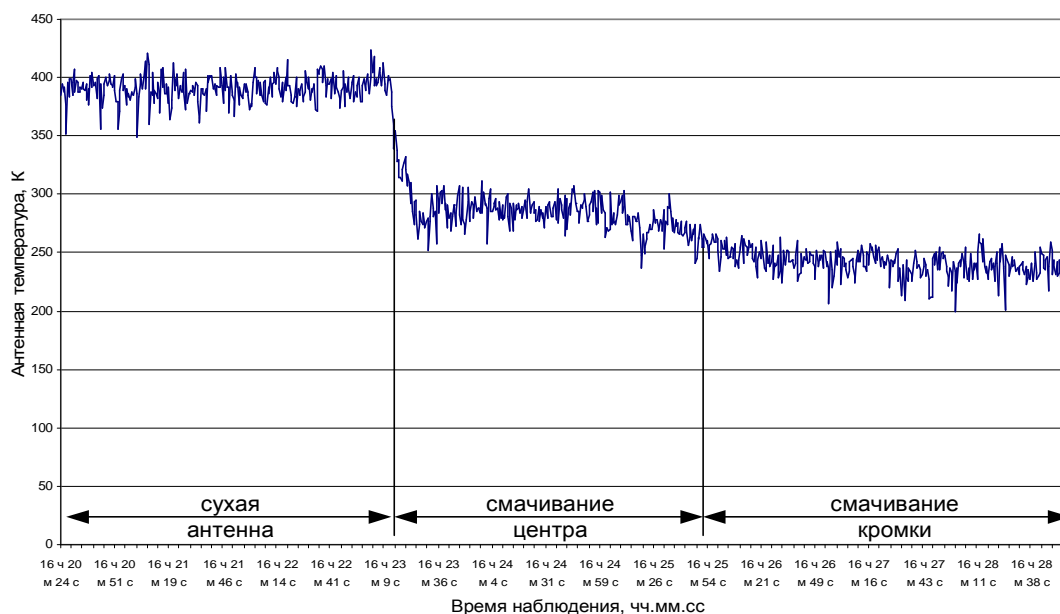


Рис.7.33 Выходной сигнал одноканальной радиотеплолокационной системы при наличии слоя воды на различных областях зеркальной антенны диаметром 1000 мм

Результаты сравнительного анализа влияния слоя осадков на результаты радиотеплолокационных измерений приведены в таблицах 7.7 и 7.8.

Относительная погрешность измерения антенной температуры двухканальной и одноканальной радиотеплолокационными системами при наличии слоя осадков на поверхности антенны определялась по формуле

$$d_{T_a} = \frac{|T_{ИЗМ} - T_{НОМ}|}{T_{НОМ}} \cdot 100\%,$$

где $T_{ИЗМ}$ – среднее значение антенной температуры, при наличии слоя осадков на поверхности антенны; $T_{НОМ}$ – среднее значение антенной температуры при отсутствии слоя осадков.

По результатам проведенных исследований погрешность измерений антенной температуры, обусловленная мультипликативным помеховым влиянием слоя твердых осадков (снег), в одноканальной радиотеплолокационной системе без компенсации мультипликативных помех равна 26,8–42,2%, а в случае жидких осадков (дождь) погрешность достигает 8,2–27,5%. В двухканальной радиотеплолокационной системе с компенсацией мультипликативных помех аналогичное помеховое влияние характеризуется относительными погрешностями 12,7–27,3% и 1,3–13,2% соответственно.

Таблица 7.7

Оценка влияние слоя снега на погрешность результатов радиотеплолокационных измерений

Область расположения слоя снега	Двухканальная РМС			Одноканальная РМС		
	$\overline{T_a}$	СКО	$d_{T_a}, \%$	$\overline{T_a}$	СКО	$d_{T_a}, \%$
Чистая антенна	407	5,44	–	403	4,93	–
Центральная область	355	3,21	12,7	295	8,10	26,8
Боковая область	349	4,20	14,3	289	8,45	28,4
Вся поверхность	296	5,35	27,3	233	5,99	42,2

Таблица 7.8

Оценка влияния слоя воды на поверхности зеркала антенны
на погрешность результатов радиотеплолокационных измерений

Область смачивания антенны	Двухканальная РМС			Одноканальная РМС		
	\overline{T}_a	СКО	$d_{T_a}, \%$	\overline{T}_a	СКО	$d_{T_a}, \%$
Чистая антенна	400	5,76	–	404	4,70	–
Центральная область	398	7,38	1,25	371	3,96	8,21
Боковая область	365	7,05	8,65	317	5,12	21,37
Вся поверхность	347	7,52	13,23	293	6,05	27,51

Компенсация помехового влияния слоя осадков на поверхности антенны на точность радиотеплолокационных измерений по результатам экспериментальных исследований для двухканальной радиотеплолокационной системы приводит к снижению величины погрешности и ее значения в среднем не превышают 10-15% в зависимости от вида осадков.

Для оценки эффективности применения способа пилот-сигнала компенсации помехового действия слоя осадков на поверхности антенны в радиотеплолокационных системах контроля метеопараметров были проведены измерения ради шумового излучения безоблачной атмосферы при наличии слоя осадков, фазовый состав которого значительно изменялся в процессе измерений.

При проведении измерений основная задача состояла в оценке адекватности влияния слоя осадков на полезный сигнал и пилот-сигнал в случае

твёрдого (снег) и жидкого (вода) фазового состояния слоя осадков на поверхности антенны.

В ходе эксперимента воспроизводились следующие условия измерения:

– кратковременные воздействия осадков большой интенсивности путем искусственного полива поверхности зеркала антенны;

– формирование слоя снега с изменяющейся влажностью на поверхности антенны путем его искусственного увлажнения.

Оценка эффективности использования пилот-сигнала для компенсации влияния слоя осадков на результаты радиометрических измерений выполнялась по величине разности и отношения двух выходных сигналов [230]

$$\Delta U_{\text{вых}} = R^2(T_a - T_3) + T_{321}(K_1 - K_2), \quad (7.9)$$

$$\frac{U_{\text{вых1}}}{U_{\text{вых2}}} = \frac{T_a R^2 + T_{321} K_1}{T_3 R^2 + T_{321} K_2}. \quad (7.10)$$

Результаты изменения приведены на рис.7.34 и 7.35. На рисунках 7.34 и 7.35 сигнал 1 – выходной сигнал системы в режиме пилот - сигнала; сигнал 2 – выходной сигнал системы в режиме измерения радиозумового излучения исследуемой области атмосферы

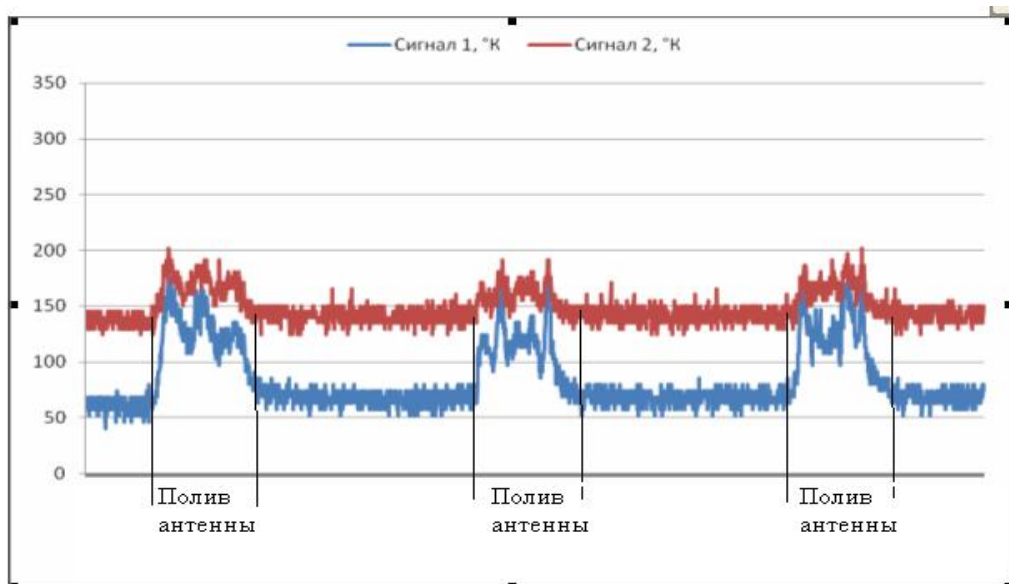


Рис. 7.34 Результаты измерения радиояркой температуры облачной атмосферы радиометрической системой с пилот-сигналом при образовании слоя воды на поверхности зеркала антенны

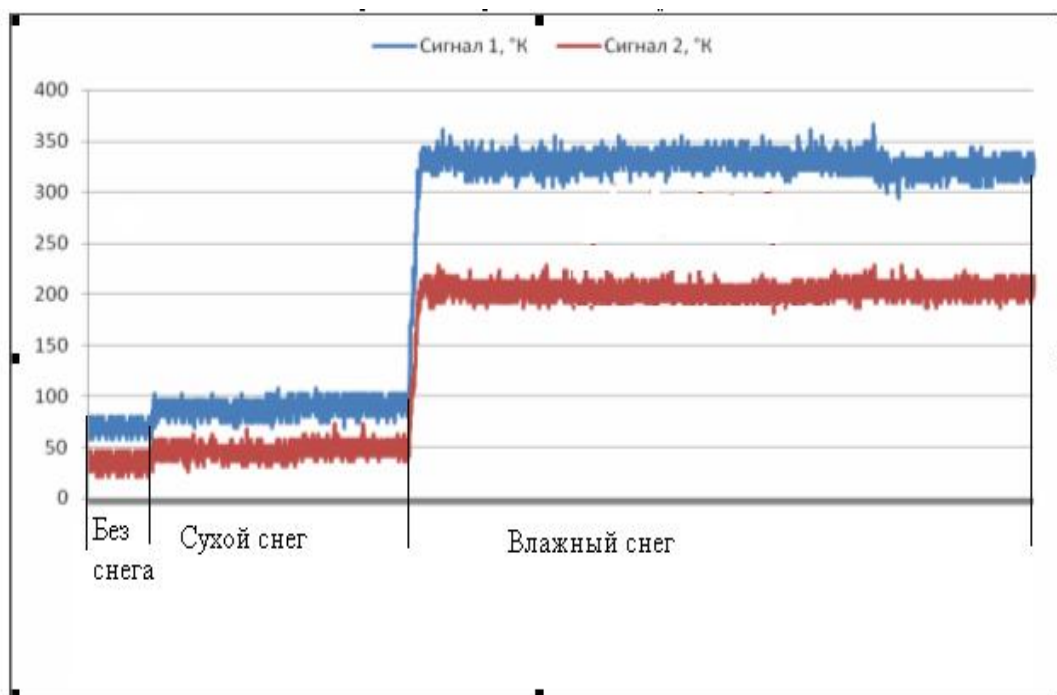


Рис. 7.35 Результаты измерения радиояростной температуры облачной атмосферы радиометрической системой с пилот-сигналом при формировании слоя снега (а – сухого, б – мокрого) на поверхности зеркала антенны

В обоих случаях в результате обработки данных измерения были получены численные значения отношения и разности двух выходных сигналов радиотеплолокационной системы.

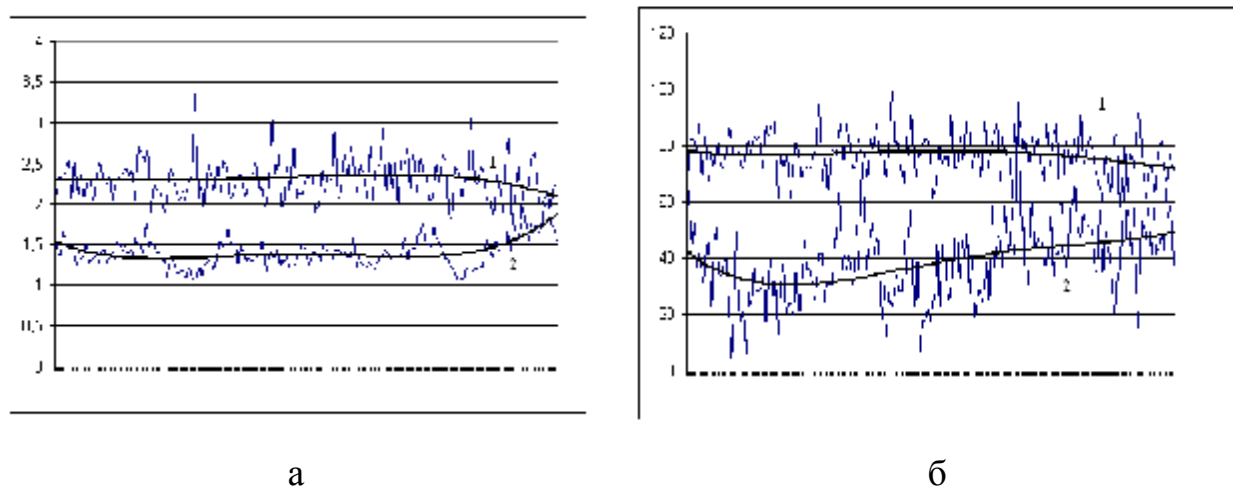


Рис. 7.36 Величина отношения (а) и разности (б) двух входных сигналов СВЧ радиотеплолокационной системы с пилот – сигналом при отсутствии (1) и наличии (2) слоя воды на поверхности антенны

Анализ рис.7.36 показал, что в случае формирования слоя воды на поверхности антенны численные значения отношения и разности выходных

сигналов меньше, чем при отсутствии слоя воды, что при имевших место соотношениях коэффициентов K_1 и K_2 передачи по двум каналам обусловлено влиянием в первую очередь уменьшения вклада антенной температуры в выходной сигнал за счет ухудшения отражательных свойств антенны [230].

В случае формирования слоя снега на поверхности антенны при изменяющейся его влажности средние значения отношения и разности выходных сигналов удобнее сравнивать по средним значениям, т.к. временной тренд зависимости данных величин достаточно линейный. Данные по средним значениям отношения и разности двух выходных сигналов СВЧ радиотеплолокационной системы с пилот-сигналом приведены в Таблице 7.9.

Таблица 7.9

Состояние поверхности антенны	Отношение выходных сигналов	Разность выходных сигналов
Без снега	2,109	34,85
Сухой снег	1,911	40,52
Влажный снег	1,617	126,5

В случае формирования слоя снега отношение выходных сигналов уменьшается при возрастании влажности снега, а их разность увеличивается, что обусловлено преобладанием влияния собственного радиошумового излучения слоя снега на уровень выходного сигнала системы.

Полученные результаты проверки эффективности применения СВЧ радиометрической системы с пилот-сигналом в условиях формирования слоя осадков на поверхности антенны показали высокую степень адекватности изменения пилот-сигнала и сигнала в режиме измерения, а также определили необходимость применения двухуровневого пилот-сигнала с обязательной предварительной оценкой коэффициентов передачи двух входных каналов системы.

Выводы по главе 7

1 Разработан и создан макет двухканальной радиотеплолокационной системы, имеющий технические параметры, необходимые для реализации предложенного алгоритма обработки радиотеплолокационных сигналов. В состав измерительного комплекса входят: двухканальная радиотеплолокационная система, персональный компьютер, прикладное программное обеспечение.

2. Проведенные исследования эффективности компенсации внешних шумов двухканальной радиотеплолокационной системой показали достаточно хорошие результаты особенно при сравнении с одноканальным приемом. При введении высокотемпературной помехи в ближнюю боковую область ДН антенны относительная погрешность компенсации при работе одноканальной системы составила 35%, а при работе двухканальной системы – 2,5%.

Измерение радиояркого контраста методом диаграммной модуляции и с помощью двухканальной радиотеплолокационной системы показало преимущество последней при отсутствии необходимости изменения относительного положения оси антенны при формировании сигнала компенсации при одинаковом уровне погрешности оценки радиояркого контраста.

Исследование возможности компенсации влияния фактора изменения состояния подстилающей поверхности на точность радиотеплолокационных измерений показало меньшую чувствительность двухканальной радиотеплолокационной системы к указанным изменениям.

3. С целью определения характера влияния слоя осадков, образующегося на поверхности антенны, на точность радиотеплолокационного контроля и возможности компенсации данного влияния, были проведены экспериментальные исследования приема радиошумового излучения в условиях выпадения дождя и снега двухканальной и одноканальной радиотеплолокационной системой.

В проведенных измерениях значение погрешности определения антен-

ной температуры, обусловленное влиянием слоя твердых осадков (снег), составляет 26,8–42,2%, а жидких (дождь) – 8,2–27,5%, в разработанной двухканальной радиотеплолокационной системе аналогичное помеховое влияние характеризуется величинами погрешности 12,7–27,3% и 1,3–13,2%, соответственно.

Таким образом, предлагаемая двухканальная радиотеплолокационная система позволяет проводить измерения любым из следующих методов:

- абсолютный метод радиотеплолокационного контроля метеопараметров однородной природной среды;
- относительный метод контроля величины радиояркостного контраста объекта;
- метод угловых разрезов контроля для метеобъектов, имеющих радиояркостный контраст на фоне однородной среды.

Заключение

Целью настоящей работы являлось теоретическое обоснование и практическая разработка методов компенсации влияния внешних помеховых факторов в радиотеплолокационном контроле для повышения точности и расширения функциональных возможностей систем дистанционного контроля метеопараметров.

Основные научные положения и практические результаты диссертационной работы заключаются в следующем:

1. Выполнен анализ помеховых факторов в работе систем радиотеплолокационного контроля метеопараметров: однородного фонового шума, локальных неоднородностей фонового излучения, изменения свойств подстилающей поверхности, влияния слоя осадков, образующегося на поверхности антенны, и получены результаты оценки их помехового влияния в виде погрешности измерения радиояркостной температуры.

Предложен метод оценки погрешности радиотеплолокационного контроля дождевых облаков при образовании слоя осадков на поверхности антенны и впервые показано наличие максимальной погрешности в виде положительного прироста входного сигнала при малых интенсивностях дождя.

Предложен способ учета влияния фонового излучения при оценке характеристик радиотеплолокационных систем. По результатам исследований влияние фонового шума приводит к снижению чувствительности системы в целом на единицы процентов по сравнению аналогичной характеристикой радиометра; к увеличению погрешности измерений на десятки процентов в зависимости от направленных свойств антенны и уровня радиощумового излучения окружающего пространства.

2. Разработан метод оценки влияния аддитивного фонового шума в основных способах радиотеплолокационного контроля метеопараметров на основе метода оценки погрешности косвенных измерений, выполняемых в радиотеплолокации для определения величин метеопараметров по результатам

измерений радиояркостной температуры при введении соответствующих коэффициентов влияния фоновых шумов.

Выполненные исследования показали, что при высокой чувствительности радиометра доля погрешности, обусловленная фоновым шумом в абсолютном способе достигает 50 %, в относительном - погрешность компенсации фонового шума на 5 К вызывает увеличение относительной погрешности измерения в 2 раза, а в способе угловых разрезов она в 1.5 раза выше погрешности относительного способа. При чувствительности приемников радиотеплолокационных систем доля погрешности обусловленная фоновым шумом может достигать 90% в общей погрешности контроля.

3. Проанализированы методы компенсации влияния помеховых факторов в системах радиояркостного контроля, реализующие следующие методы повышения точности измерений: метод вспомогательных измерений и метод модуляции при организации двухканального приема с реализацией угловой и поляризационной селекции сигнала компенсации и выявлены существенные ограничения по их применению в условиях нестационарного фонового шума.

Показано, что метод диаграммной модуляции применим при измерении радиояркостного контраста (с погрешностью компенсации фонового шума 5К), метод поляризационного разрешения – только в системах с зеркальными антеннами (с погрешностью компенсации от единиц до Кельвин при наземном радиотеплолокационном контроле атмосферы, до 10К при контроле с борта летательного аппарата), метод двухканального приема с дополнительной антенной с малой направленностью – в системах с низкой пространственной селективностью.

4. Разработан метод исключения влияния помехового фактора - аддитивных фоновых шумов при радиотеплолокационном контроле и принципы его аппаратной реализации при переходе к двухканальному приему со специальной формой пространственной селекции дополнительного канала. Специально разработан метод оценки погрешности компенсации фонового шума

для двухканальных систем с учетом реальной характеристик направленности дополнительного антенного канала.

5. Разработаны антенны для радиотеплолокационных систем, реализующих двухканальный метод компенсации влияния фоновых помех. Впервые разработана двухканальная антенна на основе двухмодового режима работы круглого волновода со специальным модовым разделителем приема по основному и дополнительному каналу. Исследования показали достижимую погрешность компенсации фонового шума в 10% при потере 10% мощности полезного сигнала при развязке основного и дополнительного канала модовым разделителем не менее 25 дБ.

6. Разработан метод совместного исключения аддитивно-мультипликативного помехового действия метеосадков и аддитивного помехового действия фонового шума на результаты радиотеплолокационного контроля и разработан вариант его аппаратной реализации в двухканальной системе со специальной формой пространственной селекции дополнительного канала сигнала компенсации и введения тестового шумового пилот-сигнала. Экспериментальные результаты показали уменьшение в два раза погрешности измерения, обусловленной слоем осадков на поверхности зеркальной антенны.

7. Проведена теоретическая оценка и экспериментальные исследования эффективности методов компенсации влияния внешних помех в радиотеплолокационном контроле, которые позволяют рекомендовать двухканальную радиотеплолокационную систему к использованию в мобильных системах контроля при сложных неоднородных условиях фонового излучения.

Таким образом, в данной диссертационной работе разработаны теоретические положения и практическая реализация методов учета влияния внешней среды на характеристики радиотеплолокационных систем и методов компенсации этого помехового влияния в радиотеплолокационном контроле, совокупность которых можно рассматривать как научное достижение в области повышения точности и расширения функциональных возможностей систем дистанционного контроля метеопараметров.

Список литературы

1. Цейтлин Н.М. Антенная техника и радиоастрономия. – М.:Сов.радио, 1976 – 352 с.
2. Степаненко В.Д., Щукин Г.Г., Бобылев Л.П., Матросов С.Ю. Радиотеплолокация в метеорологии. – Л.: Гидрометеиздат, 1987. – 284 с.
3. Тучков Л.Г. Естественные шумовые излучения в радиоканалах. - М.: Сов.радио, 1968. - 152 с.
4. Башаринов А.Е., Гурвич А.С., Егоров С.Т. Радиоизлучение Земли как планеты. – М.: Наука, 1974. – 188 с.
5. Справочник по радиолокации./ Под ред. М.И.Сколник , пер. с англ. Под ред. В.С.Вербы. – М.: Техносфера, 2014, т.2 – 680 с.
6. Краус Дж. Д. Радиоастрономия. Пер. с англ. Под ред. В.В. Железнякова – М.: Сов. радио, 1973. – 456 с.
7. Бобылев Л.П., Щукин Г.Г. Оценка точности радиотеплолокационного определения оптической толщины облачной атмосферы // Труды ГГО. - 1979. - вып. 470. - с.19 - 35.
8. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. - М.: Наука, 1973. - 416 с.
9. Богородский В.В., Козлов А.И., Тучков Л.Т. Радиотепловое излучение земных покровов / Под.ред. В.В. Богородского. - Л.: Гидрометеиздат, 1977. - 574с.
- 10.Фалин В.В. Радиометрические системы СВЧ. - М.: Луч, 1997. - 440с.
- 11.Фалин В.В., Гинеотис С.П., Николаев В.А. и др. Влияние смачивания антенны на измерения радиотеплового излучения // В сборнике Методы активной и пассивной радиолокации в метеорологии. Труды ГГО, 1985. - вып.490. - с.100 - 102.
- 12.Боровиков В.А., Кинбер Б.Е. Геометрическая теория дифракции. - М.: Связь, 1978. - 248с.
- 13.Ямпольский В.Г., Фролов О.П. Антенны и ЭМС. - М.: Радио и связь, 1983. - 272 с.

14. Chen J.Y.C. Wet antenna satellite link margin - 15th AIAA Int. Commun. Satell. Syst. Conf., San Diego, Calif., Febr. 28 - March 3, 1994: Collect. Techn. Pap. Pt.3 - San Diego (Calif.), 1994. - p.1751 - 1754.
15. Nakamura Toshio, Sato Tabashi, Shimba Minory Влияние налипания снега на параметры антенны со смещенным параболическим зеркалом/ Trans. Inst. Electron., Int. And Commun. Eng. B2. - 1992. - 75, N10. - p.702-704.
16. Klein J.A., Swift C.T. An improved model for dielectric constant of sea water at microwave frequencies. – IEEE trans. AP – 25, N1, 1977. - pp. 104 – 111.
17. Розенберг В.И., 1972, Рассеяние и ослабление электромагнитного излучения атмосферными частицами. – Л.: Гидрометеиздат. – 348 с.
18. B. C. Blevins, Losses due to rain on radomes and antenna reflecting surfaces,” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 14, 1966. - pp. 175–176.
19. M. D. Jacobson, D. C. Hogg, and J. B. Snider, Wet reflectors in millimeter-wave radiometry—Experiment and theory, IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. GE-24, 1986. - pp. 784–791.
20. Marzano F.S., Ciotti P., Martellucci A., 2002, Ground-Based Multifrequency Microwave Radiometry for Rainfall Remote Sensing IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 40, 2002. - pp. 749 – 759.
21. Кутуза Б.Г., Петренко Б.З., Смирнов М.Т., // Труды VI союзного совещания по радиометеорологии. – Л.: Гидрометеиздат, 1984. - с.247
22. Сухонин Е.В., Т.Козу, Х.Масуко, Методика и алгоритмы определения интенсивности дождя с летательных аппаратов при помощи радиометрического метода на двух частотах с преобладанием на одной частоте излучения, а на другой рассеяния радиоволн частицами осадков, Радиотехника и электроника, т.46, №12, 2001. - с.1425-1432.
23. Сухонин Е.В., Аналитические модели для расчета радиояркостной температуры излучения дождя в миллиметровом и сантиметровом диа-

- пазонах радиоволн, Радиотехника и электроника, т.52, №1, 2007. - с.24 – 27.
- 24.Ильин Л.К., Щукин Г.Г. К точности радиотеплолокационных измерений излучения атмосферы // Труды ГГО. - 1977. - вып.395. - с.128 - 133.
- 25.Рабинович Ю.И., Щукин Г.Г., Волков В.Г. О возможных погрешностях абсолютных измерений радиоизлучения. // Труды ГГО. - 1968. - вып.222. - с. 138 - 148.
- 26.Ulaby F.T., Moore R.K., Fung A.K. Microwave remote sensing – active and passive. Vol. I, II, III. (1981, 1982, 1986) Addison-Wesley Pub.Co., Reading, Mass., 2162 p.
- 27.Николаев А.Г., Перцов С.В. Радиотеплолокация. – М.: Сов. Радио, 1964. -335 с.
- 28.Теоретические основы радиолокации: Учебн. пособие для вузов/ А.А.Коростелев, Н.Ф.Клюев, Ю.А.Мельник и др.; Под ред. В.Е.Дулевича. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.
29. В.В.Богородский, А.И.Козлов Микроволновая радиометрия земных покровов/ Под ред. В.В.Богородского – Л: Гидрометеоиздат, 1985. – 272 с.
- 30.Кисляков А.Г. О чувствительности корреляционного измерителя. Известия вузов, Радиофизика, 1958, т.1, № 4.
- 31.Gruner K., Akmiller B. Airbone measurement with u Sensitive higt – resolution 90 GHz radiometer.// IEEE Proc. – 1982. – F129.№2 – p.79-84.
- 32.Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику.- М.: Наука, ч. 1, 1976. - 496 с.
- 33.Латхи Б.П. Системы передачи информации. / Пер с англ. - М.: Связь, 1971. - 324 с.
- 34.А.с. 587416 СССР, МКИ G 01 R29/26. Компенсационный радиометр / Горбачев А.А., Данилов В.И.
- 35.А.с. 1337832 СССР, МКИ G 01 R29/26, 17/02, H04B1/10. Компенсационный радиометр / Волохов С.А.

36. Радиоприемное устройство без входного переключателя. Заявка Японии №53-1677 оп. 1978.20.01, №6-42.
37. А.с. 1041960 СССР, МКИ G01R29/08. Радиометр / Фалин В.В., Мионов А.Ф., Гинеотис С.П.
38. Кайдоновский М.Н., Немлихер Ю.А., Стоцкий А.А., Струков И.А. Радиометр диапазона 1,35 см со смесителем ортомодного типа // ПТЭ.- 1977.- № 5.- С. 145-147.
39. Немлихер Ю.А., Струков И.А. Шумовые характеристики преобразователей частоты на диодах с барьером Шоттки // Радиотехника и электроника.- 1974.- № 1.- с. 164-172.
40. Бордонский Г.С., Хапин Ю.Б., Эткин В.С. О влиянии нестабильности варисторных преобразователей частоты на стабильность радиометра // Радиофизика.- 1976.- т. XIX.- № 11.- С. 1760-1764.
41. Falin V.V., Fedoseyeva E.V., Solovyov L.P. The use of balanced mixer features in construction EHF radiometers. International Symposium "Physics and Engineering of Millimeter and Submillimeter Waves, Kharkov, 1994, vol. 111, p. 441-442.
42. Клич С.М. Проектирование СВЧ устройств радиолокационных приемников.- М.: Сов. радио, 1973. - 320 с.
43. А.с. 1149188 СССР, МКИ G01R29/08. Модуляционный радиометр / Аблязов В.С., Оганесян М.Г.
44. Грачев В.Г., Рыжков Н.Ф. Чувствительность радиометра и метод импульсной компенсации // Астрофизические исследования (изв САО).- 1980.- 12.- С. 68-76.
45. Антюфеев В.И., Султанов А.С. Оптимальный прием шумовых сигналов модуляционным методом // Радиотехника и электроника.- 1987.- т. XXXII.- № 12.- С. 2645-2650.
46. Айвазян Г.Г., Асланян А.М., Гулян А.Г., Мартиросян Р.М. О выборе коэффициента заполнения периода модуляции в радиометре // Радиофизика.- 1988.- т. XXXI.- № 4.- С. 492-493.

47. А.с. 1233060 СССР, МКИ J01R29/26, 17/02, H04B1/10. Мартиросян Р.Н., Маркарян Г.С., Тохмахян Н.Г.
48. Горбачев А.А. О точности измерений модуляционным радиометром интенсивности шумовых сигналов // Радиотехника и электроника.- 1972.- т. 17.- № 12.- С. 2618-2619.
49. Ворсин Н.Н., Милицкий Ю.А., Шаинский В.М., Эткин В.С. Реализация предельной чувствительности модуляционных СВЧ радиометров // Радиофизика.- 1987.-30.- № 8.- С. 931-938.
50. А.с. 1239643 СССР, МКИ G01R29/26. Компенсационный радиометр / Касьянов Г.Т., Сторожко А.В.
51. А.с. 7068844 СССР, МКИ G01R29/08. Компенсационный радиометр/ Емельянов А.П. и др.
52. Данилов В.И. Об использовании метода прерывания в модуляционном радиометре для подавления импульсных помех // Радиофизика.- 1975.- т. XVII.- № 11.- С. 1653-1659.
53. Рассадовский В.А., Горячев Н.К. Двухчастотный радиометр диапазона 1,35 см // Радиофизика.- 1983.- т. XXVI.- № 7.- С. 895-896.
54. Белов Л.А. Атенюаторы СВЧ сигналов – Электроника: НТБ, 2006, №2 – с.32-38.
55. Кочеров С.А., Мхитарян С.А. Методика нулевых измерений с учетом остаточного разбаланса схемы автоматического регулирования. Труды ГосНИЦИПР.- 1988.- Вып. 32.- С. 115-120.
56. Радиометр с автоматической балансировкой для стабильного и высокоточного измерения слабых сигналов. Заявка Японии 62-26710, 87.06.10, № 6-668. G01R29/08.
57. Филатов А.В. Способы реализации модификации метода нулевого приема в сверхвысокочастотных радиометра // Радиотехника и электроника. —2003. - Т.48, №7. - 888-894.

58. Патент 2168733 Российской Федерации, МПК^{"^} G01R 29/08. Сверхвысокочастотный радиометр / Д.М. Шестернев, А.В. Филатов (РФ) — 2000103379/09; заявл. 10.02.2000; опубл. 10.06.2001. - Бюл. [^]216.
59. Патент 1838793 Российской Федерации, МПК[^] G01R 29/08. Нулевой радиометр / А.В. Филатов (РФ) - 4936463/09; заявл. 05.01.1992; Бюл. №32,1993. - 350.
60. Филатов А.В. Сверхвысокочастотный радиометр с расширенным диапазоном измеряемых сигналов // Приборы и техника эксперимента. - 2000. - №2. - 89-95.
61. Патент 2093845 Российской Федерации, МПК[^] G01R 29/08, GO IS 13/95. Нулевой радиометр / А.В. Филатов (РФ) - 5057798/09; заявл. 05.08.1992; опубл. 20.10.1997. - Бюл. №29.
62. Филатов А.В. Использование полосовых фильтров для реализации модификации нулевого метода измерений // Известия вузов. Радиоэлектроника. - 2004. - №4. - 73-89.
63. Патент 2211455 Российской Федерации, МПК['] G01R 29/08, G01S 13/95. Радиометр / А.В. Филатов (РФ) - 2002111041/09; заявл. 24.04.2002; опубл. 27.08.2003. - Бюл. №24.
64. Патент 2025743 Российской Федерации, МПК["] GO IS 13/95. Нулевой радиометр / А.В. Филатов (РФ) - 5031315/09; заявл. 19.03.1992; опубл. 30.12.1994. - Бюл. №24. - 155.
65. Филатов А.В. Метод изменения диапазона измерений в свч-радиометрах с широтно-импульсной модуляцией опорного сигнала // Известия вузов. Радиофизика. - 1996. - Т. 39, №8, - 1057-1064.
66. Патент 2220426 Российской Федерации, МПК[^] G01R 29/08. Модуляционный радиометр / Д.М. Шестернев, А.В. Филатов (РФ) - 2002111037/09; за-явл. 24.04.2002; опубл. 27.03.2003. - Бюл. №36. - 155.
- 67.. Патент 2124213 Российской Федерации, МПК[^] G01R 29/08. Нулевой радиометр / А.В. Филатов (РФ) - 96109120/09; заявл. 30.04.1996; опубл. 27.12.1998.-Бюл. .№36.

- 68.Филатов А.В. Микроволновые радиометрические системы нулевого метода измерений. – Томск:ТГУСУР, 2007 – 273 с.
- 69.Патент 2393502 Российской Федерации, МПК G01S013/95, G01R029/26. Двухканальный нулевой радиометр/ А.В.Филатов, О.А. Себринов, А.В. Убайчин (РФ) – 2008148402/09; заявл.08.12.2008; опубл. 27.06.2010.
- 70.Цейтлин Н.М. Радиоастрономические методы исследования антенн. – Радиотехника и электроника, 1965, т.10,№8.
- 71.Патент Швейцарии634691 оп.15.02.83 H01Q 15/гг, H01Q17/00.
- 72.А.с. 1376049 СССР, МКИ G01R29/26. / Модуляционный радиометр./ Фалин В.В., Николаев В.Н., Гинеотис С.П., Первушин Р.В., Костров В.В.
- 73.А.с. 1262418 СССР, МКИ G01R28/08. Модуляционный радиометр/ Аблязов В.С.
- 74.А.с. 1686388 СССР, МКИ G01R29/08, G01S13/95. Сверхвысокочастотный радиометр/ Фалин В.В., Булкин В.В., Николаев В.А., Щукин Г.Г.
- 75.Nakamura K. And Ando M. Full-Wave analysis of offsed Reflector Antennas with Polariration Grids. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol.36, '2. February, 1988, P.164-170.
- 76.Bremer James C. Reference averaging radiometer. Proc. Microcomput. Based Instrum. Guithershurg, Md, New-York, 1978. P. 65-70.
- 77.Драбкин А.Л., Зузунко В.Л. Антенно-фидерные устройства – М.: Сов. радио, 1961 – с.816.
- 78.Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешкин О.Н. Антенны УКВ. - М.: Связь, т. 1,2, 1977. - 288 с.
- 79.Nakamura K. And Ando M. Full-Wave analysis of offsed Reflector Antennas with Polariration Grids. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol.36, '2. February, 1988, P.164-170.

80. Лебедь Б., Милевский Н., Петров В., Яковлев Ю. Магнитоэлектронные приборы. ОАО “НИИ “Феррит-Домен” не сдает своих позиций. Электроника: Наука, технология, бизнес, 2008 - №2 – с.42 – 47.
81. Gloersen P., Varath F.T. "Oceans '76 and Annu. Comb. Conf., Washington, D.C., 1976", New York, N.Y. - Washington, D.C., 1976 10C/1, 10C/8.
82. Поляризация радиоволн: Поляризационная структура радиолокационных сигналов /А. И. Козлов, А. И. Логвин, В. А. Сарычев. - М.: Радиотехника, 2005. – 702 с.
83. Поляризация радиоволн. Книга 2. Радиолокационная поляриметрия. /А. И. Козлов, А. И. Логвин, В. А. Сарычев. - М.: Радиотехника, 2007. – 640 с.
84. Поляризация радиоволн. Книга 3. Радиополяриметрия сложных по структуре сигналов. /А. И. Козлов, А. И. Логвин, В. А. Сарычев. - М.: Радиотехника, 2008. – 696 с.
85. Богородский В.В., Канарейкин Д.Б., Козлов А.И. Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов –Ленинград: Гидрометеиздат, 1981. –280 с.
86. Горелик А.Г., Семилетов В.И., Фролов А.В. Исследование поляризационных характеристик излучения подстилающей поверхности на длине волны 0,8 см. Сб. Радиофизические исследования атмосферы. – Л.: Гидрометеиздат, 1977, - с.136 141.
87. Величко А.П., Островский Е.В. Дифференциальные радиометрические методы влажностного зондирования атмосферы. – Научный вестник МГТУГА, 2011, №168 – с.7 – 13.
88. Горелик А.Г., Райкова Л.С., Фролов Ю.А. Сверхвысокочастотные радиометрические методы измерения влажности в нижней тропосфере // Метеорология и гидрология. – 1975. - № 5. - С. 106 – 111.
89. Горелик А.Г., Островский Е.В. Микроволновые радиометрические методы определения поглощения и возможность их применения для

- влажностного зондирования атмосферы // Научный Вестник МГТУ ГА. - 2010. - № 158.
90. Огути Т. Распространение и рассеяние электромагнитных волн в дожде и других гидрометеорах. – ТИИЭР, 1983, т.71, №9.
91. Atlas D., M.Kerker, Hitschfeld W. Scattering and attenuation by non-spherical atmospheric particles. – J.Atm.Terr.Phys., 1953, №3.
92. Загорин Г.К., Кутуза Б.Г. Особенности переноса поляризованного теплового СВЧ-излучения в облаках и осадках – Радиотехника, 1998, вып.10.
93. Троицкий А.В., Ошарин А.М. Рассеяние и поляризация теплового микроволнового излучения облачной атмосферы. – Препринт № 457 – Нижний Новгород: НИРФИ, 2000. – 37 с.
94. Степаненко В.Д. Радиолокация в метеорологии. – Л.: Гидрометеиздат, 1973. – 244 с.
95. Лосев Ю.И. Адаптивная компенсация помех в каналах связи. – М.: Радио и связь, 1988. – 208 с.
96. Защита от радиопомех /Под ред. М.В.Максимова. – М.: Сов. радио, 1976. – 496 с.
97. Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. Синтез излучающих систем (Теории и методы расчета). - М.: Сов. Радио, 1974. - 232с.
98. Зелкин Е.Г., Соколов В.Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием. - М.: Сов. Радио, 1980. - 296 с.
99. Волошин О.И., Лещук И.И. Анализ влияния краевой области зеркала на уровень боковых лепестков // Изв. вузов Радиоэлектроника. - 1993.- 36, №9. - с.53-56.
100. Дмитриев В.В., Лобова Г.Н. О возможности использования “зубчатой” апертуры антенны в задачах дистанционного зондирования // Радиоп физика и исследования свойств веществ. Омский гос. пед. Институт. - Омск, 1990. - с.70 - 72.

101. Muller Klaus Brutenform gegen Streuverluste // Flug. Rev. - 1992. - N1.- p.61 - 68.
102. Патент США 5341150, МКИ⁵ H01 Q15/14/ Low sidelobe reflector/ Joy Edward B.: Georgia Tech. Research Corp.
103. Боровиков В.А., Амбарцумова К.А. Построение параболического зеркала с краем переменной прозрачности // Радиотехника и электроника. - М., 1990. - N 12. - с.2526 - 2529.
104. А.с. 462553 H01 Q15/14/ Зеркальная антенна с целью эффективного подавления бокового и заднего излучения / Ерухимович Ю.А., Мельник Ю.М.
105. Chen Yinchao, Beker Benjamin TM analysis of parabolic reflectors hm-loaded with a semicircular anisotropic jacket // Int. J. Electron. - 1993. - 75. N1. - p. 149-162.
106. Chen J.Y.C. Wet antenna satellite link margin - 15th AIAA Int. Commun. Satell. Syst. Conf., San Diego, Calif., Febr. 28 - March 3, 1994: Collect. Techn. Pap. Pt.3 - San Diego (Calif.), 1994. - p.1751 - 1754.
107. Frolow O.P., Jampolski W.G. Anwendung von Bereichsstorschut zeinrichtungen in Spiegelantennen // Techn. Mitt. RFZ. - 1990 - 34, N3. - p.70-71.
108. Haupt Randy L. Tapered resistive cylindrical parabolic antenna : Antennas and Propagation. Int. Symp. Dig. " Merg. Technol. 90's ", Dallas: Texas., May 7-11, 1990. - v.1. - 1990. - p.156 - 159.
109. Заявка 4311111 ФРГ, МКИ⁵ H01 Q19/13/ Antennanlage mit Hauptreflector und Subreflector/ SeemannW. Media Tech. Vertriebs Gmb H, 7.
110. А.с. 1596419 СССР, МКИ⁵ H01 Q19/13 / Осесимметричная зеркальная параболическая антенна/ Бабак Т.А., Безбородов Ю.М., Массалитин С.Ф.
111. Moldsvor A., Kildal P.-S., Heck S. Reduction of spillover in the EISCAT VHF antenna using a corrugated soft shield // IEE Antennas and

- Propogation Soc. Int. Simp. Chicago, Ill, July 20 - 24, 1992: Dig. V.2. - 1992. - p. 875 – 878.
112. А.с. 1615825 СССР, МКИ⁵ H01 Q15/14/ Устройство подавления побочного излучения/ Ерухимович Ю.А., Пименов Ю.В., Червенко М.Ю.
113. А.с. 1615826 СССР, МКИ⁵ H01 Q15/14/ Устройство подавления побочного излучения/ / Ерухимович Ю.А., Пименов Ю.В., Червенко М.Ю.
114. Заявка 2243489 Великобритания, МКИ⁵ H01 Q19/13/ Осесимметричная зеркальная параболическая антенна/ Бабак Т.А., Безбородов Ю.М., Массалитин С.Ф.
115. Lien Erik, Rahmat - Samii Yahja, Rangarajan Sembiam R. Application of rectangular and elliptical diecore feed horns to elliptical reflector antennas/ IEEE Trans. Antennas and Propag. - 1991. - 39,N11.- p.1592 - 1597.
116. Nair R.A. Plual hybrid mode multilare conical horn with reduced cross polarisation and sidelobe levels/ IEE Proc. M. - 1992. - 139,N4. - p.385 - 391.
117. Заявка 6474806 Япония, МКИ⁴ H01 Q19/06, H01 Q1/42/ Рупорная антенна/ Иосида Горо, Морита Коити; Нихон мусэн к.к.
118. Патент Англия 1291530 H01 Q13/02/ Усовершенствованная рупорная антенна диапазона сверхвысоких частот/ The Marconi Co. Ltd.
119. Фалин В.В., Федосеева Е.В. Радиометрическая система, адаптированная к воздействию помехообразующих факторов подстилающей поверхности и слоя осадков на антенне // Применение дистанционных радиофизических методов в исследованиях природной среды /Тезисы докладов II научной конференции 7-9 июля 1992 г., г. Муром, - М.: Наука, 1992. – с.129-130.
120. Фалин В.В., Федосеева Е.В. Компенсация помехонесущих сигналов в радиометрических системах / Тезисы докладов VI Всероссийской

- НТК “Радиоприем и обработка сигналов”, посвященная 75-летию Нижегородской лаборатории. – Н. Новгород, 1993. – с.12 - 13.
121. Фалин В.В., Федосеева Е.В., Соловьев Л.П. К вопросу реализации метода дифференциальных измерений в радиометрических системах дистанционного зондирования / Тезисы докладов XVIII Всероссийской конференции по распространению радиоволн. С.-Петербург, 17 – 19 сентября 1996. т.1. – М., 1996. - с.108 -109.
122. Фалин В.В., Федосеева Е.В. Метод пространственного разрешения как способ исключения погрешности измерений при дистанционном зондировании окружающей среды. Сб. докладов Международной НТК “Актуальные проблемы анализа и обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем”, 28-30 мая 1998. – Пенза, 1998. - с.343 – 344.
123. Фалин В.В., Федосеева Е.В., Соловьев Л.П. Оптимальный алгоритм построения радиотеплолокационных систем. //Радиолокация, радионавигация и связь. Доклады IV Международной научно-технической конф. 26-28 мая 1998 г. – Воронеж, 1998, т.2. – с. 1015-1024.
124. Федосеева Е.В. Разработка и анализ адаптивной радиотеплолокационной системы. Дис. ...канд. тех. наук. – Муром, 1998. – 139 с.
125. Фалин В.В., Федосеева Е.В. Метод компенсации фонового излучения при радиометрических измерениях в изменяющихся условиях. Региональный научный семинар ”Распространение микрорадиоволн в природных средах”// Препринт №458 – Н.Новгород: НИРФИ, 2000. – 48с.
126. Фалин В.В., Федосеева Е.В., Моисеев В.А. Возможность реализации абсолютных измерений с помощью адаптивной радиометрической системы. Радиотехника, телевидение и связь. Межвузовский сборник научных трудов, посвященный 110-летию В.К.Зворыкина. – Муром: Муромский институт (филиал) ВлГУ, 1999. –с. 145-146.

127. Фалин В.В., Федосеева Е.В. К вопросу построения адаптивных радиометрических систем. 56-я Научная сессия, посвященная дню радио. 16-17 мая 2001 года. – Москва, 2001. – с. 123-124.
128. Фалин В.В., Федосеева Е.В., Щукин Г.Г., Ермаков Р.Л., Шашкова Е.А. Построение адаптивных радиометрических систем дистанционного зондирования //Труды НИЦ ДЗА (филиал ГГО), 2001, вып.3 (549). – с.222 – 238.
129. Федосеева Е.В., Шашкова Е.А., Ермаков Р.Л., Ростокин И.Н. Оценка возможности компенсации помеховых компонент сигнала адаптивной РМС. Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвузовский сборник научных трудов/ Под ред. В.В.Ромашова. – Гидрометеиздат, С.-Петербург, 2001. – с.9 – 11.
130. Федосеева Е.В., Шашкова Е.А., Ермаков Р.Л., Ростокин И.Н. Оценка потенциальных возможностей абсолютных измерений при дистанционном зондировании лесов с помощью адаптивной радиометрической системы. Аэрокосмические методы и геоинформационные технологии в лесоведении и лесном хозяйстве: Доклады III Всероссийской конференции, посвященной памяти Георгия Георгиевича Самойлова (Москва, 18-19 апреля) 2002 г. – М., ЦЭПЛ РАН, 2002г. – 316 с.
131. Федосеева Е.В., Ростокина Е.А., Ростокин И.Н. К вопросу точности компенсации фонового излучения в адаптивной радиометрической системе. Сб. докладов второй Всероссийской конференции «Дистанционное зондирование земных покровов и атмосферы аэрокосмическими средствами». С.-Петербург 16-18 июня 2004г. – с.67 – 69.
132. Федосеева Е.В., Ростокина Е.А., Ростокин И.Н., Щукин Г.Г. К вопросу оценки радиояркого контраста источника ради шумового излучения в системе с компенсацией внешних аддитивных помех. Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике: сб. докладов Второй Всероссийской научной конференции – семинара. – Муром: Изд. – полиграф. цент МИ ВлГУ, 2006. – С.244-248.

133. Патент США 4388625 / Многомодовый диагональный рупорный облучатель
134. Патент Швейцария 636229 / Двухмодовая антенна
135. Li Tingge. Reducing noise with dual mode antenna / Пат. США, кл. 343-100 (H 04 B), №3461453, заявл. 30.08.67, 12.08.69. опубл.
136. Патент РФ №2300831 Способ снижения уровня шума антенны и двухмодовая апертурная антенна. // Федосеева Е.В., Ростокина Е.А., Ростокин И.Н. оп 10.06.2007г. БИ. №16.
137. Вайнштейн Л.А. Дифракция электромагнитных и звуковых волн на открытом конце волновода – М: Сов. Радио, 1953 – 204 с.
138. Федосеева Е.В., Ростокина Е.А., Ростокин И.Н. Исследование энергетических соотношений в двухмодовой двухканальной зеркальной антенне.// Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвузовский сборник научных трудов/ Под редакцией В.В. Ромашова. – Гидрометеиздат, С.-Петербург, 2004. -с.. 36-41.
139. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г., Шашкова Е.А., Ростокин И.Н. Диапазонные свойства адаптивной радиометрической системы с двухмодовой зеркальной антенной// Всероссийская научная конференция – семинар. Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике. (Муром 1 – 3 июля 2003г.).
140. Федосеева Е.В., Шашкова Е.А., Ростокин И.Н. Исследование диапазонных свойств адаптивной радиометрической системы с двухмодовой антенной// Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвузовский сборник научных трудов/Под редакцией В.В. Ромашова. – Гидрометеиздат, С.-Петербург, 2003. - с. 9-11.
141. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н. Характеристики излучения двухканальной двухмодовой антенны радиометрической системы с компенсацией фоновых помех/ Вопросы радиоэлектроники. Серия радиолокационная техника. (РЛТ). Выпуск 1, 2011. - с.44-51.

142. Федосеева Е.В., Ростокина Е.А., Ростокин И.Н. Оценка параметров модового разделителя двухканальной зеркальной антенны радиотеплолокационной системы/ Радиотехника(Журнал в журнале), 2006, №6. – С.126-128.
143. Патент на полезную модель № 91630 Радиометрическая система с компенсацией аддитивных внешних фоновых помех// Федосеева Е.В. оп. в бюл. №5 от 20.02.2010г.
144. Котляр И.Б., Хапин Ю.Б. Анализ погрешностей абсолютных измерений излучения в микроволновом диапазоне. В кн. Радиофизические методы исследования природной среды. – Л.: Гидрометеиздат, 1986, вып. 26, с.79-85.
145. Рабинович Ю.А., Щукин Г.Г., Волков В.Г. О возможных погрешностях абсолютных измерений радиоизлучения. – Труды ГГО, вып. 222, 1968, с.138-148.
146. Ильин Я.К., Щукин Г.Г. К точности радиотеплолокационных измерений излучения атмосферы. – Труды ГГО, 1977, вып. 390, с.53-67.
147. Nach J.P. Avery Sensitive Airborne Microwave Radiometer Using Two Reference Temperaturas, IEEE Trans., MTT, vol. MTT – 16, 1968, h/ 629 -636.
148. Ворсин Н.Н., Милицкий Ю.А., Шаинский В.Я., Эткин В.С. Измерительные СВЧ радиометры с цифровым выходом ///ПТЭ. – 1988. №2. – с. 103-106.
149. Bremer James C. Reference averaging radiometer. Proc. Microcomput. Based Instrum. Guithershurg. Md, New-York, 1978. – p.65-70.
150. Ростокин И.Н., Федосеева Е.В., Ростокина Е.А. Сравнительная оценка чувствительности СВЧ радиометров в условиях действия внешних помех. - Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз./Сб. научн. труд. – М.: Радиотехника, вып.9, 2007.- с. 116-122.
151. Федосеева Е.В. Особенности реализации алгоритма выделения информационной составляющей входного сигнала в двухканальной си-

- стеме с внешним пилот-сигналом. - Методы и устройства формирования и обработки сигналов в связи и локации//Радиосистемы (Журнал в журнале), вып.105, №2, 2006 г.. – Москва: Радиотехника. – с. 47-49.
152. Федосеева Е.В. Выбор коэффициента передачи канала формирования сигнала компенсации в радиометрической системе. - Методы и устройства формирования и обработки сигналов в связи и локации//Радиосистемы (Журнал в журнале), вып.111, №3, 2007 г.. – Москва: Радиотехника. – с. 49-51.
153. Федосеева Е.В. Оптимизация параметров дополнительного приемного канала радиометрической системы с компенсацией влияния фонового излучения. - Сб. докл. НПК, посвященной 50-летию Муромского инст. (филиала) Влад. Гос. Университета «Наука и образование в развитии промышленного потенциала и социально-экономической сферы региона», Муром, 2 февраля 2007.- Муром: ИПЦ МИ(ф) ВлГУ, 2007. – с.140-142.
154. Федосеева Е.В. К вопросу выбора коэффициента передачи дополнительного приемного канала радиометрической системы СВЧ. - Современные проблемы радиоэлектроники: Сб. научн.трудов. Вып. 1 – Ростов-на Дону: РАС ЮРГУЭС, 2007 – с.302 – 304.
155. Ростокин И.Н., Федосеева Е.В., Ростокина Е.А. Вопросы калибровки радиометрической системы с дополнительным антенным каналом формирования сигнала компенсации. - Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз./Сб. научн. труд. – М.:Радиотехника, вып.10, 2008.- с.13-20.
156. Ростокин И.Н., Федосеева Е.В., Ростокина Е.А. Оценка эффективности компенсации влияния слоя осадков на поверхности антенны на результаты измерений радишумового излучения атмосферы в РМС с дополнительным антенным каналом. - XXII Всероссийская научная конференция «Распространение радиоволн» РРВ-22 г. Ростов-на-Дону-

- п.Лоо, 22-26 сентября 2008 год. Труды симпозиума. Том III – Ростов-на-Дону: Изд-во СКНЦ ВШ ЮФУ АПСН, 2008. – с.253-256.
157. Федосеева Е.В. Сравнительная оценка пространственной разрешающей способности радиометрической системы с дополнительным антенным каналом. - Методы и устройства формирования и обработки сигналов в связи и локации//Радиосистемы (Журнал в журнале), вып.128, №4, 2008 г.. – Москва: Радиотехника. – с. 50-52.
158. Федосеева Е.В. Анализ ограничений на практическую реализацию способа внешнего пилот-сигнала в радиометрических измерениях. - Всероссийские научные Зворыкинские чтения – I. Сб. тез. докл. Всероссийской межвузовской научной конференции «Наука и образование в развитии промышленной социальной и экономической сфер регионов России» – Муром: ИПЦ МИ(ф) ВлГУ, 2009. – с.103-104.
159. Федосеева Е.В. К вопросу синхронизации работы антенных каналов радиометрической системы с внешним пилот-сигналом. - Всероссийские научные Зворыкинские чтения – I. Сб. тез. докл. Всероссийской межвузовской научной конференции «Наука и образование в развитии промышленной социальной и экономической сфер регионов России» – Муром: ИПЦ МИ(ф) ВлГУ, 2009. – с.104-105.
160. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н., Ростокина Е.А. Анализ возможности практической реализации способа внешнего пилот-сигнала в радиометрических измерениях. - Четвертая Всероссийская научная школа и конференция Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред. Труды конференции Муром, 2009 – с. 316 – 318.
161. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н., Ростокина Е.А. Пространственная разрешающая способность радиометрической системы с дополнительным антенным каналом. - Четвертая Всероссийская научная школа и конференция Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред. Труды конференции Муром, 2009 – с. 387 – 390.

162. Федосеева Е.В. Анализ влияния слоя осадков на поверхности антенны на разрешающую способность радиометрической системы. - Методы и устройства передачи информации: Межвуз. Сб. науч. Тр. – Вып. 11- М.: Радиотехника, 2009. – с. 15–19.
163. Федосеева Е.В. Анализ факторов, ограничивающих пространственную разрешающую способность радиометрических систем СВЧ. - Методы и устройства формирования и обработки сигналов связи и локации//Радиосистемы (Журнал в журнале), вып.146, №5, 2009 г.. – Москва: Радиотехника. – с. 52-55.
164. Ростокин И.Н., Федосеева Е.В. Вопросы практической калибровки радиометрической системы с дополнительным антенным каналом. - Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России [Электронный ресурс]: II Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов II Всероссийской межвузовской научной конференции (Муром, 5 февраля 2010 г.). - Муром: Изд.- полиграфический центр МИ ВлГУ, 2010. – 802 с., ил. –1 электрон. опт. диск (CD-ROM). –№ гос. регистрации 0321000182. - с.539-540.
165. Федосеева Е.В., Ечин П.А. Анализ погрешностей оценки радиояркостного контраста цели при радиометрическом зондировании. - Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России [Электронный ресурс]: II Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов II Всероссийской межвузовской научной конференции. -Муром: Изд.- полиграфический центр МИ ВлГУ, 2010. – с.522-523.
166. Федосеева Е.В., Ечин П.А. Особенности компенсации внутренних мультипликативных помех в радиометрических системах. - Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России [Электронный ресурс]: II Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов II Всероссийской межву-

- зовской научной конференции. -Муром: Изд.- полиграфический центр МИ ВлГУ, 2010. – с.523-524.
167. Ростокин И.Н., Федосеева Е.В. Результаты измерений радиотемпературы атмосферы при расположении радиометра внутри помещения - Радиолокационная техника: устройства, станции, системы РЛС-2010. Тезисы докладов Второй Всероссийской научно-практической конференции, посвященной 35-летию отдела новых разработок Муромского завода радиоизмерительных приборов – Муром, 9 – 10 июня 2010. – с.33 – 34.
168. Ростокин И.Н., Федосеева Е.В., Матвиенко Е.В. Оценка методов компенсации внешних мультипликативных помех в пассивных радиолокационных системах. - Вопросы радиоэлектроники. Серия радиолокационная техника. (РЛТ). Выпуск 1, 2011, С.19-25.
169. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н., Ечин П.А. Метод относительной калибровки радиометрической системы по локальному источнику шумовой температуры. - Вопросы радиоэлектроники. Серия Общетехническая (ОТ). Выпуск 1 – Москва, 2010. – с.139 – 144.
170. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н., Ечин П.А. Оценка параметров двухканальной радиометрической системы по локальному источнику шумового сигнала. - Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике [Электронный ресурс]: Всероссийские радиофизические научные чтения-конференции памяти Н.А. Арманда. Сб. докладов III Всероссийской научной конференции (Муром, 28 июня – 1 июля 2010 г.). – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2010. –306 с.:ил. –1 электрон. опт. диск (CD-ROM). —№ гос. регистрации 0321001175. - с. 224-228.
171. Федосеева Е.В. Погрешности измерения радиотемпературы протяженных атмосферных образований радиометрической системой с компенсацией фоновых помех. - Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике [Электронный ресурс]: Всероссий-

- ские радиофизические научные чтения-конференции памяти Н.А. Арманда. Сб. докладов III Всероссийской научной конференции (Муром, 28 июня – 1 июля 2010 г.). – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2010. –306 с.:ил. –1 электрон. опт. диск (CD-ROM). –№ гос. регистрации 0321001175. - с.229-232.
172. Ростокин И.Н., Федосеева Е.В., Ростокина Е.А. Радиометрическая система дистанционного зондирования атмосферы. - Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике [Электронный ресурс]: Всероссийские радиофизические научные чтения-конференции памяти Н.А. Арманда. Сб. докладов III Всероссийской научной конференции (Муром, 28 июня – 1 июля 2010 г.). – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2010. –306 с.:ил. –1 электрон. опт. диск (CD-ROM). -№ гос. регистрации 0321001175. - с.263-266.
173. Патент на полезную модель №98820 оп. в бюл.№30 от 27.10.2010. Радиометрическая система с компенсацией внешних помех и нестабильности коэффициента передачи системы. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н., Ечин П.А.
174. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н. Радиометрическая система с дополнительным каналом формирования сигнала компенсации. - Труды ГГО, 2010, Вып. 562. – с. 243-257.
175. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г. Исследование влияния осадков на точность СВЧ радиометрических наблюдений. - Труды ГГО, 2010, Вып. 562. – с. 226-242.
176. Федосеева Е.В. Статистические вопросы обнаружения радиотеплолокационных сигналов с учетом влияния фонового излучения. - Радиотехнические и телекоммуникационные системы: науч.-техн. журнал №1, - Муром: изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2011, - с.4-7.
177. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н. Результаты СВЧ радиометрических измерений в условиях городской застройки. - Радиотехнические и

- телекоммуникационные системы: науч.-техн. журнал №1, Муром: изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ 2011, с.8-10.
178. Ечин П.А., Федосеева Е.В. Моделирование процессов модуляции-коммутации в двухканальной РМС. - Проектирование и технология электронных средств, 2010, №1, с.23-27.
179. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г. Анализ погрешности измерения радиояркой температуры осадков при многочастотных измерениях. - «Распространение радиоволн», XXIII Всероссийская научная конф. (2011; Йошкар-Ола). XXIII Всероссийская научная конференция «Распространение радиоволн», 23–26 мая 2011 г.: [сб. докл.]: в 3 т. / редкол.: Д. С. Лукин [и др.]. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2011. – ISBN 978-5-8158-0862-1.- с.267-270.
180. Ечин П.А., Федосеева Е.В., Молотков А.А. Программно-аппаратная реализация модуляционного принципа приема в радиометрах СВЧ. - Проектирование и технология радиоэлектронных средств Выпуск 1 2011 с.30 – 33.
181. Сопряжение датчиков и устройств ввода данных с компьютерами IBM PC. Пер. с англ. / Под ред. У. Томпкинса, Дж. Уэбстера. – М.: Мир, 1992. – 592 с.
182. ОСТ4ГО.223.000 Переключатели СВЧ волноводные полупроводниковые.
183. Фрадин А.З., Рыжков Е.В. Измерения параметров антенно-фидерных устройств. – М.: Связь, 1972, 325 с.
184. Генератор шума на лавинно-пролетном диоде. Модуль СВЧ М31305 бШ.2.210.121ТУ.
185. Щукин Г.Г., Бобылев Л.П., Попова Н.Д. Дистанционное исследование влагосодержания облачной атмосферы радиотеплолокационными методами // Метеорология и гидрология. - 1982. - №8. -с.29 – 37.
186. Щукин Г.Г., Бобылев Л.П. К вопросу определения влагосодержания облачной атмосферы по радиотепловому излучению // Радиофизи-

- ческие исследования атмосферы. Труды. Всесоюзного симпозиума по радиофизическим исследованиям атмосферы. - Л.: Гидрометеиздат, 1977. - с.170 - 181.
187. Ground-Based Radiometric Profiling during Dynamic Weather Conditions, R. Ware, P. Herzegh, F. Vandenberghe, J. Vivekanandan, and E. Westwater, *Journal of Applied Meteorology* (in review), 2004.
188. Modelling and measurement of rainfall by ground-based multispectral microwave radiometry, F. Marzano, D. Cimini, R. Ware, E. Fionda and P. Ciotti, *Achieving Technological Innovation in Flood Forecasting (ACTIF) Workshop, Bologna, 24-25 Nov 2003*.
189. Ground-Based Multifrequency Microwave Radiometry for Rainfall Remote Sensing, F. Marzano, F., E. Fiona, P. Ciotti, and A. Martellucci, *IEEE Trans. Geosci. Rem. Sens.*, 40, 742-759, 2002.
190. Ground-based radiometric measurements of atmospheric brightness temperature and water contents in Italy, Barbaliscia, F., E. Fionda, and P. Masullo, *Radio Science* 33, 1998.
191. The Accuracy of Water Vapor and Cloud Liquid Determinations by Dual-Frequency Ground-Based Microwave Radiometry, E. R. Westwater, *Radio Science*, 13, 677-685, 1978.
192. Башаринов А.Е., Кутуза Б.Г. Исследование радиоизлучения и поглощения облачной атмосферы в миллиметровом и сантиметровом диапазонах волн // Труды ГГО. - 1968. - вып. 222. - с.100 – 110.
193. Андреев Г.А. Тепловое излучение миллиметровых волн земными покровами. // *Зарубежная радиоэлектроника*, 1982, №12. с. 3.
194. Троицкий В.С., Цейтлин Н.М. Радиоастрономические методы абсолютных измерений интенсивности сигналов, калибровка антенн и радиотелескопов на см-волнах: Обзор // *Изв. вузов. Сер. Радиофизика*—1961,—Т.4, №3.—С. 393—414.
195. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г., Шашкова Е.А., Ермаков Р.Л., Росточкин И.Н Оценка погрешности измерений адаптивной радиометриче-

- ской системы при проведении измерений по Солнцу. // Труды XX Всероссийской конференции по распространению волн. - Н. Новгород: Таллам, 2002. С.405-406.
196. Дубинский Б.А., Слыш В.И. Радиоастрономия. – М.: Сов. радио, 1973. – 141 с.
197. Струхов И.А., Хапин Ю.Б. О стабильности и чувствительности радиометров // Радиотехника и электроника. – 1975 – Вып. 5 С. 1058 – 1060.
198. Егорычев В.П., Красинов А.В. Радиометр сантиметрового диапазона с повышенной долговременной стабильностью. // Радиофизика. – 1979 – т. XXII - №11, с.1401 – 1402.
199. Васильев К.К. Прием сигналов при мультипликативных помехах. – Саратов: Изд. СГУ, 1983.
200. Мурза Л.П. Синтез инвариантного радиометра Дикке // Радиотехника и электроника. №7, 1985.
201. Бутакова С.В., Белоусов В.В. Калибровка по Солнцу пассивного локатора миллиметрового диапазона электромагнитных волн при исследовании радиотепловых контрастов самолетов. // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2001. № 4, т. 6. – с. 55 – 63.
202. Швецов Б.Н., Алмазов–Долженко К.И., Паняев В.С., Пантыкин С.В. Автоматизированные измерения флуктуационной чувствительности радиометров с оценкой достоверности результатов. // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1990. № 2(426).– с.33.
203. Гельфер А.Г., Лapidус А.Д. Радиометрический приемник на базе измерителя параметров антенн типа ПК7–9. // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1990. № 6(430).– с.61.
204. Щукин Г.Г., Степаненко В.Д., Образцов С.П., Караваев Д.М., Жуков В.Ю., Рыбаков Ю.В. Состояние и перспективы радиофизических исследований атмосферы и подстилающей поверхности. Труды ГГО, 2009, вып.560, с. 143-167.

205. Щукин Г.Г., Караваев Д.М., Некоторые результаты и перспективы исследований в области СВЧ-радиометрии (радиотеплолокации), проводимых в ГГО им. А.И.Воейкова, Успехи зарубежной радиоэлектроники, 2008, №6, с.29-37.
206. Щукин Г.Г., Кутуза Б.Г., Дорожкин Н.С., Загорин Г.К., Караваев Д.М., Образцов С.П., Рыбаков Ю.В., Собачкина А.А. Многоволновое СВЧ- радиометрическое зондирование атмосферы, Труды НИЦ ДЗА. Прикладная метеорология, вып.4(552), 2002.С.87-104.
207. Троицкий А.В., Ошарин А.М., Королев А.В., Страпп В., Айзик Ж. Исследование поляризационных характеристик теплового микроволнового излучения облачной атмосферы. Изв. Вузов. Радиофизика, Т.XLIV, №12, с. 1016-1030.
208. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г. Вопросы метрологического обеспечения радиотеплолокационных измерений в условиях действия внешних шумовых помех: моногр. – Муром: Изд.–полиграфический центр Муромского института ВлГУ, 2012. – 103 с. – ISBN 978-5-8439-0312-1.
209. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г. Погрешность абсолютных радиотеплолокационных измерений при неоднородном фоновом шуме // Научный вестник МГТУ ГА. – Выпуск 186, 2012 – С 43 – 48.
210. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г. Оценка влияния неточности компенсации фонового шума на погрешность относительных радиотеплолокационных измерений // Научный вестник МГТУ ГА. – Выпуск 186, 2012 – С 58 – 61.
211. Караваев Д.М., Щукин Г.Г. Применение методов СВЧ-радиометрии для диагноза содержания жидкокапельной влаги в облаках. Прикладная Метеорология, вып.5(533) 2004, С.99-120.
212. Kadygrov E.N., Shur G.N., and Viazankin A.S. Investigation of atmospheric boundary layer temperature, turbulence, and wind parameters on the basis of passive microwave remote sensing.// Radio Science, 2003,V. 38, No 3, P.13-12/

213. Kadygrov E.N. Operational aspects of different ground-based remote sensing observing techniques for vertical profiling of temperature, wind, humidity and cloud structure: a review./ WMO,2006, IOM Report N 89, WMO/TD N 1309, Geneva, Switzerland, P. 1-34.
214. Кадыгров Е.Н. Микроволновая радиометрия атмосферного пограничного слоя-метод, аппаратура, результаты измерений.// Оптика атмосферы и океана, 2009, т.22, № 7, с.697-704/
215. Guldner,J. And D.Spankuch, Remote sensing of the thermodynamic state of the atmospheric boundary layer by ground-based microwave radiometry, J. Atmos.Oceanic Technol., 18, 925-933,2001.
216. Liljegren, J., E. Clothiaux, G. Mace, S. Kato, and X. Dong, A new retrieval for cloud liquid water path using a ground-based microwave radiometer and measurements of cloud temperature, J. Geophys. Res., 106, 14, 485 – 14,500 2001.
217. Ware, R., R.Carpenter, J.Guldner, J. Liljegren, T.Nehrkom, F.Solheim, and F. Vandenberghe, A multichannel radiometric profiler of temperature, humidity, and cloud liquid, Radio Sci., 38(4), 8079,doi: 10.1029/2002RS002856,2003.
218. Д.М.Караваяев, Г.Г.Щукин Микроволновое радиометрическое зондирование системы «Атмосфера-подстилающая поверхность»//Вопросы радиометеорологии: сб. статей – СПб.: ВКА имени А.Ф.Можайского, 2013. – с. 173 – 192.
219. Федосеева Е.В. Результаты оценки относительного уровня принимаемой мощности из области рассеяния ДН антенн в системах пассивной тепловой радиолокации // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. – №3. – С.32 – 38.
220. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г. Результаты сравнительного анализа погрешности измерения радиояркостной температуры дождевых облаков, обусловленной слоем воды на поверхности зеркальной антенны //

- Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. – №4. – С.22 – 27.
221. Федосеева Е.В. Анализ погрешности измерения радиояркого контраста методом диаграммной модуляции в системах пассивной тепловой радиолокации // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2013. – №1. – С.4 – 9.
222. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н., Ростоккина Е.А. Результаты зондирования облачной атмосферы вблизи радиогоризонта двухканальной СВЧ радиотеплолокационной системой // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2013. – №3. – С.4 – 10.
223. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г., Ростокин И.Н., Ростоккина Е.А. Компенсация помех в работе СВЧ радиометрических систем // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. – №1. – С.50 – 62.
224. Федосеева Е.В. Антенные температуры СВЧ радиотеплолокационных систем контроля параметров природных сред с компенсацией фоновых шумов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. – №3. – С.18 – 22.
225. Федосеева Е.В. Результаты электродинамического моделирования модового разделителя двухканальной антенны СВЧ радиометрической системы// Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. – №2. – С.24 – 29.
226. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г. Анализ влияния слоя воды на поверхности антенны на погрешность многочастотных радиотеплолокационных измерений облаков// "Проблемы военно-прикладной геофизики и контроля состояния природной среды" / XXVIII Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред»/ Труды конф. – СПб.: ВКА имени А.Ф.Можайского, 2013. – С.106 – 110.
227. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н., Ростоккина Е.А. Анализ результатов зондирования облачной атмосферы вблизи радиогоризонта двухканальной СВЧ радиотеплолокационной системой

- //Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике / III Всероссийские Армандовские чтения / IV Всероссийская научная конференция/ Сб. докл. – Муром, 2013. – С.188 – 192.
228. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г., Караваев Д.М. Оценка помехового влияния слоя воды на результаты СВЧ радиометрических измерений интенсивности дождя // "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо 2014) / 24-я Международная Крымская конференция / Материалы конф. – Севастополь: Вебер, 2014. – С.1105 – 1106.
229. Федосеева Е.В., Федосеев А.А. Исследование диапазонных свойств модового разделителя двухканальной антенны СВЧ радиотеплолокационной системы // "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо 2014) / 24-я Международная Крымская конференция / Материалы конф. – Севастополь: Вебер, 2014. – С.519 – 520.
230. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н., Ростоккина Е.А. Оценка эффективности применения пилот-сигнала в СВЧ радиометрической системе при проведении измерений в условиях изменения фазового состояния слоя осадков на поверхности зеркальной антенны //Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике / III Всероссийские Армандовские чтения / IV Всероссийская научная конференция/ Сб. докл. – Муром, 2013. – С. 188 – 192.